

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

МАРТИНОВ ВЯЧЕСЛАВ ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.314

ДИСЕРТАЦІЯ

**Високовольтні напівпровідникові джерела живлення з синхронними
несинфазними структурами для потужних газорозрядних установок**

05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

Подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук

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



В.В. Мартинов

Науковий консультант Щерба Анатолій Андрійович, доктор технічних наук,
член-кореспондент НАН України, професор

Київ – 2020

АНОТАЦІЯ

Мартинів В.В. Високовольтні напівпровідникові джерела живлення з синхронними несинфазними структурами для потужних газорозрядних установок – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 " Напівпровідникові перетворювачі електроенергії" (141 Енергетика, електротехніка та електромеханіка). – Інститут електродинаміки НАН України, Київ, 2020.

Дисертація присвячена вирішенню нової науково-прикладної проблеми розвитку теорії та принципів побудови високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень їх режимів при живленні потужних газорозрядних установок.

Від якості параметрів електроенергії, залежить якість технологічного процесу і продукції, в яких споживачем електроенергії є електронний промінь, плазма або тліючий розряд які як елементи навантаження безпосередньо «підключені» до виходу джерела живлення.

Багатовимірні залежності параметрів газового розряду від швидкості введення енергії викликають в навантаженні як низхідні, так і висхідні вольтамперні характеристики, до того ж газорозрядне навантаження при всіх режимах електроживлення є безінерційне, тобто яке не накопичує енергію.

При цьому, для стабільності плазмових технологічних процесів у всьому діапазоні змін струму необхідні джерела електроживлення з круто падаючої характеристикою, тобто стабілізатори струму, або точніше системи з динамічним обмеженням струму. А для електронно-променевих установок в першу чергу необхідні джерела електроживлення з хорошою стабілізацією прискорювальної напруги, причому з мінімальними пульсаціями. Такі системи електроживлення повинні максимально задовольняти спеціальним вимогам технологічних процедур, оскільки ці показники суттєво впливають на фокусування електронно оптичних пристроїв, температуру плями,

глибину проплавлення, а в іонно-плазмових установках на швидкість протікання процесів осадження, їх структуру, а також енергетичну ефективність.

Рішення цієї проблеми традиційними методами призводить до необхідності використання на виході джерела живлення енергоємних фільтрів або лінійних регуляторів, для забезпечення необхідної якості вихідної напруги. В першому випадку, джерела електроживлення стають інерційними і на їх виході накопичується електроенергія в елементах фільтра, яка стосовно газорозрядних навантажень є небажаною або має жорстке обмеження по величині, так як може призвести до порушення технологічного режиму, погіршення енергетичних характеристик і зменшення ресурсу обладнання установки. Збільшення потужності та струму джерел живлення викликає квадратичне збільшення енергії, що накопичується в індуктивності кола навантаження, ускладнюючи швидке змінення в ньому струму. Також квадратично зростають загальні втрати електроенергії в джерелах електроживлення. Для підвищення якості напруги в джерелах живлення запропоновано використовувати синхронні несинфазні структури, які формують у спільному навантаженні напругу підвищеної частоти на основі асиметричних напівмостових інверторів з двообмотковим магнітозв'язаним дроселем, ввімкнутим у первинне коло підвищувального трансформатора таким чином, що при його перемагнічуванні напрям магнітного потоку в дроселі не змінюється. Порівняно з традиційними, нові принципи зменшують кількість ланок перетворення параметрів електроенергії, підвищують динамічні характеристики та енергоефективність джерел живлення. Тому вирішення науково-прикладної проблеми розвитку теорії та принципів побудови високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень їх режимів при живленні потужних газорозрядних установок, є актуальною.

Для вирішення зазначеної проблеми сформовано наукові задачі досліджень, при вирішенні яких отримано наукові та практичні результати, що полягають у наступному.

Розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел на основі виконання їх синхронних несинфазних структур як двотактних асиметри-

чних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження, і введення двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, що дає змогу реалізувати примусові безколивальні паузи струму та його відновлення з підвищенням динамічних характеристик і енергоефективності таких джерел.

Створено нову однофазну модель N -фазних джерел живлення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів з широтно-імпульсною модуляцією і встановлено аналітичні вирази для розрахунку якості вихідної напруги джерел та їх статичних і динамічних характеристик шляхом вирішення диференціальних рівнянь на $1/N$ частині періоду комутацій кожної структури (тобто на інтервалі її сталості) при довільних початкових умовах, що спрощує визначення кількості необхідних структур (фаз) таких джерел.

Розроблено новий метод визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі, з використанням методу їх усереднення в просторі станів і урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій).

Розроблено нову стратегію багатоконтурного керування вихідними напругою і струмом джерел електроживлення з використанням лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і запам'ятовування їх стану та реалізації безколивальних переривань і швидкого відновлення струму, що дає змогу суттєво підвищити динамічні режими потужних газорозрядних систем.

В результаті проведених досліджень розвинуто теорію високовольтних напівпровідникових джерел живлення в напрямку реалізації в їх синхронних несинфазних структурах одноступеневого перетворення параметрів електроенергії, захисту комутуючих елементів від перенапруг і надструмів, відсутності реактивних елементів у колі навантаження та стратегії стабілізації вихідних напруги і струму та умов його короткочасного переривання і його швидкого відновлення, що забезпечує підвищення динамічних характеристик і енергоефективності джерел живлення та потужних газорозрядних установок.

В результаті проведених досліджень визначено, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази високовольтного багатофазного напівпровідникового джерела живлення газорозрядних установок до приведенного опору навантаження, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності, що передається в навантаження.

Вперше розроблено метод визначення впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів високовольтних напівпровідникових джерел з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами, що дає змогу визначити умови підвищення якості їх вихідної напруги.

Розроблено нову методику визначення необхідної кількості двотактних асиметричних напівмостових інверторів джерел живлення для досягнення заданої якості вихідної напруги з урахуванням особливостей кола навантаження, впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання їх індуктивно-ємнісних фільтрів. Розроблена методика дозволяє розрахувати характеристики багатофазних високовольтних напівпровідникових джерел живлення потужних газорозрядних установок і визначити доцільні передавальні функції структур з використанням методу усереднювання. Визначені області існування статичних і динамічних параметрів джерел у випадках, коли допустимо використовувати метод усереднювання без урахування їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій), що виникає при широтно-імпульсній модуляції.

Розроблена методика визначення статичних і динамічних характеристик багатофазних напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі аналізу характеристик однофазної еквівалентної математичної моделі, отриманих методом їх усереднення в просторі станів та з урахуванням їх модуляційної нелінійності. Новизну основних науково-прикладних і технічних рішень підтверджено патентами України на винаходи №20803, № 29547 та № 41942.

Розроблено також методику розрахунку взаємозв'язаних електромагнітних і теплових характеристик силових трансформаторів із урахуванням сукупності геометричних величин їх магнітопроводу. З використанням цієї методики було встановлено, що зменшенням в певному діапазоні відношення висоти до товщини магнітопро-

воду силових трансформаторів можливо зменшувати індуктивність розсіювання в них магнітного поля та виникаючі втрати електроенергії. Максимальний ефект досягається при ширині стержня магнітопроводу втричі меншій, від його глибини.

Отримані в дисертації наукові та практичні результати впроваджено при розробці експериментальних зразків високовольтних напівпровідникових систем електроживлення в Інституті електродинаміки НАН України та потужних газорозрядних установок в Інституті електрозварювання імені Є.О. Патона НАН України. Зокрема розроблену та створену високовольтну напівпровідникову систему електроживлення потужністю до 450 кВт впроваджено у газорозрядному устаткуванні підприємства МК "Антарес" (м. Київ), що реалізує технологічний процес промислового виготовлення високоякісних титанових виливків. Розроблені рекомендації з визначення енергоефективних параметрів напівпровідникових високочастотних структур джерел живлення потужністю 200-400 кВт впроваджено у промислових плазових і електронно-променевих технологічних лініях підприємства "Електротехімпульс" (м. Київ). Отримані у дисертації науково-прикладні результати у вигляді рекомендацій з розрахунку електромагнітних процесів та визначенню енергоефективних параметрів вузлів джерел резервного електроживлення впроваджено на підприємстві СВП "Київські ТЕЦ" ПАТ "Київенерго".

Методики та науково-прикладні результати, отримані в дисертації, впроваджено також в навчальних дисциплінах "Електротехнологічні установки та системи" і "Силова перетворювальна техніка" кафедри теоретичної електротехніки НТУУ "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

Проведені дослідження показали, що напівпровідникові перетворювачі на основі асиметричного інвертора з дроселем на основі двох магнітозв'язаних напівобвитків з відносно великою постійною часу силовій частини, низькою швидкодією і невисокою якістю вихідної напруги при об'єднанні в синхронну несинфазну систему дозволяють створити потужні високовольтні напівпровідникові перетворювачі з поліпшеною швидкодією, зменшеним запасом енергії в вихідних ланцюгах і зменшеними пульсаціями у вихідній напрузі.

Отримані результати у своїй сукупності мають важливе значення для підвищення техніко-економічних та енергетичних показників високочастотних високовольтні напівпровідникові джерел живлення з синхронними несинфазними структурами для потужних газорозрядних установок.

Ключові слова: високовольтні напівпровідникові перетворювачі для газорозрядних установок, синхронні несинфазні структури, метод усереднення, безколивальні перехідні процеси.

Список публікацій здобувача.

1. Мартинов В.В., Москаленко Г.А., Бойко П.С. Сравнение характеристик трехфазных преобразователей с улучшенной электромагнитной совместимостью с гистерезисным и ШИМ управлением. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2001. Вип.3. С. 50-59. (Особистий внесок – особисто розробив математичні моделі, які враховують особливості широтно-імпульсної і релейної модуляції для чисельного дослідження якості струмів споживання трифазним інвертором).
2. Мартынов В.В. Источники электропитания для технологических установок. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2004. Вип. 2. С. 89-90.
3. Мартынов В.В., Источники электропитания для электронно-лучевого и плазменного технологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2004. Вип. 3(9). С. 43-49.
4. Мартынов В.В. Влияние индуктивности рассеяния на процесс выпрямления трехфазного прямоугольного напряжения. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Збірник наук. праць № 2, 2005. С. 74-75.
5. Мартынов В.В. Распределение токов в фазах пятифазного инвертора. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2006, № 2. С. 104-105.
6. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Развитие теории транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 1. Ч. 2. С. 73-75. (Особистий внесок – особисто розробив концепцію побудови джерел електроживлення для потужних технологічних навантажень).

7. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Особенности электропитания энергоемкого электротехнологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 3. С. 67-72. (Особистий внесок – особисто розробив математичні моделі для дослідження спотворень енергії в мережі електроживлення).
8. Липківський К.О., Мартинов В.В., Ю.В. Руденко, В.А. Халіков, А.Г. Можаровський, Б.Б. Лебедев. Дослідження та розробка напівпровідниково-трансформаторних перетворювачів для живлення електротехнологічного обладнання *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2009. Вип. 23. С. 72-82. (Особистий внесок – дослідив процеси у високовольтних багатофазних джерелах живлення на основі асиметричних інверторів).
9. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П. Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазовими та променевими технологічними навантаженнями. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. Вип. 25. С. 145-150. (Особистий внесок – провів розрахунок процесів регулювання у багатофазних джерелах живлення газоразрядного обладнання)
10. Шидловская Н.А., Мартынов В.В. Согласование высоковольтного источника питания с электронно-лучевой установкой. *Техн. електродинаміка*, 2010. № 1. С. 73-79. (Особистий внесок – особисто провів аналіз взаємодії високовольтного джерела живлення з навантаженням при різних ліній з'єднання)
11. Мартинов В.В., Монжеран Ю.П., Можаровский А.Г., Лебедев Б.Б., Смитюх Г.Е., Чайка Н.В., Иванов А.М. Высоковольтный источник питания для электронно-лучевого нагрева. Современная электрометаллургия, 2010. № 2. С. 57-60. (Особистий внесок – особисто розробив стратегію керування високовольтним джерелом живлення)
12. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Системы электропитания, адаптированные к потребностям современных технологий. *Материалы докладов VI МНТК "Материалы и покрытия в экстремальных условиях: исследования, применение, экологически чистые технологии производства и утилизации изделий"*, 20-24.09.2010, Ялта, Крым. Изд-во КИМ. Киев, 2010. С.63- 64.

13. Martynov B.B., Monzheran Yu.P., Mozharovskii A.G., Lebedev B.B., Smityukh G.E., Chaika N.V., Ivanov A.M. A high-voltage power source for electron beam heating. *Advances in electrometallurgy*, 2010. № 2. V. 8. P. 149-153. (Особистий внесок – особисто розробив стратегію керування потужним багатозначним високоточним джерелом живлення для газорозрядного навантаження).
14. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз та оптимізація процесів у перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. Вип. 26. С. 99-105. (Особистий внесок – особисто розробив стратегію керування потужним багатозначним високоточним перетворювачами для газорозрядного навантаження з використанням двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах).
15. Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания мощного электротехнического оборудования. *Электроника и связь. Тем. выпуск «Электроника и нанотехнологии»*, 2011. № 2. С. 98-100. (Особистий внесок – дослідив процеси у високоточних багатозначних джерелах живлення на основі асиметричних інверторів для газорозрядного обладнання).
16. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високопотенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2011. Вип. 29. С. 81-83. (Особистий внесок – розробив принципи побудови високоточних напівпровідникових джерел живлення та дослідив процеси у перетворювачах).
17. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Можаровський А.Г., Халіков В.А. Основні наукові здобутки відділу регулювання параметрів електроенергії протягом 2011 року. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ. Вип. 32. С. 83-97. (Особистий внесок – особисто розробив принципи побудови високоточних напівпровідникових джерел живлення на основі виконання їх синхронних несинхронних структур як двотактних асиметричних напівмостових інверторів)
18. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Специализированные системы электропитания для электротехнологического оборудования. *Технічна електродинаміка*, 2012. №

3. С. 101 – 102. (Особистий внесок – дослідив особливості процесів у синхронних несинфазних структурах на основі двотактних асиметричних напівмостових ін.верторів з двообмотковим дроселем).
19. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Моделирование электромагнитных процессов в системе электропитания со стабилизирующим преобразователем. *Техн. Електродина-міка. Тем. Вип. «Силова електроніка та енергоефективність»*, 2012. Ч. 2. С. 143–146. (Особистий внесок – особисто розробив математичну модель нелінійного навантаження та провів дослідження, зробив висновки).
20. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2013. Вип. 35. С. 81-90. (Особистий внесок – розробив математичні моделі перетворювачів та дослідив електромагнітні процеси, визначив параметри, що підвищують їх ефективність).
21. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания для энергоемких технологий. *Електроника и связь*, 2013. № 3 (74). С. 14-18. (Особистий внесок – визначив перспективні структури високовольтних напівпровідникових перетворювачів для газоразрядного обладнання).
22. Мартынов В.В., Лебедев Б.Б. Энергия выходной цепи источника ускоряющего напряжения. *Технічна електродинаміка*, 2013. №4. С. 50-55. (Особистий внесок – розробив математичну модель високовольтного перетворювача та дослідив електромагнітні процеси, визначив параметри, що підвищують їх ефективність та зменшують накопичення енергії у вихідних колах).
23. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2014. Вип. 38. С. 99-106. 80 (Особистий внесок – розробив математичні моделі систем керування та дослідив процеси в потужних високовольтних перетворювачах).

24. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Дослідження та проектування напіпровідникових перетворювачів для стабілізації та регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2015. Вип. 41. С. 73-80. (Особистий внесок – розробив та дослідив електромагнітні процеси в потужних високовольтних перетворювачах).
25. Мартинов В.В. Исследование динамики многофазного регулятора постоянного тока по однофазной модели. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. № 4 (1). С. 47-51.
26. Мартинов В.В., Мартинов Д.В. Исследование электромагнитных процессов в микроинверторе для фотоэлектрических приложений на основе обратных источников тока. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. №4 (1). С. 52-55. (Особистий внесок – розробив математичну модель мікроінвертора з використанням обратного джерела струму)
27. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с высоковольтным трансформатором. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. № 4 (1). С. 64-68. (Особистий внесок – розробив модель врахування впливу індуктивності розсіювання на процеси формування вихідної напруги в багатофазному перетворювачі).
28. Мартинов В.В., Лебедев Б.Б. Геометрическая оптимизация силового трансформатора импульсного источника электропитания. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2016. Вип. 45. С. 50-59. (Особистий внесок – розробив метод оптимізації на основі афінних перетворень та зробив висновки).
29. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Вип. 27. С. 234-237. (Особистий внесок – провів дослідження навантажувальних характеристик однофазного асиметричного інвертора з магніто пов'язаним дроселем)
30. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2018. Вип. 50. С. 79-

83. (Особистий внесок – сформулював завдання та розробив методику дослідження).
31. Щерба А.А., Мартинов В.В. Високовольтні багатофазні напівпровідникові перетворювачі зі зменшеним накопиченням енергії для газорозрядних установок. *Технічна електродинаміка*, 2018. № 4. С. 65-69. 80 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та визначив аналітичні співвідношення та умови для досягнення стійкості системи управління)
32. Жаркін А.Ф., Новський В.А., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Руденко Ю.В. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Серія: *Нові рішення в сучасних технологіях*. Харків: НТУ «ХПИ», 2018. Вип. 26 (1302). Т. 1. С. 25-33. (Особистий внесок – розробив математичні моделі перетворювачів та дослідив їх вихідні характеристики).
33. Andrii Zharkin, Volodymyr Novskyi, Viacheslav Martynov. Development of Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. *2019 IEEE 6th International Conference. Proceedings*. April 17-19, 2019. Kyiv, Ukraine. Pp. 144-149. (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачі).
34. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Серія: *Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. Харків: НТУ «ХПИ», 2019. Вип. 20 (1345). С. 4-14. (Особистий внесок – розробив стратегію управління потужним двонапрямленим перетворювачем та дослідив процеси в перетворювачі)
35. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Джерело живлення для електровакуумного устаткування. Патент України на корисну модель № 76695, H02M 7/10. Опубл. 10.01.2013. Бюл. №1 (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).
36. Вощинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Источник электропитания плазмотрона. Патент России № 2523066, H05H 1/36. Опубл. 20.07.2014. Бюл. №20. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).

37. Возный В.А., Комаров Н.С., Марченко Н.Б., Мартынов В.В. Силовой транзисторный ключ. Авт. свид. СССР № 1721818. БИ № 11. 1992 г. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).
38. Комаров Н.С., Мартынов В.В., Салацкий В.А. Силовой транзисторный ключ. Авт. свид. СССР № 1817236. БИ № 19. 1993 г. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).
39. Комаров М.С., Москаленко Г.А., Мартинов В.В., Кулешов А.Ю. Перетворювач змінної напруги у постійну. Патент України № 20830 А. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 5, 2000. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).
40. Комаров М.С., Мартинов В.В. Устройство электропитания электронно-лучевой установки. Патент України №29547. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 6, 2000. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).
41. Вознюк В.П., Иванов А.М., Козлов Ю.В., Комаров М.С., Матринов В.В., Трофименко О.П., Чайка М.В. Джерело електроживлення електронно-променевої установки. Патент України UA № 42942. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 9, 2001. (Особистий внесок – згідно довідок про творчий вклад авторів винаходів).

ANNOTATION

Martynov VV High-voltage semiconductor power supplies with synchronous non-in-phase structures for high-power gas discharge installations - Qualified scientific work in manuscript rights.

Thesis for a Doctor of Science Degree in specialty 05.09.12 "Semiconductor Power Converters" - Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation is devoted to the solution of a new scientific and applied problem of development of the theory and principles of construction of high - voltage semiconductor sources with synchronous non - in - phase structures for enhancement of their dynamic and

energy parameters and resistance to stochastic perturbations of their modes when powering gas discharge units.

The quality of the technological process and the products in which the electricity consumer is an electron beam, plasma or glow discharge which as a load element are directly connected to the output of the power source depend on the quality of the electricity parameters.

The multidimensional dependence of the gas discharge parameters on the rate of energy input causes both downward and upward current characteristics in the load, in addition, the discharge in all power modes is not inertial, ie it does not store energy.

At the same time, for stability of plasma technological processes in the whole range of current changes, power supplies with sharply falling characteristics, that is, current stabilizers, or rather systems with dynamic current limitation, are needed. And for electron beam installations, power supplies with good acceleration voltage stabilization, with minimal ripple, are needed first and foremost. Such power systems must meet the specific requirements of the technological procedures insofar as these parameters significantly affect the focusing of the electro-optical devices, spot temperature, penetration depth, and in ion-plasma installations, the speed of deposition processes, their structure, and energy efficiency.

Solving this problem by traditional methods necessitates the use of power output filters or linear regulators to provide the required output voltage quality. In the first case, the power sources become inertial and upon their output, the electricity accumulates in the filter elements, which is undesirable for gas discharge loads or has a severe limitation in magnitude, as this can lead to a malfunction, deterioration of energy performance and shorten the life of the equipment. An increase in the power and current of the power source causes a quadratic increase in the energy stored in the inductance of the load circuit, complicating the rapid change of current in it. Total electricity losses in electricity sources also increase squarely. In order to improve the quality of the voltage in the power sources, it is proposed to use synchronous non-phase structures forming in the general load high-frequency voltage on the basis of asymmetric half-bridge inverters with a two-winding magnetic coupled choke, which is switched on in the primary circuit of the amplifying

transformer. Compared to traditional ones, the new principles reduce the number of units of conversion of electricity parameters, increase the dynamic characteristics and energy efficiency of electricity sources. Therefore, the solution of the scientific-applied problem of the theory and principles of construction of sources of high-voltage semiconductors with synchronous non-phase structures to increase their dynamic and energy parameters and resistance to stochastic perturbations of their modes while supplying high power gas-charging installations is urgent.

To solve this problem, the scientific tasks of the research were formed, in the solution of which scientific and practical results are obtained, which are as follows.

New principles of construction of high-voltage semiconductor sources based on the performance of their synchronous non-phase structures as two-stroke asymmetric half-bridge inverters without reactive elements in the load circuit have been developed, and the introduction of two-winding chokes whose magnetic flux does not change direction when the power transformer is magnetized, enabling forced non-oscillatory current breaks and its restoration with increasing dynamic characteristics and energy efficiency of such sources.

New single-phase model of N-phase power supplies based on two-stroke asymmetric half-bridge inverters with pulse-width modulation and analytical expressions are established to calculate the quality of the output voltage of the sources and their static and dynamic characteristics by solving differential equations on the $1 / N$ part of the switching period of each structure (ie at the interval of its constancy) under arbitrary initial conditions, which simplifies the determination of the number of required structures (phases). such sources.

A new method for determining the static and dynamic characteristics of semiconductor pulse stabilizers with pulse width modulation is developed based on the calculation of the parameters of a single-phase equivalent mathematical model, using the method of their averaging in the state space and taking into account their modulation nonlinearity (ripple factor).

New strategy for multi-circuit control of output voltage and current of power sources using linear and nonlinear feedbacks, monitoring and memorizing their status and

realizing free-flowing interruptions and rapid current recovery, which can dramatically enhance the dynamic modes of powerful gas discharge systems.

As a result of the researches the theory of high-voltage semiconductor power supplies has been developed in the direction of realization in their synchronous non-in-phase structures of one-stage transformation of parameters of electricity, protection of switching elements against overvoltages and overcurrents, absence of reactive elements in the load circuit, and strategies for stabilization of output voltage and current and conditions of its short-term interruption and its rapid recovery, which enhances the dynamic performance and energy efficiency of power supplies and powerful gas discharge installations.

As a result of the conducted researches it is determined that the decrease of the constant time, ie the ratio of the inductance of the output circuit of each phase of the high-voltage multiphase semiconductor power source of the discharge units to the reduced load resistance, compared to the switching period in this phase, increases the percentage of transmitted power.

For the first time, a method for determining the effect of power, switching frequency in each phase, and damping parameters of inductive-capacitive filters of high-voltage semiconductor sources with two-stroke asymmetric half-bridge inverters has been developed, which allows to determine the conditions for improving the quality of their output voltage.

A new technique for determining the required number of two-stroke asymmetric half-bridge inverters of power sources is developed to achieve the specified quality of the output voltage, taking into account the characteristics of the load circuit, the influence of power, the frequency of commutations in each phase and the damping parameters of their inductive-capacitive filters. The developed technique allows to calculate the characteristics of multiphase high-voltage semiconductor power sources of powerful gas discharge installations and to determine the appropriate transfer functions of structures using the averaging method. Areas of existence of static and dynamic parameters of sources in cases where it is permissible to use the method of averaging without taking into account their modulation nonlinearity (ripple factor), which occurs during pulse width modulation, are determined.

A method for determining the static and dynamic characteristics of multiphase semiconductor pulse stabilizers with pulse width modulation is developed based on the analysis of the characteristics of a single-phase equivalent mathematical model obtained by the method of their averaging in the state space and taking into account their modulation non-linearity. The novelty of the main scientific-applied and technical solutions was confirmed by the patents of Ukraine for inventions # 20803, # 29547 and # 41942.

A method of calculating the interconnected electromagnetic and thermal characteristics of power transformers has also been developed, taking into account the totality of the geometric quantities of their magnetic conduit. Using this technique, it was found that a decrease in the ratio of the height to the thickness of the magnetic circuit of the power transformers in a certain range, it is possible to reduce the inductance of scattering in them of the magnetic field and the resulting losses of electricity. The maximum effect is achieved when the width of the core of the magnetic core is three times smaller than its depth.

The scientific and practical results obtained in the dissertation were introduced during the development of experimental samples of high-voltage semiconductor power systems at the Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine and powerful gas-discharge installations at the E.O. Paton NAS of Ukraine. In particular, the developed and created high-voltage semiconductor power supply system with power up to 450 kW was introduced into the discharge equipment of MK Antares (Kyiv), which implements the technological process of industrial production of high-quality titanium castings. Recommendations for determination of energy efficient parameters of semiconductor high-frequency structures of power sources with power of 200-400 kW have been developed and implemented in the industrial plasma and electron beam technological lines of the company "Electrotechimpuls" (Kyiv). The scientific and applied results obtained in the dissertation in the form of recommendations for the calculation of electromagnetic processes and determination of energy-efficient parameters of the nodes of the sources of backup power supply were implemented at the enterprise of the Kyiv TPPs of PJSC "Kyivenergo".

The methods and scientific-applied results obtained in the dissertation were also introduced in the disciplines "Electrotechnological installations and systems" and "Power transformer technology" of the Department of Theoretical Electrical Engineering of NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute".

Studies have shown that semiconductor converters are based on an asymmetric inverter with a throttle based on two magnetically coupled half-rings with a relatively long time constant of the power part, low speed and low quality of the output voltage when combined into a synchronous non-in-phase system make it possible to create powerful high-voltage semiconductor converters with improved performance, reduced supply of energy in the output circuits and reduced ripple in the output voltage.

The results obtained in the aggregate are important for enhancing the technical, economic and energy performance of high-frequency high-voltage semiconductor power supplies with synchronous non-in-phase structures for high-power discharge installations.

Keywords: high-voltage semiconductor converters for gas-discharge installations, synchronous non-in-phase structures, method of averaging, non-oscillatory transients.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	24
ВСТУП.....	25
РОЗДІЛ 1.СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ СТВОРЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ ГАЗОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК.	36
1.1 Аналіз проблеми створення високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.....	36
1.2. Вплив нестабільності електричного опору газорозрядних установок на вихідні параметри джерел їх електроживлення.	40
1.3 Аналіз умов підвищення енергоефективності напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.....	42
1.4. Умови підвищення якості вихідної напруги напівпровідникових джерел електроживлення газорозрядних установок.....	48
1.5. Особливості реалізації статичних і динамічних параметрів напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.	54
1.6 Вимоги до високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення з синхронними несинфазними структурами для потужних газорозрядних установок.	66
1.7 Висновки до розділу 1.	68
РОЗДІЛ 2.ВПЛИВ ХАРАКТЕРИСТИК НАВАНТАЖЕННЯ ТА УМОВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІСТЬ І ДИНАМІЧНІ ПАРАМЕТРИ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ.....	71
2.1 Вплив режимів імпульсної модуляції та топології силових структур на енергетичні і динамічні характеристики напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.....	71

2.2 Вплив енергетичних характеристик індуктивно-ємнісних фільтрів напівпровідникових джерел електроживлення з синхронними несинфазними структурами на якість їх вихідної напруги.	82
2.3 Аналіз електромагнітних процесів у випрямлячах багатофазних джерел електроживлення та умов зменшення енерговтрат у їхніх вихідних колах.	93
2.4 Визначення умов підвищення якості вихідної напруги багатофазних джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.	107
2.5 Висновки до розділу 2.	113

РОЗДІЛ 3. ВИСОКОВОЛЬТНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА З ДВОТАКТНИМИ АСИМЕТРИЧНИМИ НАПІВМОСТОВИМИ ІНВЕРТОРАМИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ УСТАНОВОК.

115

3.1 Особливості побудови високовольтних джерел живлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами без реактивних елементів у колі навантаження.	115
3.2 Аналіз пульсацій вихідної напруги високовольтних багатофазних джерел живлення з асиметричними напівмостовими інверторами без введення реактивні елементів у коло навантаження.	117
3.3 Дослідження розподілу струмів у колах п'ятифазного інвертора та впливу індуктивності розсіювання в колі навантаження на величину пульсацій вихідної напруги.	126
3.4 Вплив індуктивності розсіювання високовольтних багатофазних джерел електроживлення на їх навантажувальні характеристики.	140
3.5 Особливості розрахунку якості вихідної напруги джерел живлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами.	146
3.6 Висновки до розділу 3.	150

РОЗДІЛ 4. АНАЛІЗ СТАТИЧНИХ І ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАПІВВПРОВІДНИКОВИХ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ З СИНХРОННИМИ НЕСИНФАЗНИМИ СТРУКТУРАМИ.

151

4.1 Розробка однофазної моделі багатофазних джерел живлення для аналізу якості їх вихідної напруги та статичних і динамічних характеристик.	152
4.2 Лінійно-імпульсна математична модель джерела електроживлення з широтно-імпульсною модуляцією другого порядку.....	160
4.3. Особливості урахування модуляційної нелінійності в лінійно-імпульсній математичній моделі при аналізі статичних і динамічних характеристик багатофазних напівпровідникових джерел живлення з широтно-імпульсною модуляцією другого порядку.	166
4.4 Лінійно імпульсні математичні моделі регуляторів струму з широтно-імпульсною модуляцією першого порядку.	181
4.5 Урахування нелінійностей при аналізі стійкості багатофазних систем електроживлення з використанням лінійно-імпульсної математичної моделі.	189
4.6 Висновки до розділу 4	196

РОЗДІЛ 5. КЕРУВАННЯ ВИХІДНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ БАГАТОФАЗНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ НА ОСНОВІ ВИКОРИСТАННЯ ЗВОРОТНИХ ЗВ'ЯЗКІВ ТА БЕЗКОЛИВАЛЬНИХ ПЕРЕРИВАНЬ І ВІДНОВЛЕНЬ СТРУМУ В НАВАНТАЖЕННІ.

198

5.1 Стратегія керування вихідними напругою і струмом багатофазних джерел живлення та реалізації безколивальних перехідних процесів.....	198
5.2 Особливості регулювання в джерелах живлення високої напруги постійного струму.	203
5.3 Визначення енергоємності високовольтних багатофазних джерел живлення та енергії, накопиченої в елементах їх вихідного кола.....	207
5.4 Зниження енергії, накопиченої у колі навантаження високовольтних напівпровідникових багатофазних джерел електроживлення.....	215
5.5 Узгодження високовольтних напівпровідникових багатофазних систем живлення з потужними електронно-променевими установками.	217

5.6 Використання імітаційних моделей для аналізу перехідних процесів у колах напівпровідникових високовольтних систем електроживлення.....	224
5.7 Особливості підвищення електромагнітних і теплових характеристик потужних високочастотних трансформаторів.....	229
5.8 Висновки до розділу 5.	243
РОЗДІЛ 6. СТВОРЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ ГАЗОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК.	245
6.1.Розробка та створення високовольтних напівпровідникових джерел живлення на базі уніфікованих модулів потужністю до 20 кВт.....	245
6.1.1Розробка багатофазних блоків зміщення для джерел живлення електротехнологічних установок нанесення різних покриттів у вакуумі.....	246
6.1.2 Розробка багатомодульних блоків анодної напруги для джерел живлення електронно-променевих технологічних установок.	260
6.2 Розробка системи керування для високовольтних джерел живлення електронно-променевих установок з динамічним навантаженням.	264
6.3 Двадцятифазні джерела живлення ДЖЕН- 30-15 напругою до 30 кВ, струмом 15 А, потужністю 450 кВт для електронно-променевих установок.	269
6.4 Створення високовольтних напівпровідникових багатофазних джерел живлення типу ДЖЕПЗ 60/30 потужністю до 30 кВт	279
6.5 Дванадцятифазні джерела живлення ДЖЕН-500-30 потужністю до 500 кВт, напругою до 30 кВ для електронно-променевих установок.....	288
6.6. Шестифазні джерела живлення типу РТ-200 потужністю до 200 кВт струмом до 600 А для промислових повітряних плазмотронів.	294
6.7. Багатофазні напівпровідникові джерела живлення УІМ-300 потужністю до 300 кВт струмом до 750 А для накопичувачів електроенергії.	299
6.8 Висновки до розділу 6	304
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	307

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	311
ДОДАТОК А Список основних публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації	331
ДОДАТОК Б Акти впровадження	337

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ККД	—	коефіцієнт корисної дії
ВАХ	—	вольтамперная характеристика
САУ	—	систем автоматичного керування
КЗ	—	коротке замикання
СУ	—	система керування
ШИМ (PWM)	—	широтно-імпульсна модуляція
(ШИМ)		
ШИМ-2	—	широтно-імпульсна модуляція другого роду
ДТ	—	датчики струму
ТВМ	—	трансформаторно-випрямляючий модуль
УВХ U	—	пристрій вибірки й зберігання значень напруги
УВХ I	—	пристрій вибірки й зберігання значень струму
УМТЗ	—	вузол максимального струмового захисту
ДМТ	—	датчик мінімального струму
ДЧКЗ	—	датчик часткових КЗ
УДОТ	—	пристрій динамічного обмеження струму
ОКЗ	—	визначник КЗ
СД	—	селектор тривалості
ІСН	—	імпульсний стабілізатор напруги
	—	

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Зазвичай у високовольтних напівпровідникових джерелах живлення газорозрядних та інших установок використовують низькочастотні низьковольтні випрямлячі з реактивними фільтрами і регульовані високочастотні перетворювачі зі зворотними зв'язками, підвищувальними високочастотними трансформаторами, випрямлячами та індуктивними і ємнісними фільтрами стабілізації напруги і струму в колі навантаження. Вагомі наукові результати з розробки таких джерел і аналізу електромагнітних процесів у їх колах отримали такі відомі вчені, як А.К. Шидловський, Ю.І. Драбович, М.М. Юрченко, І.В. Волков, М.С. Комаров, К.О. Липківський, А.А. Щерба, В.М. Михальський, В.Б. Павлов, В.О. Новський, В.С. Руденко, В.І. Сенько, В.Я. Жуйков, В.П. Шипилло, Я.В. Щербак, І.П. Кондратенко, Н.А. Шидловська, С.М. Захарченко, В.М. Спірін, Ю.О. Денисов, Г.В. Павлов, С.П. Гладишев, О.К. Назаренко, А.Ф.Кадацький, Р. Севернс, С. Кук, Н. Мохан, Р. Міддлбрук та інші.

Виявлено, що газорозрядні установки не накопичують електромагнітну енергію при всіх режимах живлення, але їх електричний опір може випадковим чином швидко змінюватись у широких межах, викликаючи недопустимі напруги і струми. Тому джерела живлення таких установок повинні бути стійкими до швидкого змінення опору їх навантаження і швидкодіючими щодо стабілізації вихідних напруги та струму. Навіть незначна модуляція вихідної напруги джерела може викликати недопустиме розфокусування електронного променя і змінення швидкості іонів у газорозрядних установках та погіршувати їх технологічні режими і ресурс. А при появі небажаних дугоутворюючих струмів індуктивність кола навантаження підтримує їх протікання навіть після відключення джерела від мережі електроживлення.

Для зменшення пульсацій напруги в газорозрядних установках в Інституті електродинаміки НАН України було розроблено високовольтні напівпровідникові джерела живлення на основі синхронних несинфазних структур, здатних формувати напругу підвищеної частоти. Зазвичай, такі структури мають декілька послідовно-паралельних модулів, що формують у навантаженні багатofазну квазіпрямокутну

напругу з коефіцієнтом заповнення, рівним одиниці, та амплітудою, яка є пропорційною тривалості широтно-імпульсного сигналу вмикання ключів інверторів. В той же час для зростання продуктивності газорозрядних установок треба збільшувати потужність і струм їх джерел живлення, що викликає квадратичне зростання енергії в індуктивності кола навантаження, ускладнює швидке змінення в ньому струму та збільшує загальні втрати електроенергії. Тому при розробці джерел живлення потужних газорозрядних установок необхідно вирішувати проблему одночасного підвищення їх динамічних характеристик, захисту комутуючих елементів та енергоефективності.

Для вирішення такої комплексної науково-технічної проблеми у дисертації було розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел живлення, за якими їх синхронні несинфазні структури виконуються на основі асиметричних напівмостових інверторів з двообмотковим магнітозв'язаним дроселем, ввімкнутим у первинне коло підвищувального трансформатора таким чином, що при перемагнічуванні останнього напрям магнітного потоку в дроселі не змінюється.

Порівняно з традиційними, нові принципи дозволили вдвічі зменшити кількість послідовно включених ланок перетворення параметрів електроенергії, що підвищило їх динамічні характеристики та енергоефективність. Для формування напруги високої якості розроблено метод визначення достатньої кількості нових структур з урахуванням фільтруючих властивостей кола навантаження. Також було показано, що при швидкому (імпульсному) змінні електричного опору навантаження потужних газорозрядних установок використання в джерелах живлення лише зворотних зв'язків за напругою і струмом (тобто підпорядкованого керування) не завжди забезпечує безколивальне змінення струму. Було обґрунтовано, що для підвищення динамічних характеристик потужних джерел живлення необхідно створити стратегію багатоконтурного керування стабілізованими напругою і струмом у навантаженні з використанням не тільки лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, але і функцій контролю стану навантаження та формування при необхідності короткочасних безколивальних пауз струму.

Тому *тема дисертації*, що присвячена вирішенню науково-прикладної проблеми розвитку теорії та принципів побудови високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень їх режимів при живленні потужних газорозрядних установок, є *актуальною*.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Актуальність теми дисертації підтверджується її виконанням в Інституті електродинаміки НАН України згідно планів держбюджетних НДР: "Дослідити взаємодію силових транзисторних перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями" ("Фінал", ДР № 0105U002316, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАН України від 22.02.2005, протокол № 4); "Розвиток та узагальнення теоретичних основ перетворення електроенергії та розробка на цій основі ефективних спеціалізованих високочастотних перетворювачів для потужного електротехнологічного устаткування" ("Джерело", ДР № 0109U05582, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ від 02.06.2009, протокол № 9) і "Розвиток та узагальнення теоретичних основ перетворення електроенергії та розробка на цій основі ефективних спеціалізованих високочастотних перетворювачів для потужного електротехнологічного устаткування" (Джерело-2, ДР № 0113U006534, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ від 15.10.2013 р. прот. № 9). У цих НДР здобувач був науковим керівником і особисто розробив нові наукові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел живлення з виконанням їх синхронних несинфазних структур на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів і нової стратегії багатоконтурного керування і стабілізації їх режимів з формуванням у навантаженні короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення, що підвищує динамічні параметри і енергоефективність джерел живлення потужних газорозрядних установок.

Дослідження виконувались також відповідно до планів НДР Інституту електродинаміки НАН України: "Номінал" (ДР № 01031U000355, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ, прот. № 5 від 05.03.2002 р.); ("Номінал-2", ДР № 0101U003650, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ, прот. № 1 від 23.01.2007

р.); ДР №0107U002097 (Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ, прот. № 5 від 05.03.2002 р.); "Енергозбереження" (ДР № 0107I02097 від 15.02.2007 р.); "Сігма Ш2" (ДР №01071002368 від 27.02.2007 р.); "Еліна П", ДР № 010906890 від 04.11.2009 р.; "Сігма-Ш4", (ДР № 0117U000291, Постанова Бюро ВФТПЕ Президії НАНУ від 08.11.2016 р., прот. № 16). У цих НДР дисертант був відповідальним виконавцем розділів НДР та особисто розробив стратегію структурно-логічних перетворень імпульсних елементів, реалізації стабілізованих струмів низької кратності, формування короткочасних струмових пауз і швидкого відновлення енергоефективних режимів у промислових газорозрядних установках після завершення в них примусових пауз струму.

Мета і завдання досліджень. Метою роботи є розвиток теорії високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень їх режимів при живленні потужних газорозрядних установок.

Для досягнення поставленої мети було необхідно:

- виконати аналіз наукових публікацій з даної теми та обґрунтувати доцільність розвитку теорії і принципів побудови високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами для живлення потужних газорозрядних установок;
- визначити залежність потужності високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами від їх постійної часу та частоти комутацій у кожній фазі;
- розробити нові принципи побудови високовольтних перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних параметрів та енергоефективності при живленні потужних газорозрядних установок;
- розробити метод визначення якості вихідних напруг високовольтних напівпровідникових джерел з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами та двообмотковими магнітозв'язаними дроселями;

- визначити умови підвищення якості вихідної напруги двотактних асиметричних напівмостових інверторів і залежності цих умов від потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів джерел електроживлення газорозрядних установок;

- створити однофазну еквівалентну модель напівпровідникових багатофазних структур з широтно-імпульсною модуляцією та отримати аналітичні вирази, що спрощують визначення статичних і динамічних характеристик багатофазних систем електроживлення потужних газорозрядних установок;

- розробити метод визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі усереднення параметрів еквівалентної моделі в просторі станів та урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій);

- удосконалити стратегію керування стабілізованими напругами і струмами високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень у навантаженні;

- визначити найбільш доцільні схемо-технічні рішення, що забезпечують створення високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з підвищеними динамічними характеристиками для енергетично і технологічно ефективного електроживлення сучасних потужних газорозрядних установок;

- створити та впровадити експериментальні високовольтні напівпровідникові джерела з підвищеними динамічними характеристиками і енергоефективністю для електроживлення високопродуктивних газорозрядних установок. *Об'єктом дослідження* є високовольтні напівпровідникові джерела електроживлення газорозрядних та інших технологічних установок, що характеризуються нестабільністю режимів споживання електроенергії.

Предметом дослідження є електромагнітні процеси у високовольтних напівпровідникових перетворювачів електроенергії з синхронними несинфазними структурами та методи регулювання і стабілізації динамічних і енергетичних характеристик таких джерел при стохастичних збуреннях електричного опору їх навантаження.

Методи дослідження базувались на фундаментальних положеннях теорії розгалужених нелінійних електричних кіл, застосуванні диференціальних і різницевих рівнянь, методу усереднення в просторі станів, безперервного перетворення Лапласа, Z- і W- перетворень, теорії автоматичного керування та методів чисельного і фізичного моделювання. Перевірка отриманих результатів здійснювалась на експериментальних і промислових установках.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше визначено, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази багатофазного високовольтного напівпровідникового джерела живлення газорозрядних установок до приведенного опору навантаження, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності, що передається в навантаження.

2. Розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення на основі виконання їх синхронних несинфазних структур, як двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження, і введення двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, що дає змогу підвищити динамічні характеристики та енергоефективність таких джерел і реалізувати в них примусові безколивальні паузи струму та його швидке відновлення.

3. Створено нову однофазну модель N-фазних джерел живлення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів з широтно-імпульсною модуляцією і встановлено аналітичні вирази для розрахунку якості вихідної напруги джерел та їх статичних і динамічних характеристик шляхом вирішення диференціальних рівнянь на $1/N$ частині періоду комутацій кожної структури (тобто на інтервалі її сталості) при довільних початкових умовах, що спрощує визначення кількості необхідних структур (фаз) таких джерел.

4. Вперше розроблено метод визначення впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів високовольтних напівпровідникових джерел з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами, що дає змогу визначити умови підвищення якості їх вихідної напруги.

5. Розроблено новий метод визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі, з використанням методу їх усереднення в просторі станів і урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій).

6. Розроблено нову стратегію багатоконтурного керування вихідними напругою і струмом джерел електроживлення з використанням лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і запам'ятовування їх стану та реалізації безколивальних переривань і швидкого відновлення струму, що дає змогу суттєво підвищити динамічні режими потужних газорозрядних систем.

7. Розвинуто теорію високовольтних напівпровідникових джерел живлення в напрямку реалізації в їх синхронних несинфазних структурах одноступеневого перетворення параметрів електроенергії, захисту комутуючих елементів від перенапруг і надструмів, відсутності реактивних елементів у колі навантаження та розробки стратегії стабілізації вихідних напруги і струму на основі його короткочасного переривання і швидкого відновлення, що підвищує динамічні характеристики та енергоефективність джерел живлення потужних газорозрядних установок.

Практичне значення отриманих результатів полягає в розробці нової методики визначення необхідної кількості двотактних асиметричних напівмостових структур – фаз напівпровідникових джерел живлення для досягнення заданої якості вихідної напруги з урахуванням особливостей навантаження і впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів. Це забезпечило визначення доцільних передавальних функцій вказаних структур та областей існування статичних і динамічних параметрів для умов допустимого використання методу усереднювання без урахування їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій) та за умови, що в джерелі є один модулятор, через який замикається сумарний сигнал всіх контурів зворотного зв'язку.

Створено також методику визначення статичних і динамічних характеристик багатofазних напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі аналізу характеристик їх однофазної еквівалентної математи-

чної моделі, що отримані методом їх усереднення в просторі станів і з урахуванням їх модуляційної нелінійності. Новизну основних науково-прикладних і технічних рішень підтверджено патентами України на винаходи №20803, № 29547 та № 41942.

Розроблено методику розрахунку взаємозв'язаних електромагнітних і теплових параметрів силових трансформаторів із урахуванням співвідношень геометричних розмірів їх магнітопроводу. Аналіз отриманих розрахунків показав, що зменшення відношення висоти до товщини магнітопроводу силових трансформаторів зменшує індуктивність розсіювання в них магнітного поля і виникаючих втрат електроенергії. Визначено, що ці втрати є мінімальними при ширині стержня магнітопроводу втричі меншій, від його глибини.

Наукові та практичні результати впроваджено при створенні експериментальних зразків високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення в Інституті електродинаміки НАН України та потужних газорозрядних установок в Інституті електрозварювання імені Є.О.Патона НАН України. Створене високовольтне напівпровідникове джерело живлення потужністю до 450 кВт впроваджено у газорозрядному устаткуванні підприємства МК "Антарес" (м. Київ) для промислового виготовлення високоякісних титанових виливків.

Рекомендації з визначення енергоефективних параметрів напівпровідникових вузлів джерел живлення потужністю 200-400 кВт впроваджено у промислових плазмових і електронно-променевих технологічних лініях підприємства "Електротехімпульс" (м. Київ). Рекомендації з розрахунку електромагнітних процесів і енергоефективних параметрів напівпровідникових вузлів джерел резервного електроживлення впроваджено на підприємстві СВП "Київські ТЕЦ" ПАТ "Київенерго". Зокрема було обґрунтовано, що напівпровідникові джерела, виконані на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження і двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, забезпечують підвищення швидкодії, зменшення запасу енергії у вихідних ланцюгах і зменшення пульсацій вихідної напруги.

Методики та науково-прикладні результати дисертації впроваджено також у навчальних дисциплінах "Електротехнологічні установки та системи" і "Силова пе-

ретворювальна техніка" кафедри теоретичної електротехніки Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

У дисертації обґрунтовано, що напівпровідникові джерела, виконані на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження і двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, забезпечують підвищення швидкості, зменшення запасу енергії у вихідних ланцюгах і зменшення пульсацій вихідної напруги.

Особистий внесок здобувача. Всі наукові положення та результати, що виносяться на захист, отримані автором особисто на основі самостійних досліджень, узагальнень і висновків. У дисертації не використовувались ідеї та розробки, що належать співавторам, з якими є спільно опубліковані наукові праці.

Публікації [2, 3, 4, 5, 27] написані здобувачем одноосібно.

У роботі [1] автор особисто розробив математичні моделі, які враховують особливості широтно-імпульсної і релейної модуляції для чисельного дослідження якості струмів споживання трифазним інвертором, і провів аналіз нелінійних спотворень струмів у колах трифазних інверторів. У роботах [6, 7, 19] йому особисто належить розробка концепції побудови джерел електроживлення потужних технологічних навантажень та розробка математичних моделей. Обґрунтовано доцільність використання окремого трансформатора для електроживлення таких навантажень, що у комплексі з рядом заходів забезпечує зменшення негативних впливів подібного устаткування на якість енергії в мережі електроживлення.

У публікаціях [9, 11-13] здобувач розробив стратегію багатоконтурного керування напругою і струмом у потужній газорозрядній установці на основі лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і аналізу стану джерел електроживлення та формування у навантаженні короткочасних пауз струму та його швидкого відновлення. У [15-18] він особисто розробив принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел живлення на основі виконання їх синхронних несинфазних структур як двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних

елементів у вихідних колах та з використанням двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора. У публікаціях [8, 14, 20-23, 26, 28, 34-36] автор розвинув теорію високовольтних напівпровідникових джерел живлення шляхом використання двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах і розробки нової стратегії багатоконтурного керування та стабілізації напруги і струму в навантаженні на основі формування короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення. Було визначено також аспекти розробки дослідних зразків потужних напівпровідникових перетворювачів.

У роботах [22, 30] автор визначив взаємозв'язок між величиною пульсацій вихідної напруги, опору навантаження, ємності фільтра та індуктивністю розсіювання трансформатора. Було визначено також аналітичні вирази для оптимізації геометрії магнітопроводів, складених зі стандартних сердечників, для підвищення питомої потужності і зменшення індуктивності розсіювання. В [29, 31, 32,] здобувач розробив концепцію впливу індуктивностей розсіювання в схемах однофазних перетворювальних структур на характеристики навантаження. В [33] він розробив моделі N-фазних напівпровідникових джерел живлення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів з широтно-імпульсною модуляцією та отримав аналітичні вирази для визначення сталості системи керування. В [24, 25, 37-41] автору належать результати, які відображено у довідках про творчий вклад авторів винаходів.

Апробація результатів дисертації. Положення, наукові і практичні результати дисертації доповідались і були підтримані на 11 міжнародних науково-технічних конференціях (МНТК), зокрема на МНТК: 2019 IEEE 6th Internat. Conference (Kyiv, 2019); «Силовая электроника та енергоефективність» (Алушта, 2012; Одеса, 2016; Харків, 2017-2019); «Проблеми сучасної електротехніки» (Вінниця, 2012; Київ, 2002, 2018); «Електроніка та нанотехнології» (Київ, 2011); «Матеріали і покриття в екстремальних умовах: дослідження, застосування, екологічно чисті технології виробництва та утилізації виробів» (Ялта, 2010).

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційну роботу викладено на 346 сторінках машинописного тексту, який має вступ, шість розділів, загальні висновки, спи-

сок використаних джерел та 2 додатки. Обсяг основного тексту дисертації становить 310 сторінок друкованого тексту. Роботу ілюстровано 15 таблицями та 187 рисунками. Список використаної літератури містить 223 найменувань, з них 176 кирилицею та 47 латиницею.

РОЗДІЛ 1

СУЧАСНИЙ СТАН ПРОБЛЕМИ СТВОРЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ ГАЗОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК.

1.1 Аналіз проблеми створення високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.

Дедалі більшого поширення в сучасному промисловому виробництві отримує електрична енергія, що забезпечує інтенсифікацію процесів та енергозбереження (в сенсі зменшення витрат умовного палива на одиницю виробленого продукту). Електротехнології знаходять застосування у багатьох життєво важливих областях, починаючи від проблем захисту навколишнього середовища і закінчуючи проблемами отримання нових матеріалів з необхідними параметрами якості. Використання в технологічних процесах електричної енергії пов'язано з різноманітним електрофізичним та електрохімічним ефектом, які лежать в їх основі, простотою контролю і управління електротехнічними процесами, можливістю їх комплексної автоматизації. До електротехнологічних відносяться процеси, засновані на перетворенні безпосередньо в робочій зоні технологічних установок енергії електричного струму, електричного і магнітного полів в теплову, хімічну або механічну енергію, за рахунок яких реалізується технологічний процес [1].

Сучасне технологічне обладнання потребує ефективних системах електроживлення. У багатьох випадках від якості параметрів електроенергії, яка використовується в технологічному обладнанні, залежить якість технологічного процесу. Джерела електроживлення є найважливішим елементом у названих категоріях електротехнологічного обладнання. Плазма, тліючий розряд, електронний промінь як елемент навантаження безпосередньо «підключені» до виходу джерела електроживлення. Тому, джерела електроживлення, як і ряд інших пристроїв технологічної установки, безпосередньо відповідальні за результати технологічного процесу. Такі системи електроживлення повинні максимально задовольняти спеціальним вимогам тех-

нологічних процедур, забезпечуючи високу надійність і ефективне управління параметрами електроенергії. Тому проблема створення ефективних систем електроживлення для сучасного електротехнологічного обладнання має актуальне значення.

Розглянемо деякі основні проблеми в процесах взаємодії технологічного обладнання та систем його електроживлення.

Здійснення технологічного процесу іонно-плазмового осадження вимагає формування керованого однорідного іонного потоку і керованого процесу осадження іонів на поверхні. Управління процесами очищення і осадження вимагає зміни напруги зсуву на виробі в широких межах при приблизно однаковій потужності. Зазвичай для цієї мети використовується два незалежних джерела електроживлення (низьковольтний для створення металевої плазми і високовольтний, для екстракції іонів металу з плазми і правильного осадження їх на поверхню виробу) [2, 3,4].

Електричне поле, створюване джерелом зміщення, зосереджено біля оброблюваної поверхні. При складному профілі оброблюваної деталі виникає нерівномірність поля, яка може привести до виникнення іскрового розряду [5, 6], наслідком цього може стати дефект покриття виробу. Іноді іскрові розряди переходять в тривалі дугові, що викликає руйнування покриття. Таким чином, якість покриття в значній мірі залежить від властивостей джерела зсуву. Таке джерело, повинно підтримувати стабільну напругу в широкому діапазоні струмів, не допускати підвищення струму при різкому зменшенні опору навантаження і при цьому володіти мінімальним запасом енергії в вихідних колах, забезпечувати швидке (за декілька мікросекунд) формування паузи в вихідному струмі для руйнування дугових розрядів [7]. Крім того, ефективним способом максимально зменшити можливість виникнення іскрових розрядів є короткочасний періодичний реверс чи модуляція напруги зсуву [8].

Сутність процесу електронно-променевого впливу полягає в тому, що кінетична енергія сформованого в вакуумі, тим або іншим способом, електронного пучка (імпульсного або безперервного) перетворюється в теплову в зоні обробки. Оскільки діапазони потужності і концентрації енергії в електронному промені великі, можливі

всі види термічного впливу на матеріали: нагрів до заданих температур, плавлення і випаровування з дуже високими швидкостями [9, 10, 11,12].

Використання в промисловості електронно-променевих електротехнологій, вимагає створення спеціалізованих джерел живлення[12, 13, 14, 15]. До цих джерел, крім звичайних вимог по регулюванню і стабілізації вихідної напруги або струму, пред'являються специфічні вимоги. Одна з цих вимог, це забезпечення працездатності при переході тліючого розряду в дуговий, майже режим короткого замикання, а також підвищені вимог до енергетичних і динамічних характеристик цих джерел живлення.

Важливий вплив на роботу електронно-променевого обладнання чинить стабільність анодної напруги. Наявність пульсацій і відхилення напруги призводять до розфокусування електронного променя і, як наслідок, зміни щільності теплового потоку. Це найістотніше в зварювальних установках. Так, за різними оцінками, зміна прискорюючої напруги в межах 4% призводить до помітної зміни глибини проплавлення і зміщення променя на кілька десятих міліметра[11,12]. Для потужних гармат з кутом збіжності $> 10^{-2}$ рад. [16] збільшення коефіцієнта пульсацій анодної напруги від 0,2 до 0,4% призводить до зміни глибини проплавлення на 20% з одночасним збільшенням ширини шва. Для установок електронно-променевого запилення при допустимих 5% коливаннях товщини напиляного шару нестабільність анодної напруги повинна бути не гірше 1% при коефіцієнті пульсацій 0,5-1% [17, 18, 19].

Важливою особливістю процесів в електронно-променевих гарматах є виникнення періодичних пробойів між електродами [20, 21, 22], що не дозволяє використовувати поширені джерела для їх електроживлення. Потужність сучасних електронно-променевих гармат перевищує сотні кіловат при напрузі в декілька десятків кіловольт і пробойі при таких великих потужностях вимагають швидкодіючого обмеження струму. Ці вимоги вступають в протиріччя з показниками якості електроенергії, зокрема за рівнем пульсацій напруги, який традиційно забезпечується застосуванням в колах електроживлення енергоємних електричних фільтрів, що складаються з індуктивностей і ємностей. Згідно з проведеними розрахунками [23, 24], при індуктивності фільтра 3 Гн, амплітуді струму пробойом 100А, тривалість протікання

струму 0,1 сек. і періодичності пробоїв 5-7 за хвилину, термін служби катода знижується до 50 годин.

В плазових установок, основним фізичним механізмом є електричний дуговий розряд, що збуджується в плазмотроні. В плазмотронах, потужність яких в даний час досягає десятків мВт, гази можуть розігріватися до 50000°K . Унаслідок дії високих температур, плазма утворюючий газ розширюється і з сопла плазмотрона газ витікає із швидкістю звуку. Висока щільність енергії, і добрі теплофізичні характеристики плазми роблять технології на їх основі особливо ефективними [25, 26].

При роботі плазмотрона можна виділити декілька основних режимів: запуск плазмотрона, «видув» дуги, робота на «номінальному режимі», відключення і аварійне відключення (обрив дуги).

При запуску плазмотрона, для виникнення іскрового розряду, подається запалювальна напруга яка може складати величину 12 – 15 кВ. В каналі іскрового розряду, спалахує тліючий розряд, у цей момент напруга розряду істотно вище за робочу напругу дугового розряду. Далі росте струм розряду і падає напруга на електродах, аж до струму і напруги дугового розряду. Весь цей перехідний процес переходу іскрового розряду в тліючий розряд та дуговий розряд займає 2 – 3 мсек. Таким чином, джерело живлення дугового плазмотрона повинне мати захист від висковольтного запалювального імпульсу, а також забезпечувати швидкість наростання струму від нульового значення до робочого.

Як слідує з літератури, для плазмотрону, наприклад, ЄДП-200, час видуву дуги приблизно складає: 15 – 22,7 мсек. Таким чином, джерело живлення дугового плазмотрона повинне забезпечувати стійку роботу системи джерело – плазмотрон при зміні напруги на дузі від 10 – 15 В до ~ 500 В за час біля 15 – 22,7 мсек, т.ч. стійко працювати при наростанні напруги із швидкістю порядку 22 – 33 кВ/с [24].

В робочих режимах плазмотрона джерело живлення повинно забезпечувати стійку роботу плазмотрона при управлінні струмом дуги.

При відключенні плазмотрона відбувається розпад плазового шнура дугового розряду. Час розпаду за експериментальними оцінками, складають порядка 1 – 2 мсек. Тобто при відключенні струм в колі плазмотрона спадатиме від номінальних

значень до нуля за час 1 – 2 мсек. Виходячи з цього, джерело живлення повинне бути захищений від можливих перенапружень за наявності в його первинних колах значних індуктивностей. Обрив дуги при роботі в номінальному режимі не відрізняється від обриву дуги при відключенні плазмотрона, але обрив дуги під час видуву дуги відбувається за істотно менший час, тому що в цьому режимі завжди існує ділянка дуги з холодним плазмоутворюючим газом [27]. Це означає, що часи розпаду дуги при обриві під час видуву можуть бути біля 2 – 12,5 мсек.

У плазмотронах підвищеної потужності за рахунок розтягування електричної дуги і збільшення швидкості її охолодження, напруга на дузі підвищується (рис.1.2, 1.3) постійна часу дуги знижується, тому зростають вимоги до динамічних характеристик джерела електроживлення, які поширюються на широкий діапазон частот [28]. Постійна часу дуги в наведених плазмотронах знаходиться в межах $0,5 - 1,5 \cdot 10^{-6}$ сек.

1.2 Вплив нестабільності електричного опору газорозрядних установок на вихідні параметри джерел їх електроживлення.

Відмінною особливістю розглянутих вище технологій є те, що між оброблюваним виробом і джерелом електроенергії, перетворювачем, звичайно присутнє деяке газове середовище, характеристики якого багато в чому визначають характеристики навантаження перетворювача електроенергії. Під час технологічного процесу, характеристики газового середовища, яке бере участь в технологічному процесі безперервно змінюються. Ці зміни відбуваються під впливом зростання температури, зміни тиску і ін., що провокує, перехід одного виду розряду в іншій. В цьому випадку, при виникненні дугового розряду, для запобігання утворення дефектів, необхідне швидке відключення навантаження від джерела живлення. Тому, до цих джерел живлення, крім звичайних вимог по регулюванню і стабілізації вихідної напруги або струму, пред'являються специфічні вимоги, відображаючи властивості електротехнологічних установок. Так для прецизійного електронно-променевого зварювання і розмірної обробки допустима нестабільність прискорюючої напруги стано-

вить 0.01-0.05%. Інформація щодо оцінки впливу на якість технологічного процесу високочастотних пульсацій (більше 20 кГц) в літературі практично відсутня [49]. З точки зору переривання струму навантаження, в літературі є відомості, що для, наприклад, електронно-променевого напilenня бездефектна пауза може становити до 50 мкс.

Подолати суперечливі вимоги до якості електроенергії і впливу пробойів на надійність гармати дозволяє застосування спеціалізованих пристроїв електроживлення, що враховують особливості процесів в електронно-променевих гарматах. Оскільки при пробойі в гарматі беруть активну участь параметри джерела електроживлення, принаймні, його вихідні кола, то рішення задачі узгодження джерела з навантаженням необхідне для досягнення якості електроенергії в колах електроживлення і підвищення надійності роботи технологічного обладнання.

З позиції силової електроніки задачі електроживлення технологічних установок у край складні. Справа не тільки у великій потужності устаткування, високій напрузі і підвищених вимогах до якості електроенергії. В цих задачах іноді виникають фізичні суперечності. Наприклад, електронно-променеві зварювальні установки чутливі до рівня пульсацій анодної напруги [29, 30, 31]. Подавити пульсації можна за рахунок застосування фільтрів, що містять реактивні елементи, але підвищення запасу енергії у вихідному ланцюзі джерела приводить до руйнування електродів електронної гармати при періодичних пробоях і є неприпустимим. З подібними суперечностями доводиться стикатися достатньо часто. Тенденція до збільшення одиничної потужності установок висуває підвищені вимоги до енергетичних характеристик перетворювачів електричної енергії, зменшенню їх впливу на живлячу сіть, тобто виникає питання і про їх електромагнітну сумісність.

Таким чином, створення спеціальних джерел живлення, які задовольняють перерахованим вимогам, є необхідною і складною науково-технічною задачею.

1.3 Аналіз умов підвищення енергоефективності напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.

Залежно від способу формування дугового розряду, розрізняють ВАХ низьковольтні та високовольтні. Низьковольтні ВАХ це зазвичай зварювальні дуги, джерела живлення для яких ми не розглядаємо. Однак деякі властивості низьковольтних та високовольтних дугових розрядів є подібні і джерела живлення для них, з урахуванням різниці в потужностях і швидкодії, можуть використовуватися однакові.

Розглянемо вольт амперні характеристики (ВАХ) дуги постійного струму, наприклад і зварювальної дуги. Процеси що протікають в контурі джерело живлення – дуга, добре описані в літературі [32,33, 34]. Відомі динамічні моделі що визначають стійкість процесу дугового зварювання.

Розглянемо процес гасіння електричної дуги в колі живлення постійного струму, що складається з джерела живлення з напругою U , опору R , індуктивності L і дугового проміжку з напругою на дузі U_d (рис. 1.1а). Рівняння кола має вигляд:

$$U = i \cdot R + U_d + L \frac{di}{dt}. \quad (1.1)$$

При стійкому горінні дуги, коли все стаціонарно, рівняння (1.1) буде мати вигляд:

$$U = i \cdot R + U_d. \quad (1.2)$$

Якщо ця рівність не буде задовольнятися, то за умови $U > (iR + U_d)$ з'являється позитивна ЕРС самоіндукції $(+ L di / dt)$ і струм буде збільшуватися. Якщо $U < (iR + U_d)$, то виникає негативна ЕРС самоіндукції $(-L di / dt)$ і струм буде зменшуватися. Графічно рівняння рівноваги напруг (1.1) представлено на рис. 1.1б. Пряма паралельна осі абсцис, відповідає напрузі джерела U , а пряма, проведена під кутом до осі абсцис, відповідає падінню напруги на опорі R . Крива 1 представляє статичну ВАХ дуги. Відрізки, укладені між кривою $U_d = f(i)$ і прямий $(U - iR)$, відповідають $L di / dt$. ВАХ дуги і пряма $(U - iR)$ перетинаються в точках А і В. Рівняння (1.2) виконується лише в цих двох точках.

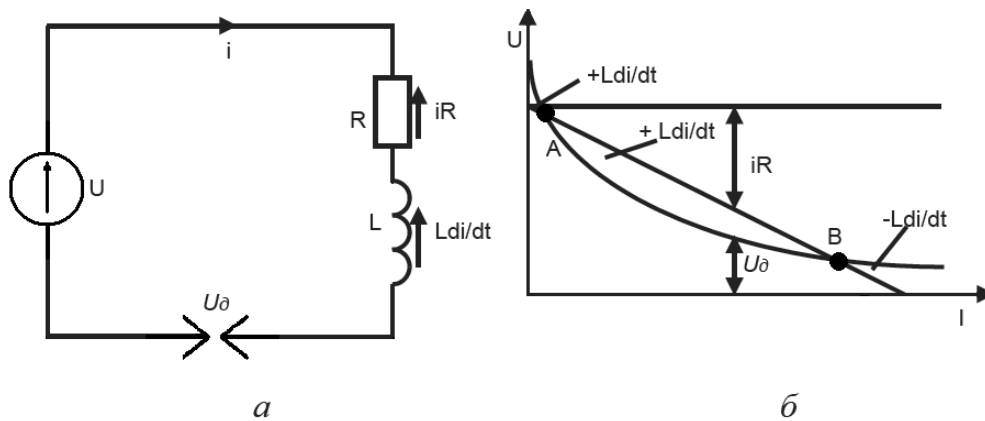


Рис. 1.1 (а) - контур джерело живлення - дуга; (б) - рівняння рівноваги напруг

Дійсно, якщо з яких-небудь причин відбудеться збільшення струму I_B , то в ланцюзі виникає позитивна ЕРС самоіндукції ($+L di/dt$), яка зменшує струм до значення I_B . Навпаки, при зменшенні струму I_B в ланцюзі виникає негативна ЕРС самоіндукції ($-L di/dt$), яка буде збільшувати струм до значення I_B . Таким чином, точка В є точкою стійкого горіння дуги. Аналізуючи аналогічним чином зміну струму в точці А, можна зробити висновок, що точка А є точкою нестійкого горіння дуги, так як при зменшенні струму I_A негативна ЕРС самоіндукції ($-L di/dt$) буде зменшувати струм до нуля і дуга згасне. Електрична дуга постійного струму згасне, якщо буде ліквідована точка стійкого горіння (точка В), тобто, якщо ВАХ дуги буде лежати вище прямої $(U - iR)$ і не буде з нею перетинатися. Звідси випливає, що вираз [35, 36]

$$U_d > (U - iR), \quad (1.3)$$

характеризує умови стійкості горіння дуги постійного струму.

Умови (1.3) говорять про саморегулювання дуги, , відновлювати довжину дуги при випадкових її відхиленнях завдяки зміні швидкості проплавлення електродом: чим більше змінюється довжина дуги тим більше змінюється струм і змінюється швидкість плавлення електрода. В плазмових технологіях одна з основних вимог, це недопущення довільного змінення струму джерелом живлення, тобто джерела з падаючої характеристикою знаходять незначне застосування в цих технологіях. По-

тужні високовольтні плазмотрони найчастіше працюють на висхідній гілці вольт-амперної характеристики (рис.1.2). При чому початок роботи відбувається на падаючій вольт-амперній характеристикі, а з ростом потужності, струму, плазмотрони проходять весь діапазон від падаючої до висхідній характеристики. Тому, для забезпечення стабільного горіння дуги краще використовувати джерела з круто падаючою характеристикою при якій при зміні довжини дуги в значній мірі зміниться напруга на дузі і в меншій мірі струм дуги, що позитивно для цих технологій.

Для різних конструкцій плазмотронів, ВАХ різні - рис.1.2. Тому, досягти стійкого горіння дуги, в джерелах живлення з пологою ВАХ, в умовах мінливої ВАХ дугового розряду можливо тільки зміною опору R , що в реальних джерелах живлення зробити практично неможливо.

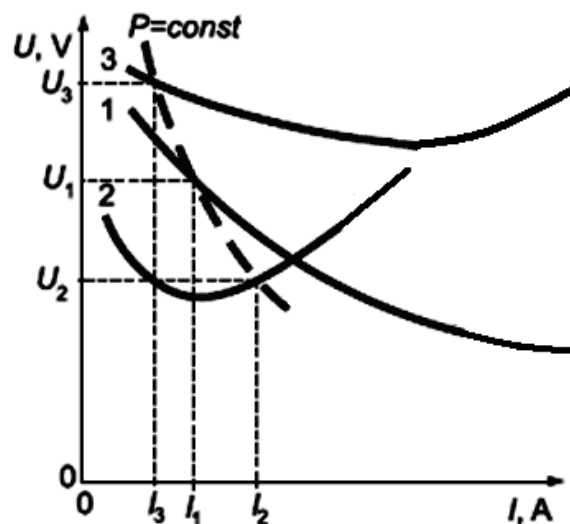


Рис.1.2 ВАХ різних плазмотронів

Багатовимірні залежності параметрів дуги постійного струму від введеної енергії, зміні технологічного режиму, ілюструються якісними і кількісними змінами напруги на дузі. Незважаючи на різноманіття конструктивних рішень плазмотронів, в основі їх лежить обмежена кількість принципових схем [39], що відрізняються один від одного, головним чином, способом просторової стабілізації дугового розряду: зі

стабілізацією дуги стінкою, газовіхревим потоком, магнітним полем, електродами. Наведемо як приклад вольт амперну характеристику плазмотрона ЕДП-200 (рис.1.3) [24,37, 38]. Для плазмотрона ЕДП-200 найбільші значення робочої напруги 650 В. Робочі струми лежать в межах 50 – 400 А.

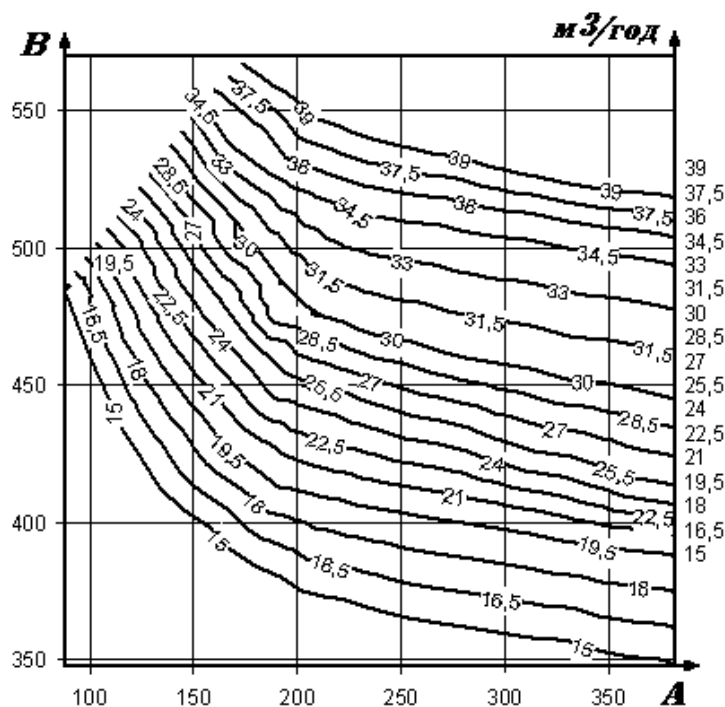


Рис. 1.3 Вольт амперна характеристика плазмотрона ЕДП-200

З рис.1.3 видно, що з ростом потужності нелінійність ВАХ зменшується. Це пояснюється тим, що з ростом витрат газу в плазмотроні при одному і тому ж струмі, дуга робиться холоднішою. А в силу того, що охолодження дуги веде до падіння провідності стовпа дуги, росте напруга на дузі і це веде до розпрямлення ВАХ. Розтягування дуги, призводить до того, що ВАХ переміщається практично паралельно самій собі в сторону великих падінь напруг.

Однак при збільшенні напруги на дузі, напруга може досягти величини, при якій відбудеться пробій газового проміжку між дугою і стінкою плазмотрону (рис.1.4) [40] з утворенням декількох коротких дуг. Зокрема, новостворений канал значно коротше, і має набагато менший опір. Струм, що проходить через попередній канал, швидко зменшується, і канал розпадається. Нова точка прив'язки дуги зно-

ситься потоком газу до краю плазмотрона, дуга подовжується, і процес повторюється. Динаміка цього процесу дуже велика і нестационарна [41,42]. Проте, джерело електроживлення повинне забезпечувати роботу дугового плазмотрона і при цих збуреннях, в заданому діапазоні струмів і напруг на дузі.

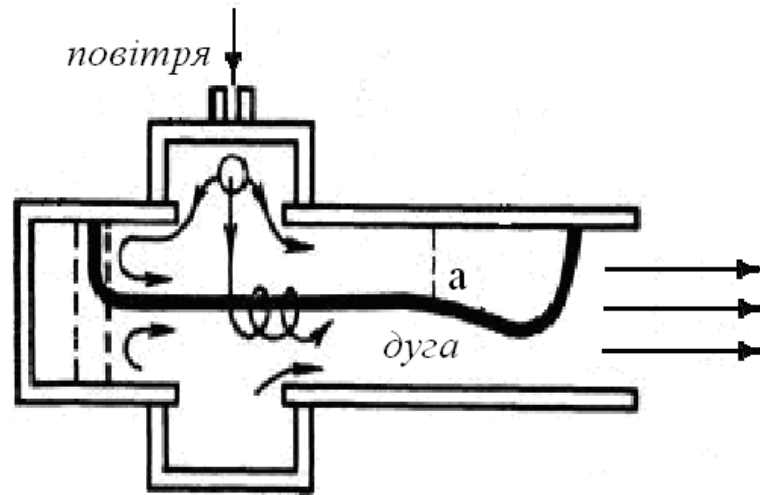


Рис.1.4 Пробій газового проміжку між дугою і стінкою плазмотрону

На рис. 1.2 наведені ВАХ описаних вище плазмотронів. Видно, що висхідні ВАХ мають місце не в усьому діапазоні струмів. При відносно низьких значеннях струмів ВАХ всіх плазмотронів є падаючими. Тому, щоб забезпечити роботу дугових плазмотронів різних конструкцій [40] в широкому колі потужностей треба використовувати джерело з круто падаючою характеристикою. Є декілька принципів побудови джерел живлення плазмотронів, всі вони здатні обмежувати струм дуги. Використовується в основному три різновиди джерел живлення: з баластними реостатом, параметричними стабілізаторами струму і системами автоматичного регулювання з негативним зворотним зв'язком по струму. Система з баластних опором проста і добре відома, але через великі втрати енергії її застосування в потужних додатках недоцільно. Обмежити струм дуги в колах змінного струму можна за допомогою баластних опорів у вигляді ємностей, або індуктивностей. Але використання баластних опорів не дозволяє отримати джерела з майже вертикальною навантажу-

вальною характеристикою, тобто отримати майже ідеальне джерело постійного струму.

У параметричних стабілізаторах струму використовують властивість резонансних кіл підтримувати незмінність струму в колі змінних навантажень. Параметричні стабілізатори струму мають хороші енергетичні характеристики. Крім того, системи з параметричної стабілізацією порівняно прості та надійні. Однак мають ряд недоліків, таких як: незручність в регулюванні вихідного струму, залежність струму від вхідної напруги, технічні проблеми при переході на великі потужності. Крім того, режим холостого ходу є для параметричних стабілізаторів струму аварійним і вимагає додаткових технічних заходів для його усунення.

У промисловості для електроживлення дугових плазмотронів використовують керовані джерела живлення з автоматичною стабілізацією струму на базі тиристорного, транзисторних і іонних перетворювачів. Вентильний перетворювач в системі автоматичного регулювання струму є елементом управління. Оскільки тривалість некерованого циклу за час між комутацією клапанів може перевищувати постійну часу плазмового стовпа дуги, яка дорівнює від 10 до 100 мікросекунд, тому для забезпечення стабільного горіння електричної дуги в цих перетворювачах в колі навантаження повинні знаходитися індуктивності. Наявність дроселя в колі навантаження призводить до істотного перенапруження при згасанні дуги, що потребує додаткових заходів для захисту електрообладнання і плазмотронів від перенапруги. Основна вимога до системи джерела живлення - електрична дуга, стійкість в різних режимах роботи. Ця вимога визначає вибір основних параметрів джерел живлення: запас по напрузі, індуктивність вихідного дроселя, кут нахилу зовнішньої характеристики джерела живлення.

Узагальнена схема джерела живлення дугового плазмотрона містить наступні основні елементи: силовий трансформатор, силова комутаційна апаратура, регулятор струму, дросель в колі навантаження (дуги), контрольно-вимірювальну апаратуру, систему запалювання дуги.

Традиційно для роботи електронно-променевої гармати застосовуються висковольтні джерела живлення постійного струму. Незалежно від типу використовуюва-

ної електронної гармати, головною вимогою для високовольтного джерела живлення є забезпечення стабільності прискорює напруги між анодом і катодом гармати при регулюванні навантаження. Типовими вимогами до стабільності прискорює напруги електронно-променевої зварювальної гармати є 0,01-0,1%, що висуває особливі вимоги до схемотехніки джерел прискорюючої напруги [43]. З іншого боку, джерело живлення прискорюючої напруги повинно забезпечувати обмеження струму в навантаженні (промені) аж до повного переривання струму при високовольтному пробі. Пробі виникають найчастіше внаслідок іонізації парів металу, залишкових газів і ін., та характеризуються різким зниженням опору кола навантаження практично до нульового значення за час порядку 10 нс - 1 мкс. У зв'язку з цим надійність джерела живлення повинна бути досить високою з точки зору будь-яких можливих станів навантаження. Також джерела живлення для електронно-променевого зварювання повинні мати дуже обмежену енергію, яка накопичується в вихідних колах навантаження, яка може привести до значних порушеннями формування швів, що виникають після іскрових пробі, які супроводжуються розрядом ємностей високовольтних кіл за частки мікросекунди [44]. І якщо процес зварювання не переривається, так як захист не встигає відключити джерело, в шві утворюється кратер або може статися проплави виробу. Як показали дослідження [46, 49], значення енергії яка приводить до утворення такого дефекту, становить приблизно 300 Дж. Тому, для запобігання подібним дефектів, має бути обмежене вивільнення запасеної енергії джерелом живлення при пробоях в навантаженні.

1.4 Умови підвищення якості вихідної напруги напівпровідникових джерел електроживлення газорозрядних установок.

Традиційно для отримання високої напруги застосовувалися джерела живлення з високовольтними трансформаторами, що працюють на частоті 50 Гц. Як показала практика [23], вимоги до стабільності високої напруги виявилися вищими, ніж можуть забезпечити описані джерела без додавання систем стабілізації. Для цих цілей застосовуються, зазвичай, стабілізатори компенсаційного типу, які умовно

можна розділити на дві групи - з регулюючим елементом у первинному колі трансформатора, і безпосередньо в ланцюзі високої напруги. В якості регулюючого елемента в первинному ланцюзі може бути застосований магнітний підсилювач або тиристорні пристрої, але через високу інерційність такі схеми не отримали широкого поширення .

Тому, компенсаційні стабілізатори прискорюючої напруги зварювальних установок, найчастіше будуються з використанням регулюючих елементів, які встановлюються в колі навантаження. Послідовно включені гармата та регулююча лампа утворюють керований дільник напруги. Регулювання здійснюється досить швидко завдяки зміни внутрішнього опору лампи.

У разі виникнення пробоїв, енергія розряду яка накопичилась в конденсаторах фільтра, паразитних ємностях трансформатора та ін. визначається:

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2} \quad (1.4)$$

де C - ємність (Ф), U – прискорююча напруга (В). За дослідними даними встановлено, що для виключення негативного впливу пробоїв на процес зварювання, енергія накопичена в вихідних колах джерел живлення не повинна перевищувати 10-20 Дж. При цій умові ємність конденсатора фільтра виявляється недостатньою для придушення пульсацій до необхідного рівня при частоті живлячої мережі 50 Гц. Тому ємність конденсатора зазвичай визначалася з умови зниження пульсацій напруги до необхідного рівня, а для обмеження потужності розряду використовуються, наприклад, високовольтні тріоди, тетроди або пентоди наприклад, джерела живлення ЕЛА-60/60 (ІЕЗ ім. Є.О.Патона), ЕЛА-50/5 (НВО Орion) [45]. Перевагою використання пентода в схемі джерела живлення прискорюючої напруги електронної гармати є те, що він виконує відразу дві функції - стабілізації прискорюючої напруги по компенсаційному принципу і обмеження струму високовольтного пробою на заданому рівні.

Схема джерела зі стабілізатором компенсаційного типу, в якому підвищення напруги здійснюється на частоті 50 Гц, наведена на рис. 1.6а. Величина прискорюючої напруги задається перемиканням обмоток трансформатора. Катод пентода з'єднується з корпусом установки через резистор для виміру струму променя.

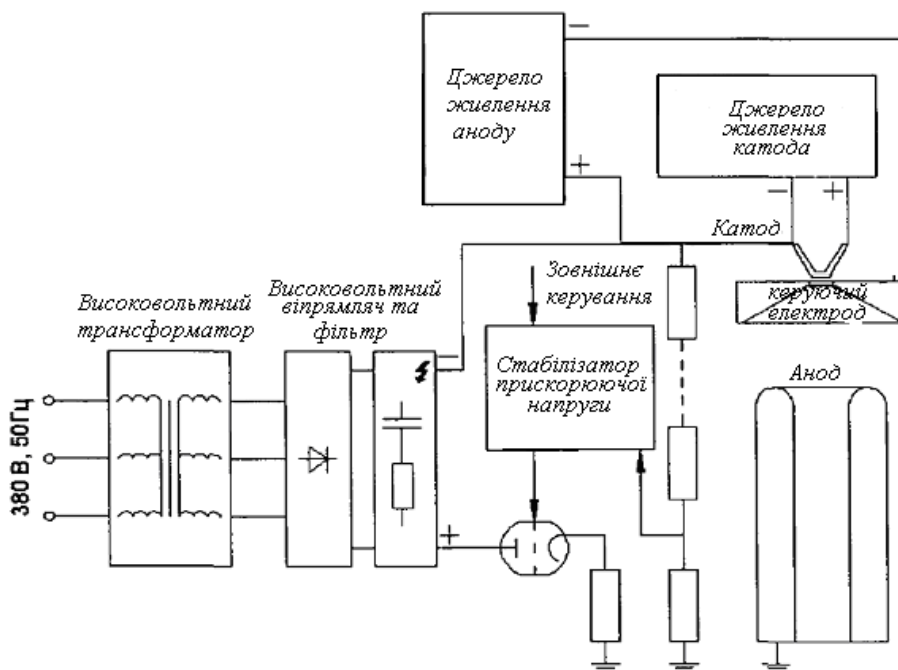


Рис. 1.6 (а) Джерело живлення компенсаційного типу в якому перетворювання здійснюється на частоті 50 Гц

Такі джерела відрізняються більш простою схемою, широкими діапазонами регулювання напруги і струму, і високою надійністю, однак, мають великі вихідні ємності, що знижує швидкодію регуляторів і підвищує ймовірність виникнення пробоїв. На сьогоднішній день вартість прогонових пентодів, що не випускаються серійно, надзвичайно висока. Розвиток елементної бази силових перетворювачів, поява потужних високочастотних транзисторів, силових IGBT модулів, і зниження їх вартості призвело до широкого поширення саме джерел живлення інверторного типу. Такі джерела дозволяють забезпечити низький рівень пульсацій (0.5 - 0.05%) при невеликій вихідній ємності фільтрів, так як працюють на підвищеній частоті. Джерела такого типу (рис. 1.6б) виконуються за схемою з проміжним перетворенням ча-

стоти, та високочастотними трансформаторами, які працюють на частотах 10-100 кГц.

Регулювання струму і напруги в таких джерелах здійснюється на стороні низької напруги за допомогою широтно-імпульсної, частотно-імпульсної або амплітудно-імпульсної модуляції. Подібні джерела часто будуються з використанням різних видів імпульсно-резонансних схем, що дозволяє підвищити ККД джерела живлення. Завдяки цьому вдається збудувати джерела живлення з малою збереженою енергією (до 1..2 Дж / кВт) [46, 47], що надзвичайно ускладнює перехід іскрових розрядів в прискорюючому проміжку в дугу.

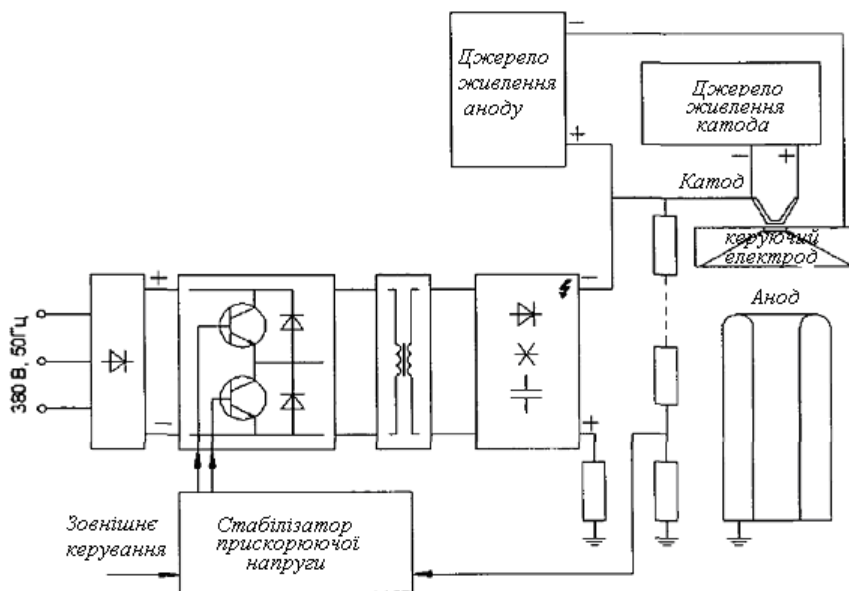


Рис. 1.6 (б) Джерело живлення компенсаційного типу в якому перетворювання здійснюється на підвищеній частоті

На рис.1.6 наведені функціональні схеми високовольтних джерел живлення [47] електронної гармати: (а) - джерело живлення компенсаційного типу з трансформатором, що працює на частоті 50 Гц, (б) - джерело живлення інверторного типу з імпульсним трансформатором, які працюють на підвищеній частоті.

Розробка високочастотних імпульсних джерел живлення є вкрай складним технічним завданням, при вирішенні якої необхідно враховувати вплив паразитних індуктивностей і ємностей елементів схеми, високочастотні польові та мережеві наведення. При зменшенні габаритів джерел до ізоляції пред'являються підвищені вимо-

ги, до того ж для захисту кіл управління від впливу високовольтних імпульсних завад необхідно застосовувати спеціальні заходи. Незважаючи на відомі переваги високочастотних джерел, які обумовлені меншою запасеною енергією, захист від високовольтних пробойів залишається технічно складною задачею. Розробникам часто доводиться стикатися з суперечливими вимогами до зниження пульсацій вихідної напруги з одного боку, і реалізації швидкодіючої захисту від пробойів, з іншого. Такий захист, як правило, організовується по каналу управління інвертором на низькій стороні живлячої напруги.

Багато сучасні високочастотні джерела не забезпечують досить швидкого відновлення прискорюючої напруги після пробойу, що обмежує їх застосування, особливо в потужних зварювальних установках. Деякі розробники, враховуючи успішний досвід минулих років, пропонують використовувати на таких джерелах для захисту від пробойів електронно-променевої вентилі [16, 46].

Світовий ринок силової електроніки для розглянутих електротехнологічних застосувань, це розгалужена мережа товаровиробників від гігантських компаній, таких як «General Electric Company», «Siemens», «ABB» до фірм чисельністю 10-15 працівників, розміщених практично у всіх розвинених країнах від США, Японії, Європи до Нової Зеландії, Туреччини, Індії. Кожна з компаній розвиває власні принципи побудови високовольтних джерел живлення. У цьому різноманітті ідей, підходів, техніко-економічних показників простежуються деякі загальні тенденції розвитку джерел електроживлення:

- Ускладнення структури силової частини перетворювачів і алгоритмів керування для підвищення технічних показників (якість електроенергії, швидкодія, точність і т.п.).
- Підвищення частоти перетворення параметрів електроенергії, розширення використання систем з високочастотної імпульсної модуляцією для зниження маси, габаритів, підвищення питомої вихідної потужності.
- Збільшення числа автоматично контрольованих параметрів, ускладнення структури зворотних зв'язків для більш повної адаптації перетворювача до зміни параметрів мережі живлення і споживачів.

- Комплексний підхід до проблеми якості електроенергії за рахунок узгодження як вихідних параметрів перетворювача з споживачем, так і вхідних параметрів з мережею живлення.
- Можливість об'єднання окремих перетворювачів по входу і виходу (паралельне, послідовне) для створення на їх основі потужних секціонованих структур.
- Створення на основі базових моделі широкої номенклатури продукції для різних застосувань.
- Більш вузька спеціалізація продукції, врахування конкретних особливостей сфери застосування, особливостей конкретного споживача, умов експлуатації і т.п.

Детальний аналіз ринку високовольтних джерел живлення навіть в дуже вузькому сегменті є дуже важким завданням, з огляду на те що більшість виробників не викладають технічну документацію про принципи побудови своїх джерел живлення. Зупинимося тільки на пристроях живлення вакуумного технологічного обладнання від деяких провідних виробників. Наведені нижче відомості відносяться до пристроїв електроживлення електронно-променевих установок.

Наведені джерела (табл. 1.1) мають деякі спільні але мають і суттєві відмінні характеристики. У всіх джерел наведених у таблиці в якості переваг можна виділити:

- Мала енергія, яка накопичується в вихідних колах;
- можливість швидкого відключення навантаження;
- наявність швидкодіючої захисту від перевантажень і дугових розрядів;
- можливість регулювання вихідної напруги і рівня струмообмеження в широких межах.

Загальним для всіх розглянутих аналогів є модульний підхід до побудови потужних джерел живлення. Об'єднуючи окремі джерела послідовно або паралельно, тобто підсумовуючи напруги або струми в вихідних колах, а іноді і одночасно використовуючи ці методи, вдається не тільки збільшити вихідну потужність і технологічність пристроїв електроживлення, а й, при деякій апаратурній надмірності, домогтися значного підвищення надійності обладнання.

Таблиця 1.1

Енергія яка може бути вивільнена при пробоях в навантаження деяких високовольтних джерел електроживлення для електронно-променевої технології

Джерела	Параметри силовий частини, кВ/kW	Збережена енергії
Technix (Франція) [49, 51]	60/15, 60/60 60/30	54Дж
Джерело живлення Інституту зварювання ЕЛА-30/60 (м. Київ) [49]	60/30	7,5Дж
Джерело високої напруги ТОВ «Торсіон Плюс» (м. Харків) http://highvoltage.org.ua/proetky/#iun6kw_fg	10-70/6	<8 Дж
БПИ-15/60 ТОВ «Торсіон Плюс» (м. Харків) http://highvoltage.org.ua/proetky/#iun15kw	10-70/15	< 1 Дж/кВт
High Voltage Power Supply for Electron Beam Welding http://highvoltage.org.ua/proetky/#iun30kw	10-70/30	16 Дж
Високовольтна система електроживлення потужністю 60 кВт. http://highvoltage.org.ua/proetky/#iun60kw	10-70/60	32 Дж
D. W. Shimer, A. C. Lange, and J. N. Bombay, “A high-power switchmode DC power supply for dynamic loads,” in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting, 1994, pp. 1097–1105	50/500	25 Дж

Незважаючи на існуючі технічні труднощі, можна стверджувати, що зберігається тенденція до переходу на імпульсні високовольтні джерела живлення для електронно-променевого обладнання. В цілому сучасні інверторні джерела будуються за загальним принципом, що продиктовано прагненням до зменшення габаритів, здешевлення виробництва і найбільш легкому вбудовуванню джерел живлення в загальну систему управління електронно-променевим обладнанням.

1.5 Важливість підвищення статичних і динамічних параметрів напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.

Обмежимося розглядом, для прикладу, джерел призначених для електроживлення електронно-променевих гармат для плавильних установок по рафінуванню металів та зварювальних. Відмінними рисами даних джерел електроживлення є величина вихідної напруги, 30-60 кВ. Робота електронно-променевої установки супроводжується короткочасними електричними пробоями частина з яких може не переходити в дугові розряди, а частина переходить в дуговий розряд. Для переривання дугового розряду зазвичай відключають джерело живлення від гармати на короткий час (одиниці мікросекунд[15]) або знижують струм в розряді. При електричних пробоях і їх саморуйнуванні, швидкість спаду струму гармати досягає 10^{10} - 10^{12} А / сек., що викликає перенапруження в кабельній мережі, яка з'єднує джерело живлення з електронною гарматою і провокує повторні пробої. Наявність індуктивностей в ланцюзі електроживлення гармати сприяє підтримці розрядів і підвищує ймовірність переходу іскрового розряду в дуговий.

Структурна схема розповсюдженого джерела живлення [45, 48] показана на рис.1.7. Джерело складається з силового трифазного трансформатора з високовольтним виходом, високовольтного випрямляча навантаженого на електронно-променеву гармату, додаткового керованого випрямляча, на тиристорах, струмообмежувального дроселя і розрядного кола, утвореного діодом і резистором. При нормальній роботі додатковий керований тиристорний випрямляч включений, дросель розігнаний до амплітуди фазного струму і ці кола практично не беруть участь в стаціонарній роботі джерела електроживлення. При виникненні короткочасних коротких замикань в колі навантаження (іскровий розряд) величина струмів обмежується дроселем, а при виникненні в навантаженні тривалого дугового розряду, додатковий тиристорний випрямляча вимикається, що викликає спад струму в колі навантаження, що призводить до руйнування дугового розряду. Після руйнування дугового розряду керований тиристорний випрямляч включається, нормальна робота установки поновлюється.

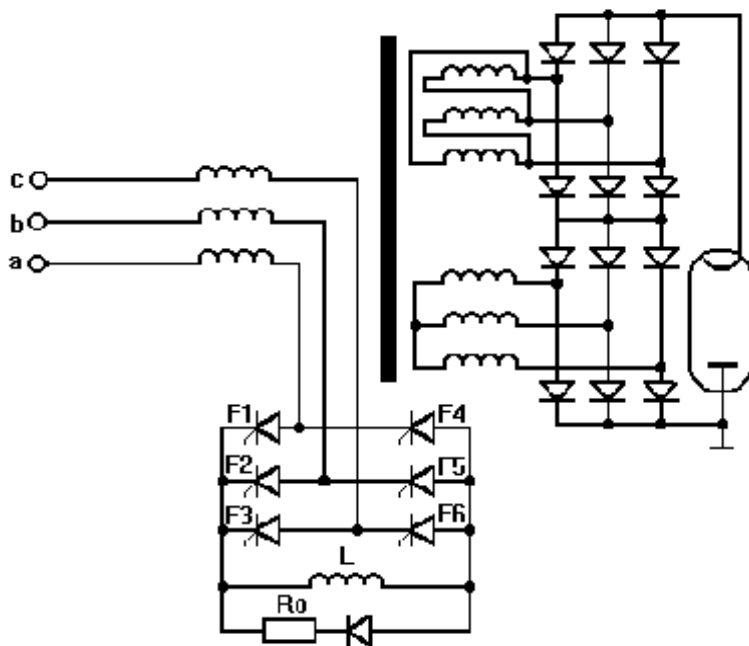


Рис. 1.7 Структурна схема розповсюдженого джерела живлення

Існує кілька можливих алгоритмів управління вентилями додаткового випрямляча. Найпростіший алгоритм передбачає одночасну подачу відкриваючих сигналів на всі вентиля при нормальній роботі і одночасне зняття сигналів при необхідності відключення установки, або руйнуванні дугового розряду. Інший алгоритм передбачає попарне управління вентилями на стадії руйнування дугового розряду за рахунок розряду струмообмежувального дроселя на мережу живлення. Такий режим виключає виділення енергії на розрядному резисторі, але викликає збільшення тривалості дугового розряду, який підтримується струмом дроселя, що протікає через обмотки трансформатора і, отже, через навантаження. При цьому, зростає мінімальна тривалість паузи, необхідної для руйнування дугового розряду. Значно простіше і ефективніше є алгоритм синхронного управління вентилями, але, при такому алгоритмі існують обмеження на вибір опору розрядного кола, тому що процеси руйнування дугових розрядів супроводжуються виділенням енергії в розрядному резисторі. Крім того, у пристрої потрібно автоматичний контроль за величиною споживаного струму і формування додаткової паузи при виникненні накопичення струму через декілька послідовно відбуваються дугових розрядів, або при виникненні порушення симетрії перемagnetування силового трансформатора.

Виконані експериментальні дослідження джерела живлення на плавильної установці заводу електронно-променевої металургії АТ "Стратегія БМ" (м. Київ) дозволили встановити, що час селекції дугових розрядів не повинно бути менше 1мс. Аналіз процесів в установці показав, що існує безліч нестійких дугових розрядів тривалістю до 1мс. на існування яких не слід реагувати. Зменшення тривалості селекції може призводити до зниження потужності у навантаженні за рахунок збільшення числа пауз в енергоспоживанні, а збільшення тривалості селекції викликає підвищення амплітуди вхідних струмів при тривалих дугових розрядах.

Для аналізу електромагнітних процесів в джерелі живлення рис.1.7 була розроблена імітаційна модель в системі Psim рис.1.8. Результати імітаційні моделювання в високовольтному джерелі електроживлення при руйнування дугового розряду показані на рис.1.9, де криві 1 - струм через струмообмежувальний дросель, крива I_n – струм навантаження приведений до первинного кола, крива I_b – струм через баластний резистор.

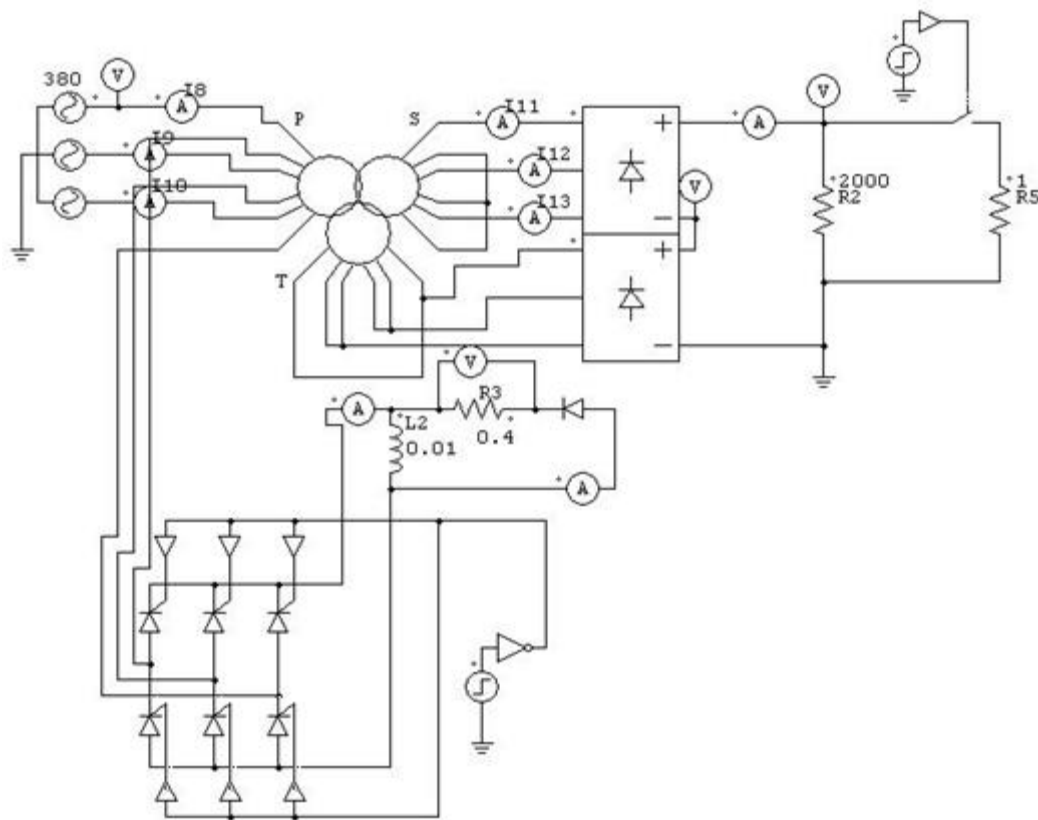


Рис.1.8 Імітаційна модель джерела живлення

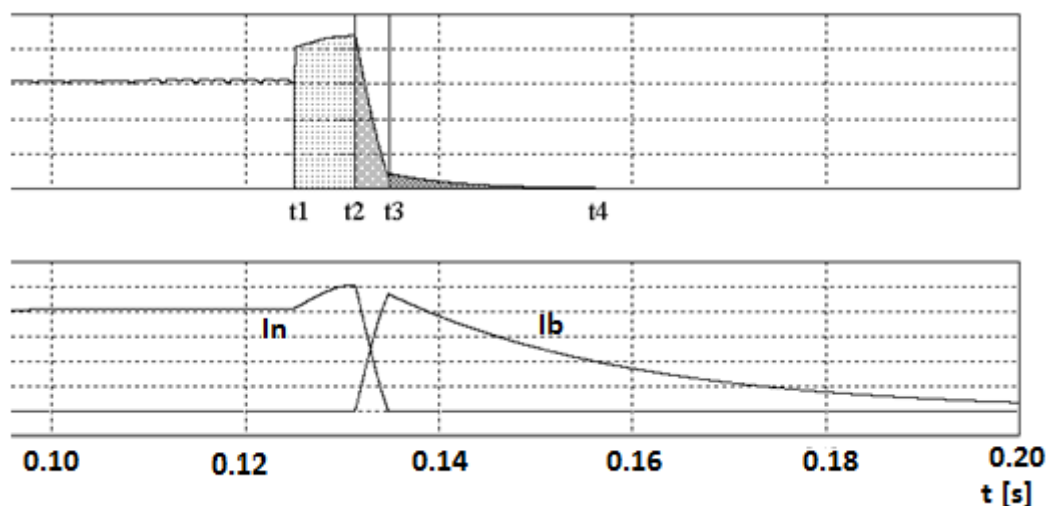


Рис. 1.9 Перехідні процеси у високовольтному джерелі живлення при руйнування дугового розряду

На рис 1.9 часові позначки і інтервали позначені: t_1 - виникнення пробоя в ланцюзі навантаження; t_1-t_2 - наростання струму в навантаженні обмежено величиною індуктивності дроселя; t_2 - команда на вимикання тиристорів; t_2-t_3 - струм дроселя починає зменшуватися переходячи з контуру тиристорного випрямляча в контур розрядного резистора; t_3 - тиристори закрилися; t_3-t_4 - струм в навантаженні підтримується енергією збереженою в полі розсіювання силового трансформатора.

У момент часу t_1 відбувається коротке замикання на виході високовольтного джерела електроживлення, виникає дуговий розряд. На відрізку часу t_1-t_2 , відбувається наростання струму в навантаженні, яке обмежене параметрами дроселя і джерела електроживлення і спрацьовування автоматики АПВ управління джерелом живлення. У момент часу t_2 починають вимикатися тиристори, струм обмежує дроселя починає зменшуватися переходячи з контуру тиристорного випрямляча в контур розрядного резистора. Поки струм дроселя повністю не перейшов в контур розрядного резистора, в навантаження надходить струм (відрізок часу t_2-t_3). У момент часу t_3 , тиристори закрилися, струм у навантаженні підтримується енергією збереженою в поле розсіювання силового трансформатора. Таким чином, в навантаження енергія надходить протягом відрізка часу t_1-t_4 (рис.1.10), і в залежності від часу селекції може вивільнитися від 1250 до 3750Дж

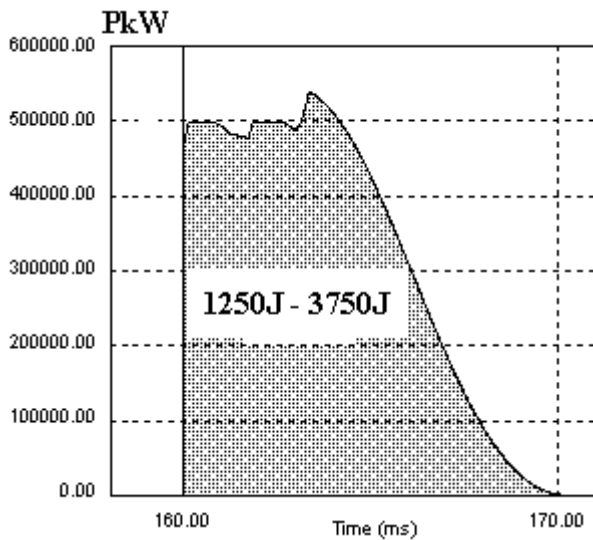


Рис.1.10 Енергія яка надходить в навантаження

З наведених епюр випливає, що виникнення пробою в ланцюзі навантаження викликає миттєве перерозподіл напруги між обмотками трансформатора і струмообмежувального дроселя. Використання природної комутації вентилів додаткового випрямляча призводить до збільшення струму дроселя і відповідних фазних струмів. Зміна полярності лінійної напруги, прикладеного до дроселя, викликає спад фазних струмів і, при досягненні нульового значення струму, вентиля вимикаються. На наступній стадії відбувається розряд струмообмежувального дроселя на розрядний резистор. На цій стадії фазні струми відсутні, що викликає руйнування дугового розряду.

Залежно від моменту виникнення пробою тривалість накопичення енергії в струмообмежуючому дроселі змінюється від мінімального значення, до максимального. Важливе значення для ефективної роботи джерела є вибір опору розрядного резистора. При малій величині опору струм через резистор не досягає початкового значення за час заздалегідь визначеної паузи і, при частому слідуванні пробойів, відбувається накопичення струму дроселем. Існує обмеження і на максимальний опір резистора. Для виключення вентилів повинно виконуватися умова:

$$R < \frac{\sqrt{3} \cdot U_M}{I_{MAX}}$$

При великій величині опору резистора струм дроселя спадає нижче номінального значення, що призводить до його обмеження після закінчення паузи. Зазначені умови не жорсткі, що дозволяє здійснити вибір параметрів розрядного кола.

Позначимо лінійні напруги:

$$\begin{cases} u_{AB} = \sqrt{3} \cdot U_M \sin \omega t \\ u_{BC} = \sqrt{3} \cdot U_M \sin(\omega t - 120^\circ) \\ u_{CA} = \sqrt{3} \cdot U_M \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$

Мінімальне значення струму індуктивності знайдемо як:

$$I_{L \min} = I_0 + \frac{1}{L} \int_{T1}^{T2} u_{CB}(t) dt = I_0 + 0,792 \cdot \frac{U_M \cdot \sqrt{3}}{\omega L}$$

де I_0 - амплітуда номінального фазного струму.

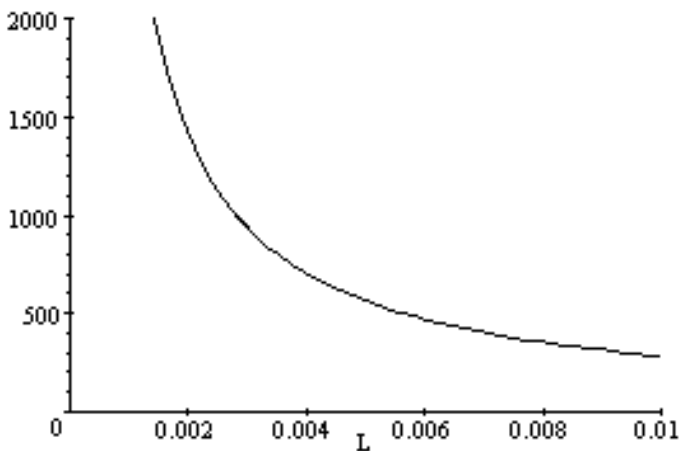


Рис.1.11 Графік перевищення струму дроселя від його індуктивності

Максимальне значення струму індуктивності знайдемо як

$$I_{L \max} = I_0 + \frac{1}{L} \int_{T1}^{T2} u_{CB}(t) dt + \frac{1}{L} \int_{T2}^{T3} u_{AB}(t) dt = I_0 + 1,792 \frac{U_M \cdot \sqrt{3}}{\omega L}$$

$$\Delta I_L = \sqrt{3} \frac{U_m}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}$$

Результати розрахунку залежності перевищення струму дроселя від його індуктивності показані на рис.1.11.

З графіка випливає, що єдиним шляхом зменшення сплесків вхідного струму в розглянутих джерелах є підвищення індуктивності струмообмежувального дроселя.

Очевидно, що накопичення струму індуктивністю є недоліком.

Розглянемо перехідні процеси в навантаженні сучасних джерел живлення зварювальних гармат, які застосовуються в режимах імпульсної модуляції струму пучка та управлінням струму пучка при роботі в режимі реального часу вторинно-емісійних систем стеження за стиком [46]. У цих джерелах реалізовано переривання прискорюючої напруги системою захисту джерела живлення від коротких замикань в навантаженні, такий підхід до запобігання розвитку пробую в прискорюючому проміжку зварювальної гармати на сучасному етапі є основним [49].

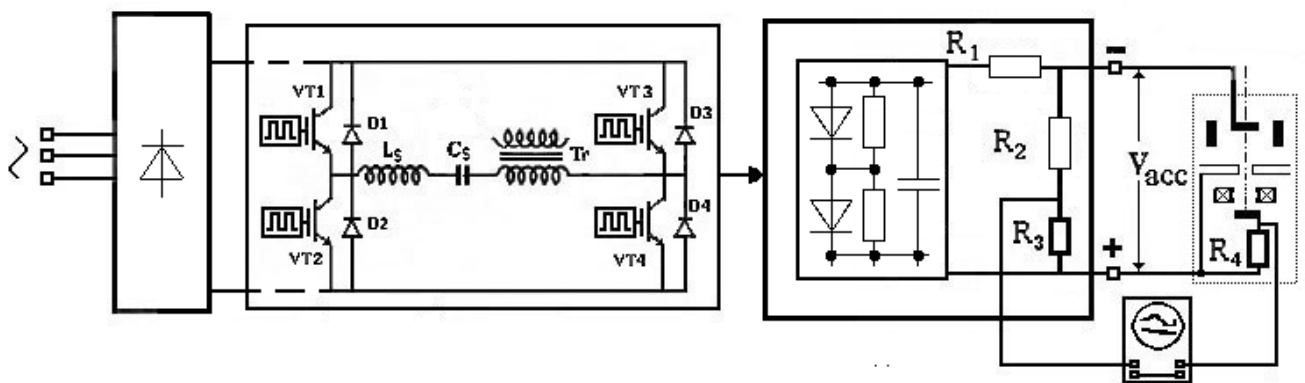


Рис. 1.12 Спрощена схема джерела на основі генератора SR 60-N-6 EBW (Technix) з колами вимірювання і навантаження

В останні роки досить широко стали застосовуватися джерела живлення на основі високочастотних транзисторних перетворювачів [50]. В цих джерелах живлення вдається суттєво зменшити накопичення енергії у вихідних колах, в деяких випадках - до 1 ... 2 Дж / кВт [49], що істотно поліпшує перехідні процеси в навантаженні. Іноді стверджується, що тільки джерела живлення на основі високочастотних транзисторних перетворювачів відповідають сучасним технологічним вимогам. У той же час в [49] зазначається, з одного боку, м'якість зовнішньої характеристики джерел живлення на основі високочастотних транзисторних перетворювачів в залежності від зовнішнього навантаження, а з іншого боку, відзначається висока ефекти-

вність використання електронно-променевого вентиля в ланцюзі високої напруги в якості захисного пристрою.

Для порівняння перехідних процесів візьмемо два джерела електроживлення фірми Technix (Франція) [51] (рис.1.12) і Джерело живлення Інституту зварювання (м. Київ) (рис.1.13) наведені в таблиці 1.1.

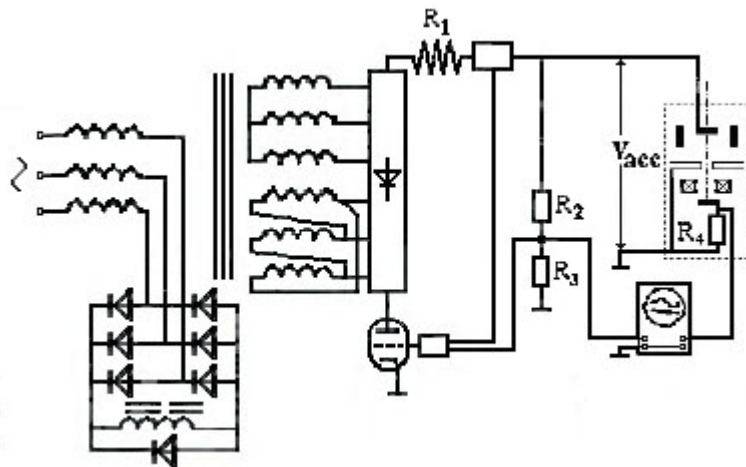


Рис. 1.13 Спрощена схема джерела ЕЛА-30/60 з колами вимірювання і навантаження.

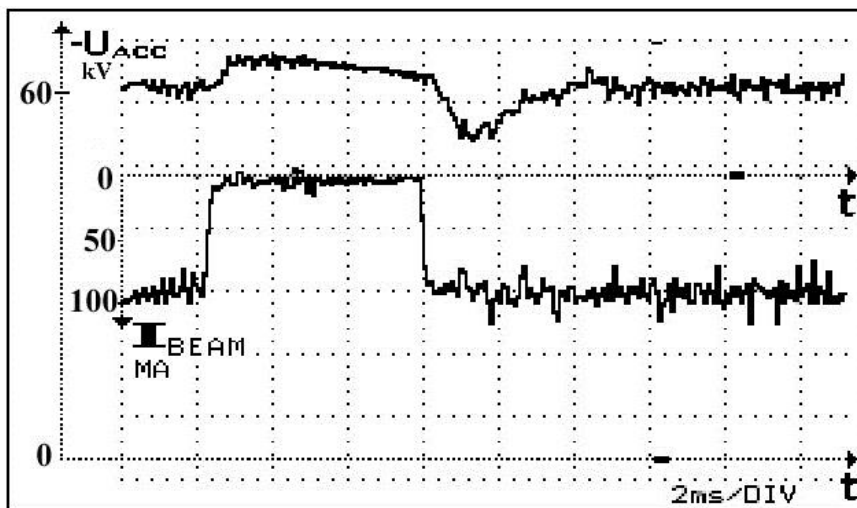


Рис. 1.14 Перехідний процес [49] в резонансному джерелі живлення на основі генератора SR 60-N-6 EBW

Порівняємо результати дослідження динамічних характеристик цих джерел. Нижче представлені осцилограми перехідних процесів [49] в резонансному джерелі живлення (рис.1.14) і в джерелі з лінійним регулятором (рис.1.15) при різкому зниженні струму пучка до мінімального значення і його відновленні до початкового значення через 5 ... 6 мсек..

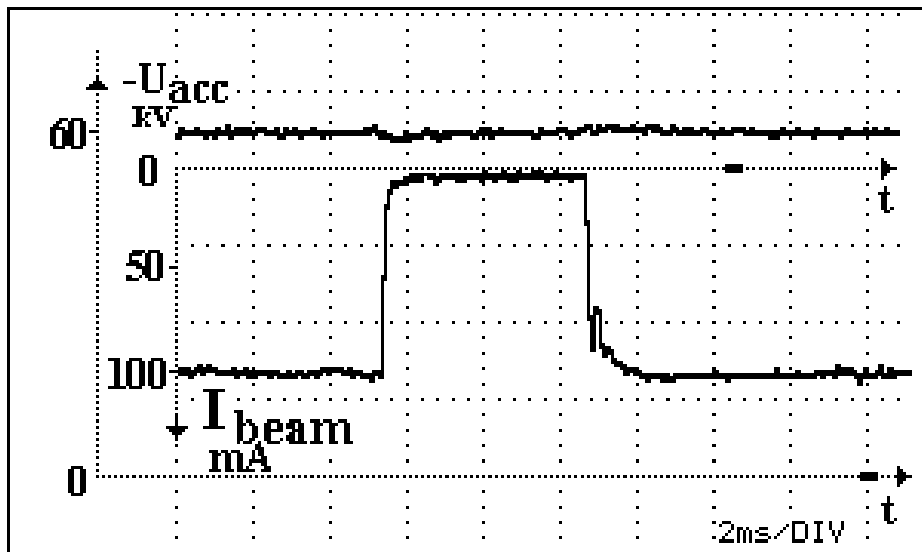


Рис. 1.15 Осцилограми перехідних процесів [49] в джерелі ЕЛА-30/60 з лінійним регулятором

При імпульсному відключенні струму пучка прискорює напруга в джерелі живлення на основі високочастотного генератора резонансного типу підвищується на 8,6% і не встигає відновитися за весь час 6 мсек. відключення навантаження.

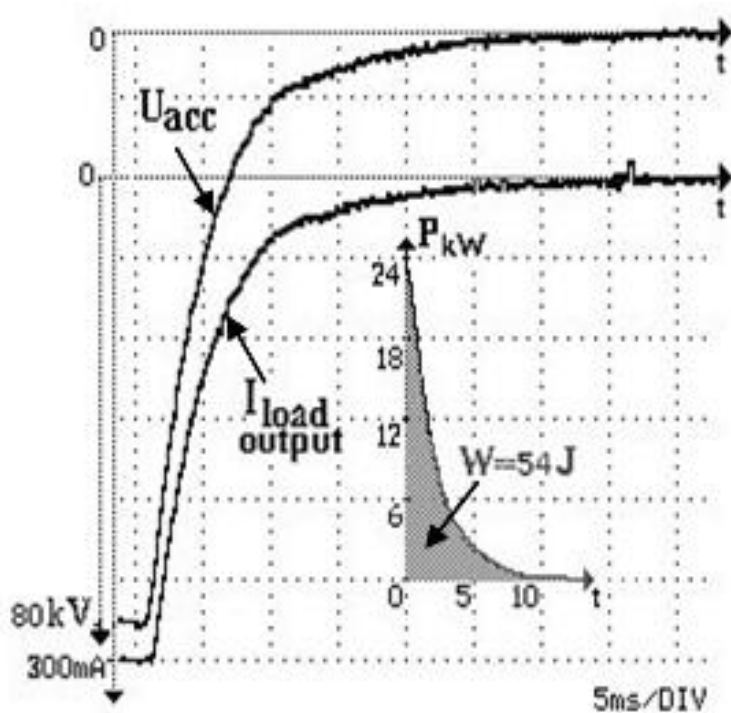


Рис. 1.16 Вивільнення енергії після примусового спрацювання струмового захисту в джерелі живлення на основі генератора SR 60-N-6 EBW [49]

Після включення номінального навантаження величина прискорюючої напруги падає на 14% і відновлюється за час близько 4 мсек. Такі коливання виходять далеко

за межі вимог стандарту ISO 14744-1 2000 до нестабільності величини прискорюючої напруги ($\Delta U_{\text{уск}} = \pm 1\%$).

У джерелі живлення з прохідної лампою нестабільність величини прискорюючої напруги при такому випробуванні лежить в межах $\pm 0,5\%$ [49]. Це дозволяє, зокрема, виконувати з його допомогою імпульсне електронно-променеве зварювання з частотою модуляції струму пучка до 600 Гц та керувати струмом пучка при роботі вторинно-емісійних систем стеження за стиком в режимі реального часу. Порівняння осцилограм перехідних процесів показує, що динамічна характеристика джерела живлення на основі високочастотного резонансного перетворювача значно гірше, ніж джерела з прохідної лампою. Особливо це проявляється після виникнення пробою міжелектродного проміжку, при цьому відбувається практично повне вивільнення енергії, яка накопичена усіма високовольтними колами джерела живлення - високовольтним кабелем, згладжуючим фільтром і розподіленими ємностями самого джерела та кабелю.

У джерелі живлення з прохідною лампою розрядом розподілених ємностей кабелю і високовольтних кіл також не можна управляти, цей процес відбувається за частки мікросекунд. Але розряд згладжуючого фільтра ефективно переривається прохідною лампою [49]. Швидкодія такого захисту визначається вхідною ємністю вентиля і потужністю схеми управління. Час протікання аварійного струму при цьому способі захисту становить лише кілька мікросекунд.

На рис.1.16 запасені енергія і її вивільнення після примусового спрацювання струмового захисту в джерелі живлення 30кВт, 60кВ без лінійного регулятора і з лінійним регулятором на основі прохідної лампи рис.1.17[49].

Часові залежності вивільнення накопиченої енергії після реального пробою в гарматі можуть істотно відрізнятися від розглянутого випадку, примусове спрацювання струмового захисту.

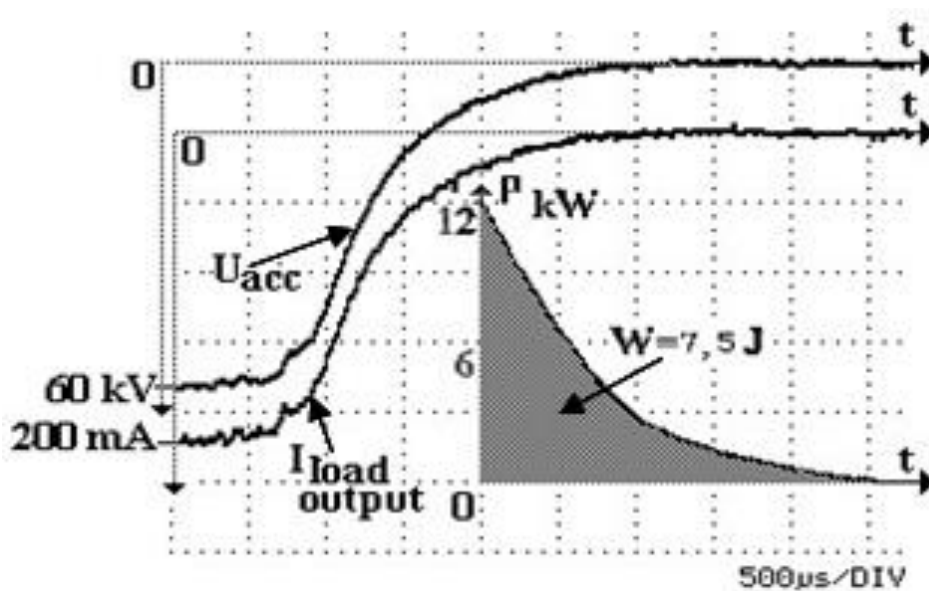


Рис. 1.17 Вивільнення енергії після примусового спрацювання струмового захисту в джерелі живлення з лінійним регулятором на основі прохідної лампи [49].

З рис.1.17 слідує, що після примусового спрацювання струмового захисту в вихідних колах джерела ЕЛА -30/60 вивільняється тільки 7,5 Дж на електродах зварювальній гармати і зварюваному виробі, завдяки швидкому спрацюванню системи струмового захисту на основі прохідної електронної лампи. Основна ж частка накопиченої джерелом електроенергії не розсіюється, завдяки чому і виявляється практично непомітним перехідний процес заряду ємності фільтра після відновлення електричної міцності зварювальній гармати.

Як стверджується в [49] проведені дослідження дозволяють зробити висновок про перспективність використання джерел живлення для електронно-променевого зварювання на основі високочастотних транзисторних перетворювачів, але з використанням електронної лампи в якості ключа, незважаючи на зниження енергетичних характеристик всієї системи. З проведених в працях [49, 51] досліджень, можна зробити висновок, джерело живлення або повинно мати мінімальну кількість накопиченої енергії в вихідних колах або мати на виході лінійний регулятор, або ключ, який може відсікати цю енергію від навантаження. Тобто не так страшна енергія накопичена в навантаженні як неможливість її відключити від навантаження.

1.6 Вимоги до високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами.

Перераховані вище напрями в електротехнологіях можна об'єднати спільністю характеру навантажень, якими є різні види газового розряду, що характеризуються нелінійним навантаженням з малим або навіть негативним диференціальним внутрішнім опором, значення якого залежить від ряду чинників і може істотно відрізнятися в статичному і динамічному режимах. Динамічні характеристики навантаження джерела живлення визначаються специфікою потужнострумового газового розряду, який характеризується істотною нестабільністю. Різні збурюючі чинники приводять до швидкого переходу від тліючого розряду до дугового. Наприклад, при тліючому розряді енергія рівномірно розподіляється по всій поверхні оброблюваного виробу. При дуговому розряді, енергія концентрується на невеликій ділянці поверхні виробу. Якщо активно не обмежувати енергію, яка надходить в розряд, це може призводити до істотного браку в технологічному процесі. Для усунення такого режиму джерело живлення повинне забезпечувати відключення навантаження на час деіонізації розрядного проміжку після дугового розряду і автоматично здійснювати повторне відновлення напруги на навантаженні після закінчення часу деіонізації. Час деіонізації розрядного проміжку складає від десятків мікросекунд до сотень мільйонів секунд, тому джерело живлення повинне працювати в режимі АПВ (Автоматичне Повторне Включення) на частоті сотні герц – одиниці кілогерців, при вихідній потужності в номінальному режимі від десятків до сотень кіловатів. Разом з тліючим розрядом в електротехнології часто використовується різні види дугового розряду (зварка, плазмова обробка виробу, дугові печі і т.д.).

Залежно від виду дугового розряду змінюються вимоги, що пред'являються до джерел живлення. В установках стикової зварки, опір розрядного проміжку змінюється від короткого замикання до холостого ходу, тому джерело живлення повинне з одного боку обмежувати струм при короткому замиканні, з другого боку забезпечувати динамічне підведення потужності до навантаження. Задовольняти таким вимогам при потужностях установок сотні кіловат – одиниці мегават можна лише при

раціональній побудові силової схеми і системи управління джерелом живлення. Специфіка дугового розряду у вакуумі виявляється в його нестабільності при достатньо малих струмах (одиниці - десятки ампер) і складності ініціації самостійного розряду у вакуумі (запалення розряду). Статична характеристика дугового розряду у вакуумі, близька до лінійної. Проте дія збурюючих чинників призводить до того, що напруга в розряді при постійному струмі, значно (в десятки разів) змінюється. Таким чином, дуговий розряд у вакуумі є високо динамічним навантаженням з різко змінними параметрами. При цьому джерело живлення повинне забезпечити запалення розряду, а для стабілізації розряду мати вихідні характеристики, близькі до характеристик джерела струму не тільки в статистиці, але і в динаміці. Особливістю газового розряду як навантаження джерела живлення є відсутність накопичення в ньому енергії [27] при будь-яких можливих режимах роботи.

Розглянуті режими роботи електротехнологічних установок не охоплюють всіх можливих варіантів, проте вони відображають найхарактерніші особливості роботи джерела живлення на газорозрядне навантаження, які в тій чи іншій мірі виявляються в інших технологічних процесах, дозволяють з єдиної позиції підійти до аналізу електромагнітних процесів в перетворювачах. З проведених досліджень можна зробити висновок, що найважливішими характеристиками, які визначають якість джерела живлення для плазмових, електронно-променевих і іонних установок, є:

1. Ефективне дугогасіння. Оскільки, процес виникнення і розвиток розряду в дугу носить швидкоплинний характер.
2. Можливість роботи в імпульсному режимі, як в технологіях електронно-променевого зварювання, так і в технологіях реактивного магнетронного розпилення, особливо при нанесенні деяких плівок (наприклад оксиду кремнію). Встановлено, що якщо на магнетрон подавати не постійне, а імпульсну напругу, то зі збільшенням частоти імпульсів ймовірність утворення дуг різко падає. Для реалізації подібних режимів роботи високовольтних потужних джерел електроживлення, на перше місце виходять вимоги по запасу енергії в вихідних колах та якість перехідних процесів і стабільність.

3. Наявність різних режимів стабілізації, напруги і струму.

Усі ці принципи можна формалізувати та покласти в основу побудови перспективних систем електроживлення для потужних газорозрядних установок [53]. Крім того, функції регулювання і стабілізації вихідної напруги повинен виконувати напівпровідниковий перетворювач. При цьому на виході джерела повинно формуватися постійна напруга з малим рівнем пульсацій яка не потребує використання реактивних елементів. Отже, перераховані принципи практично визначають структуру побудови джерел живлення які повинні мати високу швидкодію з безінерційним струмообмеженням і малим запасом енергії у вихідних колах [14, 53], яка показана на рис. 1.21.

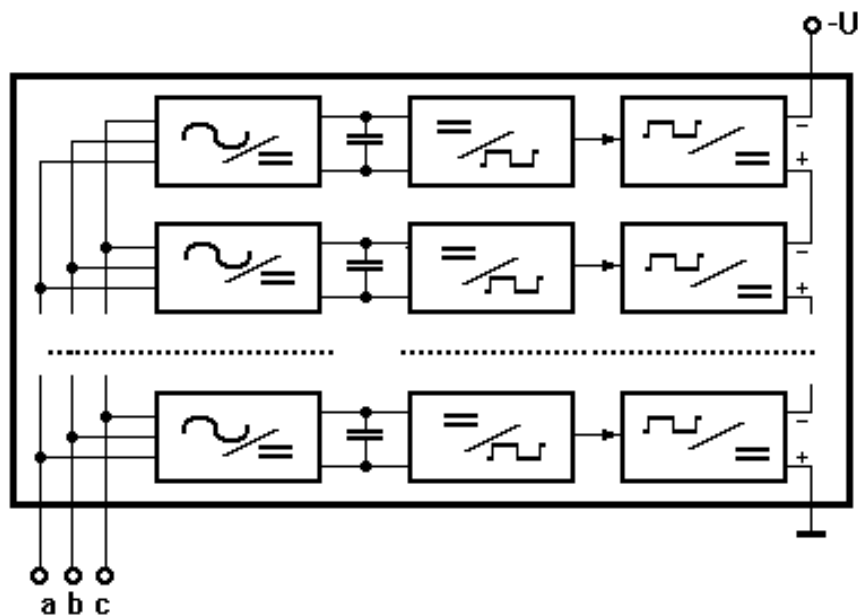


Рис. 1.21 Перспективна структура високовольтного джерела живлення

1.7 Висновки до розділу 1.

1. На основі аналізу відомих наукових публікацій обґрунтована доцільність розвитку теорії високовольтних напівпровідникових систем електроживлення з синхронними несинфазними структурами та стратегії керування і стабілізації системами напруги і струму в потужних газорозрядних установках.

Підтверджено актуальність наукових досліджень щодо розробки нових принципів побудови високовольтних систем з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних параметрів та енергоефективності для ефективного електроживлення потужних установок.

2. Визначено необхідність проведення наукових досліджень залежності потужності високовольтних напівпровідникових систем з синхронними несинфазними структурами від їх постійної часу, що визначається відношенням їх індуктивності розсіювання до приведенного електричного опору навантаження, та частоти комутацій у кожній їх фазі.

3. Показано актуальність розробки методу визначення якості вихідних напруг високовольтних напівпровідникових систем з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами та двообмотковими магнітозв'язаними дроселями та визначення умов підвищення якості вихідної напруги двотактних асиметричних напівмостових інверторів та залежності цих умов від потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів систем електроживлення газорозрядних установок;

4. Підтверджено необхідність розробки методу визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією шляхом аналізу параметрів еквівалентної моделі з їх усередненням в просторі станів і урахуванням модуляційної нелінійності (фактору пульсацій).

Визначено доцільність створення однофазної еквівалентної моделі багатofазних структур з широтно-імпульсною модуляцією для отримання аналітичних виразів, що спрощують визначення статичних і динамічних характеристик багатofазних систем електроживлення потужних газорозрядних установок;

5. Обґрунтована необхідність удосконалення стратегії керування стабілізованими напругами і струмами в навантаженні для підвищення їх динамічної стійкості до випадкового і швидкого (імпульсного) змінення їх електричного опору в широких межах;

6. Підтверджено необхідність розробки доцільних схемо-технічних рішень, що забезпечують створення високовольтних напівпровідникових систем з підвищеними динамічними характеристиками для енергетично і технологічно ефективного електроживлення сучасних потужних газорозрядних установок.

7. Показана важливість розробки, створення і впровадження експериментальних високовольтних напівпровідникових систем з підвищеними динамічними характеристиками і енергоефективністю для електроживлення високопродуктивних газорозрядних установок.

Посилання: [1-52], [53] див. список використаних джерел стор. 308 - 313.

РОЗДІЛ 2

ВПЛИВ ХАРАКТЕРИСТИК НАВАНТАЖЕННЯ ТА УМОВ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ НА ЕНЕРГЕТИЧНІ ТА ДИНАМІЧНІ ПАРАМЕТРИ ДЖЕРЕЛ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

2.1 Вплив режимів імпульсної модуляції та топології силових структур на енергетичні і динамічні характеристики напівпровідникових джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.

Нестабільність стану середовища в робочій камері газорозрядної установки викликає таке небажане явище, як електричні пробої, що вимагає застосування швидкодіючих кіл захисту від перенапруг та від перевантажень по струму. Деякі електричні пробої можуть переходити в дугові розряди, що викликають руйнування поверхні як оброблюваного виробу, так і технологічного обладнання, що значно скорочує їх ресурс. Для запобігання цьому в джерелах електроживлення повинні бути передбачені засоби примусового гасіння дугових розрядів в колах навантаження.

У літературі проглядаються три підходи до переривання розряду:

1. Включення струмообмежувального дроселя в колі високої напруги. Найбільш простим засобом обмеження струму при пробоях є введення високовольтного дроселя (зашунтованого зворотним діодом) між виходом високовольтного випрямляча і технологічною установкою [23]. Однак такий засіб захисту ефективно лише при короткочасних саморуйнівних пробоях, коли електричний розряд нестійкий і час його деіонізації не перевищує 100-300 мксек. [23, 54]. При цьому, виникають проблеми пошуку ефективної конструкції і параметрів самого високовольтного дроселя.

2. Включення в коло високої напруги електронно-променевого вентиля. Відомі джерела живлення, в яких в якості засобу захисту від перенапруги і від перевантажень по струму між виходом високовольтного випрямляча і технологічною установкою включений електронно-вакуумний тріод або променевий вентиль [23, 27, 45, 47, 49, 55]. Цей електронний вузол здатний за кілька десятків мікросекунд перервати

струм в колі навантаження, для руйнування дугового розряду, а потім відновити нормальний режим роботи. Крім того, наявність такого вузла дозволяє підвищити якість електроенергії споживаної газорозрядної установкою, шляхом ослаблення пульсацій і підвищення стабільності прискорюючої напруги. Однак в такому електронному вузлі розсіюється у вигляді тепла до 20% енергії, що помітно знижує коефіцієнт корисної дії джерела живлення і обмежує можливість його використання. На практиці подібні засоби захисту від перенапруги і перевантажень по струму застосовуються тільки в джерелах електроживлення при підвищених вимогах до якості електроенергії, коли висока вартість і підвищені енерговитрати виправдані.

3. Використання струмообмежуючих дроселів в колі низької напруги спільно з системою автоматичного повторного пуску. У потужних електронно-променевих установках найбільш широке застосування отримали джерела електроживлення, що містять силовий високовольтний трансформатор в якому підвищення напруги здійснюється на частоті 50 Гц, високовольтний випрямляч і вузол струмообмеження, включений між розподільною мережею і первинними обмотками силового трансформатора [56]. Вузол струмообмеження містить дросель з великою індуктивності, що дозволяє підтримувати незмінним струм навантаження при короткочасних пробоях. Для гасіння дугових розрядів переривають струм в колі навантаження. Час безструмової паузи вибирається з технологічних міркувань і не повинно перевищувати, наприклад, в електронно-променевих зварювальних установках, часу зміщення електронного променя на задану частину його діаметра.

З експериментальних даних відомо, що швидкість електронно-променевого зварювання алюмінію складає 50м / год. Пауза тривалістю $T = 10$ мсек. не порушує якості зварювання, дефекти з'являються тільки при $T = 20$ мсек. і поглиблюються зі зростанням паузи. При зварюванні сталевих зразків тривалість бездефектної паузи становить 50 мсек, а для операцій напилення і переплавки бездефектна пауза досягає 50-100 мсек.

Зазвичай, розрахунок струмообмежуючого дроселя включеного в первинне коло, проводять задаючись нестабільністю струму ΔI_f при пробі тривалістю Δt , звідки

$$L \geq 1,91 \cdot \frac{U_{\phi}}{I_{\phi}} \cdot \frac{I_{\phi}}{\Delta i} \cdot \Delta t$$

де: U_{ϕ} , I_{ϕ} - номінальні значення напруги і струму.

Зазвичай приймають $\Delta i = 0,1 \cdot I_{\phi}$ за час $\Delta t = 6,6$ мсек. Наприклад, для гармат ВТР-200-300 / 25, які експлуатуються на заводі Електронно-променевої металургії "Стратегія" (м. Київ) при струмі пробою рівному 100А (обмеження дроселем 3мг по високій напрузі) тривалістю 0.1сек. термін служби катода скорочується з 1000ч до 50ч. Якщо ж струм короткого замикання не перевищує 3-х кратного значення номінального струму, то при частоті пробоїв 5 / хв. за 1000ч з катода видаляється шар <1мм, що несуттєво. Зауважимо, що час відновлення електричної міцності гармати ВТР-200-300 / 25 після пробою - менше 40 мсек.

Як правило джерело електроживлення віддалено від електронної гармати на відстані 10-100м, і з'єднується з гарматою коаксіальним високовольтним кабелем. При прискорюючій напрузі 30-50 кВ енергія, яка збережена таким кабелем складає приблизно 5-50дж. Хвильовий опір коаксіального кабелю, що застосовується в цих установках, становить 60-80 Ом, отже, струм короткого замикання системи "гармата-блок живлення" досягає 1-2кА. На цей кидок струму джерело живлення вплинути не може і, для обмеження цього струму, в вихідне коло вводять додаткові резистори або індуктивності. При виникненні короткочасних пробоїв, перехідний процес триває приблизно 0,5мс і являє собою затухаючі коливання з частотою близько 15кГц. Протягом цього часу напруга на електродах гармати змінюється і може перевищувати номінальне значення в 1,5 рази. Основним джерелом коливань в контурі, утвореному індуктивністю захисного дроселя і ємностями кабелю і фільтра, є енергія захисного (по високій стороні) дроселя і конденсатора фільтра. На цей процес джерело живлення практично не впливає через його великий внутрішній опір. Основним способом зниження амплітуди коливань є зменшення характеристичного опору контуру. Для цього необхідно збільшувати ємність $C = (C_{\phi} \cdot C_k) / (C_{\phi} + C_k)$ (еквівалентна ємність контуру) [19], обмежуючи її верхню межу рівнем накопиченої енергії, яка при розряді не викликає незворотного руйнування електродів, і зменшувати індук-

тивність до величини, що обмежує струм розряду і швидкість його наростання через випрямляючі діоди на допустимому рівні. Виникнення перенапружень при згасанні розряду в гарматі найбільш ймовірно в високовольтному джерелі живлення, в якому для зниження пульсацій струму гармати використовується тільки індуктивний згладжуючий фільтр. Зниження кількості повторних пробоїв досягається при підключенні до кабелю додаткової ємності C_f [57, 58], це знижує амплітуду коливань напруги гармати і збільшує час її наростання, таким чином щоб швидкість підвищення прискорюючої напруги була менше, ніж швидкість відновлення електричної міцності гармати (а це в більшій мірі залежить від тиску в камері [19], чим вище тиск тим імовірніше пробої). Величину ємності фільтра C_f вибирають з умови, щоб енергія, що виділяється на електродах гармати при виникненні розряду, не перевищувала 50Дж, вище якої відбувається прискорене руйнування електродів.

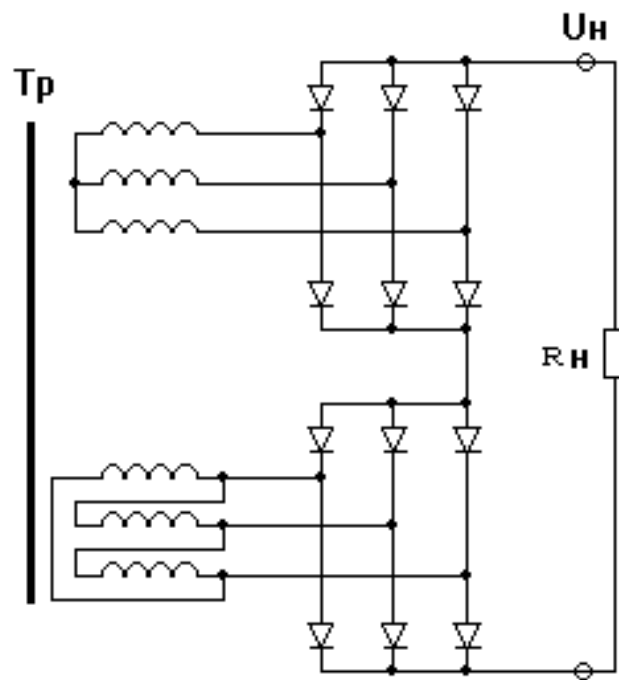


Рис. 2.1 Високовольтний випрямляч з дванадцяти пульсним випрямленням трифазного синусоїдального струму

На рис.2.1 наведено фрагмент вихідної частини джерела живлення, в якому використовується нерегульований випрямляч трифазного змінного струму [55, 56, 60, 61]. У подібних джерелах, для обмеження перевантажень по струму при пробоях

використовується дросель, який включають послідовно з первинної обмоткою трансформатора через додатковий керований трифазний міст змінного струму. Необхідний рівень пульсацій вихідної напруги забезпечується за рахунок багатофазного випрямлення (наприклад, при дванадцяти пульсному випрямленні трифазного синусоїдального струму, розмах пульсацій на виході не перевищує 3%, від піку до піку). До недоліків таких джерел відноситься велика вага і габарити, пов'язані з використанням трансформаторів, що працюють на частоті промислової мережі 50/60 Гц. При цьому, нестабільність вихідної напруги залежить від нестабільності напруги мережі, до того ж, для швидкого припинення розрядних процесів в навантаженні, енергія, накопичена в реакторі повинна розсіюватися на баластному резисторі, що при частих розрядних процесах призводить до великих втрат енергії.

До переваг подібних джерел живлення слід віднести те, що вони при порівняно низькому рівні пульсацій вихідної напруги практично не містять в вихідних колах реактивних елементів, а це дозволяє знизити накопичення енергії в їх вихідних колах.

Для зменшення габаритів трансформатора, забезпечення регулювання і стабілізації вихідної напруги, використовують перетворювачі частоти [62, 63], які формують на вході високовольтного трансформатора напругу з підвищеною частотою.

З аналізу наукової літератури, патентів [9, 12, 18, 31, 64] та розділу першого слідує, що джерело електроживлення для подібних навантажень повинне мати спеціальну вольт-амперну характеристику. В області близької до ненавантаженого режиму джерело має забезпечувати підйом вихідної напруги для полегшення процесу збудження дугового розряду. Джерело повинне мати ділянку стабільної напруги з жорстким переходом на ділянку струмообмеження при виникненні пробойів у навантаженні або переходу в режим підтримки дугового розряду. Джерело повинно мати круто падаючу ділянку стабілізації струму, величина якого регулюється в широких межах. Джерело живлення повинне мати високі динамічні властивості при пробоях і мінімальну інерційність для забезпечення швидкого наростання струму при закінченні безструмової паузи. Джерело живлення повинне забезпечувати підтримання стабільної вихідної напруги, робочий режим яких, найчастіше знаходиться на ви-

східній гілці ВАХ, наприклад, на (рис.2.2) наведені ВАХ електронно-променевої гармати з холодним катодом, які розраховані на основі експериментальних характеристик отриманих [13]: $I = 8,6 \cdot 10^{-7} \cdot p^2 \cdot U^{2,5}$, де p - тиск в камері в Па (10^{-6} Торр).

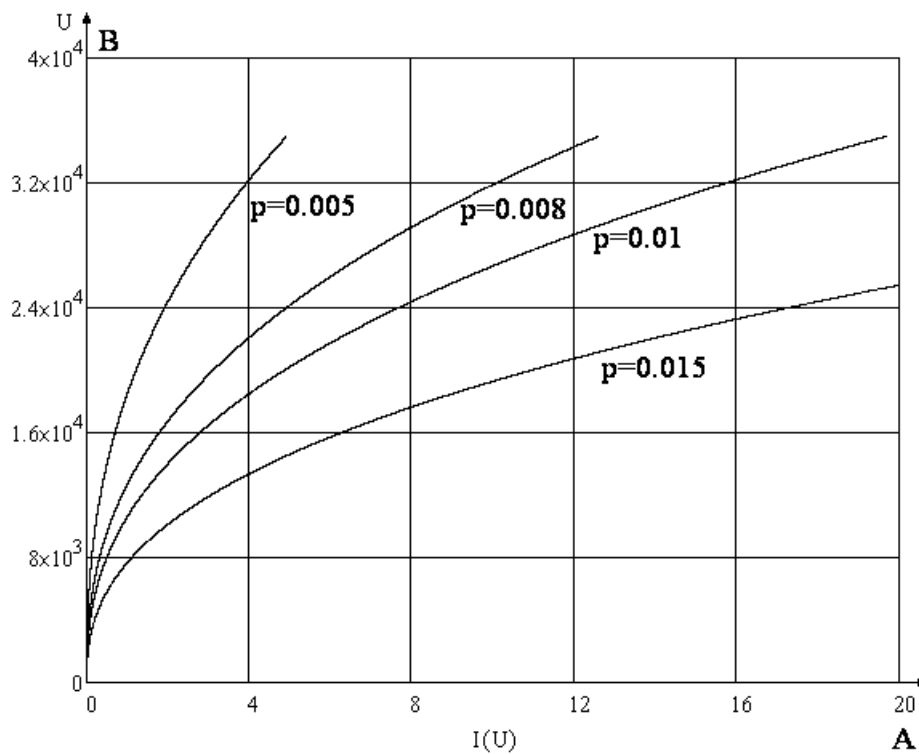


Рис.2.2 ВАХ електронно-променевої гармати з холодним катодом

Зазначені особливості високовольтних джерел електроживлення повинні враховуватися при виборі способу перетворення і стабілізації вихідної напруги. Як показано в першому розділі існує два основних напрямки стабілізації вихідної напруги: на стороні високої вихідної напруги і стабілізація вихідної напруги на стороні низької вхідної напруги. В більшості випадків для стабілізації вихідної напруги використовується структура з регулятором у вхідному колі перетворювача і з зворотними зв'язками з боку навантаження. Цей спосіб регулювання і стабілізації дозволяє отримати високу стабільність вихідної напруги.

Традиційна структура джерела живлення для потужних газорозрядних технологічних навантажень містить:

- вхідний випрямляч, який підключається до розподільчої мережі низької напруги;
- силовий високочастотний інвертор;
- узгоджувальний високочастотний трансформатор на виході інвертора;
- вихідний випрямляч.

Базова схема більшості джерел електроживлення, наприклад, електронно-променевих гармат, наведена на рис.2.3. Вхідний силовий каскад містить мережевий трансформатор, випрямляч і ланка постійного струму, яка виконує функцію узгодження параметрів первинного джерела електроенергії з навантаженням. Принципи побудови вхідного каскаду впливають на досягнення необхідних показників якості вихідної електроенергії.

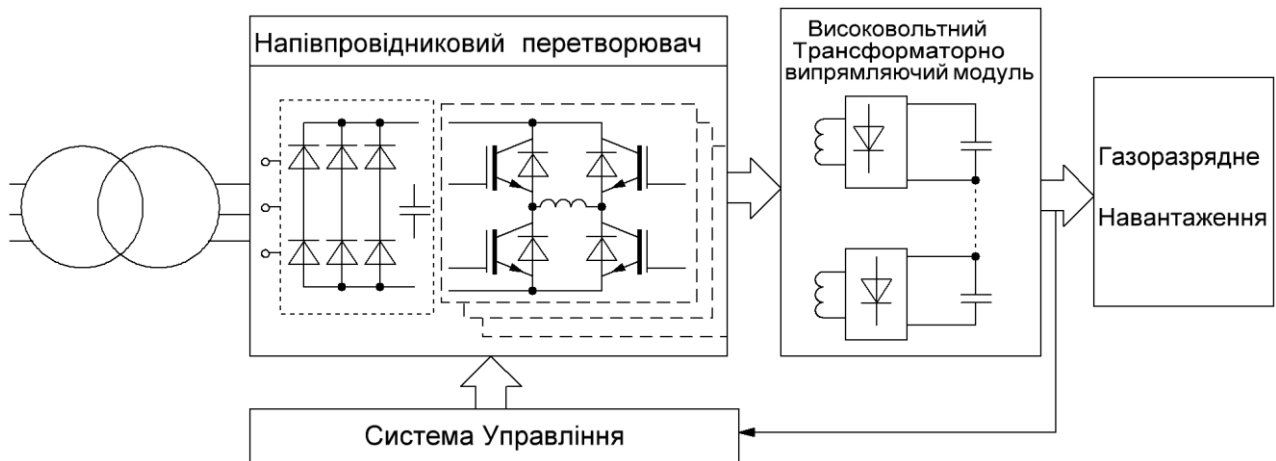


Рис. 2.3 Структурна схема джерел електроживлення електронно-променевих гармат

Технологічна та енергетична ефективність електронно-променевої, плазмової, іонно-плазмової установки визначаються енергетичними і динамічними характеристиками джерела живлення, зазвичай високовольтного. При використанні окремого силового трансформатора набуває особливого значення раціональний вибір структури напівпровідникового перетворювача. Розглянемо деякі основні принципи побудови інверторів, які повинні відповідати вище згадуваним критеріям.

Питанням теорії і практики високовольтних вторинних джерел живлення присвячена велика кількість робіт. До нинішнього часу різними авторами [31, 32, 50, 52, 63, 65, 69, 70, 75] и др., розглянуті різні принципи побудови напівпровідникових ім-

пульсних перетворювачів, запропоновано велику кількість схем імпульсних джерел живлення, що відрізняються побудовою і режимами роботи силової частини, структурами і реалізацією замкнутих систем керування. Деякі принципи побудови імпульсних перетворювачів, їх силової та керуючої частини, будуть розглянуті нижче.

Основою будь-якого високочастотного джерела електроживлення, особливо високовольтного, є інвертор (перетворювач), який підключений до високовольтного вихідного трансформатора. Специфічні особливості побудови високовольтних джерел електроживлення для газорозрядних установок численні, однак існує одна особливість, загальна для всіх високовольтних джерел живлення, яка повинна враховуватися при виборі схемотехнічного рішення з використанням інвертора. Це ємність на вторинній обмотці високовольтного трансформатора. Цю досить велику паразитну ємність необхідно ізолювати від перемикаючих елементів інвертора, в іншому випадку в інверторі буде присутній аномально високі імпульсні струми. Інша особливість, характерна для джерел електроживлення газорозрядних навантажень, високовольтних в тому числі, широкий діапазон навантажень аж до короткого замикання (іскріння). У зв'язку з цим топологія побудови інвертора повинна забезпечувати високу надійність при будь-яких можливих станах навантаження. На сьогоднішній день існує безліч топологій побудови інверторів, які забезпечують розв'язку від паразитних ємностей і захист перемикаючих елементів від процесів у навантаженні, зокрема, це може бути реалізовано наступними схемотехнічними рішеннями:

1. використання зворотньоходового перетворювача;
2. використання індуктивності або послідовної резонансної схеми між перемикаючими елементами інвертора і трансформатором;
3. перетворювач (інвертор) в режимі автоколивань.

На вибір схемотехнічного рішення побудови інвертора впливає отримання потрібного рівня вихідної потужності. Наприклад, в малопотужних джерелах живлення може використовуватися зворотньоходовий перетворювач або інвертор який працює в режимі автоколивань. У потужних джерелах, наприклад, понад одного кіловата, найдоцільніше буде використання керованого перетворювача на базі інвертора, який живить вихідний високовольтний трансформатор через послідовно включену

індуктивності, або використовує послідовний резонансний контур. У всіх випадках внесена паразитна ємність і процеси на вторинній стороні ізолюються від інвертора послідовно включеною індуктивністю. В окремих випадках внесена ємність, зокрема, паразитна, і послідовна індуктивність утворюють резонансний перетворювач постійного струму в змінний.

Більшість потужних перетворювачів постійного струму в змінний, використовують топологію повного моста, чотири перемикаючих елемента, для керування високочастотним трансформатором (рис.2.4, 2.5, 2.6). Повний міст керується за допомогою широтно-імпульсної модуляції (PWM) або з іншими стратегіями модуляції для отримання вихідної напруги.

Структури потужних перетворювачів постійного струму в змінний можна поділити на три групи: перетворювачі із жорсткою комутацією, перетворювачі з м'якою комутацією та резонансні перетворювачі. Основною відмінністю між схематичними рішеннями є траєкторія перемикання перемикаючих елементів інвертора протягом періоду комутації (перемикання), коли силові перемикаючі елементи розсіюють найбільшу потужність. В перетворювачах з жорсткою комутацією, енергія комутаційних втрат розсіюється на самих комутуючих приладах і снаберах, тобто на активних приладах. Перетворювачі з м'яким перемиканням мають пасивні кола формування траєкторії перемикання, такі як RCD, LRD або і ті й інше кола разом узяті. Перевага знижених втрат комутації компенсується збільшенням складності схеми, та чутливістю до умов навантаження. Резонансні потужні перетворювачі мають високочастотні контури, які призводять до того, що напруга або струм інвертора виглядає синусоїдальними. Переваги та недоліки цих перетворювачів подібні до перетворювачів з м'якою комутацією. Потужні резонансні перетворювачі більш критичні до синхронізації моментів перемикання, бо в іншому випадку вони поступаються перетворювачам з м'яким перемиканням.

Перетворювачі з жорстким і м'яким перемиканням і резонансні перетворювачі зазвичай призначені для роботи від джерела постійної напруги. Характерно, що перетворювачі з живленням від джерела постійної напруги можуть мати проблеми пов'язані з виникненням наскрізних струмів, при порушенні режиму модуляції, або

збоїв від потужних зовнішніх перешкод. Порушення режиму модуляції може призводити до насичення осердя трансформатора, тому система керування перетворювачів повинна відстежувати і запобігати цим негативним явищам.

Потужні перетворювачі з живленням від джерела струму [32, 50, 63, 65, 66, 67, 68, 69], зазвичай складаються з двох перетворювачів, перший - перетворює мережу постійної напруги в джерело струму, а другий - перетворює постійний струм в змінний для управління трансформатором. Перевага цих силових перетворювачів в порівнянні з перетворювачами від мережі постійної напруги полягає в тому, що наскрізні струми і несиметрія півперіодів не може викликати відмову пристрою або насичення осердя. Основним недоліком перетворювачів з живленням від джерела струму є те, що використовується додатковий каскад перетворення, який призводить до додаткової складності і втрат. Топології перетворювачів з живленням від джерела струму реалізуються менше, ніж перетворювачі з живленням від мережі постійної напруги, в основному через вартість.

Спрощена схема перетворювача з живленням від джерела напруги показана на рис. 2.4. Перетворювач складається з мостового інвертора, перемикаючих елементів Q1-Q4, силового трансформатора T1 і вихідного випрямного моста на діодах VD1 - VD4. Дросель L1 і конденсатор C2 утворюють фільтр нижніх частот. У традиційних схемах з ШІМ-модуляцією вихідний LC-фільтр усереднює модульовану напругу на виході трансформаторно-випрямного блоку.

У інверторі напруги навантаження повинно бути індуктивним або активно-індуктивним. Спрощена схема інвертора струму наведена на рис 2.5. На відміну від джерела електроживлення на основі інвертора напруги, в інверторі струму вихідний фільтр складається з одного конденсатора C2. Індуктивність L1 виконує функцію перетворення джерела напруги в джерело струму, на високих частотах модуляції інвертора. Навантаження інвертора струму, як правило, носить ємнісний характер (конденсатор C2), так як при індуктивному навантаженні через стрибкоподібного зміни струму виникли б перенапруги, що порушують нормальну роботу схеми. До достоїнств інвертора струму відноситься можливість запобігання насичення трансформатора при порушеннях в системі управління та інше.

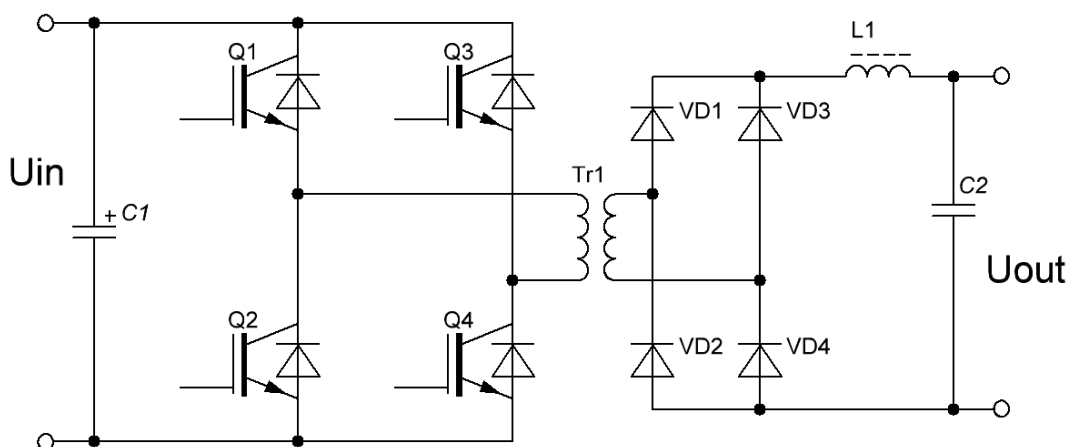


Рис.2.4 Спрощена схема перетворювача з живленням від джерела напруги

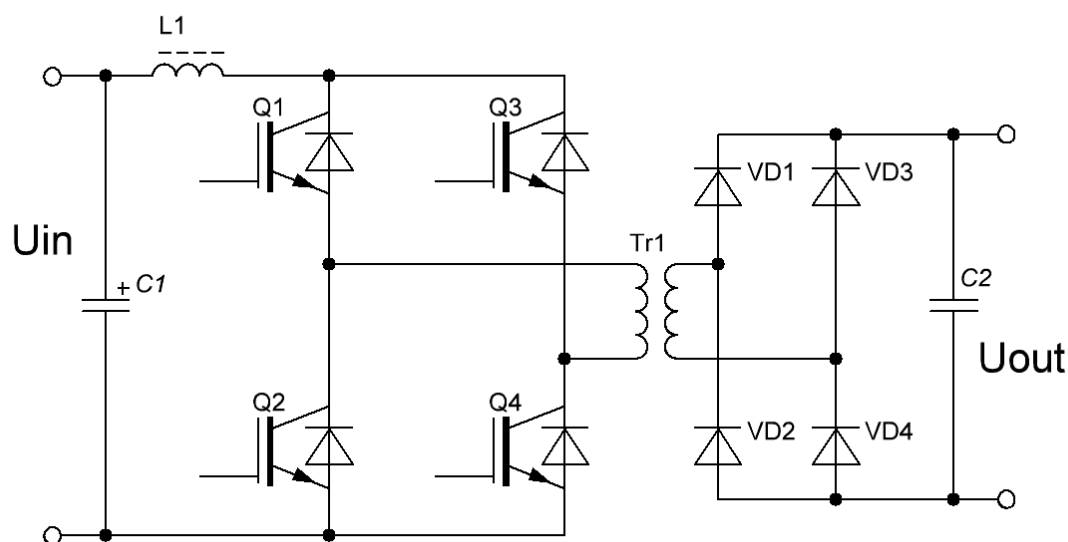


Рис.2.5 Спрощена схема інвертора струму

Основний недолік інвертора струму - падаюча зовнішня характеристика і залежність величини і форми кривої вихідної напруги від частоти модуляції.

І остання структура перетворювачів, рис.2.6, найбільш часто використовувані для живлення електронно-променевих пристроїв, це поєднання понижуючого імпульсного регулятора з інвертором струму.

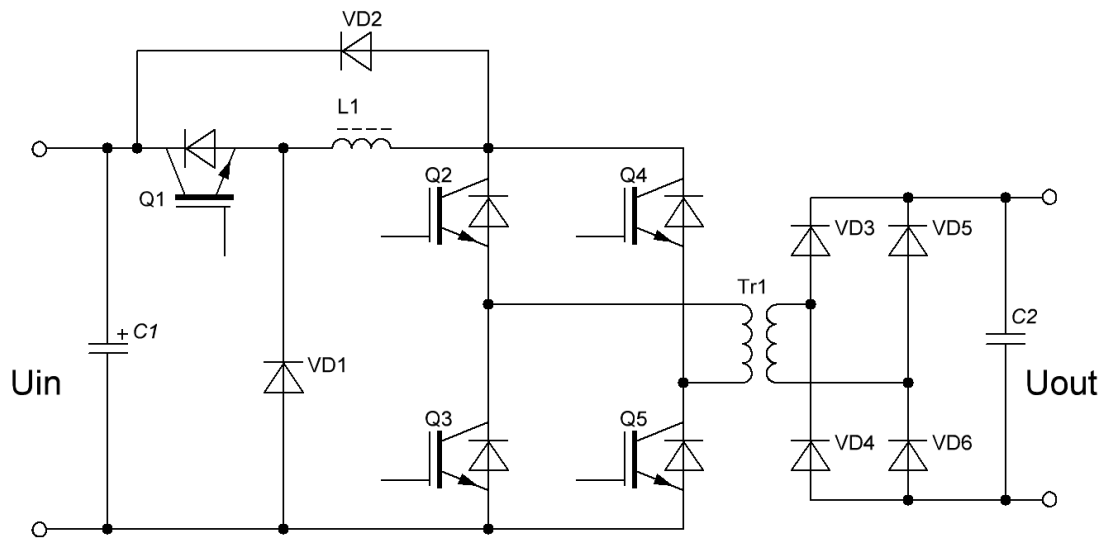


Рис.2.6 Спрощена схема яка поєднує регулятор струму з інвертором

Це поєднання перетворювачів добре зарекомендувала себе в позаштатних умовах експлуатації. Незважаючи на переваги, ця схема має складні процеси рекуперації струму дроселя. І найголовніше, це два послідовних перетворення, що істотно позначається на енергетичній ефективності джерела живлення.

2.2 Вплив енергетичних характеристик індуктивно-ємнісних фільтрів напівпровідникових джерел електроживлення з синхронними несинфазними структурами на якість їх вихідної напруги.

Як видно з розглянутих базових схем інверторів на виході кожного з них за умовами експлуатації повинні встановлюватися елементи які накопичують енергію. Це в найпростішому випадку фільтри першого або другого порядку. Розглянемо можливість цих структур, в найпростішому застосування фільтрів, забезпечити достатню якість вихідної напруги і мінімізувати запас енергії у вихідних колах.

Спрощена еквівалентна схема інвертора рис.2.4, приведена до вихідної частини, зображені дружина на рис.2.7, де імпульсним джерелом V1 імітується напруга на виході трансформаторно-випрямного модуля. Розрахуємо параметри LC-фільтра для забезпечення пульсацій в вихідному напрузі на рівні 3%, за умови, що робоча частота

та інвертора 20кГц (після випрямлення - 40кГц), напруга прикладена до інвертору 600В, а коефіцієнт трансформації трансформатора дорівнює одиниці. Як відомо, максимальний рівень пульсацій в такому інверторі досягається в середині регулювальної характеристики, тобто при вихідній напрузі 300В, звідки допустима амплітуда пульсацій становить 9В. Звідси, постійна часу фільтра знаходиться таким чином:

$$\sqrt{LC} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_d}{U_s}\right)}}{4\pi F_t}$$

Де: U_d - напруга прикладена до інвертору; U_s - допустима амплітуда пульсацій;
 F_t - робоча частота інвертора.

Припустимо, що максимальний опір навантаження, в робочому діапазоні дорівнює 10 Ом, тоді:

$$C = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{2 \cdot R \cdot \xi} = 1.625 \cdot 10^{-6} [\Phi];$$

$$L = (L \cdot C) / C = 0.65 \cdot 10^{-3} [\Gamma\text{H}];$$

причому, в оптимальному варіанті, коефіцієнт загасання повинен бути $\xi = 1$.

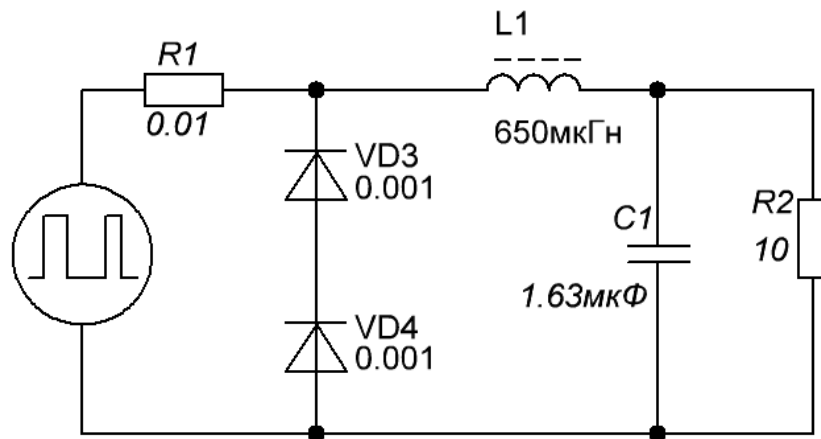


Рис.2.7 Еквівалентна схема інвертора яка зображена рис.2.4

На рис.2.8 наведені результати моделювання розглянутого інвертора, звідки видно, що по пульсаціям в вихідній напрузі він задовольняє поставленим вимогам.

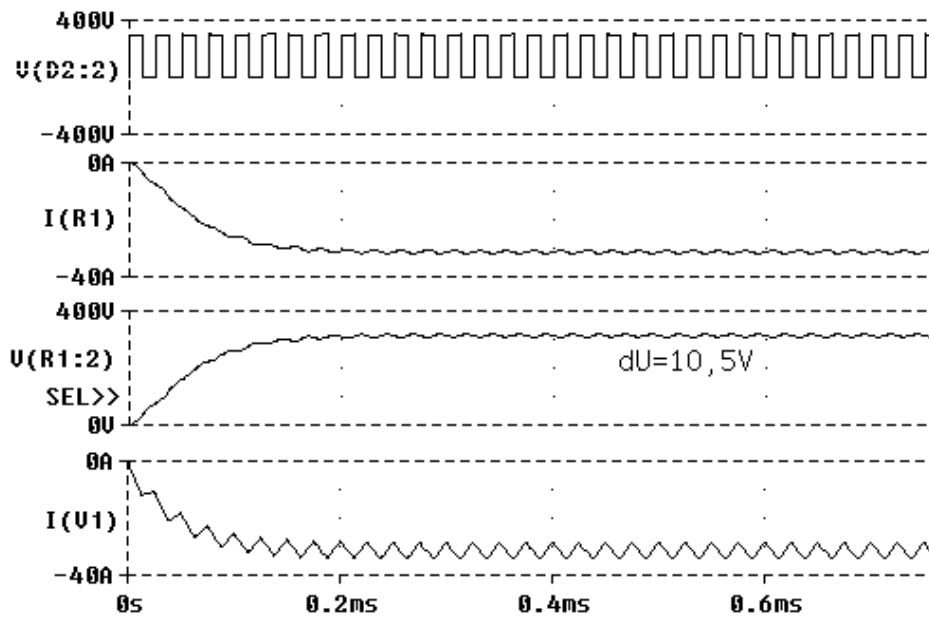


Рис.2.8 Результати моделювання інвертора який зображений рис.2.4

Однак, наявність LC-фільтра у вихідному колі навантаження викликає накопичення енергії на виході джерела живлення, причому вплив фільтра на роботу електронно-променевої гармати залежить від співвідношення між величиною L і C . Так, енергія яка запасається в ємності фільтра, при коротких замиканнях вивільняється миттєво і призводить до стрибкоподібного збільшення струму в навантаженні. Тому, застосування ємності на виході фільтра небажано якщо збережена енергія буде перевищувати 50 Дж.

Енергія, яка накопичена в дроселі фільтра, не приводить до зростання струму в навантаженні при пробоях, але вона сприяє підтримці дугового розряду. Якщо в момент пробоя, джерело припиняє подачу енергії в вихідне коло, то струм дугового розряду буде спадати, при цьому час, протягом якого горить дуга, визначається енергією накопиченою в дроселі, величиною напруги на дуговому проміжку і величиною порогового значення струму, нижче якого дуга руйнується.

Небезпека виникнення неприпустимих перенапруг на навантаженні відсутня, якщо джерело не дозволяє зрости току вихідного дроселя при пробойі. У реальних системах управління джерел живлення електронно-променевих установок використовуються селектори тривалості пробойю. Вони призначені для того, щоб система автоматики відключала джерело живлення тільки при пробоях, тривалість яких перевищує 1-2мсек. Пробойі меншою тривалості слідує з високою частотою, особливо на початкових етапах плавки, але вони рідко переходять в тривалі дугові розряди. Якщо система управління буде відключати джерело живлення по кожному пробойю на фіксований час, усереднена енергія, що передається в навантаження знижується і технологічний процес може істотно затягнутися або ж взагалі не відбутися. Тому, наявність індуктивності в ланцюзі джерела, завдяки якій обмежується наростання струму дає і позитивний ефект. Припустимо, що час селекції має бути в межах 1мСек, струм в момент виникнення пробойю не перевищує 15А, а напруга дугового проміжку дорівнює 30В, а допустиме наростання струму не повинно перевищувати 10%. В цьому випадку, сумарна величина індуктивності на виході джерела живлення повинна бути в межах:

$$L = \frac{U \cdot dt}{dI} \approx \frac{(30\text{кВ} - 30\text{В}) \cdot 10^{-3} \text{сек}}{1.5\text{А}} \approx 20\text{Гн}$$

Таким чином, проведені розрахунки показують, що використання традиційних структур інверторів з широтно-імпульсною модуляцією при частоті перетворення порядку 20кГц не забезпечує надійної експлуатації електронно-променевих гармат через неприпустимий запас енергії в вихідних фільтрах. Підвищення частоти перетворення на порядок створює серйозні проблеми при побудові потужних інверторів і значно підвищує їх вартість. Альтернативним рішенням може служити реалізація функцій регулювання струму і напруги живлення нерегульованого інвертора. У цьому випадку рівень пульсацій вихідної напруги і параметри вихідного фільтра визначаються випрямленням змінної напруги прямокутної форми, що, на перший погляд, не вимагає істотного запасу енергії в вихідних колах.

Зазвичай для електронно-променевого зварювання нормуються тільки нестабільність і пульсації прискорюючої напруги (ISO14744-1:2000). При використанні

джерел електроживлення з високочастотною імпульсною модуляцією для досягнення необхідного рівня пульсацій на їх виході застосовуються фільтри.

Були проаналізовані різні варіанти побудови однофазних перетворювачів постійної напруги в постійну, що складаються з високочастотного інвертора, який формує напругу прямокутної форми, трансформатора і вихідного випрямляча (рис.2.4, рис.2.5, рис.2.6). Виявилося, що в однофазних перетворювачів постійної напруги в постійне, для досягнення необхідної якості вихідної напруги, в вихідних колах принципово повинні знаходитися реактивні елементи, для зменшення пульсацій вихідної напруги. Це обумовлено тим, що при випрямленні реальної прямокутної напруги, коефіцієнт пульсацій від піку до піку дорівнює 100%. Основні фактори, які впливають на пульсації - це тривалість фронту прямокутної напруги, індуктивність розсіювання трансформатора і інерційні властивості діодів вихідного випрямляча. При зміні полярності напруги на вході випрямляча, напруга спочатку зменшується від U_m до нуля, потім від нуля до значення $-U_m$ і навпаки (рис. 2.9). Це обумовлює провали до нуля в випрямленій напрузі.

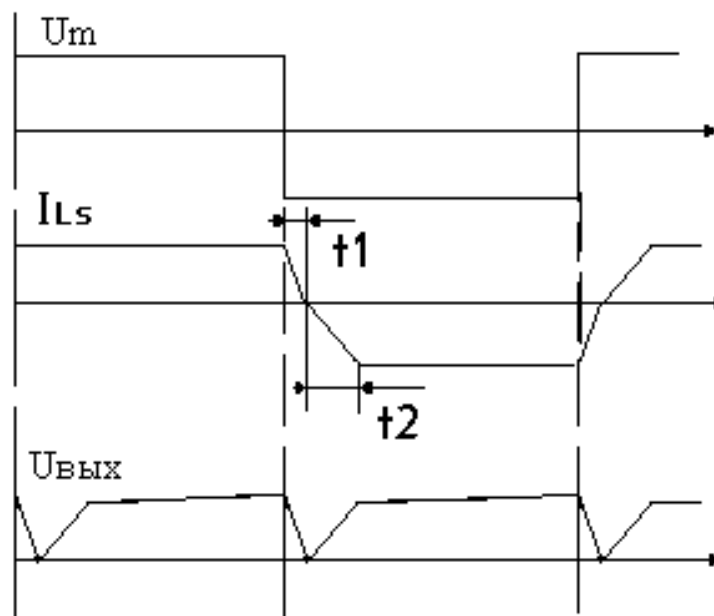


Рис. 2.9 Осцилограма випрямлення прямокутної напруги

Розглянемо більш докладно найпростіші однофазні випрямлячі прямокутної напруги. На рис.2.10 наведена спрощена схема випрямляча прямокутної напруги з ємнісним фільтром, де враховано індуктивності розсіювання (L_s) силового трансформатора.

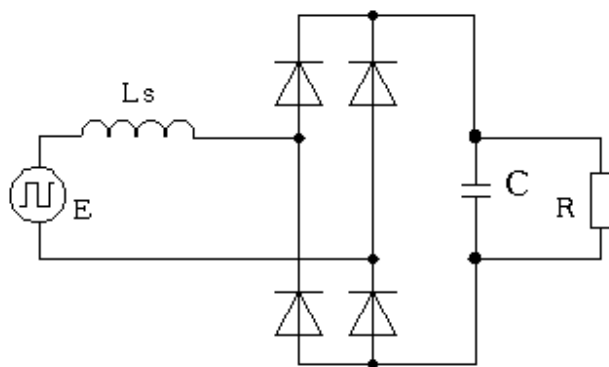


Рис.2.10 Схема випрямляча прямокутної напруги з ємнісним фільтром

Процес випрямлення можна розділити на дві стадії (рис.2.11). На першій стадії (рис.2.11а) відбувається зміна струму в індуктивності від значення $I_{ном}$ до нуля. З огляду на те, що до індуктивності розсіювання на першій стадії прикладена напруга, а саме значення індуктивності розсіювання зазвичай незначно, то перша стадія за часом буде короткою. Тому, зміною напруги на ємності фільтра, на цій стадії, нехтуємо. Вважаємо, що пульсації напруги на виході випрямляча з ємнісним фільтром визначаються тільки другою стадією.

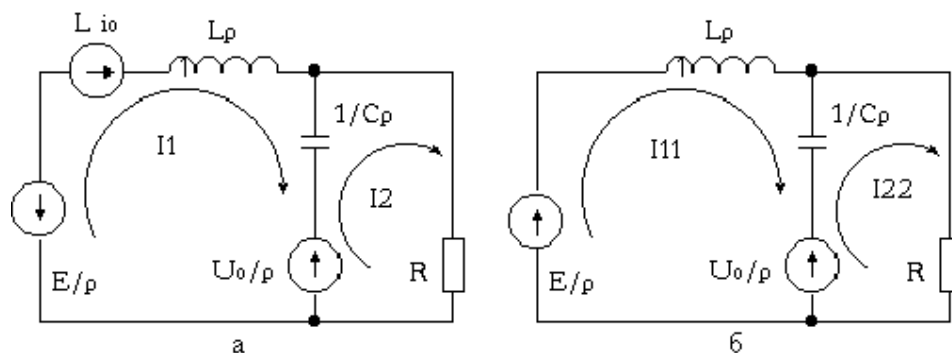


Рис.2.11 Еквівалентні схеми процесу випрямлення прямокутної напруги

Процес зміни напруги на другій стадії (рис.2.11б) можна описати таким виразом:

$$\left(\frac{E}{p} - U_c\right) \frac{1}{p \cdot L_s} = \frac{U_c}{R} + p \cdot C \cdot \left(U_c - \frac{E}{p}\right)$$

Звідки отримуємо:

$$U_c = E \cdot R \cdot \frac{1 + C \cdot L_s \cdot p^2}{p \cdot \left(R + p \cdot L_s + p^2 \cdot C \cdot L_s \cdot R\right)}$$

Переходячи від зображень до оригіналів, маємо:

$$U_c(t) = E \cdot \frac{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s} - 2 \cdot \sqrt{L_s} \cdot \exp\left(-\frac{t}{2 \cdot R \cdot C}\right) \cdot \sin\left(\frac{t \cdot \sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}}{2 \cdot R \cdot C \cdot \sqrt{L_s}}\right)}{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}}.$$

Очевидно, що при $t = 0$ и $t = \infty$, $U_c(t) = E$. Амплітуда пульсацій може бути визначена як мінімум функції миттєвої напруги на ємності

$$U_{c \min} = -E \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\sqrt{L_s}}{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}} \cdot \arctan\left(\frac{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}}{\sqrt{L_s}}\right)\right) - \sqrt{R^2 \frac{C}{L_s}}}{\sqrt{R^2 \frac{C}{L_s}}}.$$

Шуканий мінімум досягається при

$$t = 2 \cdot R \cdot C \cdot \frac{\sqrt{L_s}}{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}} \cdot \arctan\left(\frac{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}}{\sqrt{L_s}}\right).$$

Підставляючи знайдене значення часу, визначимо відносну величину пульсацій вихідної напруги.

$$dU = \frac{E - U_{c \min}}{E} = \frac{\sqrt{L_s}}{R \cdot \sqrt{C}} \cdot \exp\left(-\frac{\sqrt{L_s}}{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}} \cdot \arctan\left(\frac{\sqrt{4 \cdot C \cdot R^2 - L_s}}{\sqrt{L_s}}\right)\right).$$

Відповідно до отриманого виразу, побудовані графіки залежності відносної величини пульсацій в вихідній напрузі від величини вихідної ємності, при різних значеннях індуктивності розсіювання, рис. 2.12.

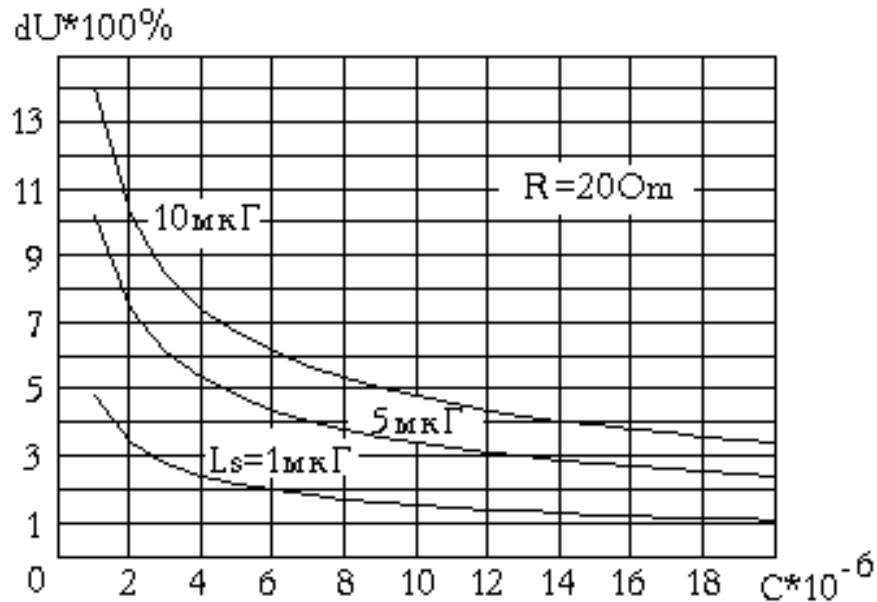


Рис. 2.12 Залежності відносної величини пульсацій в вихідній напрузі від величини вихідної ємності

З графіків, показаних на рис.2.12, слід, що чим менше індуктивність розсіювання, тим менше необхідна ємність на виході для отримання необхідної величини пульсацій вихідної напруги, а отже і буде менша величина збереженої енергії в вихідних колах. Так наприклад, якщо індуктивність розсіювання дорівнює 10 мкГн , при вихідній напрузі 600 В , для отримання вихідних пульсацій менше 5% , потрібно встановити ємність рівну 10 мкФ . Отже, в вихідних колах запасається енергія яка дорівнює $1,8 \text{ Дж}$. Перераховане значення енергії до параметрів високовольтної установки ($20\text{-}30 \text{ кВ}$), показує, що запас енергії у вихідних колах перевищує допустимі межі.

Розглянемо наступну схему найпростішого однофазного випрямляча прямокутної напруги з індуктивним фільтром (рис.2.13), з урахуванням індуктивності розсіювання (L_s) силового трансформатора.

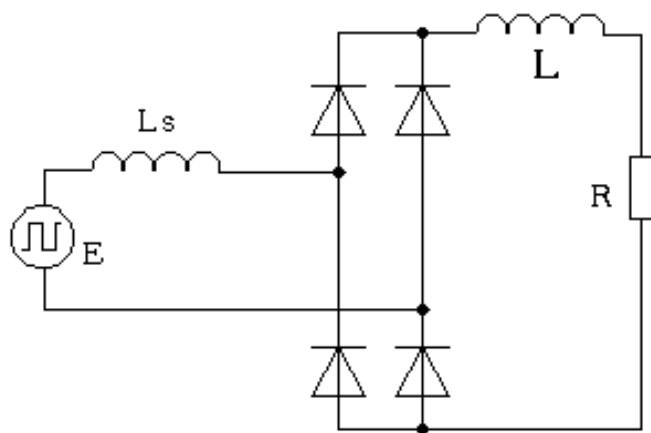


Рис. 2.13 Схема випрямляча прямокутної напруги з індуктивним фільтром

При аналізі схеми наведеної на рис.2.13, також нехтуємо першою стадією, вважаючи, що струм в індуктивності розсіювання спадає до нуля за дуже малий час. Тому при $L \gg L_s$ вважаємо, що перша стадія практично не впливає на величину пульсацій вихідної напруги. Розглянемо лише другу стадію, з моменту наростання струму через індуктивність розсіювання від нуля до струму навантаження. Еквівалентна схема для другої стадії приведена на рис.2.14.

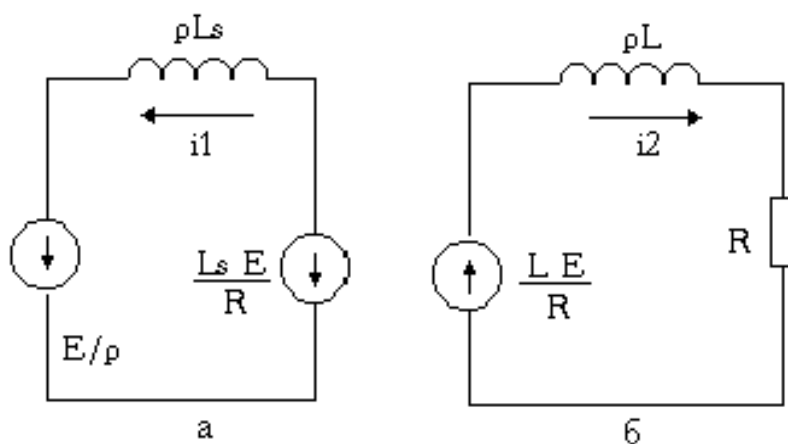


Рис. 2.14 Еквівалентні схеми другої стадії процесу випрямлення прямокутної напруги випрямляча з індуктивним фільтром

Згідно зі схемою наведеної на рис.2.14б, процеси описуються наступними рівняннями:

$$i1(p) = -\frac{1}{p \cdot Ls} \cdot \left(\frac{E \cdot Ls}{R} - \frac{E}{p} \right)$$

$$i2(p) = L \cdot \frac{E}{R \cdot (p \cdot L + R)}$$

Переходячи в часову область знаходимо:

$$i1(t) = -E \frac{Ls - t \cdot R}{R \cdot Ls}$$

$$i2(t) = E \frac{\exp(-\frac{R}{L}t)}{R}$$

Процес розряду індуктивності L в вихідному колі закінчується в момент рівності струмів. З цієї умови визначаємо час спаду струму (розряду) у вихідній індуктивності:

$$-\frac{Ls - t \cdot R}{Ls} = \exp(-\frac{R}{L} \cdot t)$$

Наближене рішення трансцендентного рівняння щодо часу знайдемо у вигляді:

$$t_p = \frac{LambertW\left(\frac{Ls}{L} \cdot \exp\left(-\frac{Ls}{L}\right)\right) \cdot L + Ls}{R}$$

Мінімальне значення напруги на навантаженні, з урахуванням часу розряду дорівнює:

$$Un_{min} = R \cdot i2(t_p) = E \cdot \exp\left(-\frac{1}{L} \cdot \left(LambertW\left(\frac{Ls}{L} \cdot \exp\left(-\frac{Ls}{L}\right)\right) \cdot L + Ls \right)\right)$$

З виразу випливає, що при індуктивному фільтрі, провал в вихідній напрузі при однофазному випрямленні прямокутної напруги визначається виключно співвідношенням вихідної індуктивності та індуктивності розсіювання. Визначимо величину відносних пульсацій напруги на виході випрямляча:

$$\Delta U = \frac{E - U_{n\min}}{E} = 1 - \exp\left(-\frac{1}{L}\left(\text{LambertW}\left(\frac{Ls}{L} \cdot \exp\left(-\frac{Ls}{L}\right)\right) \cdot L + Ls\right)\right)$$

В отриманому виразі зробимо заміну $n = \frac{Ls}{L}$, звідки:

$$\Delta U = 1 - \exp\left(-\frac{\text{LambertW}\left(\frac{1}{n} \cdot \exp\left(-\frac{1}{n}\right)\right) \cdot n + 1}{n}\right)$$

Графік цієї залежності наведений на рис. 2.15.

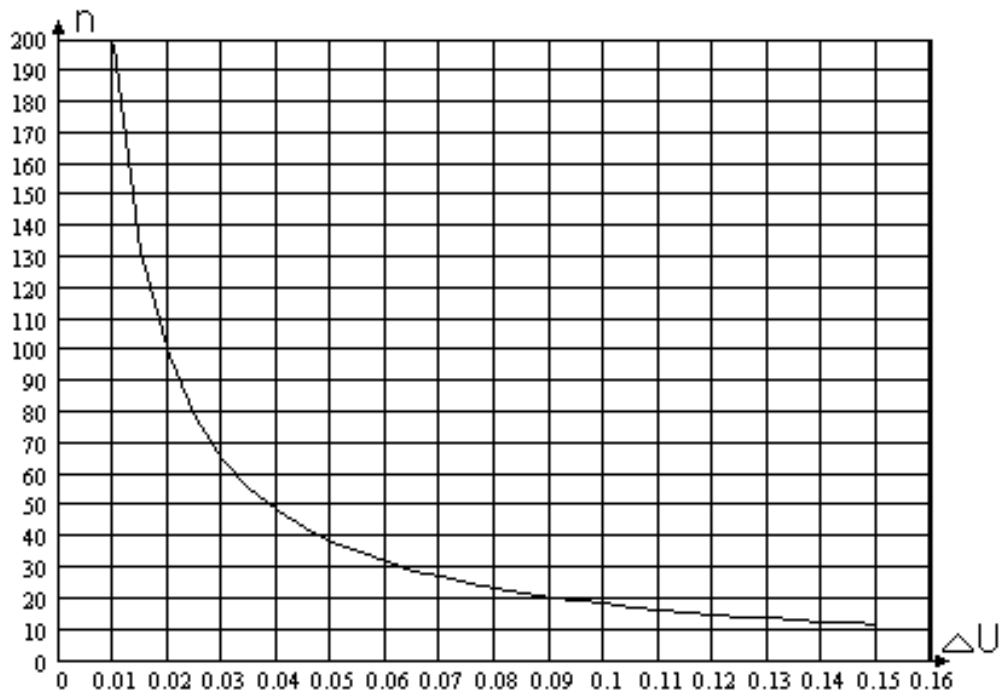


Рис. 2.15 Залежності відносної величини пульсацій в вихідній напрузі від співвідношенням вихідної індуктивності й індуктивності розсіювання

З графіка на рис. 2.15 випливає, що для досягнення в розглянутому випрямлячі пульсацій вихідної напруги на рівні 5%, відношення вихідної індуктивності до індуктивності розсіювання має становити $n = 38$. Тобто, якщо індуктивність розсіювання, як і в попередньому прикладі, дорівнює 10мкГ то вихідна індуктивність повинна дорівнювати: $L = n \cdot Ls = 38 \cdot 10\text{мкГ} = 380\text{мкГ}$.

Підсумовуючи вищевикладене відзначимо, при використанні однофазних випрямлячів прямокутної напруги з врахуванням тільки невеликої індуктивності розсіювання високовольтного трансформатора, що з ємнісним вихідним фільтром, що з індуктивним фільтром, для отримання пульсацій на виході випрямляча не більше 5%, запас енергії в цих колах є неприпустимим. При послідовному з'єднанні випрямлячів для реалізації модульної структури джерела та встановлення загального LC-фільтра, для отримання пульсацій не більше 5%, величина індуктивності дроселя вибирається в межах 400-800мкГн, а ємність конденсатора - 0,5-1,5мкф. При цьому запас енергії тільки в вихідній ємності перетворювача, з вихідною напругою 30 кВ, лежить в межах від 9Дж до 70Дж, що ускладнює використання подібних перетворювачів в електронно-променевих технологічних установках.

З проведеного аналізу створюється враження, що використання сучасних імпульсних джерел електроживлення в електронно-променевих установках та подібним до них неможливо без додаткового електронно-променевого вентиля, або подібного пристрою відключення навантаження від виходу джерела електроживлення.

2.3 Аналіз електромагнітних процесів у випрямлячах багатofазних джерел електроживлення та умов зменшення енерговтрат у їхніх вихідних колах.

Традиційні широтно-імпульсні перетворювачі з одним каналом передачі енергії, так звані – однофазні, для отримання прийняттого рівня пульсацій у вихідній напрузі, вимагають установки, наприклад, індуктивно-ємнісних фільтрів. Проте, наявність фільтрів, може привести до неможливості джерела живлення виконати одну з своїх основних функцій, наприклад, в електронно-променевих установках - здатність джерела електроживлення не провокувати іскрові розряди та руйнувати дугові. Оскільки йдеться про дуже енергоємні процеси, питання створення високоефективних перетворювачів, потужністю декілька сотень кВт і вище, які мають високу якість вихідної напруги при мінімальному запасі енергії у вихідних колах, набуває першорядне значення. Існує закономірність: вимоги до пристроїв силової електроніки завжди випереджають можливості існуючої елементної бази. З цієї причини зу-

силля розробників нової техніки направлені, з одного боку, на виробництво нових перемикаючих елементів підвищеної одиничної потужності з поліпшеними характеристиками, і, з другого боку, на вдосконалення принципів побудови перетворювачів, які здатні найкращим чином використовувати можливості існуючої елементної бази.

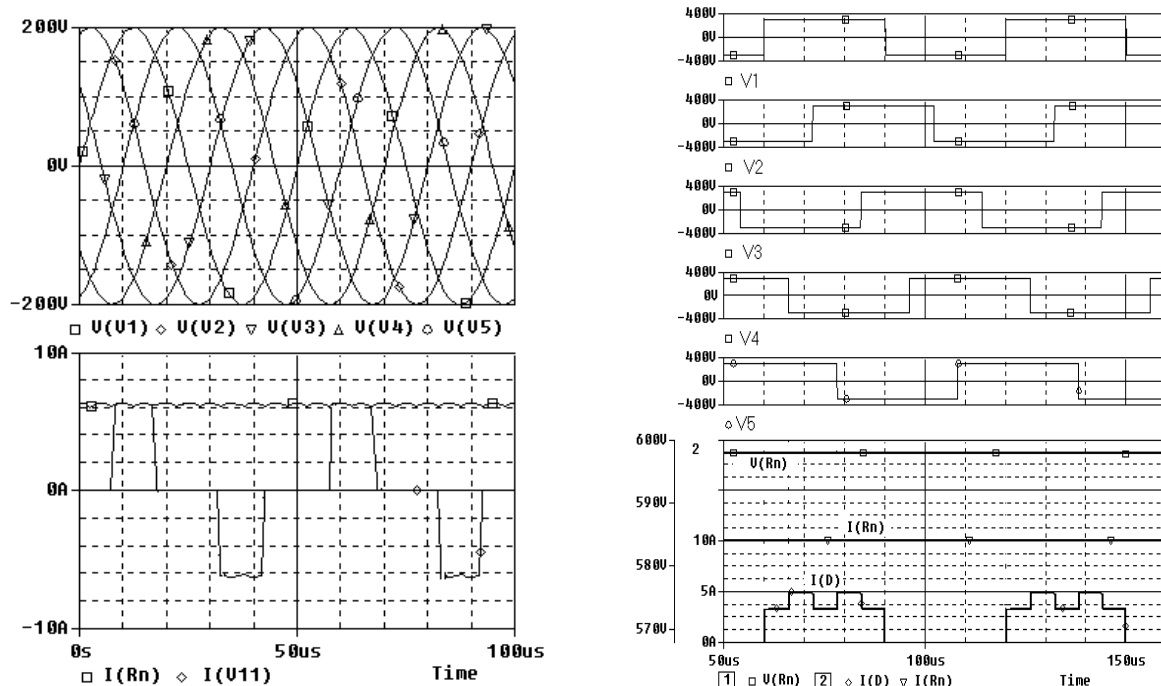
Одна стратегія побудови джерел електроживлення [14], полягає в тому, щоб максимально підняти частоту перемикань силових транзисторів, для зменшення параметрів вихідного фільтру. Але це приводить до значних втрат в перемикаючих елементах і створює труднощі в проектуванні силових високовольтних трансформаторів.

Інша стратегія полягає в тому, щоб подібні системи будувати на основі багатофазних перетворювачів. Особливість багатофазних систем полягає в тому, що дозволяє розділити потужність навантаження між декількома інверторами (фазами), які утворюють багатофазну систему, тим самим зменшуючи потік енергії через окремі інвертори і трансформатори. Багатофазні перетворювачі, при відносно невисокій частоті комутації в окремому каналі, забезпечують оптимальні процеси перетворення електроенергії, дозволяють істотно підвищити підсумкову частоту пульсацій у вихідній напрузі. Це дозволяє у багатьох випадках будувати системи електроживлення взагалі без вихідних фільтрів.

Розглянемо спочатку просто багатофазне випрямлення, вважаючи джерела напруг і випрямлячі ідеальними, а навантаження випрямляча активним. В некерованому багатофазному випрямлячі, у будь-який момент часу, струм проводять ті вентиля (діоди) потенціал анода яких вище за потенціал анодів інших вентилів в катодній групі, а в анодній групі, вентиля, потенціал катода яких нижче за потенціали катодів інших вентилів групи [63, 73]. Причому, потенціал відлічується по відношенню до нульової точки вторинних обмоток трансформатора, включених зіркою.

Тому, в системі синусоїдальних напруг, при прийнятих допущеннях, при випрямленні, від кількості фаз, не залежить кількість одночасно провідних вентилів. В системі синусоїдальних напруг завжди проводить тільки два вентиля, міняється тільки так званий кут провідності. Чим більше фаз, тим менший час проводить кожний

вентиль. При цьому, природно середнє значення струму через вентиль зменшується, а амплітудне значення струму залишається незмінним рис.2.16а. Отже, якщо система багатofазних напруг створюється синусоїдальними інверторами, кожна його фаза, напівмостова стійка, повинна бути розрахована на амплітудне значення струму навантаження, що робить невигідним застосування системи синусоїдальних багатofазних напруг для перетворення постійної напруги в постійне.



а

б

Рис. 2.16 Осцилограми випрямлених токів: (а) – в системі синусоїдальних напруг; (б) - в системі багатofазних прямокутних напруг

Інша справа, система багатofазних прямокутних напруг, при випрямлянні, кількість одночасно провідних вентилів, при прийнятих допущеннях, рівно кількості фаз. Причому, в парно-фазовій системі, одночасно проводять рівну кількість вентилів анодної і катодної групи. В непарно-фазовій системі, в анодній або катодній групі, залежно від циклу роботи, завжди на один провідний вентиль менше. Тому, при випрямлянні прямокутної напруги, через вентиля зменшується не тільки середнє значення струму, але і амплітудне, рис.2.16б.

Основна відмінність однофазних перетворювачів від багатозфазних, в нашому застосуванні, полягає в випрямленні.

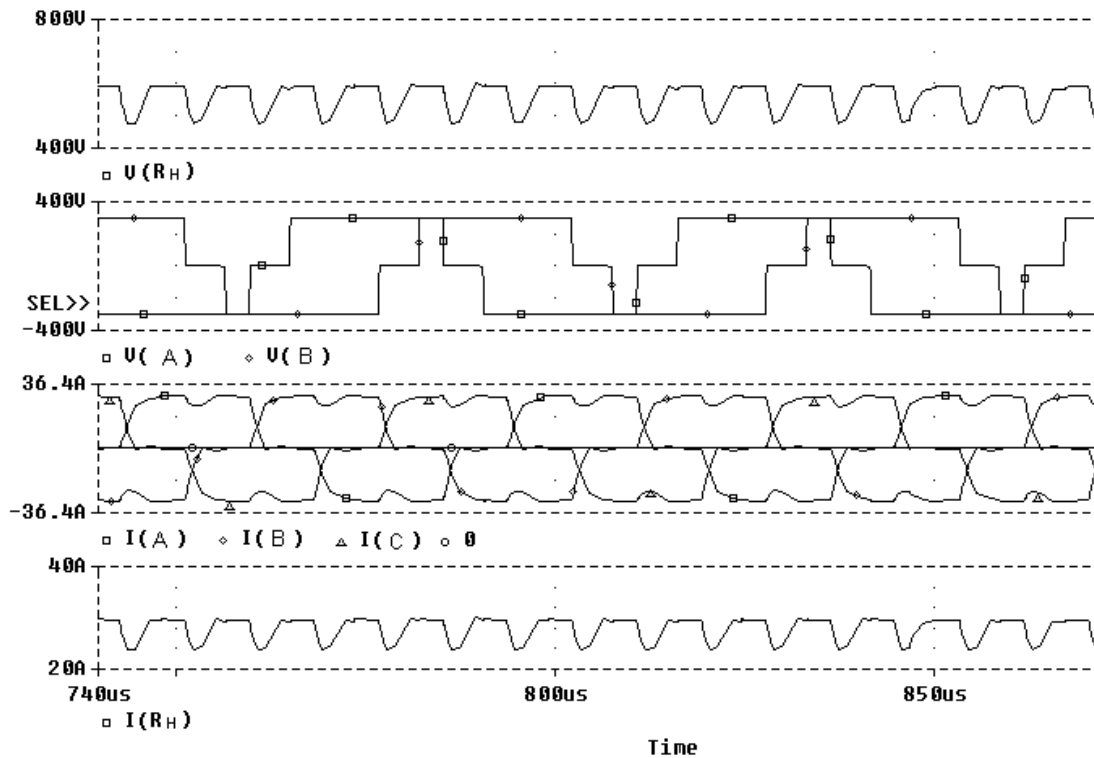


Рис. 2.17 Результати моделювання трифазного інвертора з ШІМ модуляцією при $\frac{T_i}{T} = 0,8$

Підводячи підсумок вище викладеного доходимо висновку, що вихідний інвертор необхідно реалізовувати мінімум за трифазною схемою. Класична схема трифазного інвертора з двотактної ШІМ[63, 69] (на частоті 20 кГц), без застосування вихідних фільтрів, при регулюванні вихідної напруги в широких межах призводить до тих же проблем - підвищений рівень пульсацій в вихідній напрузі (порівняймо рис.2.17 де $T_i = 20\text{мкс}$ і рис.2.18 при $T_i = 15\text{мкс}$).

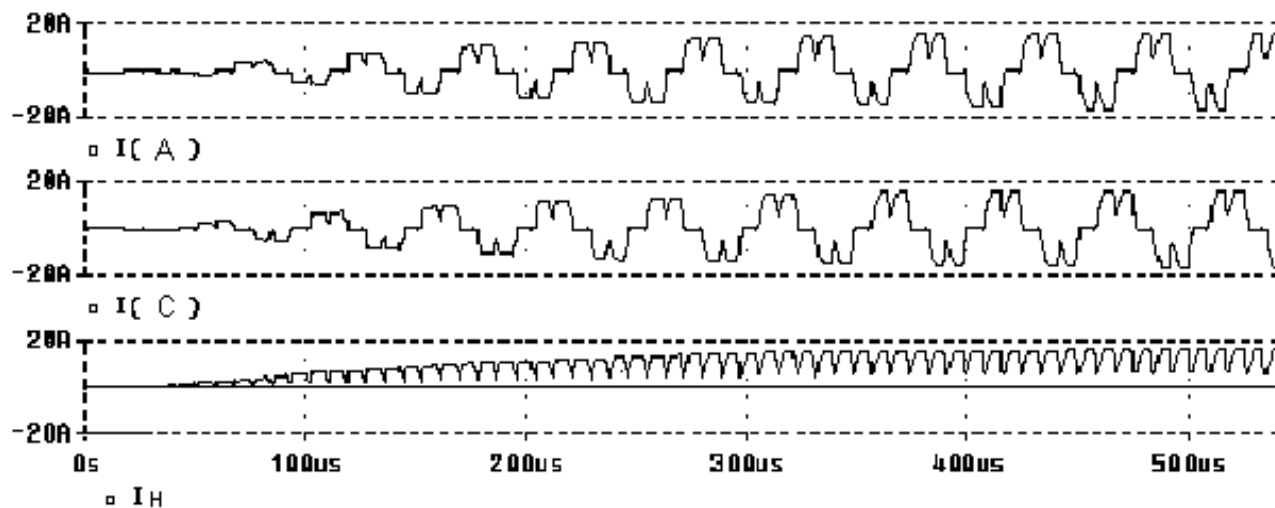


Рис. 2.18 Результати моделювання трифазного інвертора з ШІМ модуляцією при

$$\frac{Ti}{T} = 0,6$$

Одним із способів розв'язання проблем є використання схеми асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем і вихідним трансформатором [74, 75, 76, 77]. Перетворювач за схемою асиметричного інвертора (рис.2.19) лежить в основі побудови джерел електроживлення для плазмових та електронно-променевих установок.

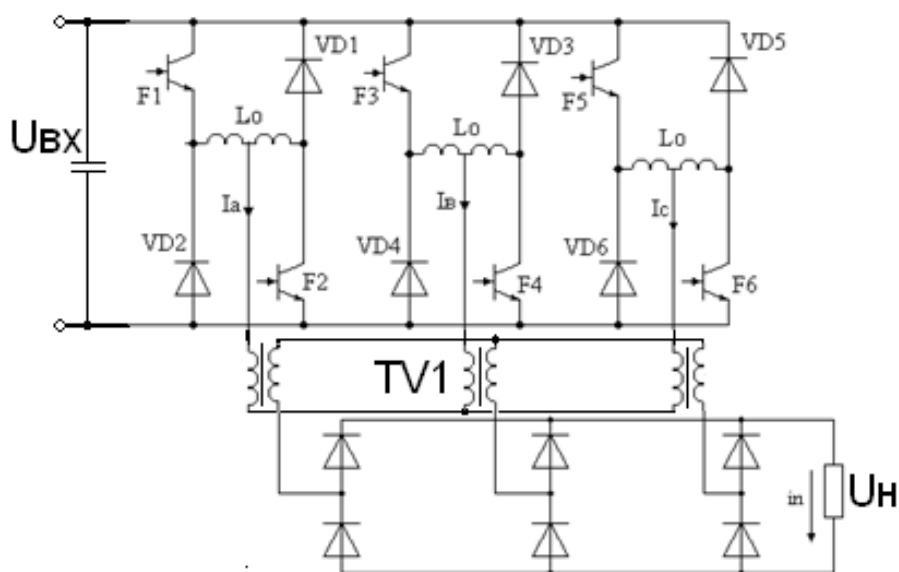


Рис. 2.19 Спрощена схема трифазного асиметричного інвертора

Пристрій являє собою трифазний регульований інвертор з струмообмежуючими дроселями, здатними в паузах (вимкнений стан відповідних ключів) підтримувати вихідну напругу (струм), перетворюючи ШІМ в амплітудну модуляцію і тим самим розширити діапазон регулювання при відсутності 100% пульсацій на виході без використання у колі навантаження фільтруючих елементів. Алгоритм функціонування інвертора наведено на рис.2.20.

Згідно алгоритму функціонування, кожна стійка інвертора працює в режимі двотактної ШІМ, а фазовий зсув між відповідними транзисторами в сусідніх стійках становить $\pm 120^\circ$. У цьому режимі, на виході дроселя постійного струму формується квазі прямокутний струм *I_{an}* та квазі прямокутна напруга *U_{aTV1}* на первинній обмотці фази вихідного трансформатора, при відсутності розсіювання в дроселі та трансформаторі. (див. рис.2.21).

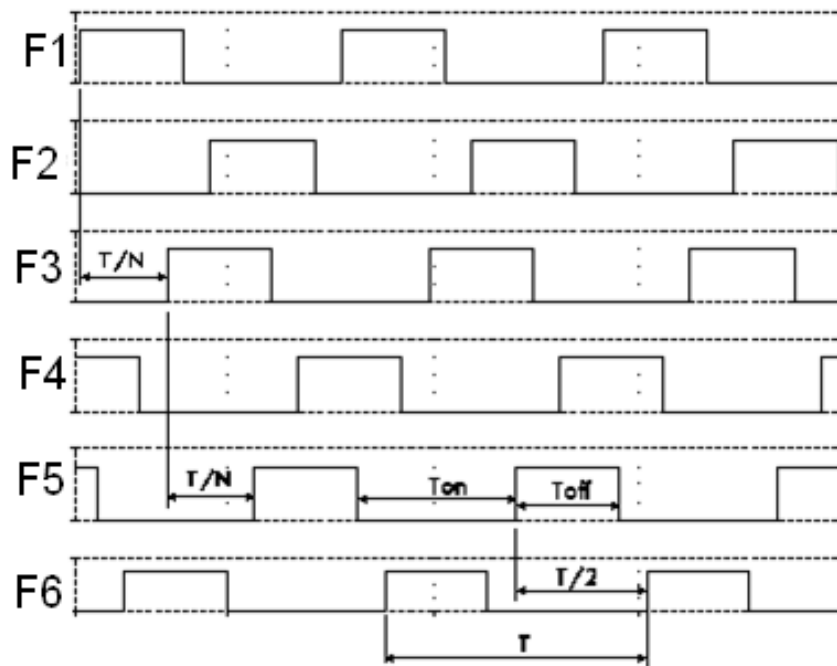


Рис. 2.20 Алгоритм функціонування асиметричного інвертора

Амплітуда сигналів прямокутної форми на виходах *N* однофазних інверторів, залежить від відношення тривалості керуючих імпульсів до на півперіоду модуляції:

$$\gamma = \frac{2 \cdot T_{off}}{T}$$

де T_{off} - тривалість імпульсів, що визначає час відкритого стану ключів.

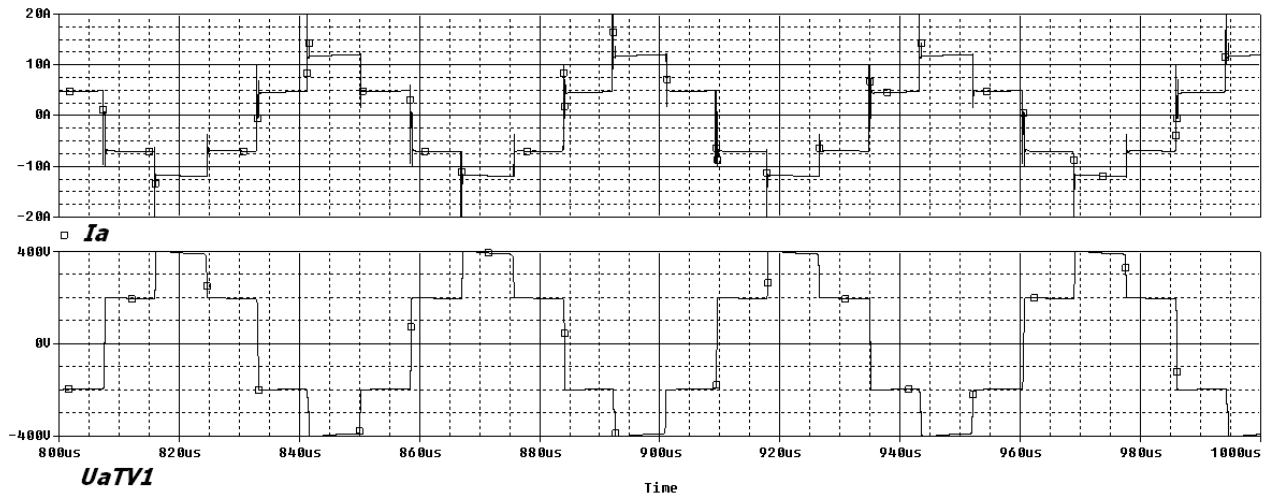


Рис. 2.21 Квазі прямокутний струм та напруга на первинній обмотці фази вихідного трансформатора

Протягом часу T_{off} , коли нижній або верхній ключ однієї з ланок інвертора відкритий, енергія джерела постійної напруги через відповідний струмообмежувальний дросель, трансформатор і відповідне плече вихідного випрямляча передається в навантаження. При цьому амплітуда вихідної напруги інвертора пропорційна току струмообмежувального дроселя, що залежить від відносної тривалості керуючих імпульсів. Момент перемикання кожного наступного однофазного інвертора зміщений відносно моменту перемикання попереднього на T / N . Оскільки сума вихідних струмів всіх ланок багатофазного інвертора, відповідно до закону Кірхгофа, дорівнює нулю і потужність між ланками інвертора розподіляється рівномірно, на будь-якому інтервалі часу зміна напрямку струму відбувається тільки в одному з плечей вихідного випрямляча, отже чим більше число однофазних інверторів утворюють багатофазних перетворювач, тим менше амплітуда пульсацій в вихідній напрузі.

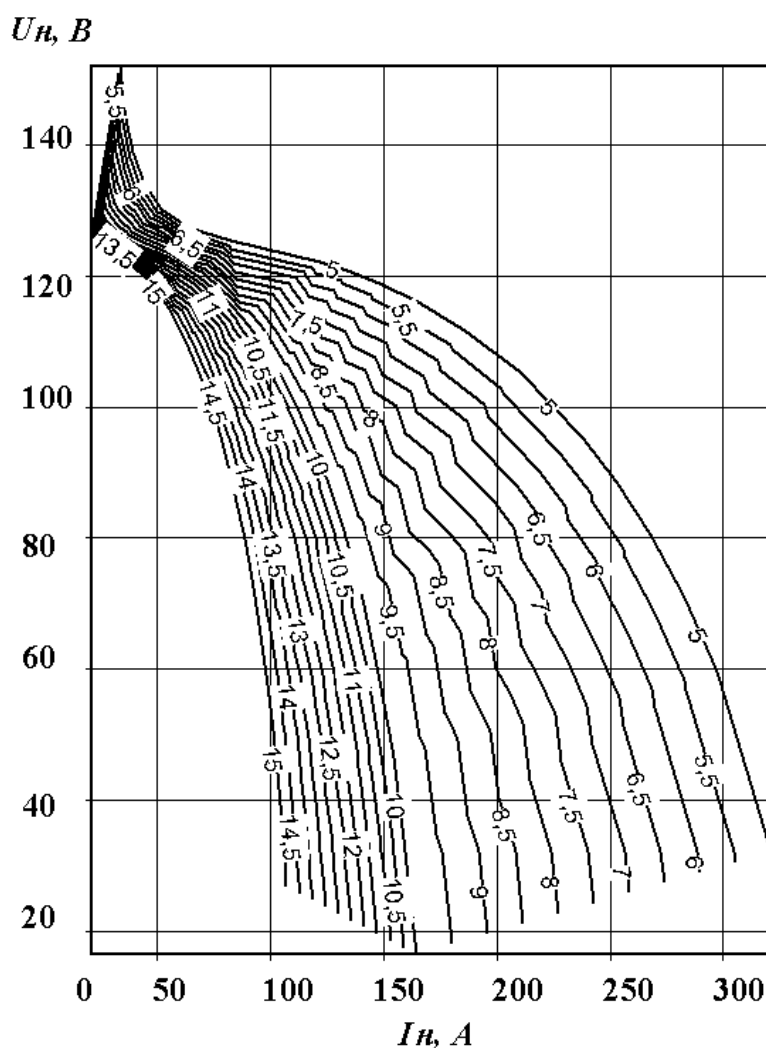


Рис. 2.22 Навантажувальні характеристики однофазного асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем

Процеси в однофазному асиметричному інверторі з магнітопов'язаним дроселем досліджені в [103] і побудовані його навантажувальні характеристики. На рис.2.22 представлені навантажувальні характеристики вихідної напруги однофазного інвертора при різних значеннях індуктивності розсіювання від 5 до 15 мкГн при одиничному коефіцієнті трансформації силового трансформатора і ідеальному магнітному зв'язку в дроселі. Аналіз отриманих характеристик показує, що для досягнення потужності більше 20 кВт при досліджуваних параметрах силової частини інвертора загальна поздовжня індуктивність (розсіювання) не повинна перевищувати 5 мкГн. Що практично недосяжно в потужних високовольтних трансформаторах і потужнострумових магнітопов'язаних двообмоткових дроселях.

Збільшення вихідної потужності пристрою також переважно потрібно здійснювати шляхом збільшення фазності, а не шляхом збільшення потужності окремих фаз джерел живлення. При цьому, чим більше фаз, тим помітніше виражається у якості вихідної напруги. Так, при числі N фаз більше п'яти, частина однофазних інверторів, трансформаторів і плечей випрямляча працюють практично паралельно, причому максимальний рівень струму I однофазних інверторів визначається наступним чином:

$$\begin{cases} I = 2I_n / (N - 1), & \text{якщо } N - \text{непарне,} \\ I = 2I_n / (N - 2), & \text{якщо } N - \text{парне,} \end{cases} \quad (2.1)$$

де I_n - струм навантаження, при коефіцієнті трансформації рівному одиниці.

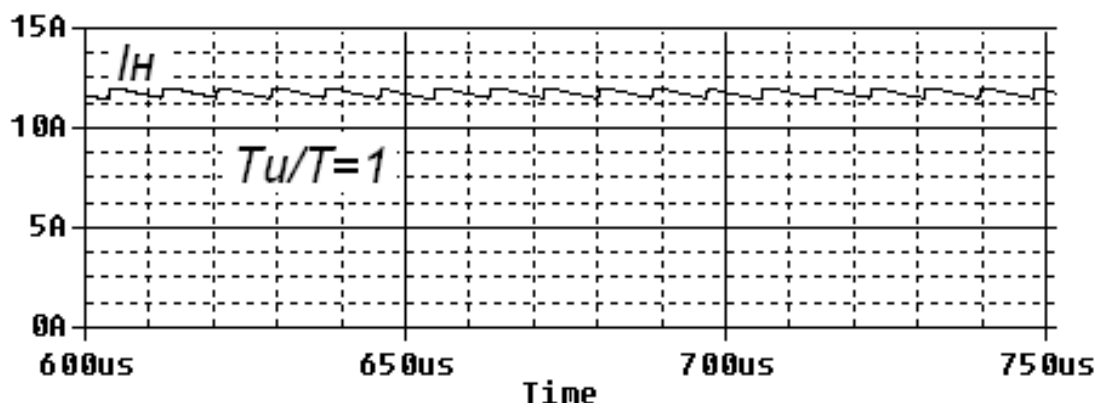


Рис. 2.23 Струм навантаження трифазного інвертора з асиметричними напівмостами при відносній тривалості імпульсу керування $\gamma = 1$

Отже мінімальна кількість фаз джерела живлення дорівнює трьом, оскільки, починаючи з цього числа, зберігається безперервність струму на виході джерела живлення, принаймні в одній з ланок інвертора і виключаються 100% провали в вихідній напрузі.

Залежно від стану керуючих сигналів, кількості фаз в інверторі встановлюється розподіл струмів, при якому загальний струм обмежується сумою струмів струмообмежуючих дроселів, згідно (2.1). При цьому, якщо виникає коротке замикання в колі навантаження, тобто пробій, відбувається безінерційне обмеження струму на рівні I (2.1) і ні одна з ланок інвертора не відчуває перевантаження по

струму. Для гасіння дугового розряду в колі навантаження на деякий фіксований час вимикаються всі керовані ключі інвертора. При цьому, енергія струмообмежуючих дроселів через відкриті діоди асиметричних інверторів повертається в первинне джерело живлення (ємність) минаючи первинну обмотку силового трансформатора. Після закінчення паузи відновлюється нормальний режим роботи інвертора.

Таким чином, реалізація принципу багатofазного перетворення описаними вище засобами дає можливість поєднувати функції інвертування напруги, струмообмеження і стабілізації вихідної напруги при забезпеченні низького рівня пульсацій, причому, без небажаного накопичення енергії в вихідних колах джерела електроживлення.

Зміною коефіцієнта заповнення $\gamma = (2 \cdot T_u)/T$, здійснюється регулювання амплітуди першої гармоніки напруги на навантаженні:

$$U_m = \frac{4}{\pi} U \cdot \sin \frac{\pi \cdot \gamma}{2} = \frac{2}{\pi} E \cdot \sin \frac{\pi \cdot T_u}{T}$$

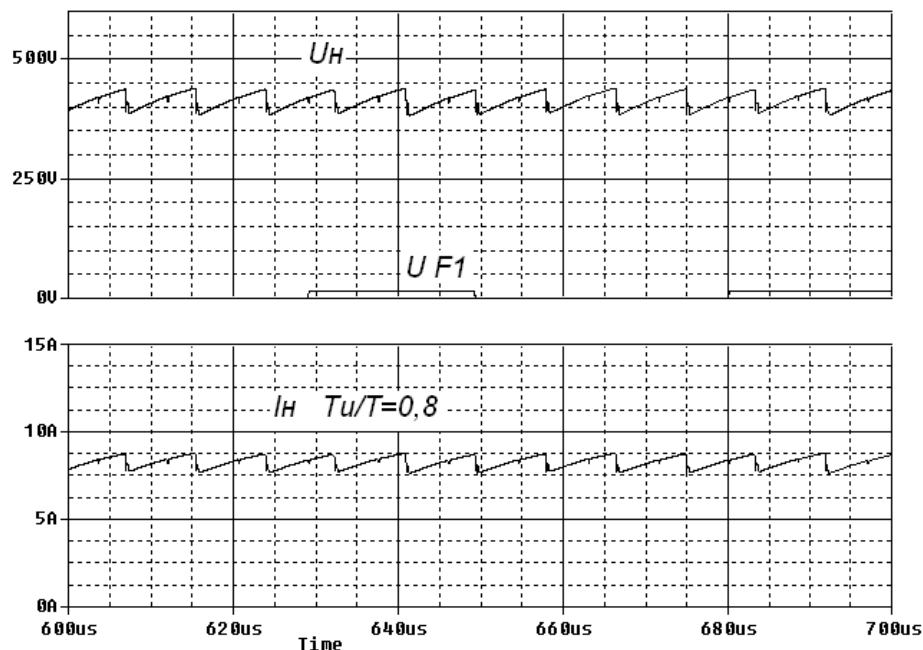


Рис. 2.24 Струм і напруга навантаження трифазного інвертора з асиметричними напівмостами при відносній тривалості імпульсу керування $\gamma = 0,8$

Результати моделювання процесів в трифазному інверторі зображеному на рис.2.19 наведені на рис.2.23-2.24. Струмообмежуючі дроселі мають індуктивність кожної напівобмотки 1мГн. Осцилограми, наведені на рис.2.23 -2.24, відрізняються між собою тільки коефіцієнтом заповнення, який призводить до різної величини вихідної напруги і різних як по амплітуді так і по формі вихідних пульсацій. На рис.2.23 наведена осцилограма вихідного струму трифазного джерела живлення при $\gamma = 1$. На рис.2.24 наведені осцилограми вихідного струму та напруги трифазного джерела живлення при $\gamma = 0,8$. При зменшенні тривалості імпульсів ($\gamma = 0,8$), істотно змінюється пульсації на виході джерела живлення при ідеальних електромагнітних елементах використовуваних при дослідженні синхронного несінфазного джерела. Істотний вплив на форму, частоту і амплітуду пульсацій, крім індуктивностей розсіювання силового трансформатора та дроселя, має вихідний випрямляч, радше спосіб об'єднання вихідних обмоток. Наведені результати моделювання відносяться до випадку з'єднання вихідних обмоток в зірку, частота пульсацій при цьому 120кГц. При необхідності розширення сфери застосування багатофазного інвертора, високочастотні пульсації легко фільтруються невеликими ємнісними фільтрами. Таким чином, запропонована побудова інвертора найбільш повно задовольняє вимогам, що пред'являються до джерел живлення для електронно-променевих і плазмових технологічних установок.

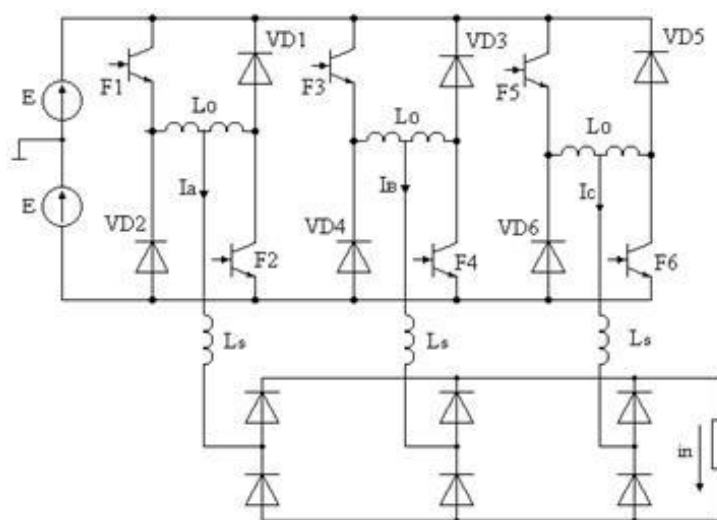


Рис. 2.25 Спрощена еквівалентна схема трифазного інвертора з струмообмежуючими дроселями

Для відповіді на питання, яка буде якість вихідної енергії, в цьому джерелі живлення, без застосування фільтруючих елементів на виході, розглянемо електромагнітні процеси в трифазному інверторі з струмообмежуючими дроселями, спрощена еквівалентна схема якого, приведена на рис.2.25, при наступних припущеннях: вихідний трансформатор утворений групою однофазних трансформаторів, первинні і вторинні обмотки яких включені в зірку; коефіцієнт передачі трансформатора дорівнює одиниці; активні опори обмоток трансформатора і дроселів дорівнюють нулю; струм намагнічення трансформатора дорівнює нулю.

Розглянемо випадок, коли відносна тривалість імпульсів змінюється в межах $2/3 < \gamma < 1$, як показали практичні випробування, для більшості застосувань, цей діапазон регулювання в потужних джерелах живлення є основним. Для аналізу вихідних характеристик інвертора, необхідно описати процеси на часовому інтервалі тривалістю $T/6$ при довільних початкових умовах, вирішуючи систему рівнянь, що відповідають сталому режиму:

$$\left\{ i_a(0) = -i_c\left(\frac{T}{6}\right); i_b(0) = -i_a\left(\frac{T}{6}\right); i_c(0) = -i_b\left(\frac{T}{6}\right); U_n(0) = U_n\left(\frac{T}{6}\right), \right. \quad (2.2)$$

Нехай перша стадія, починається в момент вимикання ключа F4 (рис.2.25), при цьому струм $i_c = 0$. Тоді на першому інтервалі, еквівалентну схему заміщення можна представити у вигляді наведеному на рис.2.26.

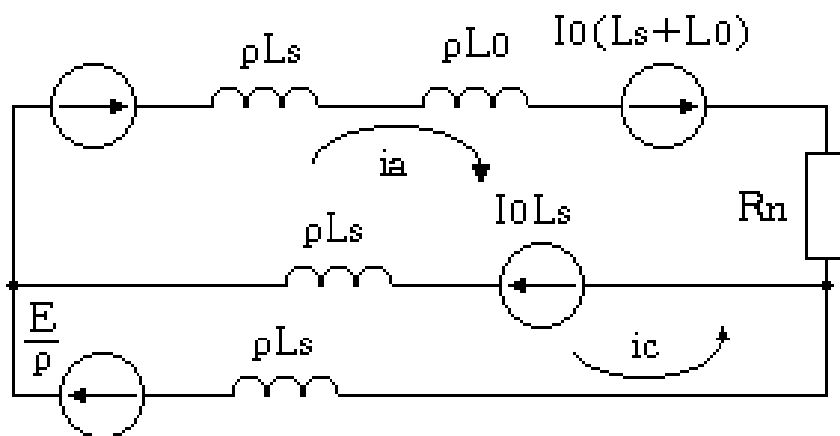


Рисунок. 2.26 Еквівалентна схема заміщення на першій стадії

Рівняння, що описують процеси в цій схемі заміщення мають вигляд:

$$\begin{cases} ia \cdot (2 \cdot p \cdot Ls + p \cdot Lo + Rn) + ic \cdot p \cdot Ls = \frac{E}{p} + Io \cdot (2 \cdot Ls + Lo) \\ ic \cdot 2 \cdot p \cdot Ls + ia \cdot p \cdot Ls = -\frac{E}{p} + Io \cdot Ls \end{cases} \quad (2.3)$$

Вирішуючи систему рівнянь (2.3) знаходимо:

$$\begin{aligned} ia(t) &= Io \cdot \exp\left(-\frac{Rn \cdot t}{Io + \frac{3 \cdot L}{2}}\right) + \frac{3 \cdot E}{Rn} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{Rn \cdot t}{Io + \frac{3 \cdot L}{2}}\right)\right) \\ ic(t) &= \left(\frac{Io}{2} - \frac{3 \cdot E}{4 \cdot Rn}\right) \left(1 - \exp\left(-\frac{Rn \cdot t}{Io + \frac{3 \cdot L}{2}}\right)\right) - \frac{E \cdot t}{2 \cdot Ls} \end{aligned} \quad (2.4)$$

При виконанні умови $Io > 3E / Rn$ впливає, що струм $ia(t)$, буде зменшуватися, тобто схема заміщення перетворюється в наступну, рис. 2.27.

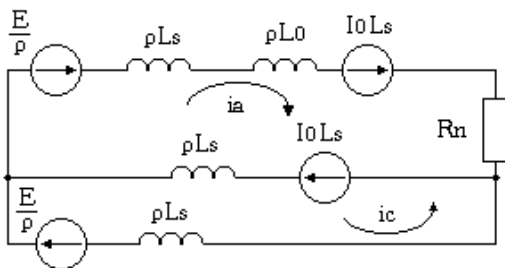


Рис. 2.27 Еквівалентна схема заміщення при виконанні умови $Io > 3E / Rn$

Для цієї схеми справедливі рівняння:

$$\begin{cases} ia \cdot (2 \cdot p \cdot Ls + Rn) + ic \cdot p \cdot Ls = \frac{E}{p} + 2 \cdot Io \cdot Ls \\ ic \cdot 2 \cdot p \cdot Ls + ia \cdot p \cdot Ls = Io \cdot Ls - \frac{E}{p} \end{cases} \quad (2.5)$$

Звідки, отримаємо:

$$\begin{aligned} i_a(t) &= \frac{3 \cdot E}{2 \cdot Rn} \left(1 - \exp\left(-\frac{2 \cdot Rn \cdot t}{3 \cdot Ls}\right) \right) + I_o \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot Rn \cdot t}{3 \cdot Ls}\right) \\ i_c(t) &= \left(\frac{I_o}{2} - \frac{3 \cdot E}{4 \cdot Rn} \right) \left(1 - \exp\left(-\frac{2 \cdot Rn \cdot t}{3 \cdot Ls}\right) \right) - \frac{E \cdot t}{2 \cdot Ls} \end{aligned} \quad (2.6)$$

З виразів (2.4), (2.6) слідує, що аналітичного рішення рівнянь в часовому просторі ускладнено. Крім того, в цих рівняннях різні постійні часу і, при $L_o \gg L_s$ в колі на різних інтервалах часу протікають і швидкі і повільні процеси, які на інтервалі тривалістю $T/6$ можуть призводити до декількох змін структури інвертора. Оскільки умови зміни структури інвертора неоднозначні, і залежать від співвідношення струмів i_a і I_o , i_c і I_{oc} та їх напрямку і стану ключів. Скористаємося результатами імітаційного моделювання трифазного інвертора в пакеті програм PSpice.

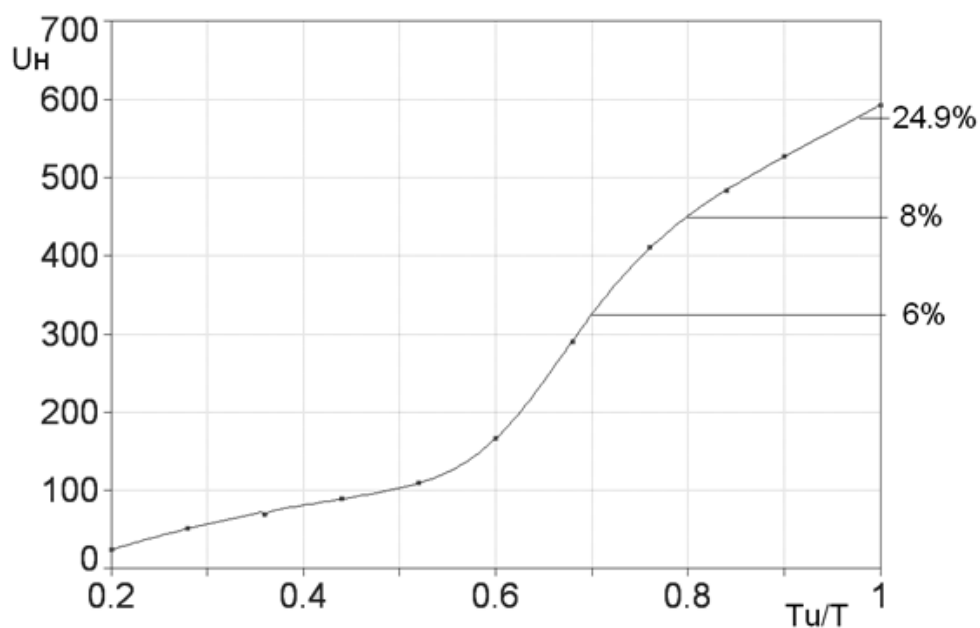


Рис.2.28 Графік зміни відносної величини пульсацій від зміни керуючого лу γ

Процеси в інверторі на даній ділянці ще складніше, ніж обумовлено вище. Складний характер процесів, породжує складний характер залежності пульсацій вихідної

напруги від зміни відносної тривалість імпульсів (γ) керування. На рис.2.28 наведено графік зміни відносної величини пульсацій від зміни керуючого сигналу γ .

Як видно з рис.2.28, при $\gamma < 0,65$ спостерігається різке зменшення амплітуди пульсацій вихідної напруги. В діапазоні зміни $0,65 < \gamma < 0,99$, розмах пульсацій вихідної напруги менше 15% (від піку до піку).

Моделювання трифазного інвертора, здійснювалося при частоті перемикачів в фазі 20кГц та ідеальних елементах, яки не містять полів розсіювання, можна вважати, що запропонований інвертор задовольняє вимогам по якості вихідної напруги в режимі регулювання при відсутності енергії, що накопичується в вихідних колах.

2.4 Визначення умов підвищення якості вихідної напруги багатофазних джерел електроживлення потужних газорозрядних установок.

Для формування постійної напруги з імпульсної послідовності ШІМ модульованих джерел електроживлення використовуються низькочастотні фільтри. Зокрема, в потужних перетворювачів це LC-фільтр. Розглянемо питання про те, що необхідно зробити, щоб отримати необхідну високу якість вихідної напруги і мінімізувати запас енергії у вихідних колах імпульсних джерел електроживлення. Розрахунку параметрів LC-фільтра присвячена багато літератури [63, 69, 70, 71, 72]. Розрахунок пульсацій при ШІМ ведеться по різному.

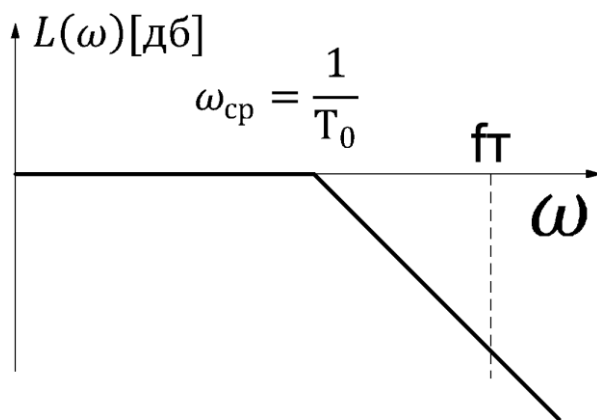


Рис. 2.29 Ідеалізована амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот

Якісний аналіз кривих вихідної напруги показує, що відношення частоти перемикання перетворювача до власної частоти зрізу фільтра є фундаментальними параметрами які визначають запас енергії в вихідних колах перетворювача. Ключове значення цього відношення полягає в тому що воно є сполучною ланкою між якістю вихідної напруги, параметрами фільтра і частотою перемикання. На рис. 2.29 приведена ідеалізована амплітудно-частотна характеристика фільтра нижніх частот другого порядку.

Наведемо спрощену методику вибору параметрів фільтра, яка дозволить в кінцевому рахунку визначати схемотехніку інверторів для досягнення необхідної якості вихідної напруги та мінімізації енергії у вихідних колах. Введемо поняття коефіцієнт придушення, який дорівнює відношенню вихідної напруги до змінної складової від піка до піка в вихідній напрузі:

$$K_{pod} = \frac{U_n}{U_d}, \quad (2.7)$$

Коефіцієнт ослаблення, який виражається в децибелах:

$$L_{ocl} = 20 * \lg K_{pod} = 20 * \lg \frac{U_n}{U_d}$$

Відносна частота переривання:

$$\beta = \frac{T}{T_0},$$

де: T - період ШІМ модуляції; $T_0 = \sqrt{L * C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{cr}}$ - постійна часу фільтра.

Знаючи відносну частоту переривання, для досягнення заданого ослаблення змінної складової в вихідній напрузі, частоту зрізу фільтра можна визначити наступним чином:

$$f_{cr} = \frac{f_t}{10^{0.025 L_{ocl}}}$$

Частота зрізу фільтра пов'язана з постійною часу фільтра, тому для фільтру другого порядку маємо:

$$\sqrt{LC} = \frac{10^{0,025 L_{ocl}}}{2 \cdot \pi \cdot f_t}, \quad (2.8)$$

Відомий вираз для коефіцієнта загасання фільтра пов'язує параметри навантаження, ємності й індуктивності:

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot R_n} \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (2.9)$$

Використовуючи вирази (2.8, 2.9) можна визначити основні параметри фільтру другого порядку:

$$C = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{2 \cdot R_n \cdot \xi}, \quad L = \frac{(\sqrt{L \cdot C})^2}{C}.$$

Для визначення енергетичних характеристик фільтра другого порядку, або який повинен бути запас енергії в фільтрі, щоб усереднити вихідні пульсації до необхідного рівня, перепишемо рівняння (2.9):

$$C = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{2 \cdot R_n \cdot \xi} = \frac{\sqrt{L \cdot C}}{2 \cdot \frac{U_n}{I_n} \cdot \xi}. \quad (2.10)$$

Звівши в квадрат ліву і праву частину виразу (2.10) і зробивши необхідні перетворення отримаємо:

$$\frac{CU_n^2}{2} = \frac{LI_n^2}{2} \frac{1}{4 \cdot \xi^2}. \quad (2.11)$$

З аналізу виразу (2.11) слід що енергія накопичена в ємності фільтра істотно залежить від коефіцієнта загасання. При коефіцієнті загасання рівним одиниці, забезпечується не коливальний перехідний процес, якщо енергія збережена в ємності фільтра в чотири рази менше енергії дроселя. З виразу (2.10) з урахуванням (2.8) та (2.7) отримуємо:

$$\frac{C \cdot U_n^2}{2} = \frac{I_n \cdot U_n}{8 \cdot \pi \cdot f_T} \frac{10^{\frac{0.5 \ln \frac{U_n}{U_d}}{\ln 2 + \ln 5}}}{\xi} \quad (2.12)$$

На рис 2.29 представлені результати розрахунку за виразом (2.12) при розрахункових пульсація 1%, коефіцієнті згасання рівним 0,1, в залежності від потужності навантаження і частоти перемикань на вході фільтра. На рис. 2.30 - при розрахункових пульсація 1% і постійної потужності в навантаженні 500 кВт.

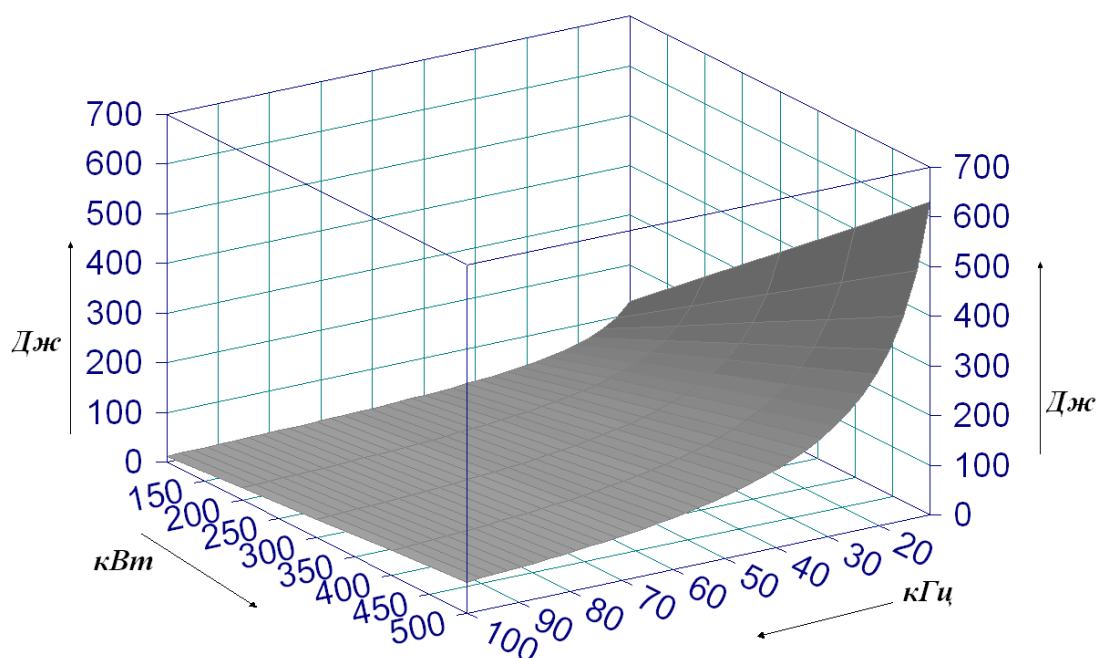


Рис. 2.29 Розрахункова залежність необхідної енергії фільтра в залежності від потужності і частоти перетворення при розрахункових пульсація 1%, згідно (2.12)

З графіків випливає що чим вище частота перетворення і більше коефіцієнт загасання, тобто гірше добротність фільтру, тим менше потрібно енергії в фільтрі для забезпечення заданих показників якості електроенергії для живлення електронно-променевих гармат. Але навіть при коефіцієнті загасання що дорівнює одиниці і не дуже жорстким вимогам по пульсаціям (1%), як випливає з (2.11) і (2.12), при потужності навантаження 450 кВт і напрузі 30 кВ, в фільтрі буде запасатися енергії

близько 45 джоулів. Це істотно знижує динамічні характеристики високовольтних джерел електроживлення для електронно-променевих гармат.

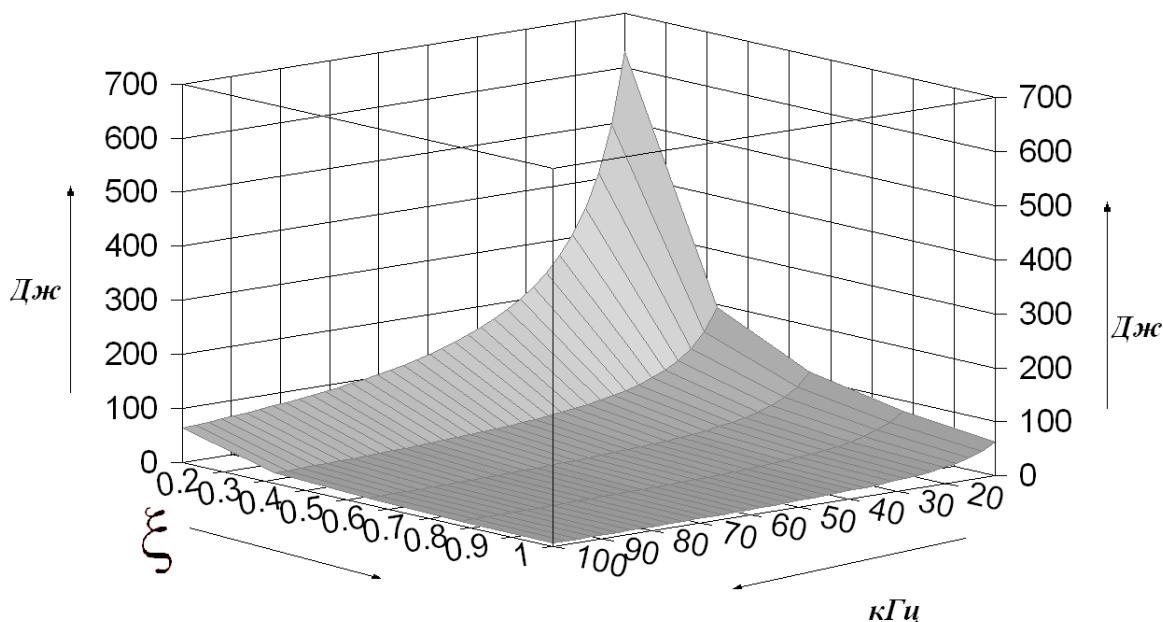


Рис.2.30 Залежність необхідної енергії фільтра в залежності від частоти перетворення, коефіцієнту загасання, при потужності перетворювача 500 кВт і пульсаціях 1%, згідно (2.12)

Таким чином, отримані вирази (2.8, 2.9, 2.12) дозволяють визначити основні параметри імпульсного перетворювача з фільтром другого порядку виходячи з допустимої енергії вихідного кола.

Для кращого розуміння впливу збереженої енергії на динамічні властивості системи електроживлення, розглянемо простий приклад - перехідний процес в RC колі. Як відомо, зміна напруги на конденсаторі при вмиканні ключа S (рис.2.31) Описується відомим виразом (2.13):

$$U_C = U \left(1 - e^{\frac{-t}{RC}} \right), \quad (2.13)$$

де $\tau = R \cdot C$ Т постійна часу кола.

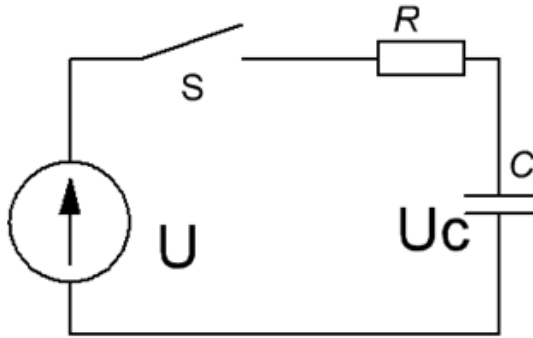


Рис. 2.31 Еквівалентна схема заряду ємності

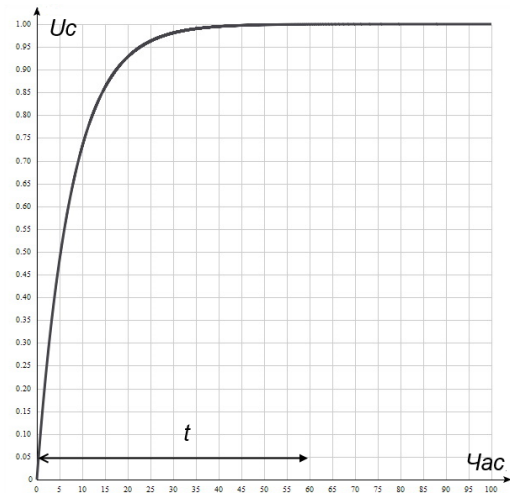


Рис.2.32 Графік перехідного процесу

Графік перехідного процесу, розрахований по (2.13), представлений на рис.2.32. З (2.13) визначимо час перехідного процесу, для цього праву частину виразу (2.13) розкладемо в ряд і відкинемо всі члени старше першого, тобто лінеаризуємо вираз (2.13), з залишився виразу знайдемо час перехідного процесу:

$$U \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) = 1 + \left(-\frac{1}{RC} \right) t + \frac{1}{2R^2C^2} t^2 + O(t^3), \quad (2.14)$$

$$t = \frac{U_c}{U} RC. \quad (2.15)$$

Перетворимо вираз (2.15), введемо заміни. Напругу на конденсаторі позначимо через напругу джерела живлення

$$U_c = k \cdot U, \text{ де } k = 0 \div 1. \quad (2.16)$$

Тоді підставляючи це в (2.15), і проводимо додаткові перетворювання отримаємо:

$$t = \frac{2 \cdot k \cdot Q}{P}, \quad (2.17)$$

де: $P = U \cdot I$ потужність джерела живлення; $Q = (C \cdot U^2)/2$ – енергія, яка накопичена в вихідному ланцугу.

Отже, як слідує з (2.17) для мінімізації часу перехідного процесу необхідно або збільшити встановлену потужність джерела електроживлення, або зменшити накопичувану енергію в колі, в якому відбувається перехідний процес, або зменшити діапазон зміни енергії в цьому колі. Наприклад, в джерелах з електронною лампою зменшують діапазон зміни енергії - лінійні регулятори.

2.5 Висновки до розділу 2.

1. На основі аналізу принципів побудови та режимів відомих систем електроживлення різних газорозрядних установок обґрунтовано, що характеристики кола їх навантаження та умови перетворення електроенергії в силових структурах суттєво впливають на енергоефективність і динамічні характеристики таких систем. Зокрема, на їх характеристики суттєво впливають режими імпульсної модуляції та топологія і енергетичні характеристики наявних індуктивно-ємнісних фільтрів у їх силових структурах.

2. Показано, що у всіх відомих високовольтних системах електроживлення газорозрядних установок енергетичні характеристики їх індуктивно-ємнісних фільтрів впливають на якість вихідної напруги. При цьому енергія цих фільтрів істотно залежить від потужності джерела, частоти перетворення і параметрів затухання їх еквівалентної схеми.

3. Встановлено, що чим меншим є коефіцієнт затухання перехідних процесів в еквівалентній схемі фільтра, тим для забезпечення необхідної якості вихідної напруги треба накопичувати більшу енергію у фільтруючих елементах. При підвищенні потужності систем електроживлення для збереження необхідної якості їх вихідної напруги треба підвищувати частоту перетворення параметрів накопиченої енергії у їх вихідних колах.

4. Було визначено умови підвищення якості вихідної напруги багатofазних систем електроживлення та обґрунтовано доцільність розробки нових систем, в яких синхронні несинфазні силові структури виконано на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів, що не мають реактивних елементів у вихідних колах і

використовують двообмоткові дроселі, що не змінюють напрямку магнітного потоку при перемагнічуванні силового трансформатора.

5. Було визнано необхідним проведення додаткових досліджень статичних і динамічних характеристик синхронних несинфазних силових структур з використанням двотактних асиметричних напівмостових інверторів.

Посилання: [9], [12-14], [18], [19], [23], [27], [31], [32], [45-50], [52], [54-58], [60-67], [69], [70], [73-77], [103] див. список використаних джерел стор. 308 - 315, 318.

РОЗДІЛ 3

ВИСОКОВОЛЬТНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА З ДВОТАКТНИМИ АСИМЕТРИЧНИМИ НАПІВМОСТОВИМИ ІНВЕРТОРАМИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ УСТАНОВОК.

3.1 Особливості побудови високовольтних напівпровідникових джерел живлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами без реактивних елементів у колі навантаження.

Застосування багатофазних джерел електроживлення з високочастотною імпульсною модуляцією дозволяє істотно зменшити енергоємність фільтрів. Однак, обов'язкове гальванічне розділення вхідного та вихідного кола, здійснюване зазвичай із застосуванням трансформатора, призводить до необхідності враховувати вплив полів розсіювання, які можуть бути суттєвими в потужних високочастотних високовольтних трансформаторах. У зв'язку з цим, важливого значення набуває мінімізація поздовжніх індуктивностей всього тракту передачі енергії для досягнення необхідних параметрів якості електроенергії з одночасною мінімізацією енергії, що запасасться в вихідних колах перетворювача для зменшення ймовірності дугоутворення в технологічному навантаженні.

Перетворювач на базі асиметричних інверторів (рис.3.1) лежить в основі побудови джерел електроживлення для плазмових та електронно-променевих установок [78].

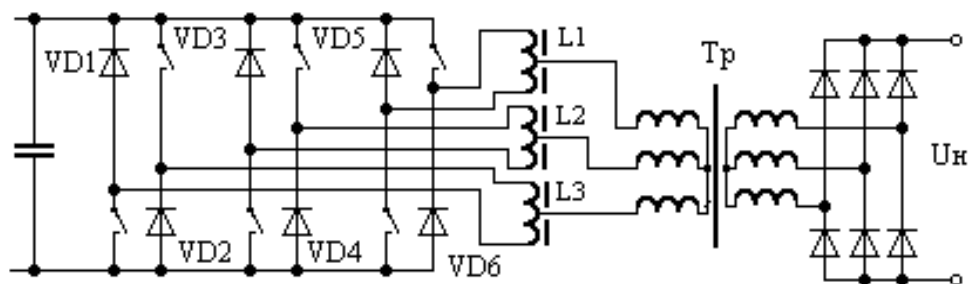


Рис. 3.1. Еквівалентна схема трифазного перетворювача з асиметричними напівмостовими перетворювачами

Джерело живлення, як найменше, складається з трифазного вихідного інвертора (ВИ), трансформатора (Тр), мостового випрямляча і системи керування (СУ). ВИ утворений трьома напівмостовими інверторами з регулюючими і струмообмежувальними дроселями L1-L3. У цьому інверторі напруга на навантаженні, з урахуванням коефіцієнта трансформації трансформатора Тр, пропорційна струму дроселів. Транзистори ВИ керуються широтно-модульованими імпульсами з коефіцієнтом заповнення

$$\gamma = 2 * T_u / T = (0 \div 1),$$

де: T_u - тривалість імпульсу (відкритого стану транзистора);

T - період проходження імпульсів, причому;

$$f = \frac{1}{T} - \text{частота трифазної вихідної напруги.}$$

Струмообмежувальні дроселі включені в коло постійного струму, послідовно з транзисторами напівмостового інвертора, при вимиканні інвертора (вимикання всіх ключів), відмикаються відповідні діоди VD1 - VD2, VD3 - VD4, VD5 - VD6. При цьому на середніх відводах дроселів L1-L3 встановлюється рівні потенціали і вихідний трансформатор знеструмлюється. Отже, енергія, накопичена в дроселях, повертається у вхідний конденсатор джерела живлення, минаючи коло трансформатора, не розсіюючи в тепло і не підтримуючи струм навантаження. У такому інверторі, через те, що послідовно з первинними обмотками трансформатора включені дроселі, здійснюється ефективне обмеження струму при коротких замиканнях у навантаженні [74].

Система керування вихідним інвертором (СУ) обробляє сигнали про вихідну напругу і струм вихідного інвертора (ВИ) по спеціально розроблених алгоритмах і формує керуючі сигнали для силових ключів ВИ. СУ забезпечує: стабілізацію і регулювання вихідної напруги, чи струму; захист по максимальному струму шляхом обмеження струму через перемикаючі елементи інвертора; режим автоматичного повторного пуску, що при виникненні короткого замикання дозволяє перервати струм на виході інвертора на заданий проміжок часу, достатній для деіоніза-

ції дугового проміжку, з наступним автоматичним відновленням вихідної напруги.

3.2 Аналіз пульсацій вихідної напруги високовольтних багатозфазних джерел живлення з асиметричними напівмостовими інверторами без введення реактивні елементів у коло навантаження.

Інший важливий показник, що впливає на якість технологічного процесу, це пульсації на виході джерела живлення прискорюючої напруги, особливо за умови небажаності використання фільтрів, для згладжування пульсацій.

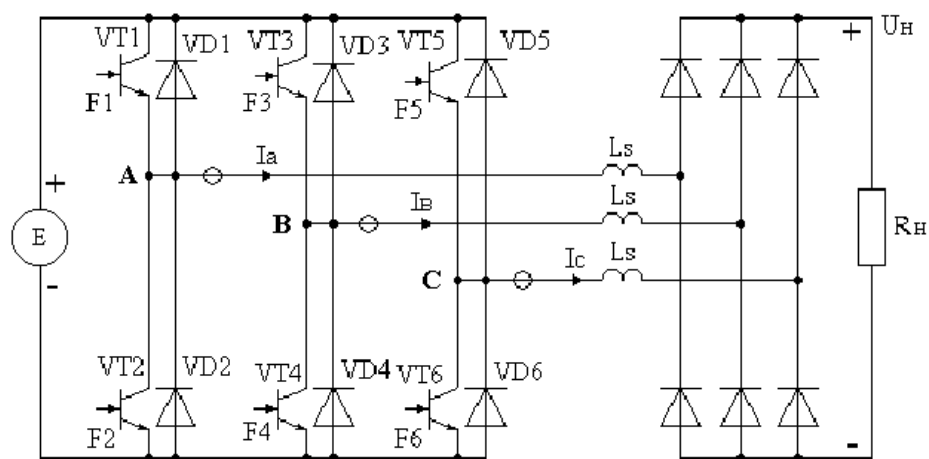


Рис. 3.2 Спрощена еквівалентна схема трифазного інвертора

Розглянемо електромагнітні процеси в трифазному інверторі з струмообмежувальними дроселями у випадку, коли $\gamma = 1$, найгірший випадок для розглядаємого інвертора. Це режим роботи джерела живлення, як показано вище, має найбільшу амплітуду пульсацій в навантаженні. При $\gamma = 1$ на процеси переключення впливає тільки індуктивність розсіювання між напівобмотками струмообмежувального дроселя тому що, в цьому випадку, відсутні етапи накопичення і віддачі енергії дроселем, а є тільки перехід струму з однієї напівобмотки в іншу. Спрощена еквівалентна схема

трифазного інвертора для цього випадку приведена на рис.3.2, при наступних припущеннях:

- вихідний трансформатор утворений групою однофазних трансформаторів, первинні і вторинні обмотки якого включені в зірку;
- коефіцієнт передачі трансформатора дорівнює одиниці;
- активні опори обмоток трансформаторів і дроселів дорівнюють нулю;
- струм намагнічування трансформатора дорівнює нулю.

На рис.3.3 наведені часові діаграми роботи ключів трифазного інвертора й еквівалентні схеми трифазного інвертора при кожному переключенні транзисторів.

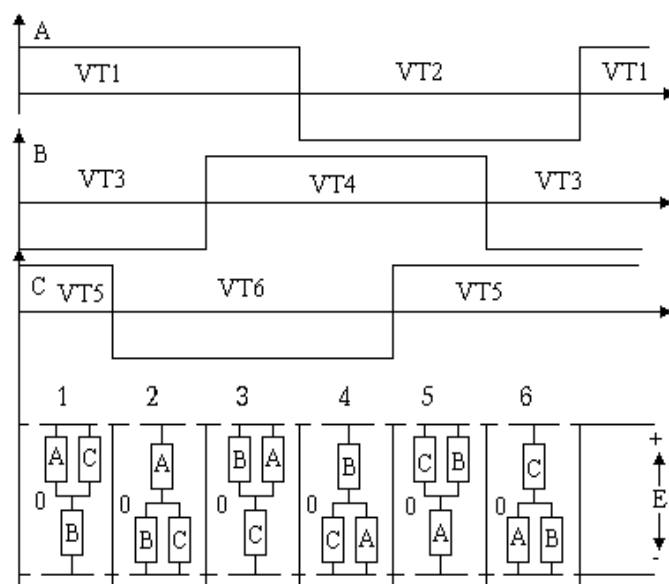


Рис.3.3. Часові діаграми роботи ключів трифазного інвертора

Як видно з еквівалентних схем, у розглянутому трифазному інверторі, можливі шість незалежних станів. Однак, якщо навантаження в кожній фазі ідентичні, то з точністю до найменувань, можна вважати, що існує тільки два незалежних стани. Тому, для визначення пульсацій у випрямленій напрузі трифазного інвертора досить розглянути перехід зі стану 1 у стан 2 (див. рис.3.3), тому що у всіх інших парах станів, з точністю до знаків процеси на періоді збігаються.

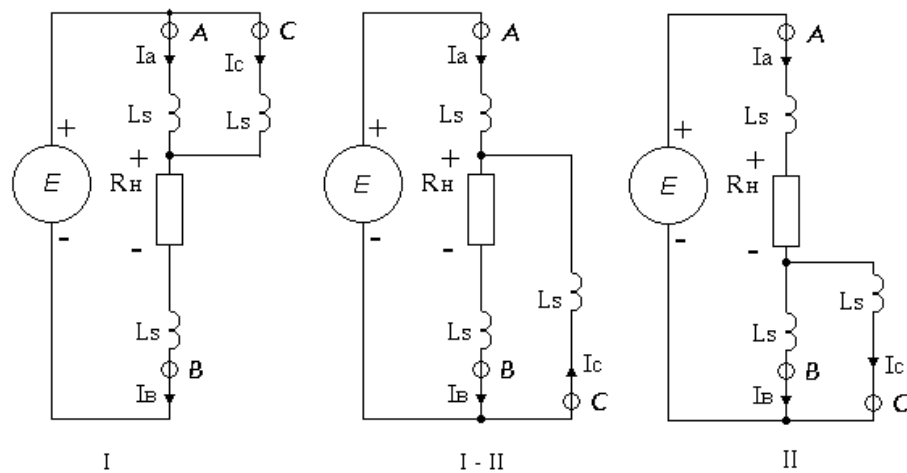


Рис.3.4 Еквівалентні схеми інвертора при переході зі стану 1 у стан 2

Відповідно до прийнятих допущень, на рис.3.4 приведені еквівалентні схеми інвертора, що відображують процес комутації при переході зі стану 1 у стан 2. На рис. 3.4(I), показані струми в еквівалентній схемі у відповідні моменти перед комутацією ключів VT5, VT6. На рис.3.4(I-II), напрямки струмів у гілках відповідає моменту часу відразу після комутації ключів. На рис.3.4(II), напрямки струмів у гілках відповідають моменту перед наступною комутацією. Отже, для аналізу вихідних характеристик розглянутого інвертора, необхідно описати процеси на часовому інтервалі тривалістю $\frac{T}{6}$ при довільних початкових умовах, причому:

$$\left\{ ia(0) = ic\left(\frac{T}{6}\right); ib(0) = ia\left(\frac{T}{6}\right); ic(0) = ib\left(\frac{T}{6}\right); Un(0) = Un\left(\frac{T}{6}\right) \right\}, \quad (3.1)$$

Відповідно до еквівалентної схеми рис.3.4(I-II), складемо в операторному виді систему рівнянь, які відображають процеси в інверторі, після моменту комутації, при наступних позначках $ic(0) = k \cdot ib(0)$; $ia(0) = (1 - k) \cdot ib(0)$:

$$\begin{cases} \frac{E}{p} + L_s((1-k) + i_b(0)) = I_a(p) \cdot L_s \cdot p + I_b(p) \cdot (L_s \cdot p + R_n) \\ \frac{E}{p} + L_s((1-k) \cdot i_b(0) - k \cdot i_b(0)) = I_a(p)L_s \cdot p - I_c(p)L_s \cdot p, \\ I_a(p) + I_c(p) = I_b(p) \end{cases} \quad (3.2)$$

Вирішуючи цю систему рівнянь відносно струмів у гілках і переходячи від зображень до оригіналів, знаходимо:

$$\begin{cases} I_a(t) = \frac{1}{4}I_m + i_b(0) \cdot \left(\frac{1}{2} - k\right) + \frac{3}{4}I_m \frac{t}{\tau} + \left(\frac{i_b(0)}{2} - \frac{I_m}{4}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \\ I_c(t) = \frac{1}{4}I_m + i_b(0) \cdot \left(k - \frac{1}{2}\right) - \frac{3}{4}I_m \frac{t}{\tau} + \left(\frac{i_b(0)}{2} - \frac{I_m}{4}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \\ I_b(t) = \frac{1}{2}I_m + \left(i_b(0) - \frac{I_m}{2}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\text{де:} \quad I_m = \frac{E}{R_n}; \quad \tau = \frac{3L_s}{2R_n}.$$

З умови $I_c(t)=0$, знаходимо час закінчення першої стадії:

$$0 = \frac{1}{4}I_m + i_b(0) \cdot \left(k - \frac{1}{2}\right) - \frac{3}{4}I_m \frac{t}{\tau} + \left(\frac{i_b(0)}{2} - \frac{I_m}{4}\right) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right), \quad (3.4)$$

$$t_0 = \frac{\tau}{3I_m} \left[3 \text{LambertW} \left[\frac{1}{3} (2i_b(0) - I_m) \frac{\exp\left[-\frac{I_m + i_b(0) \cdot (4 \cdot k - 2)}{3I_m}\right]}{I_m} \right] \cdot I_m + I_m + i_b(0) \cdot (4 \cdot k - 2) \right]. \quad (3.5)$$

У момент закінчення першої стадії струми $I_a=I_b$, тому, підставляючи час із (3.5) у вираз для струму I_b , визначаємо початкові умови для другої стадії:

$$I_0 = \frac{1}{2}I_m + (i_b(0) - \frac{I_m}{2}) \cdot \exp(-\frac{t_0}{\tau}). \quad (3.6)$$

Якщо $t_0=0$, то $I_0=i_b(0)$, то з виразу (3.6) випливає, що струм після комутації не змінюється, тобто в системі відсутні пульсації. З аналізу вираження (3.5) випливає, що час існування першої стадії дорівнює нулю ($t_0=0$) у двох випадках, коли $i_b(0) = 0$ і коли $\tau = 0$. При прийнятих нами припущеннях, значення струму $i_b(0) = 0$ тільки в тому випадку, коли система не працює. Величина $\tau = \frac{3L_s}{2R_n} = 0$ у тому випадку, коли відсутня індуктивність розсіювання.

Складемо систему рівнянь, які відображають процеси на другій стадії рис.3.4(II):

$$\begin{cases} \frac{E}{p} + 2L_s \cdot I_0 = I_{aII}(p)(L_s \cdot p + R_n) + I_{bII}(p)L_s \cdot p \\ \frac{E}{p} + L_s \cdot I_0 = I_{aII}(p) \cdot (L_s \cdot p + R_n) + I_{cII}(p)L_s \cdot p \\ I_{aII}(p) = I_{bII}(p) + I_{cII}(p) \end{cases} \quad (3.7)$$

Вирішуючи систему рівнянь (3.7), щодо струмів у гілках, і переходячи від зображень до оригіналів, з урахуванням раніше прийнятих позначень, одержимо:

$$\begin{cases} I_{aII}(t) = I_m + (I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \\ I_{cII}(t) = \frac{1}{2}(I_m - I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \\ I_{bII}(t) = \frac{1}{2}(I_m + I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \end{cases} \quad (3.8)$$

Підставляємо в (3.8), час закінчення другої стадії $\frac{T}{6} - t_0$, визначаємо струми в гілках, наприкінці другої стадії, перед початком наступної комутації:

$$\begin{cases} I_{aII}\left(\frac{T}{6}\right) = I_m + (I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \\ I_{cII}\left(\frac{T}{6}\right) = \frac{1}{2}(I_m - I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \\ I_{bII}\left(\frac{T}{6}\right) = \frac{1}{2}(I_m + I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \end{cases} \quad (3.9)$$

Вище приведені значення струмів наприкінці розглянутого інтервалу часу. З урахуванням циклічності (3.1), визначимо початкові умови для першої схеми заміщення:

$$\begin{cases} i_b(0) = I_m + (I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \\ i_a(0) = \frac{1}{2}(I_m - I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \\ i_c(0) = \frac{1}{2}(I_m + I_0) + \frac{1}{2}(I_0 - I_m) \cdot \exp\left(-\frac{T - t_0}{6 \cdot \tau}\right) \end{cases} \quad (3.10)$$

Отримані початкові умови використовуємо для уточнення часу закінчення першої стадії. Для цього, з урахуванням прийнятих позначок, підставимо у (3.5) значення із (3.10), і, спростивши вираз, отримаємо:

$$t_0 = -\tau \ln \left[3 \cdot \text{LambertW} \left[\frac{1}{3} \cdot \exp \left(-\frac{1}{3} \cdot \frac{I_m \cdot e^{\frac{T}{6\tau}} + 2I_0 \cdot e^{\frac{T}{6\tau}} + 2I_0 - 2I_m}{I_m \cdot e^{\frac{T}{6\tau}}} \right) \right] \right]. \quad (3.11)$$

Спільне рішення рівнянь (3.6), (3.10), (3.11) дозволяє визначити всі необхідні величини, для розрахунку пульсацій випрямленої напруги в розглянутому інверторі, нижче рівняння (3.12):

$$t_0 = \frac{\tau}{3} \cdot \frac{3\chi \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 3 \cdot \chi + 2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 4}{e^{\frac{\beta}{6}} - 1}$$

$$I_0 = \frac{I_m}{4} \cdot \frac{3\chi \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 3 \cdot \chi + 2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 4}{e^{\frac{\beta}{6}} - 1}$$

$$i_a(0) = -\frac{I_m}{24} \cdot \frac{6 \cdot \chi - 6 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{3}} + 9 \cdot \chi^2 \cdot e^{\frac{\beta}{3}} + 4 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 18 \cdot \chi^2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 9 \cdot \chi^2}{\chi \cdot \left(e^{\frac{\beta}{3}} - 2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 1 \right)}$$

$$i_b(0) = \frac{I_m}{6} \cdot \frac{6 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 9 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 3 \cdot \chi}{\chi \cdot \left(e^{\frac{\beta}{6}} - 1 \right)^2}$$

$$i_c(0) = \frac{I_m}{24} \cdot \frac{18 \cdot \chi + 9 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{3}} + 18 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{3}} - 18 \cdot \chi^2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 4 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - 36 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 9 \cdot \chi^2}{\chi \cdot \left(e^{\frac{\beta}{3}} - 2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 1 \right)}$$

$$\text{де: } \chi = \text{Lambert}W \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{\exp \left(\frac{1}{6} \cdot \frac{\beta \cdot e^{\frac{\beta}{6}} - \beta - 4 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 8}{e^{\frac{\beta}{6}} - 1} \right)}{e^{\frac{\beta}{6}} - 1} \right), \quad \beta = \frac{T}{\tau}. \quad (3.12)$$

Згідно рис.3.4, відносну величину пульсацій вихідної напруги можна визначити у такий спосіб:

$$\Delta U = \frac{R_n \cdot i_b(0) - R_n \cdot I_0}{R_n \cdot i_b(0)} = 1 - \frac{I_0}{i_b(0)}. \quad (3.13)$$

Підставляючи у (3.13) значення із (3.12), одержуємо:

$$\Delta U = -\frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot e^{\frac{\beta}{6}} \cdot \left(2 - 9 \cdot \chi^2\right) + 6 \cdot \chi + 3 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{3}} \cdot (3 \cdot \chi - 2) + 9 \cdot \chi^2}{6 \cdot \chi \cdot e^{\frac{\beta}{3}} - (9 \cdot \chi + 2) \cdot e^{\frac{\beta}{6}} + 3 \cdot \chi} \quad (3.14)$$

З (3.12) можна бачити, що функція χ має тільки чисельне рішення і залежить тільки від відносної частоти переривання β . Зробимо чисельний розрахунок рівнянь (3.12) та (3.14) при зміні β від 6 до 100. При прийнятих допущеннях, відносна частота переривань не може бути менше 6, бо у протилежному випадку, це говорить про те, що постійна часу в системі більше ніж $T/6$ періоду пульсацій. Результати чисельного розрахунку наведені на рис.3.5.

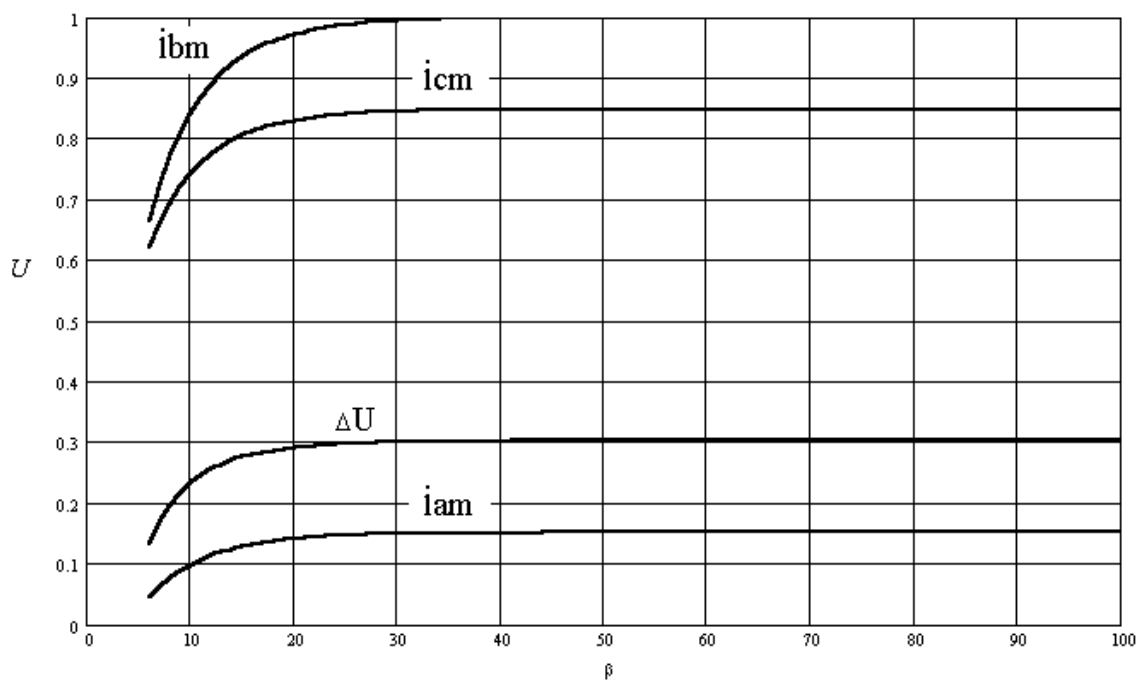


Рис. 3.5 Результати чисельного розрахунку струмів по виразам (3.13)

На рис.3.5 наведені криві зміни відносної амплітуди пульсацій вихідної напруги і відносної амплітуди зміни струму у фазах інвертора $i_{bm} = \frac{i_b(0)}{I_m}$, $i_{am} = \frac{i_a(0)}{I_m}$,

$i_{cm} = \frac{i_c(0)}{I_m}$. З рис. 3.5 видно, що чим ближче постійна часу до періоду комутації, тим менше амплітуда пульсацій вихідної напруги. Однак, зменшення амплітуди пульсацій відбувається в основному за рахунок різкого зменшення амплітуди струму навантаження, $i_{bm} < 1$. Тобто, чим ближче постійна часу системи до періоду комутації, тим менша енергія передається у навантаження. Як видно з результатів чисельного розрахунку, при $\beta > 30$ відносні значення струмів в інверторі, отже, і пульсації на виході випрямляча, не змінюються і відповідають максимальним значенням. З аналізу виразу (3.14) випливає, що при $\beta = 6$, коли постійна часу системи τ чисельно дорівнює періоду пульсацій випрямленої напруги, $\Delta U = 0.13227$. Тобто пульсації на виході системи приблизно рівні 13%. Максимальні пульсації на виході випрямляча, при $\beta \rightarrow \infty$, не перевищують 30,268%.

Пульсації вихідної напруги мають частоту у шість разів вище частоти переключення транзисторів, і джерело живлення підключене до технологічної установки зазвичай, високовольтним сполучником, що має свої ємності й індуктивності, на входних клеммах технологічної установки будуть отримані напруги з меншими пульсаціями, без додаткових заходів по фільтрації.

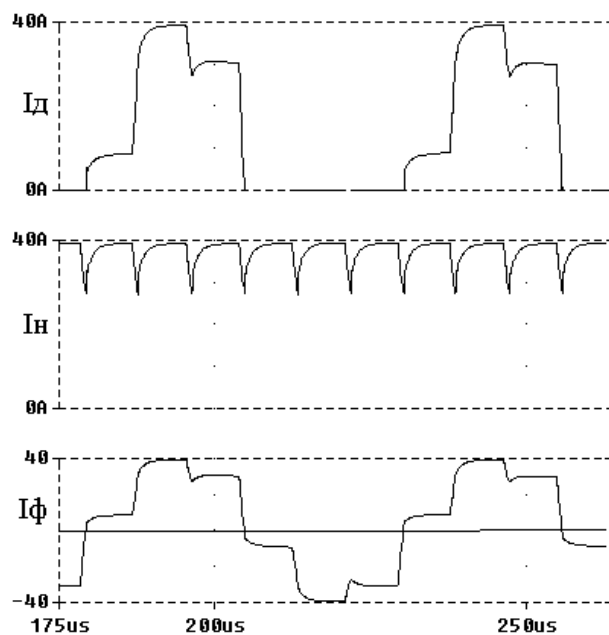


Рис. 3.6 Результатами моделювання розглянутого інвертора

З аналізу виражень (3.3), (3.8), (3.12) випливає, що при зміні β від 30 до ∞ , струм у фазах інвертора має східцеву форму. Причому, тривалість східців дорівнює $T/6$, а їх амплітуда, при $\beta \rightarrow \infty$, на напівперіоді фазного струму, дорівнює наступним значенням: $0,15134 \cdot I_m$; I_m ; $0,84866 \cdot I_m$. Це підтверджується результатами моделювання й експериментальними дослідженнями розглянутого інвертора. Результати наведені на рис.3.6, при $\beta = 51$, де показано: струм I_d одного з діодів випрямляючого моста; струм навантаження I_n ; струм в однієї з фаз інвертора I_ϕ .

По отриманих миттєвих значеннях струмів у фазах інвертора на інтервалах можна визначити діючі значення струму навантаження, а також середнє значення струму джерела живлення, повну й активну потужність навантаження.

3.3 Дослідження розподілу струмів у колах п'ятифазного інвертора та впливу індуктивності розсіювання в колі навантаження на величину пульсацій вихідної напруги.

Розглянемо електромагнітні процеси в некерованому п'ятифазному інверторі [79] з струмообмежувальними дроселями і з п'ятифазним мостовим випрямлячем на виході. В п'ятифазному мостовому випрямлячі, п'ять діодів з'єднано в катодну групу, а п'ять інших, в анодну [73]. На одному інтервалі часу, одночасно проводять струм в навантаження три діоди катодної групи і два діоди анодної групи, а на іншому інтервалі, два діоди катодної групи і три анодної.

На рис.3.7 наведена схема джерела живлення [79] для плазмових і електронно-променевих установок, вихідний інвертор (ВІ) якого складається з п'яти синхронних несінфазних напівмостових асиметричних інверторів, багатофазного трансформатора (Тр), багатофазного мостового випрямляча і системи управління (СУ). ВІ утворений п'ятьма напівмостовими інверторами з регулюючими і струмообмежувальними дроселями $L1 - L5$. В цьому інверторі напруга на навантаженні, з урахуванням коефіцієнта трансформації трансформатора Тр, пропорційно струму дроселів.

Оскільки струмообмежувальні дроселя включені в коло постійного струму, послідовно з транзисторами напівмостового інвертора, при виключенні інвертора

(виключення всіх ключів), відмикаються відповідні діоди VD1 - VD2, VD3 - VD4, VD5 - VD6, VD7 - VD8, VD9 - VD10. При цьому на середніх виводах дроселів L1-L5 встановлюється рівний потенціал і вихідний трансформатор знеструмлюється. Отже, енергія, запасена в дроселях, повертається у вхідний конденсатор джерела живлення, минувши первинне коло трансформатора, не розсіваючись в тепло і не підтримуючи струм навантаження.

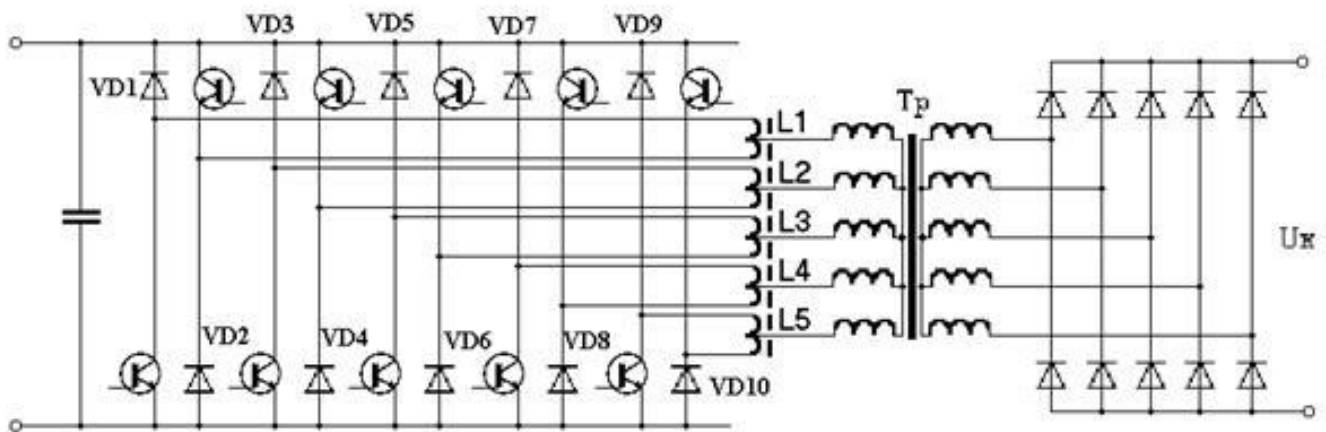


Рис. 3.7 Спрощена схема джерела живлення з п'ятьма напівмостовими асиметричними інверторами

Система управління (СУ) вихідним п'ятифазним інвертором функціонує аналогічно системі управління трифазного інвертора, або в загальному випадку - багатофазного, з поправкою на відповідний багатофазний модулятор, забезпечуючи: стабілізацію і регулювання вихідної напруги, або струму; максимально струмовий захист; режим автоматичного повторного пуску.

Розглянемо електромагнітні процеси в п'ятифазному інвертуванні зі струмообмежувальними дроселями, у разі коли $\gamma = 1$. При $\gamma = 1$, на процеси перемикавання впливає тільки індуктивність розсіяння між напівобмотками струмообмежувального дроселя, оскільки в цьому випадку відсутні етапи накопичення енергії дроселем і віддача, а є тільки перехід струму з однієї напівобмотки в іншу. Спрощена еквівалентна схема п'ятифазного інвертора, для цього випадку, приведена на рис.3.8, при наступних допущеннях:

- вихідний трансформатор утворений групою однофазних трансформаторів, первинні і вторинні обмотки якого включені в зірку;
- коефіцієнт передачі трансформатора рівний одиниці;
- активні опори обмоток трансформаторів і дроселів рівні нулю;
- струм намагнічення трансформатора рівний нулю. Трансформатор, або трансформатори, ідеальний, у них індуктивність розсіяння $L_s=0$, і омичний опір обмоток $R_o=0$;
- діоди ідеальні, немає падіння напруги в провідному стані і в неспровідному стані їх опору $r_{ob}=\infty$;
- навантаження випрямляча має тільки активний опір.

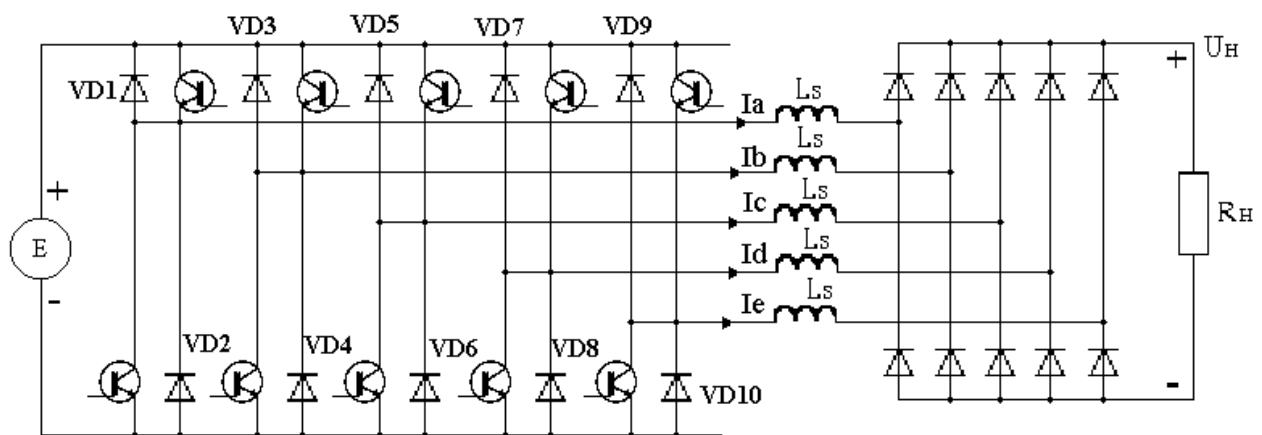


Рис. 3.8 Спрощена еквівалентна схема п'ятифазного інвертора

На рис.3.9 приведені еквівалентні схеми п'ятифазного інвертора, які виникають, згідно алгоритму роботи, при кожній комутації транзисторів.

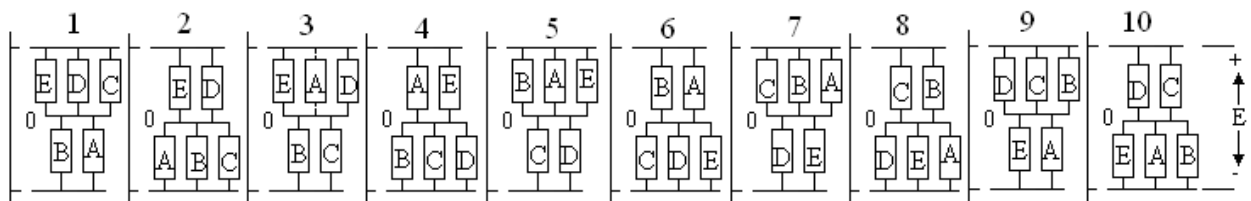


Рис. 3.9 Еквівалентні схеми п'ятифазного інвертора на інтервалах комутації відповідних транзисторів

Як видно з еквівалентних схем, в даному п'ятифазному інверторі, можливі десять незалежних станів. Проте, якщо навантаження в кожній фазі ідентичні, то з точністю до найменувань, можна вважати, що існує тільки два незалежних стана. Тому, для визначення пульсацій, у випрямленій напрузі п'ятифазного інвертора, достатньо розглянути перехід, наприклад, із стану 5 в 6 (див. рис. 3.9), оскільки у всій решті пар станів, з точністю до знаків процеси на періоді співпадають. Відповідно до прийнятих допущень, на рис.3.10 приведені еквівалентні схеми інвертора, що відображають процес комутації при переході із стану 5 в стан 6. На рис.3.10а, показані струми в еквівалентній схемі відповідні моменту перед комутацією ключів інвертора. На рис.3.10б, напрям струмів в гілках відповідає моменту часу відразу після комутації ключів. На рис.3.10в, напрям струмів в гілках який відповідають моменту часу перед наступною комутацією.

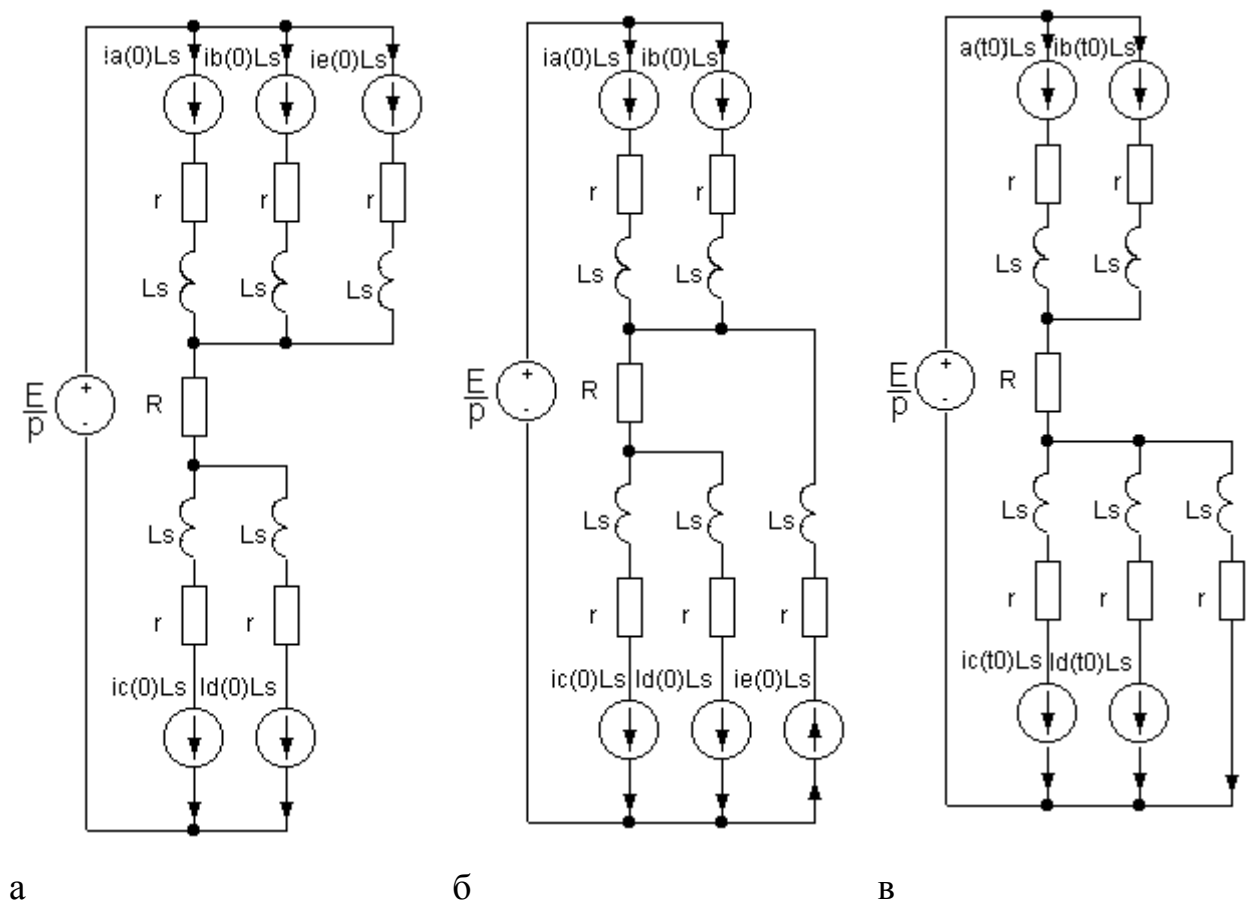


Рис. 3.10 Еквівалентні схеми п'ятифазного інвертора при переході із стану 5 в стан 6 (рис. 3.9)

Отже, для аналізу вихідних характеристик п'ятифазного інвертора, необхідно розглянути процеси на часовому інтервалі тривалістю $T/10$ за довільних початкових умов.

Відповідно до еквівалентної схеми рис. 3.10б, складемо в операторному вигляді систему рівнянь яки описують процеси в інверторі після моменту комутації:

$$\begin{cases} \frac{E}{p} + (i_a + i_c)L_s = I_1(2pL_s + 2r + R) + I_2(pL_s + r + R) + I_3(pL_s + r + R) + I_4R \\ \frac{E}{p} + (i_a + i_d)L_s = I_1(pL_s + r + R) + I_2(2pL_s + 2r + R) + I_3R + I_4(pL_s + r + R) \\ \frac{E}{p} + (i_b + i_c)L_s = I_1(pL_s + r + R) + I_2R + I_3(2pL_s + 2r + R) + I_4R \\ (i_e + i_d)L_s = I_1R + I_2(pL_s + r + R) + I_3R + I_4(2pL_s + 2r + R) \end{cases} \quad (3.15)$$

Беручи до уваги, що

$$I_a = I_1 + I_2; \quad I_b = I_3; \quad I_c = I_1 + I_3; \quad I_d = I_2 + I_4; \quad I_e = I_4,$$

з (3.15) знаходимо:

$$I_a(p) = -\frac{L_s^2 p^2 a + L_s p(2R(i_b(0) - 2i_a(0) + i_e(0)) + ra - 3E) - 2ER - 3Er}{(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)p} \quad (3.16)$$

$$\text{де: } a = i_e(0) + i_b(0) - i_d(0) - i_c(0) - 4i_a(0)$$

$$I_b = -\frac{L_s^2 p^2 b + L_s p(2R(i_a(0) - 2i_b(0) + i_e(0)) + rb - 3E) - 2ER - 3Er}{(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)p} \quad (3.17)$$

$$\text{де: } b = i_e(0) + i_a(0) - i_d(0) - i_c(0) - 4i_b(0)$$

$$I_c = \frac{L_s^2 p^2 c + L_s p(3R(i_c(0) - i_d(0)) + rc + 2E) + 2Er}{(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)p} \quad (3.18)$$

$$\text{де: } c = i_e(0) + i_b(0) - i_d(0) + i_a(0) + 4i_c(0)$$

$$I_d = \frac{L_s^2 p^2 d + L_s p(3R(i_d(0) - i_c(0)) + rd + 2E) + 2Er}{(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)p} \quad (3.19)$$

$$\text{де: } d = i_a(0) + i_e(0) - i_c(0) + i_b(0) + 4i_d(0)$$

$$I_e = \frac{L_s^2 p^2 e + L_s p(2R(2i_e(0) - i_b(0) - i_a(0)) + re - 2E) - 2Er - 4ER}{(10rL_s p + 5L_s^2 p^2 + 6RL_s p + 5r^2 + 6rR)p} \quad (3.20)$$

$$\text{де: } e = i_c(0) + i_a(0) - i_b(0) - i_d(0) - 4i_e(0)$$

Переходячи в (3.16)-(3.20) від зображень до оригіналів, знаходимо:

$$I_a(t) = \frac{2ER}{r(6R+5r)} + \frac{3E}{6R+5r} + \frac{1}{3} \left(2i_a(0) - i_e(0) - i_b(0) - \frac{E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.21)$$

$$I_b(t) = \frac{2ER}{r(6R+5r)} + \frac{3E}{6R+5r} + \frac{1}{3} \left(2i_b(0) - i_a(0) - i_e(0) - \frac{E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.22)$$

$$I_c(t) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{i_c(0)}{2} - \frac{i_d(0)}{2} \right) \cdot e^{-\frac{rt}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.23)$$

$$I_d(t) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{i_d(0)}{2} - \frac{i_c(0)}{2} \right) \cdot e^{-\frac{rt}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.24)$$

$$I_e(t) = \frac{-2E}{(6R+5r)} - \frac{4ER}{r(6R+5r)} + \frac{1}{3} \left(2i_e(0) - i_a(0) - i_b(0) + \frac{2E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.25)$$

де:
$$\lambda = \frac{1}{15} (2 \cdot i_a(0) + 2 \cdot i_e(0) + 2 \cdot i_b(0) + 3 \cdot i_c(0) + 3 \cdot i_d(0)) - \frac{4E}{3(6R+5r)}.$$

Час закінчення t_0 першої стадії шукаємо з умови

$$I_e(t) = 0.$$

$$0 = \frac{-2E}{(6R+5r)} - \frac{4ER}{r(6R+5r)} + \frac{1}{3} \left(2i_e(0) - i_a(0) - i_b(0) + \frac{2E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}. \quad (3.26)$$

Підставляючи час t_0 з (3.21) у вираз для струмів на першій стадії (3.16)-(3.19), визначаємо початкові умови для другої стадії, рис.3.11в.

$$i_a(t_0) = \frac{2ER}{r(6R+5r)} + \frac{3E}{6R+5r} + \frac{1}{3} \left(2i_a(0) - i_e(0) - i_b(0) - \frac{E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}, \quad (3.27)$$

$$i_b(t_0) = \frac{2ER}{r(6R+5r)} + \frac{3E}{6R+5r} + \frac{1}{3} \left(2i_b(0) - i_a(0) - i_e(0) - \frac{E}{r} \right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}, \quad (3.28)$$

$$i_c(t_0) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{i_c(0)}{2} - \frac{i_d(0)}{2} \right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}, \quad (3.29)$$

$$i_d(t_0) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{i_d(0)}{2} - \frac{i_c(0)}{2} \right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda \cdot e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}, \quad (3.30)$$

Складемо систему рівнянь, що описують процеси на другій стадії (рис.3.10в):

$$\begin{cases} \frac{E}{p} + (i_a(t_0) + i_c(t_0))L_s = I_5(2pL_s + 2r + R) + I_6(pL_s + r + R) + I_7(pL_s + r + R) + I_8R \\ \frac{E}{p} + (i_a(t_0) + i_d(t_0))L_s = I_5(pL_s + r + R) + I_6(2pL_s + 2r + R) + I_7R + I_8R \\ \frac{E}{p} + (i_b(t_0) + i_c(t_0))L_s = I_5(pL_s + r + R) + I_6R + I_7(2pL_s + 2r + R) + I_8(pL_s + r + R) \\ \frac{E}{p} + i_b(t_0)L_s = I_5R + I_6R + I_7(pL_s + r + R) + I_8(2pL_s + 2r + R) \end{cases} \quad (3.31)$$

Вирішуючи систему рівнянь (3.31), щодо струмів в гілках, отримаємо:

$$I_{aII}(p) = \frac{L_s^2 p^2 a_2 + L_s p(3R(i_a(t_0) - i_b(t_0)) + ra_2 + 3E) + 3Er}{p(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)}, \quad (3.32)$$

$$\text{де: } a_2 = i_d(t_0) + 4i_a(t_0) + i_c(t_0) - i_b(t_0)$$

$$I_{bII}(p) = -\frac{L_s^2 p^2 b_2 + L_s p(3R(i_a(t_0) - i_b(t_0)) + rb_2 - 3E) - 3Er}{p(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)}, \quad (3.33)$$

$$\text{де: } b_2 = i_a(t_0) - 4i_b(t_0) - i_d(t_0) - i_c(t_0)$$

$$I_{cII}(p) = \frac{L_s^2 p^2 c_2 + L_s p(2R(2i_c(t_0) - i_d(t_0)) + rc_2 + 2E) + 2Er}{p(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)}, \quad (3.34)$$

$$\text{де: } c_2 = i_b(t_0) + 4i_c(t_0) + i_a(t_0) - i_d(t_0)$$

$$I_{dII}(p) = \frac{L_s^2 p^2 d_2 + L_s p(2R(2i_d(t_0) - i_c(t_0)) + rd_2 + 2E) + 2Er}{p(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)}, \quad (3.35)$$

$$\text{де: } d_2 = i_b(t_0) + 4i_d(t_0) + i_a(t_0) - i_c(t_0)$$

$$I_{eII}(p) = \frac{L_s^2 p^2 e_2 + L_s p(-2R(i_c(t_0) + i_d(t_0)) + re_2 + 2E) + 2Er}{p(L_s p + r)(5L_s p + 6R + 5r)}, \quad (3.36)$$

$$\text{де: } e_2 = i_b(t_0) - i_c(t_0) + i_a(t_0) - i_d(t_0)$$

Переходячи в (3.32)-(3.36) від зображень до оригіналів, знаходимо:

$$I_{aII}(t) = \frac{3E}{6R + 5r} + \left(\frac{i_a(t_0)}{2} - \frac{i_b(t_0)}{2} \right) \cdot e^{\frac{rt}{L}} + \frac{1}{2} \lambda_2 \cdot e^{\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.37)$$

$$I_{bII}(t) = \frac{3E}{6R + 5r} + \left(\frac{i_b(t_0)}{2} - \frac{i_a(t_0)}{2} \right) \cdot e^{\frac{rt}{L}} + \frac{1}{2} \lambda_2 \cdot e^{\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.38)$$

$$I_{cII}(t) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{2i_c(t_0)}{3} - \frac{i_d(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{rt}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.39)$$

$$I_{dII}(t) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{2i_d(t_0)}{3} - \frac{i_c(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{rt}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.40)$$

$$I_{eII}(t) = \frac{2E}{6R+5r} - \left(\frac{i_c(t_0)}{3} + \frac{i_d(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{rt}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{(6R+5r)t}{5L}}, \quad (3.41)$$

де: $\lambda_2 = \frac{1}{5} (3i_b(t_0) + 3i_a(t_0) + 2i_d(t_0) + 2i_c(t_0)) - \frac{6E}{6R+5r}.$

Підставляємо в (3.37)-(3.41) час закінчення другої стадії $t = \frac{T}{10} - t_0$, отримаємо:

$$I_{aII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{3E}{6R+5r} + \left(\frac{i_a(t_0)}{2} - \frac{i_b(t_0)}{2} \right) \cdot e^{\frac{1}{10} \frac{r(T-10t_0)}{L}} + \frac{1}{2} \lambda_2 \cdot e^{\frac{1}{50} \frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{L}}, \quad (3.42)$$

$$I_{bII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{3E}{6R+5r} + \left(\frac{i_b(t_0)}{2} - \frac{i_a(t_0)}{2} \right) \cdot e^{\frac{1}{10} \frac{r(T-10t_0)}{L}} + \frac{1}{2} \lambda_2 \cdot e^{\frac{1}{50} \frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{L}}, \quad (3.43)$$

$$I_{cII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{2i_c(t_0)}{3} - \frac{i_d(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{1}{10} \frac{r(T-10t_0)}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{1}{50} \frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{L}}, \quad (3.44)$$

$$I_{dII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{2E}{6R+5r} + \left(\frac{2i_d(t_0)}{3} - \frac{i_c(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{1}{10} \frac{r(T-10t_0)}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{1}{50} \frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{L}}, \quad (3.45)$$

$$I_{eII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{2E}{6R+5r} - \left(\frac{i_c(t_0)}{3} + \frac{i_d(t_0)}{3} \right) \cdot e^{\frac{1}{10} \frac{r(T-10t_0)}{L}} + \frac{1}{3} \lambda_2 \cdot e^{\frac{1}{50} \frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{L}}. \quad (3.46)$$

У вирази (3.42)-(3.46) підставляємо початкові умови для другої стадії з (3.27)-(3.30) і перетворюємо:

$$I_{aII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{30E - 5(6R+5r)(i_b(0) - i_a(0)) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}} \cdot e^{\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + \lambda_3}{10 \cdot (6R+5r)}, \quad (3.47)$$

$$I_{bII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{30E + 5(6R+5r)(i_b(0) - i_a(0)) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}} \cdot e^{\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + \lambda_3}{10 \cdot (6R+5r)}, \quad (3.48)$$

$$I_{cII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{30E + \frac{1}{2}\left((90R + 75r)(i_c(0) - i_d(0)) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda_4\right) \cdot e^{-\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + \lambda_3}{15 \cdot (6R + 5r)}, \quad (3.49)$$

$$I_{dII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{30E + \frac{1}{2}\left((90R + 75r)(i_d(0) - i_c(0)) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}} + \lambda_4\right) \cdot e^{-\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + \lambda_3}{15 \cdot (6R + 5r)}, \quad (3.50)$$

$$I_{eII}\left(\frac{T}{10}\right) = \frac{30E - \lambda_4 \cdot e^{-\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + \lambda_3}{15 \cdot (6R + 5r)}, \quad (3.51)$$

де:

$$\lambda_3 = \frac{20E(3R - r) + ((5r + 6R)(5r(i_a(0) + i_b(0) - 2i_e(0)) - 10E))e^{-\frac{rt_0}{L}} + 4r\lambda_5 e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}} e^{-\frac{(6R+5r)(T-10t_0)}{50L}}}{5r}$$

$$\lambda_4 = 20E + \lambda_5 e^{-\frac{(6R+5r)t_0}{5L}}; \quad \lambda_5 = (6R + 5r)(2i_a(0) + 2i_b(0) + 2i_e(0) + 3i_d(0) + 3i_c(0)) - 20E$$

Вирази (3.47)-(3.51) визначають струми у фазах в кінці даного інтервалу. Використовуючи властивість циклічності, запишемо:

$$\begin{cases} i_c(0) = I_{aII}\left(\frac{T}{10}\right) \\ i_d(0) = I_{bII}\left(\frac{T}{10}\right) \\ i_e(0) = I_{cII}\left(\frac{T}{10}\right) \\ i_a(0) = I_{dII}\left(\frac{T}{10}\right) \\ i_b(0) = I_{eII}\left(\frac{T}{10}\right) \end{cases} \quad (3.52)$$

Вирішуючи систему рівнянь (3.52) щодо початкових умов, отримаємо:

$$i_a(0) = \frac{2}{3}E \frac{\left(\theta - \theta_2 + \theta_3 - 3re^{-\frac{r(T-5t_0)}{5L}}\right) \cdot e^{-\frac{rt_0}{L}}}{(6R + 5r) \cdot r \left(10e^{-\frac{T(10r+3R)}{25L}} + 5e^{-\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 4e^{-\frac{rT}{10L}} - 8e^{-\frac{3rT}{10L}} + e^{-\frac{rT}{5L}} + 2\right)}, \quad (3.53)$$

$$i_b(0) = \frac{2}{3} E \frac{\left(\theta + 2\theta_2 + \theta_3 + 12re^{\frac{r(T-5t_0)}{5L}} \right) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}}}{(6R+5r) \cdot r \left(10e^{\frac{T(10r+3R)}{25L}} + 5e^{\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 4e^{\frac{rT}{10L}} - 8e^{\frac{3rT}{10L}} + e^{\frac{rT}{5L}} + 2 \right)}, \quad (3.54)$$

$$i_c(0) = E \frac{\left(\theta_4 + \theta_5 + \theta_6 - 2re^{\frac{rT+6Rt_0}{5L}} - 13re^{\frac{r(T-10t_0)}{10L}} \right) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}}}{(6R+5r) \cdot r \left(10e^{\frac{T(10r+3R)}{25L}} + 5e^{\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 4e^{\frac{rT}{10L}} - 8e^{\frac{3rT}{10L}} + e^{\frac{rT}{5L}} + 2 \right)}, \quad (3.55)$$

$$i_d(0) = E \frac{\left(\theta_4 - \theta_5 + \theta_6 - 2re^{\frac{rT+12Rt_0}{10L}} - 13re^{\frac{r(T-10t_0)}{10L}} \right) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}}}{(6R+5r) \cdot r \left(10e^{\frac{T(10r+3R)}{25L}} + 5e^{\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 4e^{\frac{rT}{10L}} - 8e^{\frac{3rT}{10L}} + e^{\frac{rT}{5L}} + 2 \right)}, \quad (3.56)$$

$$i_e(0) = \frac{2}{3} E \frac{\left(6(3R-5r) + \theta - \theta_2 + \theta_3 + 3r \left(\theta_7 - e^{\frac{r(T-5t_0)}{5L}} \right) - 3(6R+5r)e^{\frac{rt_0}{L}} \right) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}}}{(6R+5r) \cdot r \left(10e^{\frac{T(10r+3R)}{25L}} + 5e^{\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 4e^{\frac{rT}{10L}} - 8e^{\frac{3rT}{10L}} + e^{\frac{rT}{5L}} + 2 \right)}, \quad (3.57)$$

де:

$$\theta = 10r - 6R + 4e^{\frac{3rT}{10L}} \left(3R \left(1 - e^{\frac{rt_0}{L}} \right) e^{\frac{6Rt_0}{5L}} - 4re^{\frac{rt_0}{L}} \right) + \theta_8 5re^{\frac{3rT}{25L}} - \left(5e^{\frac{6t_0R}{5L}} - 8 \right) re^{\frac{r(10t_0-T)}{10L}}$$

$$\theta_2 = 6R \cdot e^{\frac{r(5t_0-T)}{5L}} + (10r - 6R) \cdot e^{\frac{2rT}{10L}} - 5re^{\frac{50rt_0+60Rt_0-6RT-15rT}{50L}} - 10re^{\frac{3T(5r+2R)}{50L}};$$

$$\theta_3 = 15re^{\frac{5rT-25rt_0+3RT}{25L}} - \left(10re^{\frac{3rT}{10L}} + 6R \cdot e^{\frac{rT}{10L}} \right) \cdot e^{\frac{t_0(6R-5r)}{5L}} + \theta_9 \cdot e^{\frac{6t_0R}{5L}} + (9r + 6R) \cdot e^{\frac{rt_0}{L}}$$

$$\theta_4 = \left(2e^{\frac{2rT}{5L}} + e^{\frac{rT}{5L}} \right) \cdot 15re^{\frac{3RT-25rt_0}{25L}} - (12R + 10r) \cdot e^{\frac{3rT-10rt_0+12Rt_0}{10L}} - (6R + 5r) \cdot e^{\frac{rT-10rt_0+12Rt_0}{10L}};$$

$$\theta_5 = 5r \left(2 + e^{\frac{-(6R+5r)t_0}{5L}} \right) \cdot e^{\frac{T(5r+3R)}{25L}} - 6R \cdot e^{\frac{r(T-10t_0)}{10L}} + (6R - 10r) \cdot e^{\frac{rT}{10L}};$$

$$\theta_6 = 2re^{\frac{r(T-5t_0)}{5L}} + (6R - 2r) \left(2e^{\frac{3(rT+4Rt_0)}{10L}} + e^{\frac{rT+12Rt_0}{10L}} \right) + \left(1 - 4e^{\frac{3rt_0}{10L}} \right) 4re^{\frac{rt_0}{L}} - 4re^{\frac{6Rt_0}{5L}};$$

$$\theta_7 = \left(5e^{\frac{-(6R+5r)t_0}{5L}} + 10 \right) e^{\frac{(6R+5r)T}{50L}}; \quad \theta_8 = 6e^{\frac{r(5t_0-2T)}{5L}} - \left(e^{\frac{t_0(6R+5r)}{5L}} + 2 \right) e^{\frac{rT}{10L}};$$

$$\theta_9 = \left((6R - 2r) \cdot e^{\frac{rT}{10L}} - 4re^{\frac{3rT}{10L}} \right) - 2r \left(e^{\frac{rT}{5L}} + 2 \right).$$

Знайдені значення початкових умов підставляємо в (3.26) і визначаємо час закінчення першої стадії. Проте, вирази (3.53)-(3.57) настільки складні, що їх можна визначити тільки в чисельному вигляді, для конкретних значень параметрів схеми. Для того, щоб отримати прийнятні для аналізу вирази, і не втратити при цьому механізму вирівнювання струмів у фазах, які одночасно, підключені, до однойменних полюсів джерела живлення, визначимо границю функцій, що стоять в правій частині виразів (3.53)-(3.57) при $r \rightarrow 0+0$:

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_a(0)) = \frac{1}{3} \frac{E}{LR} \cdot \frac{2R \cdot t_0 \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 5Le^{\frac{3RT}{25L}} - 3Le^{\frac{6Rt_0}{5L}} - 2L}{5e^{\frac{3RT}{25L}} - 3}, \quad (3.58)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_b(0)) = \frac{1}{9} \frac{E}{LR} \cdot \frac{9L - 6Rt_0 - 9Le^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 6R \cdot t_0 \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 5Le^{\frac{3RT}{25L}} - 5Le^{\frac{3R(T-10t_0)}{25L}}}{5e^{\frac{3RT}{25L}} - 3}, \quad (3.59)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_c(0)) = \frac{1}{18} \frac{E}{LR} \cdot \frac{18R \cdot t_0 \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}} - 33L + 6Rt_0 - 27Le^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 55Le^{\frac{3RT}{25L}} + 5Le^{\frac{3R(T-10t_0)}{25L}}}{5e^{\frac{3RT}{25L}} - 3}, \quad (3.60)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_d(0)) = \frac{1}{18} \frac{E}{LR} \cdot \frac{18R \cdot t_0 \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}} - 3L - 6Rt_0 - 27Le^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 35Le^{\frac{3RT}{25L}} - 5Le^{\frac{3R(T-10t_0)}{25L}}}{5e^{\frac{3RT}{25L}} - 3}, \quad (3.61)$$

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_e(0)) = \frac{1}{9} \frac{E}{LR} \cdot \frac{6R \cdot t_0 \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}} - 21L + 6Rt_0 - 9Le^{\frac{6Rt_0}{5L}} + 25Le^{\frac{3RT}{25L}} + 5Le^{\frac{3R(T-10t_0)}{25L}}}{5e^{\frac{3RT}{25L}} - 3}, \quad (3.62)$$

Аналогічно поступимо і з рівнянням (3.26), з якого визначається час закінчення першої стадії:

$$0 = \frac{E}{R} \left(\frac{2(\tau - 3t_0)}{9 \cdot \tau} \right) + \frac{(2i_e(0) - i_a(0) - i_b(0))}{3} - \left(\frac{10E}{R} - 3 \cdot \lambda_6 \right) \cdot e^{\frac{6Rt_0}{5L}}, \quad (3.63)$$

де: $\lambda_6 = (2i_e(0) + 2i_b(0) + 2i_a(0) + 3i_c(0) + 3i_d(0))$.

Підставляючи в (3.63) вирази для струмів в початковий момент часу з (3.58)-(3.62), визначаємо час закінчення першої стадії:

$$t_0 = \frac{1}{6} \tau \cdot t_\beta, \quad (3.64)$$

$$t_\beta = \frac{5 \cdot \text{LambertW} \left(\frac{2}{5 \cdot \left(e^{\frac{3}{25}\beta} - 1 \right)} \cdot e^{\frac{\frac{3}{25}\beta - 2 \cdot 2 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}{e^{\frac{3}{25}\beta} - 1}} \right) \cdot \left(e^{\frac{3}{25}\beta} - 1 \right) + 4 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 6}{e^{\frac{3}{25}\beta} - 1}; \quad (3.65)$$

$$\tau = \frac{L}{R}; \quad \beta = \frac{T}{\tau}.$$

Підставляючи час закінчення першої стадії (3.64) у вирази для струмів, знаходимо:

$$i_a(0) = \frac{1}{3} I_m \frac{\left(\frac{1}{3} t_\beta - 3 \right) \cdot e^{\frac{1}{5} t_\beta} + 5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 2}{5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}, \quad (3.66)$$

$$i_b(0) = \frac{1}{9} I_m \frac{9 + (t_\beta - 9) \cdot e^{\frac{1}{5} t_\beta} + 5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} \left(1 - e^{-\frac{1}{5} t_\beta} \right) - t_\beta}{5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}, \quad (3.67)$$

$$i_c(0) = \frac{1}{18} I_m \frac{3 \cdot (t_\beta - 9) \cdot e^{\frac{1}{5} t_\beta} + 5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} \left(11 + e^{-\frac{1}{5} t_\beta} \right) - 33 + t_\beta}{5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}, \quad (3.68)$$

$$i_d(0) = \frac{1}{18} I_m \frac{3 \cdot (t_\beta - 9) \cdot e^{\frac{1}{5} t_\beta} + 5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} \left(7 - e^{-\frac{1}{5} t_\beta} \right) - 3 - t_\beta}{5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}, \quad (3.69)$$

$$i_e(0) = \frac{1}{9} I_m \frac{(t_\beta - 9) \cdot e^{\frac{1}{5} t_\beta} + 5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} \left(5 + e^{-\frac{1}{5} t_\beta} \right) - 21 + t_\beta}{5 \cdot e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}, \quad (3.70)$$

$$\text{де: } I_m = \frac{E}{R}.$$

Згідно рис.3.10, відносну величину пульсацій у вихідній напрузі, можна визначити таким чином:

$$\Delta U = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max}} \quad (3.71)$$

де:

$$U_{max} = [i_d(0) + i_c(0)]R$$

$$U_{min} = [i_d(t_0) + i_c(t_0)]R$$

Підставляючи вирази для мінімальної напруги і максимальної в (3.71), отримаємо:

$$\Delta U = \frac{i_d(0) + i_c(0) - i_d(t_0) - i_c(t_0)}{i_d(0) + i_c(0)} \quad (3.72)$$

Для аналізу виразу (3.72), знайдемо складові, що входять в цей вираз.

$$i_d(0) + i_c(0) = \frac{1}{3} I_m \frac{t_\beta e^{\frac{1}{5}t_\beta} - 9e^{\frac{1}{5}t_\beta} + 15e^{\frac{3}{25}\beta} - 6}{5e^{\frac{3}{25}\beta} - 3} \quad (3.73)$$

Для знаходження суми струмів $i_d(t_0) + i_c(t_0)$ в кінці другої стадії, необхідно позбутися від r у виразах (3.29) і (3.30), для приведення цієї складової до однотипного вигляду (3.73):

$$\lim_{r \rightarrow 0} (i_d(t_0) + i_c(t_0)) = \frac{\frac{2}{3}E + \frac{4}{15}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}i_aR + \frac{4}{15}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}i_eR + \frac{4}{15}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}i_bR + \frac{2}{5}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}i_cR + \frac{2}{5}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}i_dR - \frac{4}{9}e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}}E}{R} :$$

$$i_d(t_0) + i_c(t_0) = \frac{2}{3R}E + \left(\frac{4}{15}i_a(0) + \frac{4}{15}i_e(0) + \frac{4}{15}i_b(0) + \frac{2}{5}i_c(0) + \frac{2}{5}i_d(0) - \frac{4}{9R}E \right) e^{-\frac{6}{5}R\frac{t_0}{L}} \quad (3.74)$$

Проводимо в (3.74) заміни і підстановки

$$\tau = \frac{L}{R} ; \quad \beta = \frac{T}{\tau} t_0 = \frac{1}{6} \tau t_\beta , \text{ отримаємо:}$$

$$i_d(t_0) + i_c(t_0) = \frac{2}{3} I_m + \left(\frac{4}{15} i_a(0) + \frac{4}{15} i_e(0) + \frac{4}{15} i_b(0) + \frac{2}{5} i_c(0) + \frac{2}{5} i_d(0) - \frac{4}{9} I_m \right) e^{\frac{1}{5}t_\beta}$$

Після підстановки початкових значень з (3.46)-(3.50) в (3.54), маємо:

$$i_d(t_0) + i_c(t_0) = \frac{2}{9} I_m \left(15e^{\frac{3}{25}\beta + \frac{1}{5}t_\beta} - 18e^{\frac{1}{5}t_\beta} + 5e^{\frac{3}{25}\beta} + e^{\frac{1}{5}t_\beta} t_\beta \right) \frac{e^{-\frac{1}{5}t_\beta}}{5e^{\frac{3}{25}\beta} - 3} \quad (3.75)$$

Підставляємо вирази (3.73) і (3.75) в (3.72), знаходимо пульсації на виході п'ятифазної системи:

$$\Delta U = \frac{(t_\beta - 9)e^{\frac{1}{5}\beta} + 6 - \frac{2}{3}t_\beta + \frac{5}{3}\left(3e^{\frac{1}{5}\beta} - 2\right)e^{\frac{3}{25}\beta - \frac{1}{5}t_\beta}}{e^{\frac{1}{5}\beta}t_\beta - 9e^{\frac{1}{5}\beta} + 15e^{\frac{3}{25}\beta} - 6} \quad (3.76)$$

При $\beta \rightarrow \infty$, з (3.76) слідує: $\Delta U = .24773$

Отже, в п'ятифазному інверторі, після випрямляння, пульсації не більше 24,773%. Як видно з (3.65), функція t_β має тільки чисельне рішення і залежить тільки від відносної частоти переривання β . Проведемо чисельний розрахунок рівнянь (3.65) і (3.76) при зміні β от 1 до 1000. Результати чисельного розрахунку приведені на рис.3.11.

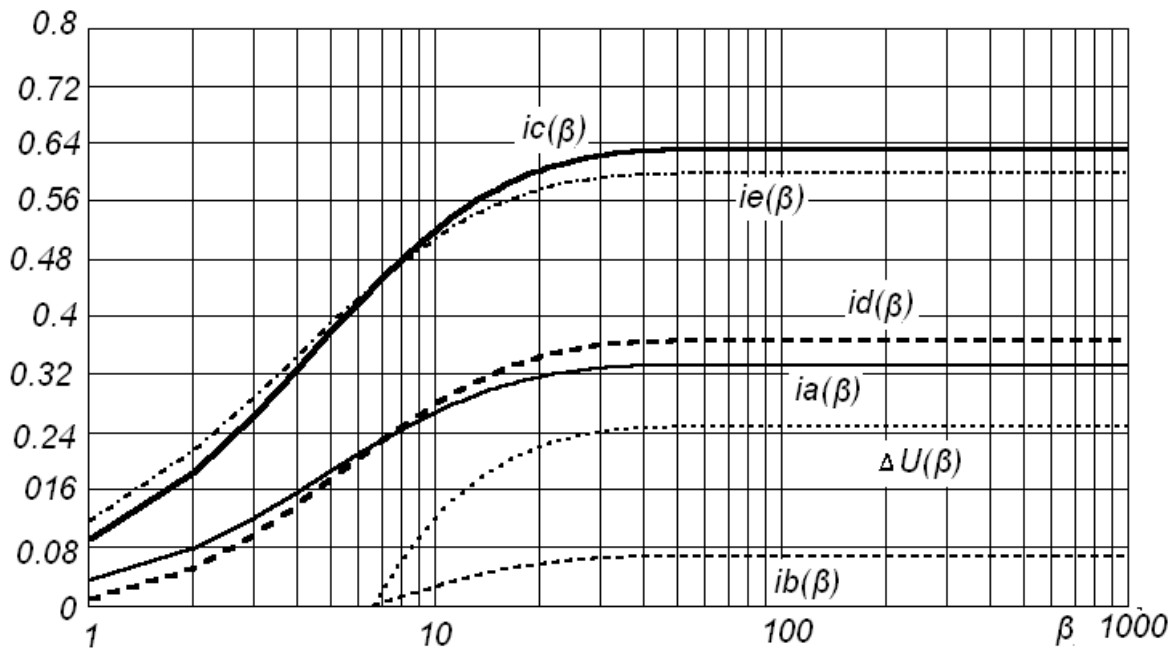


Рис. 3.11 Результати чисельного розрахунку залежності струмів в фазах і вихідних пульсацій від відносної частоти переривання

На рис.3.11 представлені криві зміни відносної амплітуди пульсацій вихідної напруги і відносної амплітуди зміни струму у фазах інвертора

$$ibm = \frac{i_b(0)}{I_m}, \quad iam = \frac{i_a(0)}{I_m}, \quad icm = \frac{i_c(0)}{I_m}, \quad idm = \frac{i_d(0)}{I_m}, \quad iem = \frac{i_e(0)}{I_m}$$

З рис.3.11 видно, що чим ближче постійна часу до періоду комутації, тим менше амплітуда пульсацій у вихідній напрузі. Проте, зменшення амплітуди пульсацій відбувається в основному за рахунок різкого зменшення амплітуди струму навантаження. Тобто, чим ближче постійна часу системи до періоду комутації, тим менша потужність передається в навантаження.

Для практичного використання отриманих виразів, необхідно апроксимувати вираз (3.65), для цього запишемо його у вигляді:

$$t_{\beta} = 5\zeta + \frac{2}{e^{\frac{3}{25}\beta} - 1} \left(2e^{\frac{3}{25}\beta} - 3 \right) \quad (3.77)$$

$$\text{де: } \zeta = \text{LambertW} \left(\frac{2}{5e^{\frac{3}{25}\beta} - 5} \exp \left(\frac{3}{25}\beta - \frac{2}{5} \frac{2e^{\frac{3}{25}\beta} - 3}{e^{\frac{3}{25}\beta} - 1} \right) \right) \quad (3.78)$$

В результаті чисельного рішення рівняння (3.78) і подальшій його обробці, можна запропонувати простий вираз для апроксимації рівняння (3.65), справедливе в досить широкому діапазоні зміни $1 \leq \beta \leq 1000$:

$$t_{\beta} = a(1 - e^{-b\beta}) + c(1 - e^{-d\beta}) \quad (3.79)$$

де: $a = 3.0278163; b = 0.52766802; c = 1.7424294; d = 0.14187057$

3.4 Вплив індуктивності розсіювання високовольтних багатофазних джерел електроживлення на їх навантажувальні характеристики.

В результаті проведених досліджень встановлено, що основним чинником, що впливає на розподіл струмів у фазах інвертора і амплітуду пульсацій вихідної напруги, є індуктивність розсіювання між напівобмотками дроселів і між первинною і вторинною обмоткою трансформатора силового інвертора. Аналіз виразів, що описують зміни фазних струмів показав, що струми у фазах рівні, а при $7 \angle \frac{T}{\tau} \angle \infty$ форма струму у фазах має східчасту форму.

Тривалість ступенів рівна $T/10$, причому амплітуда ступенів, на напівперіоді фазного струму, при $\frac{T}{\tau} \rightarrow \infty$, рівна наступним значенням: перша - $0,068 \cdot I_m$; друга - $0,367 \cdot I_m$; третя - $0,333 \cdot I_m$; четверта - $0,632 \cdot I_m$; п'ята - $0,598 \cdot I_m$. Де: $I_m = E/R_n$; E – напруга живлення інвертора; R_n – опір навантаження інвертора; $f = 1/T$ - частота п'ятифазної вихідної напруги. Це підтверджується результатами моделювання і експериментальними дослідженнями даного інвертора (рис.3.12). На рис.3.12, при $\beta = 500$, приведені: струм одного з діодів випрямного моста I_d ; струм навантаження I_n ; струм в одній з фаз інвертора I_f і напруга на навантаженні

Встановлено, що якщо постійна часу системи $\tau = \frac{L_s}{R_n} \angle \frac{T}{37}$ - пульсації, при випрямлянні сформованого інвертором напруги, не перевищують 24,8%, без додаткових заходів по фільтрації вихідної напруги.

Оскільки пульсації вихідної напруги мають частоту вдесятеро вище за частоту перемикання транзисторів, і джерело живлення підключене до технологічної установки лінією з'єднання, яка має свої ємності і індуктивності, на вхідних клеммах технологічної установки буде отримана напруга з малими пульсаціями, без додаткових заходів по фільтрації.

Якщо постійна часу системи дорівнює $T/7$, пульсації у випрямленій напрузі не перевищують 1,8%. У випрямленій напрузі відсутні пульсації і струми у фазах мають прямокутну форму (рис.2.18б) тільки у тому випадку, коли індуктивність розсіювання $L_s = 0$. Результати моделювання для цього випадку приведені на рис.3.13.

По отриманих миттєвих значеннях струмів у фазах інвертора, на інтервалах, можна визначити діючі значення струму навантаження, а також середнє значення струму джерела живлення, повну і активну потужність навантаження.

Знайдемо середнє значення фазного струму. Середнім значенням величини, що змінюється, розуміють її середнє значення за півперіоду.

$$I_c = \frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} F(t) dt$$

$$I_c = \frac{1}{\frac{T}{2}} \left(\int_0^{\frac{T}{10}} F_1 dt + \int_{\frac{T}{10}}^{\frac{2T}{10}} F_2 dt + \int_{\frac{2T}{10}}^{\frac{3T}{10}} F_3 dt + \int_{\frac{3T}{10}}^{\frac{4T}{10}} F_4 dt + \int_{\frac{4T}{10}}^{\frac{T}{2}} F_5 dt \right) \quad (3.80)$$

де: $F_1 = i_b(0)$; $F_2 = i_d(0)$; $F_3 = i_a(0)$; $F_4 = i_c(0)$; $F_5 = i_e(0)$

Підставляємо в (3.80) значення знайдених струмів, одержуємо :

$$I_c = \frac{2}{15} I_m \frac{e^{\frac{1}{5}t\beta} t\beta - 9e^{\frac{1}{5}t\beta} + 15e^{\frac{3}{25}\beta} - 6}{5e^{\frac{3}{25}\beta} - 3} \quad (3.81)$$

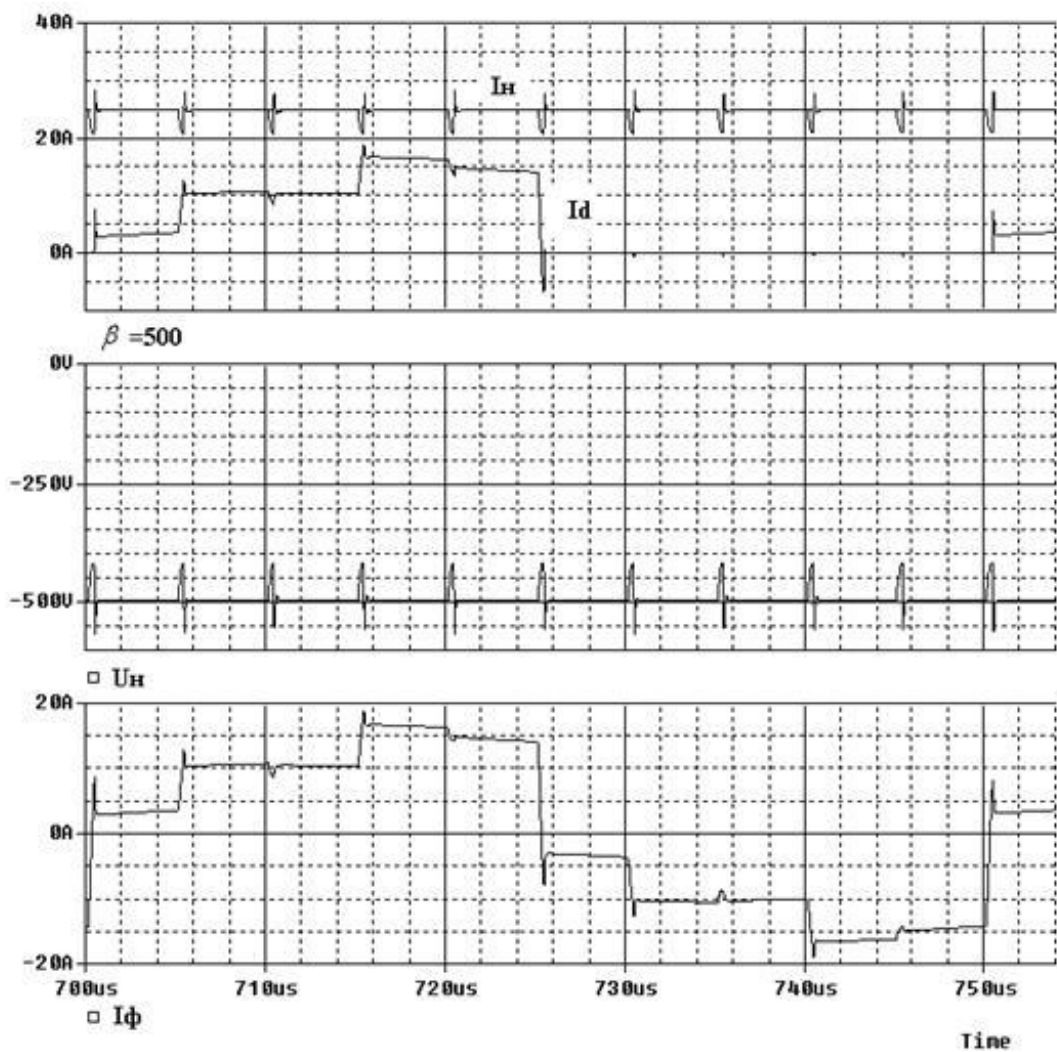


Рис. 3.12 Результатами моделювання струмів навантаження I_n , фази I_ϕ , струм діода випрямляча I_d , напруги на навантаженні U_n при $\beta = 500$

Визначимо середнє значення фазного струму при $\beta = 1000$. Для цього, значення відносної частоти переривання β підставимо у вираз (3.79), а отримане значення

$t_\beta = 4.7703$, підставимо в (3.86), отримаємо: $I_c = 0.4I_m$. Отже, струм через обмотки фаз трансформатора буде не більш, ніж $I_c = 0.4I_m$. Враховуючи, що струм через діоди випрямного моста тече всього пів періоду, середнє значення струму через діод буде рівне $I_{cd} = 0.2I_m$.

Діюче значення фазного струму, як впливає з проведеного аналізу, при $\frac{T}{\tau} > 37$ відповідає значенню $0.4 \cdot I_m$. В п'ятифазному інверторі вихідна потужність, при рівних значеннях амплітуд струмів у фазах, може бути збільшений майже на 40%, в порівнянні з трифазним інвертором, в якому використовуються такі ж принципи побудови. Це підтверджується результатами моделювання і експериментальними дослідженнями даного інвертора.

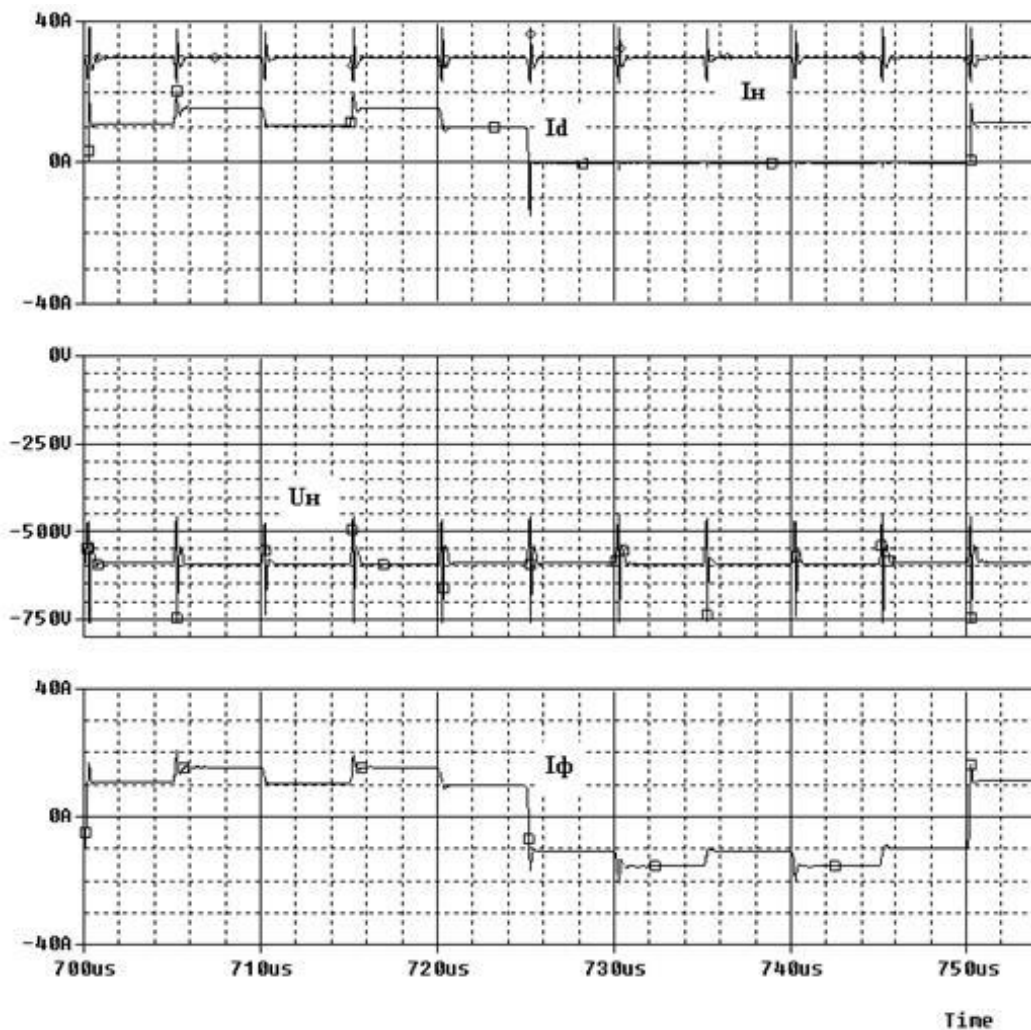


Рис. 3.13 Результати моделювання струмів при $L_s = 0$

Таким чином, реалізація принципу багатофазного випрямлення імпульсної змінної напруги прямокутної форми описаними вище засобами, дає можливість суміщати функції інвертора напруги з функціями струмообмеження і стабілізації вихідної напруги при забезпеченні низького рівня його пульсацій, причому, без небажаного накопичення енергії у вихідному ланцюзі джерела живлення.

Для розрахунку навантажувальних характеристик багатофазних високочастотних перетворювачів, використаємо знайдені середні значення фазних струмів. Для аналітичного визначення навантажувального струму необхідно вирішити трансцендентні рівняння (3.5) та (3.64), що дозволяють визначити час закінчення першої стадії. Скористаємося прийомом, в вираженні часу закінчення першої стадії, (3.5) для трифазної системи і (3.64) для п'ятифазної системи, виділимо трансцендентну складову, яка залежить тільки від однієї змінної, відносна частота перемикавання. Виконуємо аналітичний розрахунок цієї величини, (3.11) для трифазної системи і (3.78) для п'ятифазної системи, засобами MatCad в певному діапазоні зміни відносної частоти переривання ($1 \leq \beta \leq 1000$), яка відповідає переважній більшості співвідношень при побудові напівпровідникових високочастотних систем електроживлення. Отриманий розрахунковий графік апроксимуємо і результати апроксимації, (3.82) для трифазної системи і (3.83) для п'ятифазної системи, використовуємо для аналітичного визначення шуканих струмів:

$$t_{\alpha} = 2.0 \frac{117.0 \exp(.16\beta) - 50.0}{503.0 \exp(.16\beta) - 134.0}, \quad (3.82)$$

$$t_{\beta} = 3.0278163(1 - e^{-0.52766802 \cdot \beta}) + 1.7424294(1 - e^{-0.14187057 \cdot \beta}), \quad (3.83)$$

Отримані вирази діючих фазних струмів (3.81), для п'ятифазної системи, і (3.82) для трифазної системи:

$$I_{c3f} = \frac{\left(-8I_m e^{\frac{5}{3}t\alpha} + I_m e^{-\frac{1}{6}\beta} + 3I_m e^{-\frac{1}{6}\beta} e^{\frac{6}{5}(5t\alpha)} \right)}{6e^{-\frac{1}{6}\beta} - 12e^{\frac{5}{3}t\alpha}}, \quad (3.84)$$

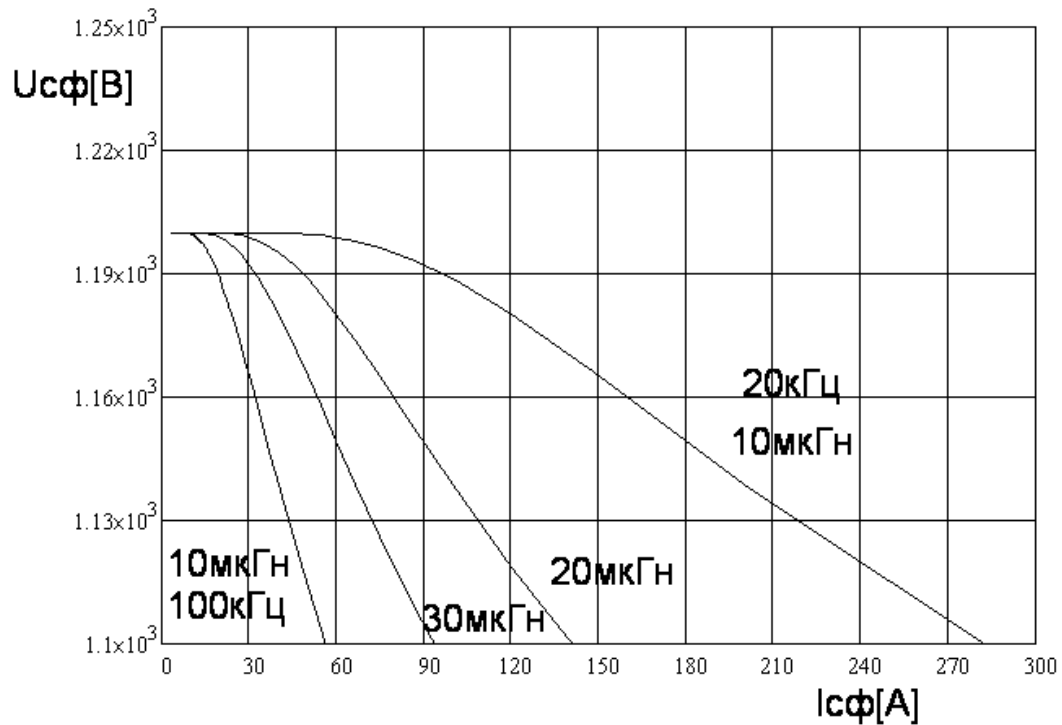


Рис. 3.14 Навантажувальні характеристик для трифазного джерела живлення з синхронними несинфазними структурами

Вирази (3.81) та (3.84) використовуємо для побудови навантажувальних характеристик. Для трифазного джерела живлення з синхронними несинфазними структурами наведені на рис.3.14, для п'ятифазного джерела живлення – на рис.3.15.

З аналізу наведених кривих випливає, що чим більше фазність системи електроживлення з синхронними несинфазними структурами використовується при побудові систем електроживлення, тим жорсткіша вихідна характеристика джерела електроживлення потужних газорозрядних установок.

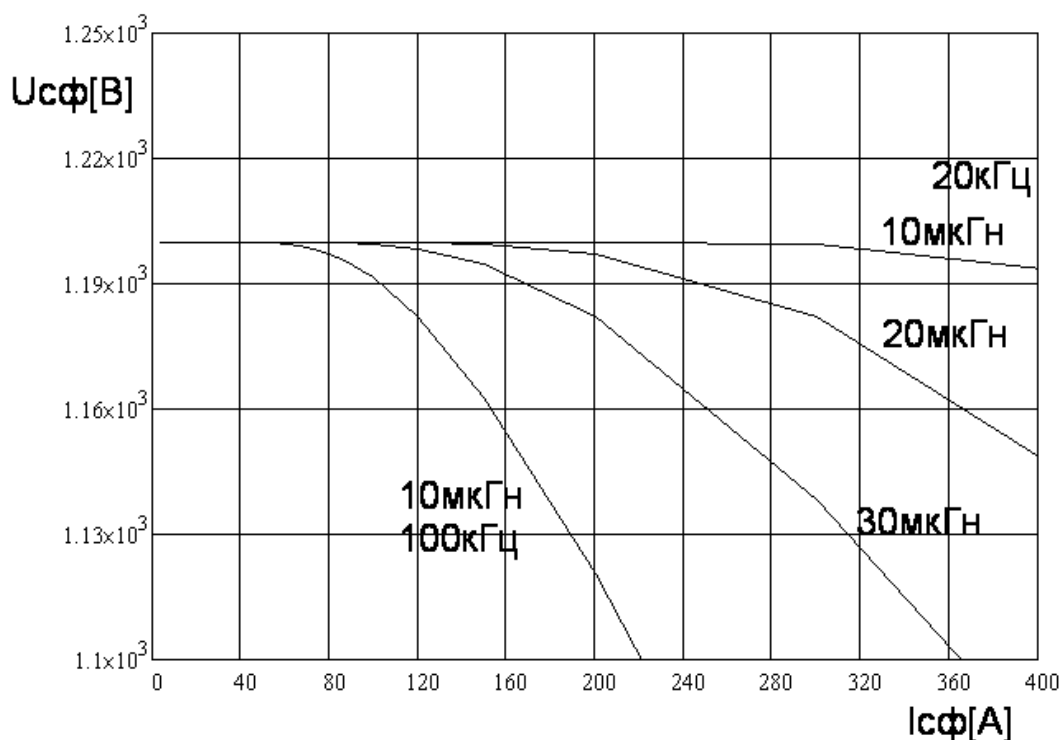


Рис. 3.15 Навантажувальні характеристик для п'ятифазного джерела живлення з синхронними несинфазними структурами

3.5 Особливості розрахунку якості вихідної напруги джерел живлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами.

При сталих, або стаціонарних, режимах в колі постійного струму, напруги і струми незмінні в часі. Перехідні процеси виникають при будь-яких змінах режиму електричного кола та навантаження перетворювача. Зміни в електричному ланцюзі викликані комутацією, або перемикаваннями, як показано в цьому розділі, призводять до появи перехідного процесу, який являє собою процес переходу від енергетичного стану, відповідного до комутаційного режиму, до енергетичного стану, відповідного після комутаційного режиму. Чим більше перемикаючих елементів задіяне на періоді повторюваності перетворювача, тим складніше аналізувати перетворювач в перехідних режимах. У момент комутації, коли починається перехідний процес, відбувається перерозподіл енергії між індуктивними, ємнісними елементами внутрішніх кіл перетворювача, так і зовнішніх, які представляють собою навантаження з колами їх

підключення до перетворювача. Але кола, що містять індуктивні і ємнісні елементи, які здатні накопичувати або віддавати енергію магнітного або електричного поля використовуються в імпульсних перетворювачах для згладжування перехідного процесу, викликаного комутацією. Якщо ставиться мета досягти мінімуму енергії яка накопичується в вихідних колах перетворювача і при цьому мати необхідну якість вихідної напруги, необхідно не тільки використовувати синхронні несинфазні перетворювачі з необхідною структурою, але і максимально враховувати накопичення енергії в колах які властиві навантаженню перетворювача, наприклад, довжина і тип з'єднання перетворювача з навантаженням.

Проведені дослідження показали, що в синхронних несинфазних перетворювачах вихідна напруга має ступінчасту форму, навіть при ідеальних елементах утворюючих ці перетворювачі. Якщо припустити, що перетворювачі ідеальні, та коефіцієнт трансформації дорівнює одиниці, то з отриманих виразів можна зробити висновки що при збільшенні кількості фаз, границя якої прагне амплітуда фазного напруги в її мінімальної ступені дорівнює половині напруги живлення перетворювача, тобто на виході трансформатора:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left(\frac{m-1}{2m} U \right) = \frac{1}{2} U,$$

також границя до якого прагне амплітуда в максимумі також дорівнює половині напруги живлення:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left(\frac{m+1}{2m} U \right) = \frac{1}{2} U,$$

де: U – напруга живлення перетворювача, m - кількість фаз перетворювача.

Тому чим більше синхронних несинфазних перетворювачів включених в систему тим менше амплітуда пульсацій на виході перетворювача і в границі, амплітуда пульсацій прагне до нуля.

З розгляду осцилограм фазного струму (рис 3.6, 3.12, 3.13) слід, що комутації в кривій фазного струму відбуваються через кожні $\left(\frac{\pi}{m}\right)$ радіан або $T/(2 \cdot m)$. Кількість мінімальних сходинок, при непарному числі фаз $(m + 1)/2$. Кількість максимальних сходинок, при непарному числі фаз $(m - 1)/2$.

Тому, амплітуда струму в максимальній ступені, при ідеальних елементах дорівнює:

$$I_{f \max} = \frac{2I_n}{m-1} = \frac{2U_n}{R_n(m-1)} = \frac{2U_n}{R_n(m-1)},$$

а амплітуда струму в мінімальній ступені, при ідеальних елементах дорівнює:

$$I_{f \min} = \frac{2I_n}{m+1} = \frac{2U_n}{R_n(m+1)} = \frac{2U_n}{R_n(m+1)}.$$

Тому, пульсації струму, при ідеальних елементах, на виході багатофазного перетворювача дорівнюватимуть:

$$\Delta I = I_{f \max} - I_{f \min} = \frac{4U_n}{R_n(m-1)(m+1)}. \quad (3.85)$$

Пульсації напруги, як випливає з (3.85) будуть визначатися:

$$\Delta U = (4 \cdot U_n) / ((m-1) \cdot (m+1)).$$

Звідки можна знайти відносний коефіцієнт зменшення змінної складової в вихідній напрузі в залежності від числа синхронних несинфазних перетворювачів утворюючих джерело електроживлення:

$$\delta = ((m-1) \cdot (m+1)) / 4 \quad (3.86)$$

На рис. 3.16 відображені результати розрахунків за виразом (3.86), звідки випливає, що при числі фаз рівним, наприклад п'яти, змінна складова в вихідній напрузі, щодо середньої вихідної напруги, буде ослаблена в 6 разів. При числі фаз рівним, наприклад двадцяти, змінна складова в вихідній напрузі, щодо середньої вихідної напруги, буде ослаблена вже в 100 разів, що відповідає 1% пульсацій.

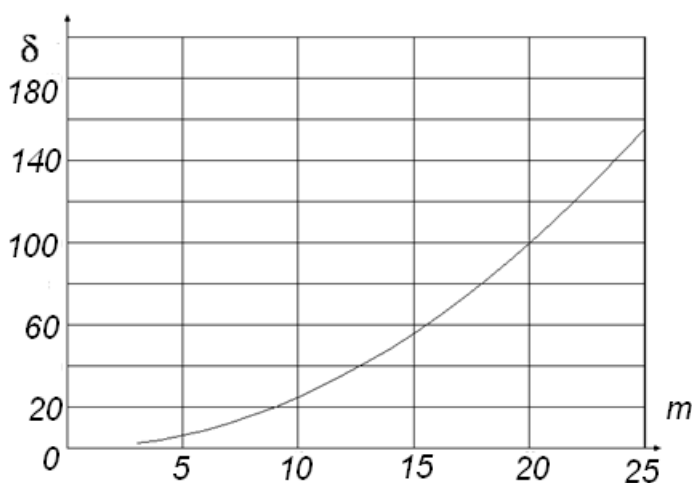


Рис. 3.16 Відносний коефіцієнт зменшення змінної складової в вихідній напрузі в залежності від числа синхронних несинфазних перетворювачів

Якщо високовольтне джерело з'єднане з навантаженням протяжною лінією яка накопичує енергію, тобто є в деякому сенсі фільтром. То перетворюючи вираз (2.6) можна визначити у скільки разів цей природний фільтр, що з'єднує джерело з навантаженням, може послабити еквівалентну змінну складову в вихідній напрузі:

$$\delta = 631.65 \cdot Q^2 \cdot f_T^2 \cdot (\xi^2 / P^2) . \quad (3.87)$$

На рис 3.17 наведені результати розрахунків за виразом (3.87), при коефіцієнті затухання фільтра $\xi = 1$, і потужності джерела електроживлення $P = 500$ кВт. Звідки випливає, що якщо в кабелі запасастся 1 Дж, то при еквівалентній частоті пульсацій в вихідній напрузі 200 кГц, можна в розглянутому прикладі, послабити пульсації на виході в 100 разів (рис.3.17).

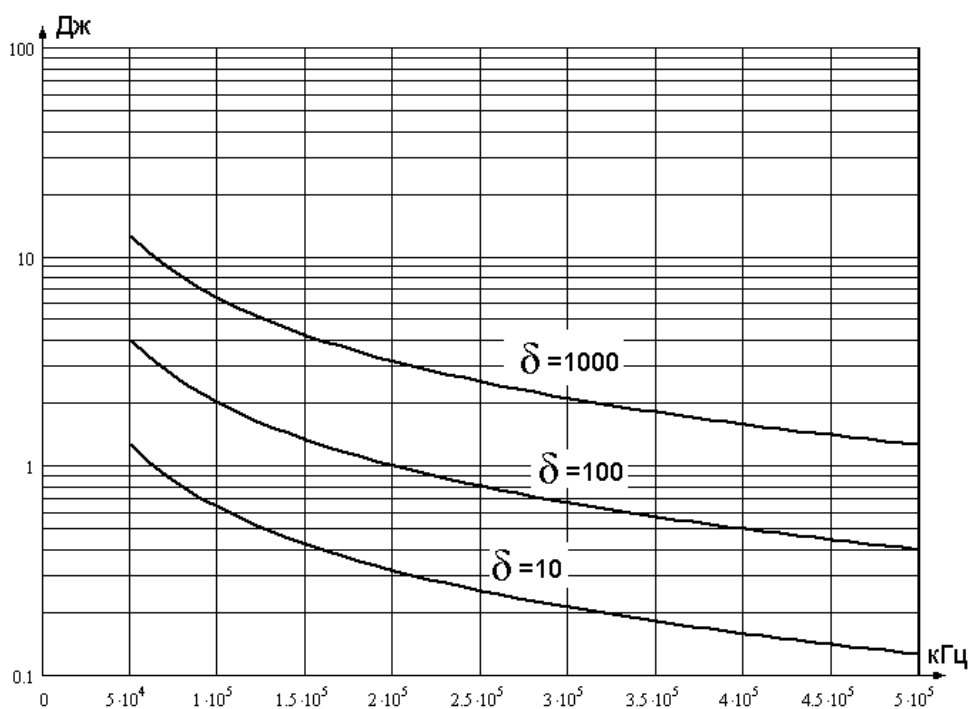


Рис. 3.17 Відносний коефіцієнт зменшення змінної складової в вихідній напрузі в залежності від еквівалентній частоті пульсацій, енергії фільтра при потужності навантаження 500 кВт

Таким чином, знаючи довжину і тип лінії що з'єднує джерело електроживлення з навантаженням, визначаємо фільтруючі властивості цього з'єднання, енергію лінії з'єднання. Далі, виходячи з очікуваної еквівалентної частоти пульсацій, визначаємо коефіцієнт ослаблення який вносить лінія зв'язку, в змінну

складову вихідної напруги. Якщо цього значення недостатньо для досягнення необхідної якості вихідної напруги, то відсутню частину коефіцієнта зменшення знаходимо з виразу (3.86), вибираючи відповідну кількість фаз перетворювача, що відповідно може приводити до зростання еквівалентної частоти пульсацій.

3.6 Висновки до розділу 3.

1. Розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових систем електроживлення потужних газорозрядних установок, за якими синхронні несинфазні силові структури цих систем виконують на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів, що не мають реактивних елементів у вихідних колах і використовують двообмоткові дроселі, що не змінюють напряму магнітного потоку при перемагнічуванні силового трансформатора.

2. Розроблено спрощений метод розрахунку якості вихідної напруги потужних багатофазних систем з двотактними асиметричними напівмостовими структурами, в основу якого покладено вирішення диференціальних рівнянь на інтервалі сталості структури при довільних початкових умовах, що описують багатофазну систему на $1/N$ частині періоду комутації. Цей метод дозволяє визначати необхідну кількість фаз перетворювача для досягнення заданої якості вихідної напруги з урахуванням фільтруючих властивостей кола навантаження.

3. Визначено середні та діючі значення фазних струмів у багатофазних системах з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами і встановлено що незалежно від наявності індуктивності розсіювання у колі навантаження таких систем значення струмів у різних їх фазах залишаються рівними.

4. Вперше визначено, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази високовольтної багатофазної системи електроживлення до приведенного опору навантаження, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності системи, що передається у навантаження.

РОЗДІЛ 4.

АНАЛІЗ СТАТИЧНИХ І ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАПІВВПРОВІДНИКОВИХ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ З СИНХРОННИМИ НЕСИНФАЗНИМИ СТРУКТУРАМИ

Побудова коректної і адекватної поставленій меті моделі об'єкта є найважливішим завданням будь-якого дослідження. Це в повній мірі відноситься і до проблеми стійкості багатофазних імпульсних перетворювачів. Названа проблема має свої особливості в задачах аналізу статичної і динамічної стійкості. Дослідження стійкості в малому, як відомо, виконуються різними методами в тому числі і за допомогою лінеаризації різницевих рівнянь динаміки системи. Дослідження динамічної стійкості - стійкості при великих збуреннях, як правило здійснюються шляхом прямого чисельного інтегрування нелінійних рівнянь динаміки системи. Поведінка динамічної системи може бути описано [80, 81] лінійними неоднорідними диференціальними рівняннями n -го порядку або системою з n диференціальних рівнянь першого порядку відповідно. Рішенням диференціальних рівнянь є деяка функція, що залежить від часу і яка містить [82] - вільну, яка визначає поведінку самої динамічної системи, і вимушену, рух системи в залежності від зовнішнього впливу, складову перехідного процесу. Динаміка імпульсних перетворювачів постійної напруги в більшості випадків досліджується частотними методами, оскільки частотні характеристики порівняно легко сприймаються і перевіряються експериментально [83-93]. За частотним характеристикам розімкнутої системи може бути визначений запас стійкості, точність регулювання, показники коливальності. Однак методики розрахунку частотних характеристик багатофазних імпульсних перетворювачів досі недостатньо розроблені, оскільки ґрунтуються в основному на усереднених динамічних моделях [94, 95, 96] з недостатньо точним обґрунтуванням їх використання в залежності від параметрів досліджуваної системи.

4.1 Розробка однофазної моделі багатофазних джерел живлення для аналізу якості їх вихідної напруги та статичних і динамічних характеристик.

До потужних високовольтних джерел електроживлення технологічних установок пред'являються жорсткі вимоги за якістю вихідної напруги, особливо до статичної і динамічної точності. Оскільки електронний промінь, дуга або плазма, як елементи навантаження, безпосередньо підключені до виходу джерела електроживлення, статична і динамічна точність систем електроживлення, багато в чому визначають якість технологічного процесу.

Високовольтні газорозрядні установки є практично безінерційним навантаженням [96] і вимагають швидкодіючого управління режимами (включаючи модуляцію напруги) при незначних зміненнях параметрів робочого режиму розряду в газовому проміжку. Ці вимоги до джерел живлення газорозрядних установок практично виключає можливість застосування в колах їх живлення індуктивно-ємнісних фільтрів та інших елементів, що накопичують енергію [97]. Вирішення зазначеної проблеми ускладнюється при виникненні дуже швидких (по суті імпульсних) змінень електричного опору цих установок аж до режиму короткого замикання вихідних кіл напівпровідникових перетворювачів [98]. Застосування індуктивних елементів для обмеження струму в колах електроживлення газорозрядних установок на практиці часто призводить до порушення їхнього технологічного режиму, що істотно впливає на результати технологічного процесу [99,100,101].

У роботі для вирішення цієї проблеми обґрунтовано застосовувати багатофазні напівпровідникові перетворювачі зі зменшеним накопиченням електроенергії у їхніх вихідних колах [7, 14], на основі асиметричних напівпровідникових інверторів з магнітозв'язаним дроселем, які формують систему багатофазних змінних напруг прямокутної форми [7, 103]. При відносно невисокій частоті комутацій в окремому каналі багатофазні перетворювачі забезпечують оптимальні процеси перетворення електроенергії та суттєво підвищують еквівалентну частоту пульсацій у вихідній напрузі, дозволяючи в багатьох випадках розробляти системи електроживлення взагалі без вихідних фільтрів.

Вказані потенційно високі показники якості електроенергії в багатофазних перетворювачах неможливо реалізувати без використання замкненої системи автоматичного керування. У загальному випадку багатофазний напівпровідниковий перетворювач повинен складатися з кількох однакових модулів, що працюють на спільне навантаження [104]. В залежності від поставленого завдання, модулі з'єднують паралельно, послідовно або послідовно-паралельно.

Перш ніж досліджувати стійкість та динаміку багатофазного перетворювача, необхідно розробити його математичну модель. Так як використовувати методи прямого дослідження нелінійних рівнянь багатофазного перетворювача з ШІМ-модуляцією, що містить наприклад 30 ключів (п'ятифазний), які при комутації можуть створити до 900 еквівалентних схем, складно і непродуктивно.

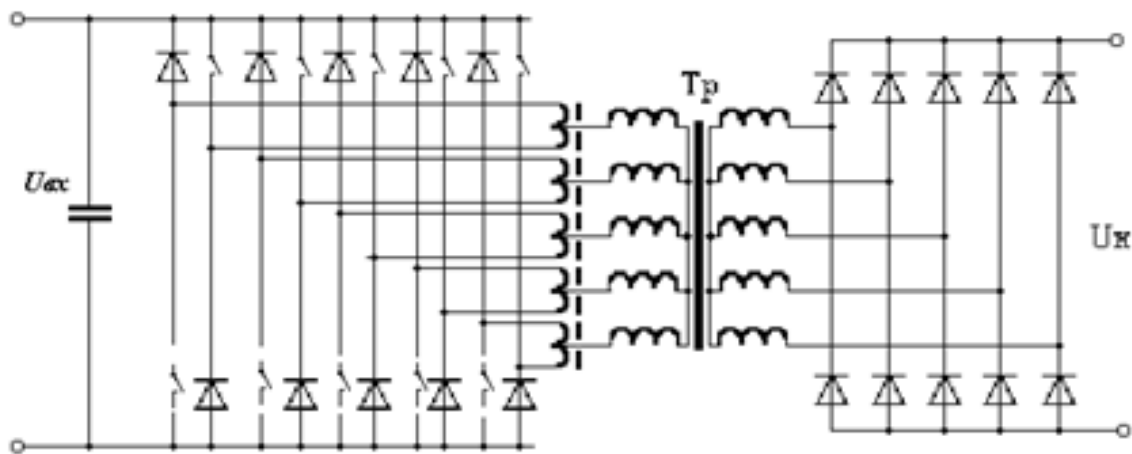


Рис. 4.1 Спрощена схема високовольтного п'ятифазного напівпровідникового перетворювача

На рис.4.1 наведено спрощену схему високовольтного п'ятифазного напівпровідникового перетворювача зі зменшеним накопиченням енергії у вихідних колах, який складається з п'ятих паралельних каналів, що перетворюють первинну постійну напругу в гальванічно-ізолювану стабілізовану і регульовану, при цьому реалізуючи функцію динамічного обмеження струму [99]. З наведеного рис. 4.1 слідує, що кожен канал багатофазного перетворювача який має тільки індуктивність, можна ідентифікувати імпульсним знижувальним регулятором першого порядку.

Звичайно імпульсний стабілізатор напруги (ІСН) (рис.4.2) складається з системи управління, перемикаючих елементів і згладжуючих фільтрів. Система управління, по відхиленню, формує безперервний різницевий сигнал відхилення вихідного сигналу і сигналу завдання. На вході ШИМ, цей різницевий сигнал порівнюється з синхронізуючою пилоподібною напругою:

$$U_m(t) - e(t) = U_m(t) - K_y \cdot [U_{on}(t) - K_d \cdot U_{out}(t)] = 0 \quad (4.1)$$

$$U_m(t) - e(t) = U_m(t) - K_y \cdot [U_{on}(t) - K_d \cdot U_{out}(t)] = 0$$

де: $e(t)$ - різницевий сигнал; $U_m(t)$ - напруга пилоподібної форми на вході ШИМ; $U_{on}(t)$ - еталонна (завдання) напруга; K_y - коефіцієнт посилення сигналу помилки; K_d - коефіцієнт передачі (розподіли), що погоджує амплітуду вихідної напруги U_{out} з амплітудою U_{on} .

Визначимо середнє значення напруги на виході ШИМ на періоді дискретизації T (рис.4.2), за умови, що струм в індуктивності фільтру не стає рівним нулю. Вважаємо - амплітуда вихідної напруги ШИМ змінюється від 1, при включеному перемикаючому елементі, до нуля - при вимкненому.

$$U_{nsr} = \frac{1}{T} \left(\int_0^{ti} 1 \cdot dt + \int_{ti}^T 0 \cdot dt \right) = \frac{ti}{T} = \gamma \quad (4.2)$$

де: $\gamma = \frac{ti}{T}$ - відносна тривалість імпульсів.

Базовим елементом багатофазного перетворювача на рис.4.1 є перетворювальні комірки з індуктивностями, які наведені на рис.4.2.

На кожному напівперіоді такі комірки багатофазного перетворювача можна еквівалентувати багатофазним знижуючим імпульсним регулятором (E , S_n , VD_n , Ln , R) з широтно-імпульсною модуляцією (ШИМ (PWM)), причому кожен ШИМ-модулятор функціонує з часовим зсувом: $t_z = (k - 1) \cdot T/N$, де: T - період імпульсної модуляції; N - число фаз перетворювача; $k = 1 \dots N$ - порядковий номер комірки багатофазного перетворювача.

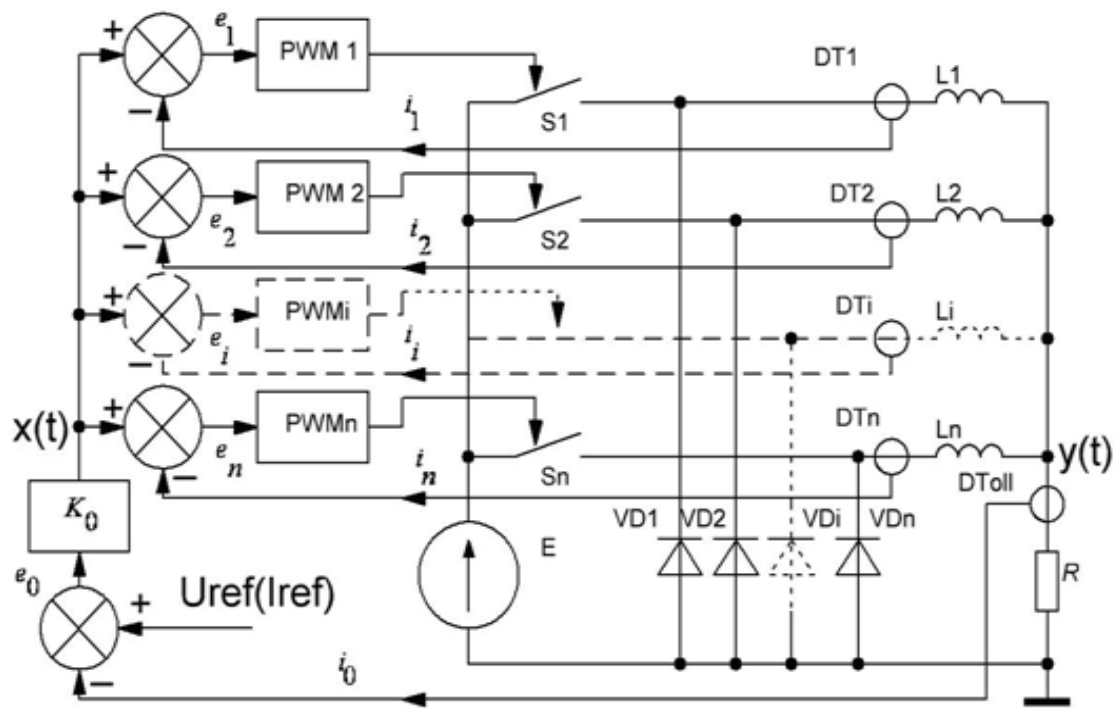


Рис. 4.2 Еквівалентна схема багатозафазного ІСН

Докладне вивчення властивостей подібних об'єктів систем автоматичного керування (САУ) призводить до опису динамічних ланок у вигляді нелінійних диференціальних рівнянь [103]. Але в багатьох випадках їх можна лінеаризувати [105], тобто замінити нелінійні рівняння лінійними, що наближено описують процеси в системах. Такий підхід є можливим, оскільки в більшості випадків нормально функціонуюча система працює в режимі малих відхилень, при яких нелінійності можна не враховувати. При необхідності в подальших дослідженнях можна врахувати деякі особливості, що вносяться нелінійностями об'єкта.

При аналізі дискретних систем з широтно-імпульсною модуляцією використовують підхід який дозволяє представити ШІМ модулятор ідеальним імпульсним елементом з формувачем [106]. Використовуючи ідеальні імпульсні елементи, схему на рис.4.2 було перетворено в еквівалентну, наведену на рис.4.3, яка містить практично ідентичні паралельні канали перетворення, що відрізняються тільки фазовим зсувом.

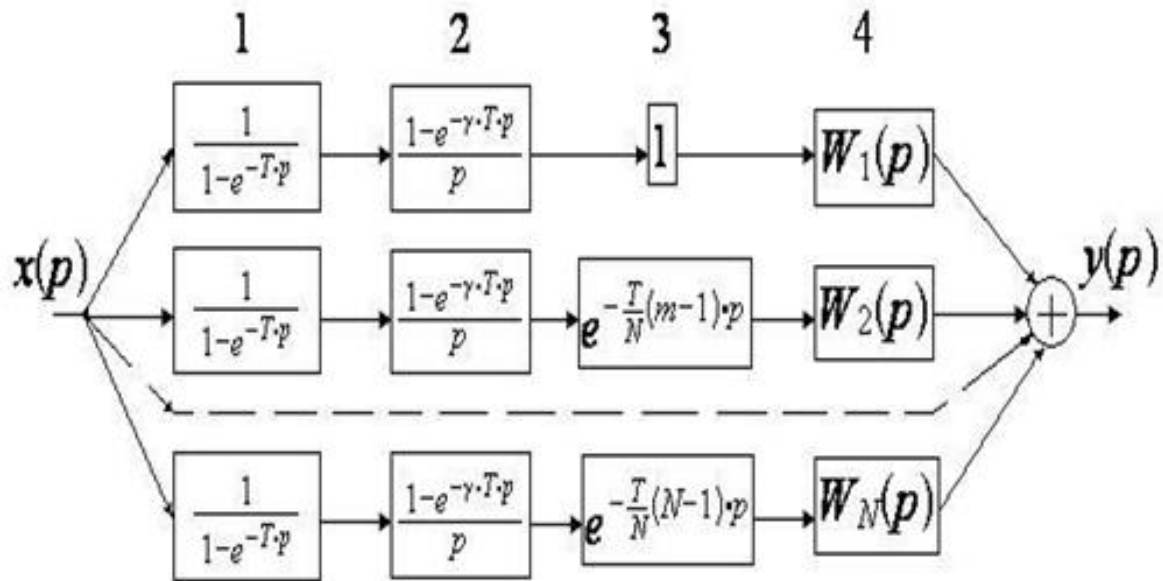


Рис. 4.3 Еквівалентна схема багатофазного джерела з ШІМ з використанням ідеальних імпульсних елементів

На рис.4.3 представлено еквівалентну схему, що відповідає розімкненому контуру керування перетворювача з приведенням передавальних функцій:

$1/[1-\exp(-T \cdot p)]$ – ідеального імпульсного елемента з періодом комутації T ; $[1 - \exp(-\gamma \cdot T \cdot p)]/p$ – фіксуючої ланки нульового порядку;

$\exp(-T \cdot (m-1)p)/N$ – ідеального елемента затримки на час зсуву моментів спрацьовування імпульсного елемента у відповідній фазі регулятора;

$W(p) = 1/(Lp)$ - передавальна функція безперервної частини однієї фази регулятора струму;

N - число фаз перетворювача.

З огляду на фільтруючі властивості безперервної частини перетворювача, перетворимо структурну схему на рис.4.3 в еквівалентну однофазну. Якщо на вході кожної безперервної ланки знаходиться свій імпульсний елемент, то виконуються всі правила перетворення структурних схем безперервних систем [106, 116]. Проведемо структурно-логічні перетворення схеми, наведеної на рис.4.3.

Перенесемо елементи четвертої групи на рис.4.3 за суматор, у такому випадку на виході отримаємо еквівалентну ланку з передавальною функцією:

$$Wall(p) = W_1(p) + \dots + W_N(p) = 1/((L \cdot p)/N). \quad (4.3)$$

Елементи першої, другої та третьої групи (рис.4.3) представляють собою N імпульсних елементів, які працюють з фіксованими зсувом T/N один відносно іншого на загальну безперервну частину, передавальна функція якої наведена в (4.3). В такому випадку вихідна послідовність ШІМ-імпульсів ($U_{out-all}$ на рис.4.4) дорівнює сумі вихідних ШІМ-імпульсів кожного з імпульсних елементів (U_{out1} на рис.4.4). Отже, усі імпульсні модулятори можна замінити одним імпульсним елементом з періодом модуляції, рівним T/N [107].

Елементи третьої групи, тобто елементи затримки структурної схеми на рис.4.2, перенесемо на вхід системи, підсумуємо і отримаємо:

$$1 + e^{-Tp/N} + \dots + e^{-T(N-1)p/N} = 1 + \sum_{m=1}^N e^{-T(m-1)p/N}. \quad (4.4)$$

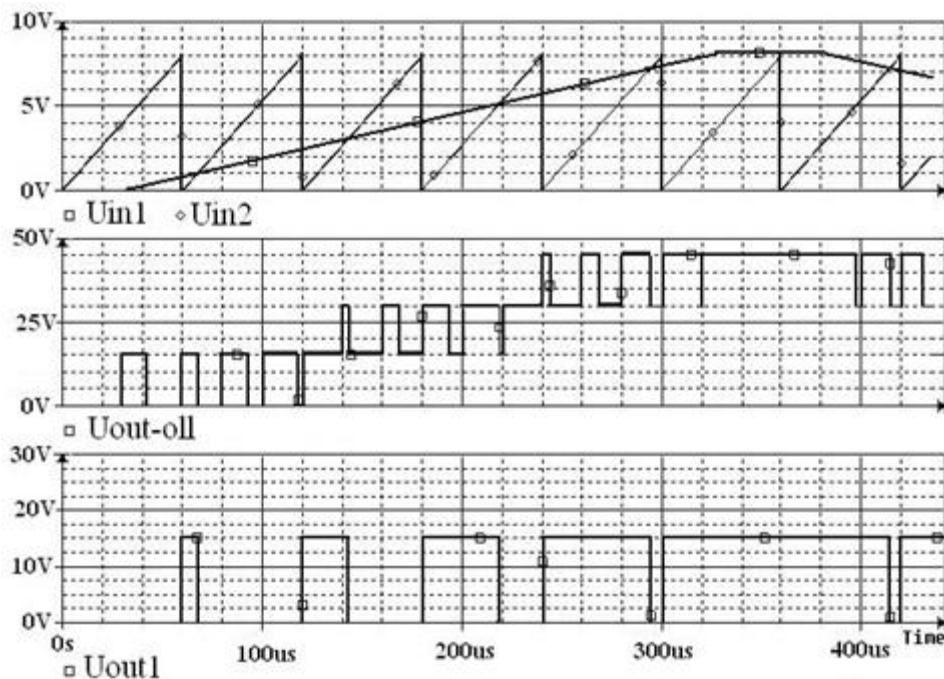


Рис. 4.4 Послідовність ШІМ-імпульсів $U_{out-all}$ яка дорівнює сумі вихідних імпульсів кожного з імпульсних елементів багатофазної системи

З (4.4) випливає, що суму ідеальних елементів затримки з урахуванням сигма-функції, діючої в кожному каналі, можна представити єдиною ланкою –

ступінчатою функцією. Кількість ступенів дорівнює числу фаз перетворювача, а ШІМ модуляція з періодом T/N здійснюється тільки на останньому рівні. Іншими словами, елемент – ступінчата функція, можна ідентифікувати комбінованим джерелом живлення, що містить два джерела. Одне джерело має змінну амплітуду і змінюється дискретно з кроком E/N , причому кількість дискрет дорівнює $(N-1)$: $E_{const} = G \cdot (E/N)$, $G = (\gamma \cdot T)/(T_{mul})$, а інше джерело має постійну амплітуду E/N , яка модулюється ШІМ-сигналом з періодом T/N , де $\gamma_{mul} = (\gamma \cdot T - T_{mul} \cdot G)/T_{mul}$ – приведена відносна тривалість імпульсів одноканальної еквівалентної схеми.

В результаті отримаємо модель багатофазного регулятора струму, що містить один еквівалентний канал перетворення електроенергії, відображений на рис.4.5.

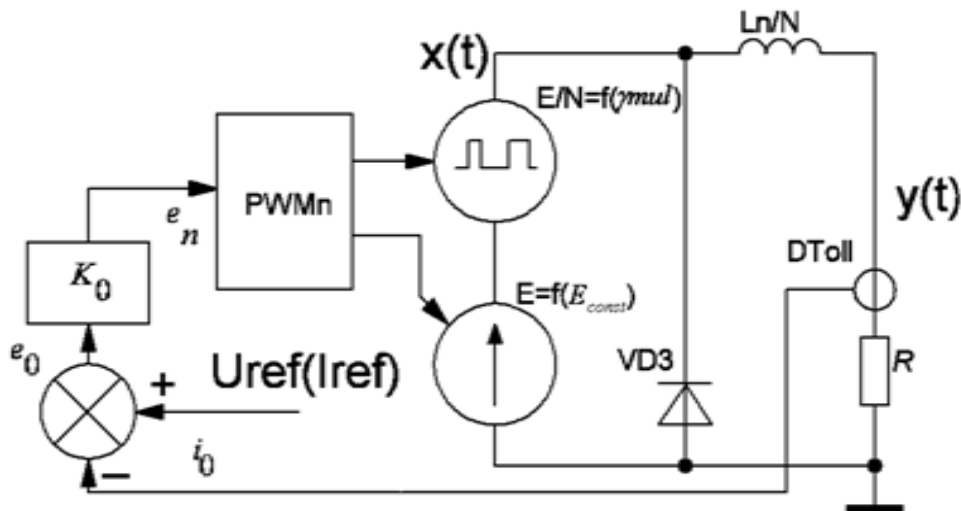


Рис. 4.5. Модель багатофазного регулятора струму

З отриманих виразів видно, що зі збільшенням числа фаз постійна часу наведеної безперервної частини зменшується. Разом з цим, збурюючий вплив ШІМ модуляції теж зменшується і, як наслідок, максимальне значення змінної складової, зокрема, струму – зменшується. Отже, застосування багатофазного управління є ефективним засобом поліпшення показників якості електроенергії.

Перевірка отриманих результатів проводилася методом імітаційного моделювання в пакеті програм LTSpice. Перевірка проводилася на двофазній моделі рис.4.6, відповідної до рис.4.2 і однофазної, відповідної до рис.4.5, при зазначених нижче по-

чаткових даних. Параметри силової частини багатофазної системи (рис.4.6): вхідна напруга багатофазного перетворювача $E = 20\text{В}$; опір навантаження $R = 4\ \text{Ом}$; індуктивність дроселів $L_{1,2} = 100\ \text{мкГн}$; частота комутації силових ключів (частота квантування) $f = 20\ \text{кГц}$; відносна тривалість імпульсів $\gamma = (30\text{us}/50\text{us}) = 0,6$. Параметри еквівалентної однофазної моделі рис.4.6.: напруга джерела $E = f(E_{\text{const}}) = 10\text{В}$ і $E/N=f(\gamma t_{\text{mul}})=10\text{В}$; опір навантаження $R = 4\ \text{Ом}$; індуктивність дроселя $L_n / N = 50\ \text{мкГн}$; частота комутації $f = 40\ \text{кГц}$; відносна тривалість імпульсів $\gamma t_{\text{mul}} = (5\text{us}/25\text{us}) = 0,2$.

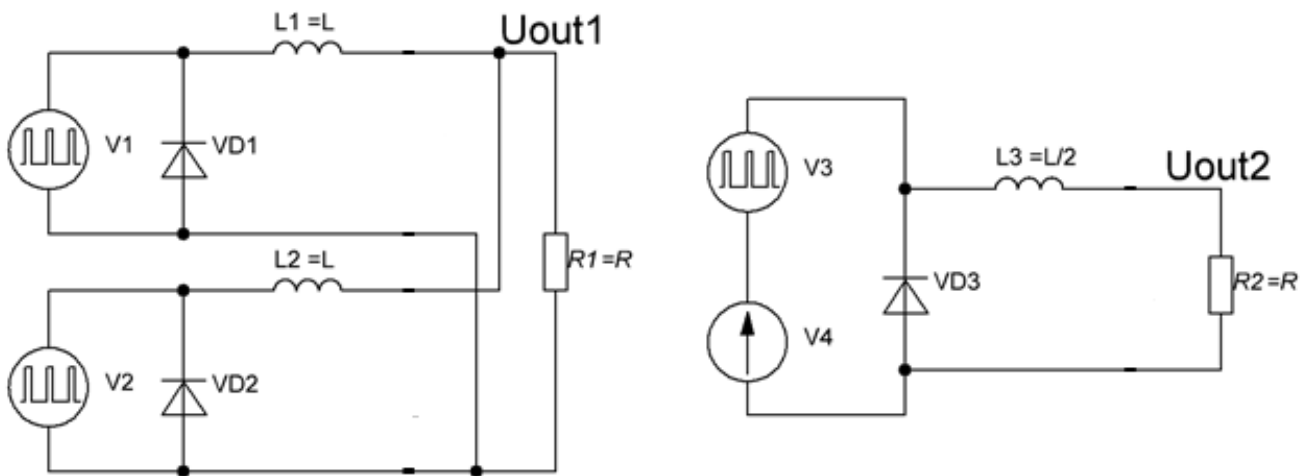


Рис. 4.6. Імітаційна модель двофазного регулятора

На рис.4.7 наведені результати моделювання, причому, для наочності, одна крива перехідного процесу зміщена відносно іншої на 1В.

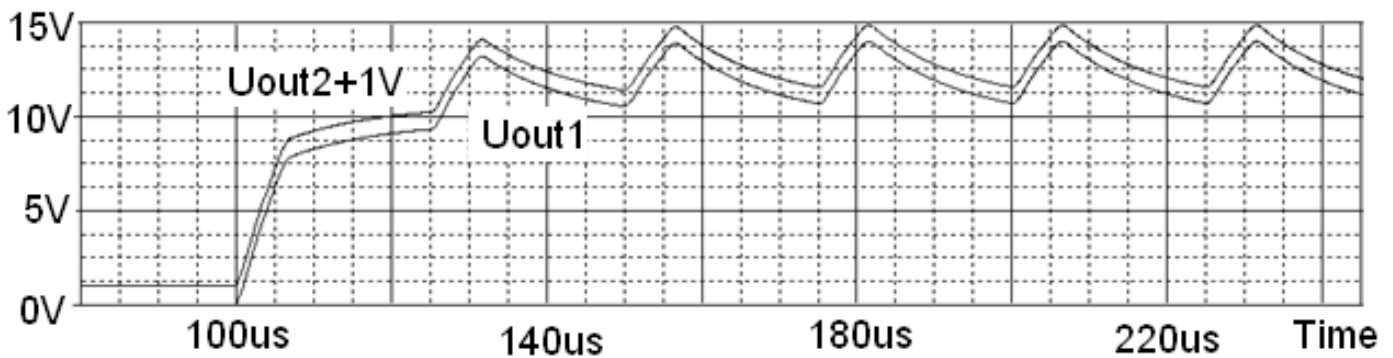


Рис. 4.7. Результати моделювання двофазного регулятора

Виконане моделювання та отримані при цьому результати дозволяють стверджувати що процеси в порівнюваних моделях (рис.4.6) ідентичні. Отримана однофазна модель багатофазної системи адекватно відображає процеси в багатофазній системі. Маючи ідентичні перехідні процеси з моделлю багатофазної системи, еквівалентна модель однофазної системи значно спрощує аналіз і проектування багатофазних систем.

4.2 Лінійно-імпульсна математична модель джерела електроживлення з широтно-імпульсною модуляцією другого порядку.

Для дослідження стійкості імпульсних джерел електроживлення широко використовуємо метод усереднювання [108, 109, 110, 111]. Цей метод дозволяє перейти від дискретно нелінійної системи до безперервної моделі. Використовування методу усереднювання, при аналізі і синтезі динамічних і статичних властивостей імпульсних перетворювачів, дозволяє використовувати добре розроблені і наочні математичні апарати, наприклад, передавальних функцій.

Метод усереднювання є наближеним методом, оскільки відбувається заміна диференціальних рівнянь, що описують поведінку системи на різних інтервалах часу, одним безперервним рівнянням. В основі цього методу лежить допущення, що смуга пропускання каналу зворотного зв'язку істотно менше частоти перемикання силових ключів. Іншими словами, в системі відсутні пульсації на частоті перемикання силових ключів, але це допущення справедливо тільки в обмеженій області зміни параметрів системи. В переважній більшості практичних випадків використання імпульсних систем з ШІМ, до такого ступеня звужувати смугу пропускання системи управління, враховуючи реальні частоти комутації силових перемикаючих елементів, не вигідно. Система стає повільною і реалізувати вимоги технологічного процесу по динаміці управління, стає практично неможливим. В реальній системі із замкнутим зворотним зв'язком, вихідні пульсації потрапляють на вхід ШІМ-модулятора.

Метод усереднювання дає добрі результати при аналізі динаміки перетворювача, але при одній умові — якщо забезпечена стійкість системи і вона достатньо видалена від границі стійкості [111]. В деяких роботах, наприклад [112], при використуванні усередненої моделі, пропонується додатково перевіряти стійкість імпульсних систем з ШИМ, по спрощених критеріях, але це можливо коли приведена безперервна частина імпульсної системи має перший порядок чи в системі елементи більш високого порядку можна відкинути, рахуючи їх другорядним, і система наближається по якості перехідних процесів до системи першого порядку.

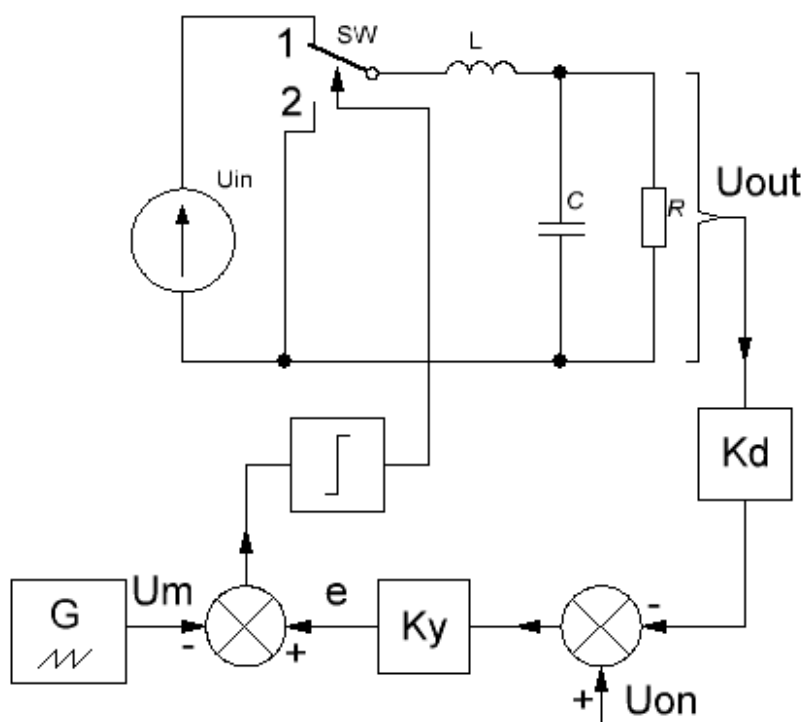


Рис. 4.8 Модель ІСН знижуючого типу

Розглянемо імпульсний стабілізатор напруги (ІСН) знижуючого типу (buck converter). Звичайно ІСН (рис.4.8) складається з системи управління, перемикаючих елементів і згладжуючих фільтрів. Система управління, по відхиленню, формує безперервний різницевий сигнал при порівнянні вихідного сигналу і сигналу завдання. На вході ШИМ, цей різницевий сигнал порівнюється з синхронізуючою пилоподібною напругою:

$$U_m(t) - e(t) = U_m(t) - K_y \cdot [U_{on}(t) - K_d \cdot U_{out}(t)] = 0 \quad (4.5)$$

де: $e(t)$ - різницевий сигнал; $U_m(t)$ - напруга пилоподібної форми на вході ШІМ; $U_{on}(t)$ - еталонна (завдання) напруга; K_y - коефіцієнт посилення сигналу помилки; K_d - коефіцієнт передачі (розподіли), що погоджує амплітуду вихідної напруги U_{out} з амплітудою U_{on} .

На виході ШІМ формується імпульсна послідовність (рис.4.9), яка управляє моментами перемикавання перемикаючого елемента, ці часи визначаються з рішення рівняння замикання (4.5).

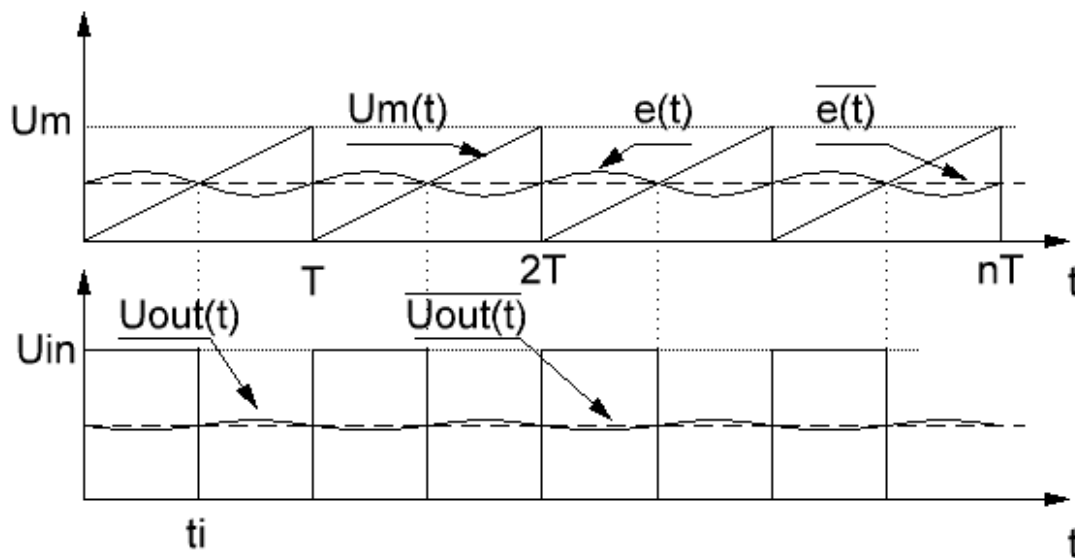


Рис.4.9 Імпульсна послідовність яка формується з рішення рівняння замикання

Алгоритм перемикавання перемикаючих елементів (наприклад, SW на рис.4.8) наступний:

якщо $e(t) > U_m(t)$ – перемикаючий елемент включений, SW в положенні 1 ;

якщо $e(t) < U_m(t)$ – перемикаючий елемент вимкнений, SW в положенні 2.

Час, в перебігу якого перемикаючий елемент включений (рис.4.9), позначимо як t_i , що відповідає представленню силової частини ІСН, на цьому інтервалі часу, еквівалентною схемою приведеної на рис.4.10а. Під час вимкненого стану перемикаючого

елемента $((T - t_i))$, силову частину ІСН можна представити еквівалентною схемою приведеної на рис.4.10б.

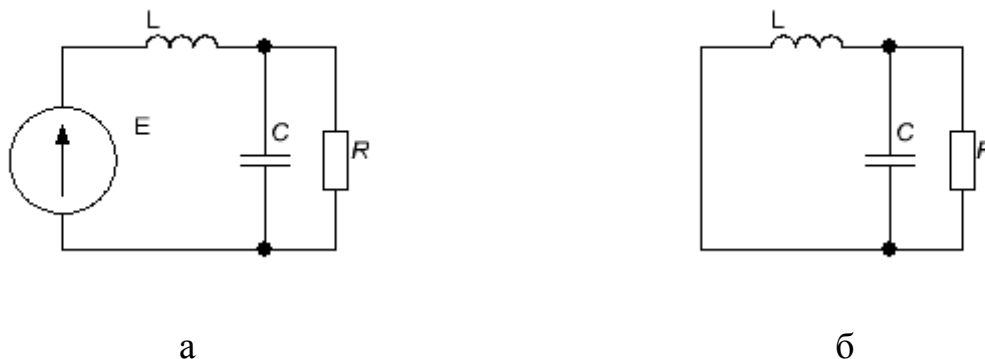


Рис.4.10 Еквівалентні схеми знижуючого перетворювача залежно від стану перемикаючого елемента

Визначимо середнє значення напруги на виході ШІМ на періоді дискретизації T (рис.4.9), за умови, що струм в індуктивності фільтру не стає рівним нулю. Вважаємо - амплітуда вихідної напруги ШІМ змінюється від 1, при включеному перемикаючому елементі, до нуля - при вимкненому.

$$\gamma(t) = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_i} 1 \cdot dt + \int_{t_i}^T 0 \cdot dt \right) = \frac{t_i}{T} = \gamma \quad (4.6)$$

де: $\gamma = \frac{t_i}{T}$ - відносна тривалість імпульсів.

Як слід з (4.6) (див. рис.4.9), ШІМ перетворить безперервний сигнал управління (або його середнє значення) в дискретні значення відносної тривалості імпульсів $\gamma = (t_i/T)$, які визначають моменти комутації перемикаючих елементів імпульсних регуляторів. Іншими словами, вхідний безперервний сигнал управління ШІМ перетворюється на безперервне значення відносної тривалості імпульсів, яка дискретно міняється в моменти спрацьовування ШІМ модулятора [110].

І як випливає з рис.4.8, залежно від положення перемикача SW , цьому ж відносному часу підлягає існування еквівалентних схем, які відображають перемикання в силовій частині (рис.4.10).

Процеси в силовій частині ІСН знижуючого типу на стадії накопичення, описуються диференціальними рівняннями (рис.4.10а):

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = U_{in} - U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.7)$$

А на стадії віддачі (рис.4.8б), рівняннями:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = -U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.8)$$

де: $U_c = U_{out}$, напруга на ємкості; i_l – струм в індуктивності.

Відповідно до процедури методу усереднювання, підсумовуємо рівняння на інтервалі включеного і вимкненого стану ключа, з урахуванням відносної тривалості існування відповідних режимів в ІСН.

Для напруги на індуктивності:

$$L \frac{di_l}{dt} = (U_{in} - U_c) \gamma + (1 - \gamma)(-U_c) = \gamma U_{in} - U_c \quad (4.9)$$

Для струму ємкості:

$$C \frac{dU_c}{dt} = \left(i_l - \frac{U_c}{R} \right) \gamma + (1 - \gamma) \left(i_l - \frac{U_c}{R} = -\frac{i_l R + U_c}{R} \right) \quad (4.10)$$

Вирішуючи рівняння (4.9) і (4.10) операторним методом, одержуємо систему рівнянь, яка описує процеси в силовій частині ІСН в цілому на періоді комутації:

$$\begin{cases} L \cdot i_l \cdot p = \gamma E - U_c \\ C \cdot U_c \cdot p = -\frac{i_l R + U_c}{R} \end{cases} \quad (4.11)$$

Рішаючи систему (4.11) щодо вхідної і вихідної напруги, визначимо, в цілому, передавальну функцію знижуючого ІСН:

$$W(p) = \frac{U_c}{U_{in}} = \frac{R \frac{i_l}{CpR+1}}{i_l \frac{Lp^2 CR + R + Lp}{\gamma(CpR+1)}} = \gamma \frac{1}{Lp^2 C + \frac{Lp}{R} + 1} \quad (4.12)$$

Вираз (4.12) можна інтерпретувати як послідовне з'єднання фільтру і підсилювача [110]. Таким чином, ІСН з ШІМ-2 знижуючого типу згідно (4.12), складається з безперервної лінійної частини, з передавальною функцією фільтру другого порядку, і підсилювача, з коефіцієнтом посилення рівним відноській тривалості імпульсів, який безперервний і міняється тільки в дискретні моменти часу. Отже, після застосування до дискретної системи, приведеної на рис.4.8, описуваної рівняннями (4.7, 4.8), методу усереднювання, вона перетворюється на лінійно імпульсну систему (рис.4.11), оскільки в структурі залишається тільки квантування за часом [113].

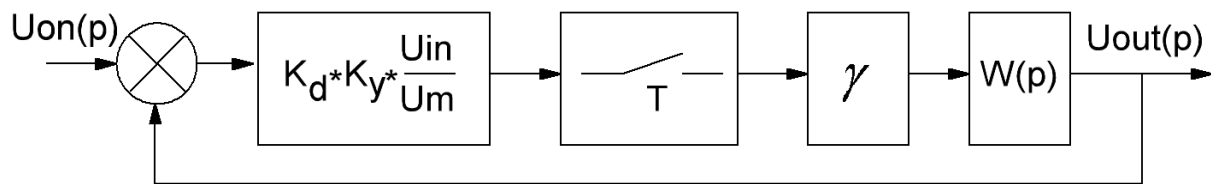


Рис.4.11 Лінійно імпульсна модель ІСН знижуючого типу

На рис.4.11 приведений коефіцієнт посилення розімкненої системи:

$$K = K_d \cdot K_y \cdot \frac{U_{in}}{U_m} \quad (4.13)$$

де: K_d - коефіцієнт передачі дільника вихідної напруги; K_y - коефіцієнт посилення різницевого сигналу; U_{in} - вхідна напруга ІСН; U_m - амплітуда пілкоподібної напруги несиметричної форми на вході широтно-імпульсного модулятора.

4.3. Урахування модуляційної нелінійності в лінійно-імпульсній моделі другого порядку при аналізі характеристик багатofазних джерел живлення з широтно-імпульсною модуляцією.

Оскільки квантовані сигнали (γ , рис.4.11) змінюються і розглядаються тільки в дискретні моменти часу nT , їх передавальні функції можуть бути піддані дискретним перетворенням, наприклад Z-перетворенням. Подібна (рис.4.11) структурна схема в багатьох роботах [68, 108, 109, 111] використовується для дослідження динамічних характеристик системи автоматичного регулювання, якими є ІСН. При цьому покладаються на основоположне допущення методу усереднювання, що завдяки фільтру, який є невід'ємною частиною ІСН, при будь-яких комутаціях перемикаючого елемента, на виході ІСН в стаціонарному режимі присутня тільки постійна складова. Змінна складова, породжена комутаціями перемикаючого елемента, на вихід ІСН не поступає.

Для визначення допустимих параметрів безперервної частини ІСН, при яких можна не враховувати змінну складову у вихідному сигналі, дослідимо годограф імпульсної передавальної функції, отриманої з виразу (4.12). Введемо позначення і представимо передавальну функцію приведеної безперервної частини (4.12) у вигляді:

$$W(p) = \frac{1}{T_0^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_0 \cdot p + 1} \quad (4.14)$$

де: $T_0 = \sqrt{L \cdot C}$ - постійна часу фільтру; $\xi = \frac{1}{2 \cdot R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ - коефіцієнт затухання;

R, L, C – опір навантаження, індуктивність і ємність вихідного фільтру.

Знайдемо корені характеристичного рівняння передавальної функції:

$$T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1 = 0 \quad (4.15) \text{ Якщо:}$$

$$\xi > 1, \text{ то } p_{1,2} = \frac{-\xi \pm \sqrt{(\xi^2 - 1)}}{T_0}; \text{ або } \xi < 1, \text{ то } p_{3,4} = \frac{-\xi \pm i\sqrt{(1 - \xi^2)}}{T_0}.$$

Застосувавши Z - перетворення до передавальної функції приведеної безперервної частини системи (4.14), запишемо передавальну функцію лінійно-імпульсної частини розімкненого ІСН з ШІМ-2, у вигляді:

$$\bar{W}(z) = T \cdot Z\{W(p)\} = T \cdot Z\left\{\sum_{i=1}^n \frac{c_i}{p - p_i}\right\} = T \cdot \sum_{i=1}^n \frac{c_i \cdot d_i}{z - d_i} \quad (4.16)$$

де: c_i - коефіцієнт розкладання передавальної функції $W(p)$ на елементарні дробки;

p_i - полюси $W(p)$; n - число полюсів; $d_i = e^{T \cdot p_i}$; T - період дискретизації.

З (4.16) з урахуванням (4.14, 4.15) при умові $0 < \xi < 1$ отримаємо:

$$\bar{W}_{3,4}(z) = \frac{z \cdot \left(\frac{\beta}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \frac{1}{e^{\beta\xi}} \cdot \left(\sin \sqrt{1-\xi^2} \beta \right) \right)}{z^2 - 2 \cdot \frac{1}{e^{\beta\xi}} \cdot \left(\cos \sqrt{1-\xi^2} \beta \right) \cdot z + \frac{1}{e^{2\beta\xi}}} \quad (4.17)$$

де: $\beta = \frac{T}{T_0}$ - відносна частота переривання.

Для розкладання передавальної функції на уявну і речовинну частину, проведемо заміну $z = \cos \varpi + i \sin \varpi$, причому ϖ змінюється від 0 до π .

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\bar{W}_{3,4}(z)) &= \frac{\left(A \cos \varpi + A(\cos \varpi) d^2 - AN \right)}{N^2 - 2N \cos \varpi + 4 \left(\cos^2 \varpi \right) d^2 + d^4 - 2d^2 - 2d^2 N \cos \varpi + 1} \\ \operatorname{Im}(\bar{W}_{3,4}(z)) &= \frac{\left(A(\sin \varpi) d^2 - A \sin \varpi \right)}{N^2 - 2N \cos \varpi + 4 \left(\cos^2 \varpi \right) d^2 + d^4 - 2d^2 - 2d^2 N \cos \varpi + 1} \end{aligned} \quad (4.18)$$

де: $A = \frac{\beta \cdot d \cdot \sin(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)}{\sqrt{1-\xi^2}}$; $N = 2 \cdot d \cdot \cos(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)$; $d = e^{-\xi \cdot \beta}$.

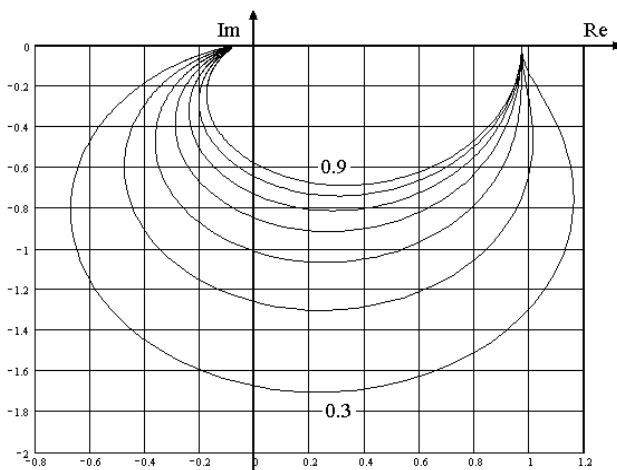
Імпульсна передавальна функція для дійсних коренів, при $\xi > 1$, з (4.14), рівна:

$$\bar{W}_{1,2}(z) = \frac{z \frac{\beta}{2e^{\beta\xi} \sqrt{\xi^2 - 1}} \left[e^{\beta \sqrt{\xi^2 - 1}} - e^{-\beta \sqrt{\xi^2 - 1}} \right]}{z^2 - \frac{1}{e^{\beta\xi}} \left[e^{-\beta \sqrt{\xi^2 - 1}} + e^{\beta \sqrt{\xi^2 - 1}} \right] z + \frac{1}{e^{2(\beta\xi)}}}. \quad (4.19)$$

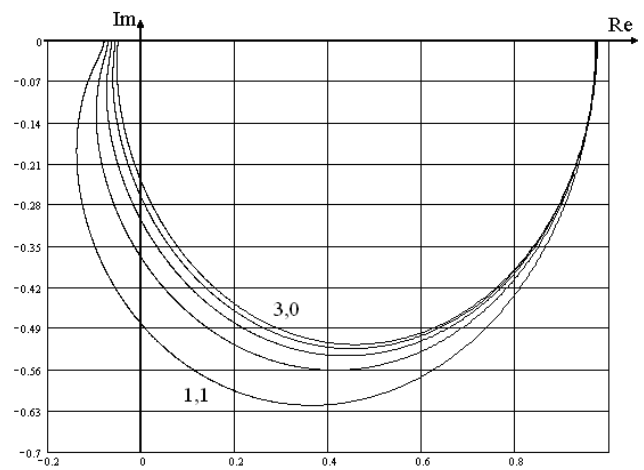
З (4.19) визначимо реальну і уявну частину при дійсних коренях характеристичного рівняння:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\bar{W}_{1,2}(z)) &= \frac{1}{2} \beta d \frac{v^3 \cos \varpi + d^2 v^3 \cos \varpi - v \cos \varpi - (\cos \varpi) d^2 v + d - d v^4}{k \left(d^2 + v^2 + d^4 v^2 - 2 v d \cos \varpi + 4 v^2 (\cos^2 \varpi) d^2 - 2 d v^3 \cos \varpi - 2 d^3 (\cos \varpi) v - 2 d^3 v^3 \cos \varpi + d^2 v^4 \right)} \\ \operatorname{Im}(\bar{W}_{1,2}(z)) &= \frac{1}{2} \frac{(\sin \varpi) \beta d v (-v^2 + d^2 v^2 + 1 - d^2)}{k \left(d^2 + v^2 + d^4 v^2 - 2 v d \cos \varpi + 4 v^2 (\cos^2 \varpi) d^2 - 2 d v^3 \cos \varpi - 2 d^3 (\cos \varpi) v - 2 d^3 v^3 \cos \varpi + d^2 v^4 \right)} \end{aligned} \quad (4.20)$$

де: $v = e^{\beta \sqrt{\xi^2 - 1}}$; $k = \sqrt{\xi^2 - 1}$.



а

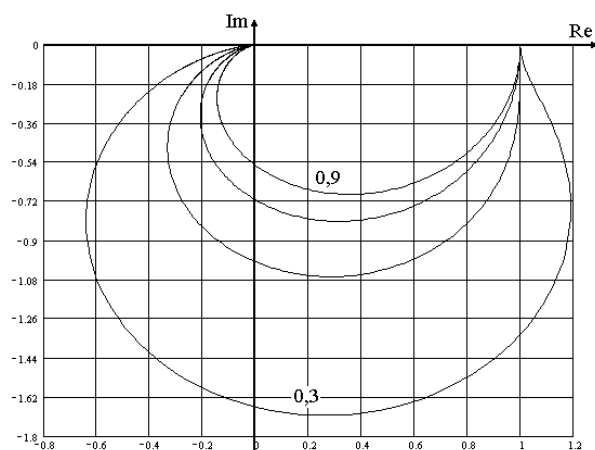


б

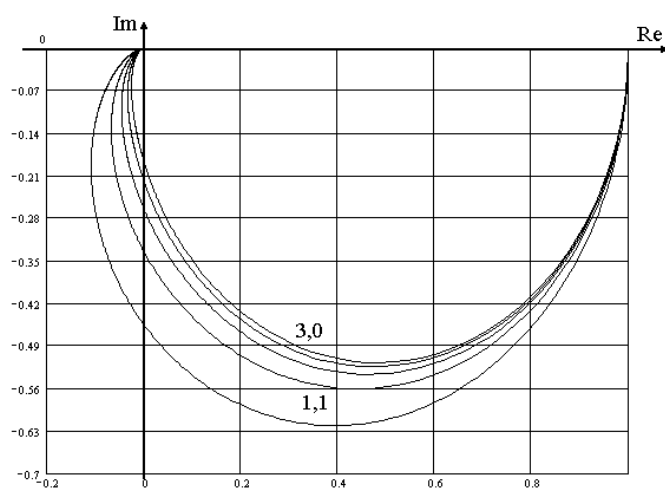
Рис.4.12 Годографи імпульсної передавальної функції (4.17), при зміні коефіцієнта затухання при $\beta = 0,6$

На рис.4.12, 4.13, 4.14 приведені годографи, побудовані по імпульсній передавальній функції (4.17), при зміні коефіцієнта затухання від $0,3 < \xi < 0,9$, при $\beta = 0,6$

на рис.4.12а, при $\beta = 0,1$ на рис.4.13а, при $\beta = 0,01$ на рис.4.14а. Годографи, побудовані по імпульсній передавальній функції (4.19), при зміні коефіцієнта згасання від $1,1 < \xi < 3$, при $\beta = 0,6$ на рис.4.12б, при $\beta = 0,1$ на рис.4.13б, при $\beta = 0,01$ на рис.4.14б..

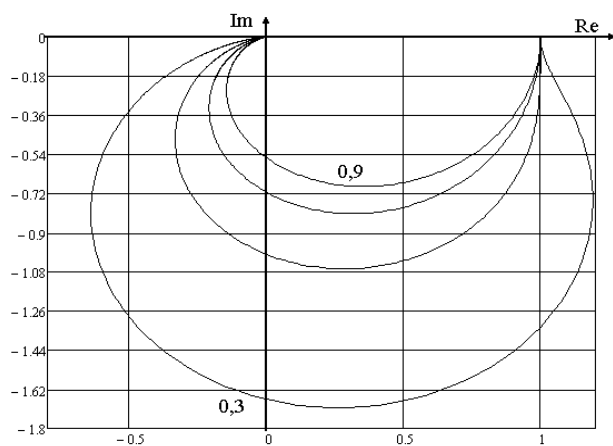


а

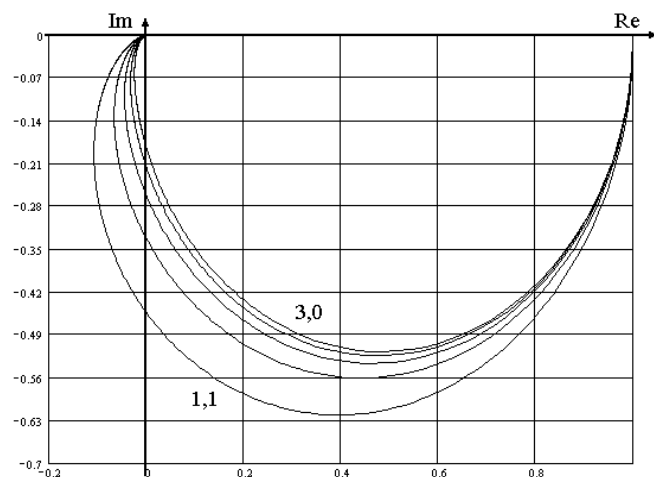


б

Рис.4.13 Годографи імпульсної передавальної функції (4.17), при зміні коефіцієнта згасання при $\beta = 0,1$



а



б

Рис.4.14 Годографи імпульсної передавальної функції (4.17), при зміні коефіцієнта згасання при $\beta = 0,01$

Аналізуючи приведені годографи бачимо, що положення точки мінімуму речовинної частини годографа $\bar{W}(z)$, при фіксованому значенні відносної частоти переривання β , істотно залежить від коефіцієнта затухання фільтру ξ . Навіть при дуже доброму придушенні змінної складової $\beta = 0,01$, мінімум речовинної частини годографа не лежить на речовинній осі.

Як відомо [100], тільки у разі, коли мінімум речовинної частини годографа $\bar{W}(z)$ лежить на дійсній осі, умови стійкості в малому визначені по лінійно-імпульсній моделі співпадуть з необхідними і достатніми умовами стійкості нелінійно-імпульсної системи. У загальному випадку існуватимуть розбіжності між межами стійкості визначеними по лінійно-імпульсній моделі і експериментальними дослідженнями.

Топологій перетворювачів постійної напруги в постійну (dc-dc), залежно від вирішуваних задач, є велика кількість, розглянемо тільки основні з них. Знайдемо усереднені передавальні функції підвищувача і інвертуючого перетворювача для режиму безперервного струму, відповідно до методики, використаної для отримання усередненої передавальної функції знижуючого перетворювача.

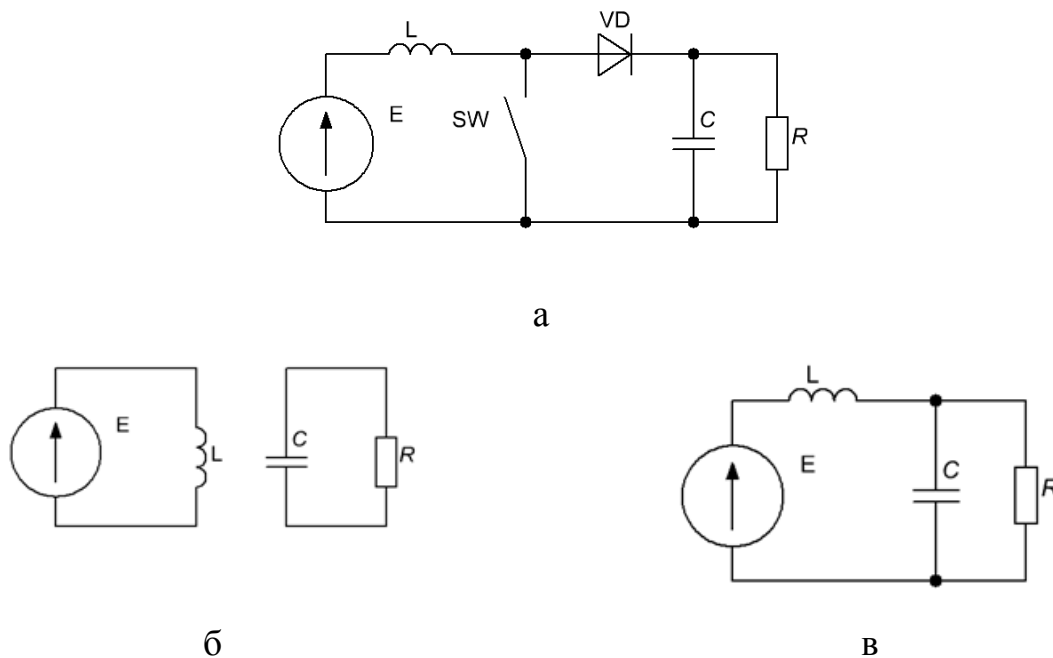


Рис.4.15 Еквівалентна схема перетворювача що підвищує - (а); (б) - стадія накопичення; (в) - стадія віддачі

Процеси в силовій частині перетворювача рис.4.15а, що підвищує, на стадії накопичення рис.4.15б, описуються диференціальними рівняннями:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E \\ C \frac{dU_c}{dt} = -\frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.21)$$

На стадії віддачі рис.4.13в, рівняннями:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E - U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = i_l - i_c \end{cases} \quad (4.22)$$

Згідно методу усереднювання, об'єднуємо рішення для струму дроселя і напруги на ємкість на різних інтервалах (4.21, 4.22) з урахуванням відносної тривалості існування цих стадій, одержуємо систему рівнянь, що описує процеси в силовій частині на періоді комутації:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E - U_c(1-\gamma) \\ C \frac{dU_c}{dt} = (1-\gamma)i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.23)$$

Вирішуємо диференціальні рівняння (4.23) операторним методом щодо вихідної напруги (напруги на ємкість фільтру) і вхідної напруги, одержуємо усереднену передавальну функцію перетворювача, що підвищує:

$$W_i(p) = \frac{U_c}{U_{in}} = \frac{-(-1+\gamma)R \frac{i_l}{CpR+1}}{i_l \frac{Lp^2CR + R + Lp - 2R\gamma + R\gamma^2}{(CpR+1)}} = \frac{1}{1-\gamma} \frac{1}{\frac{LC}{(1-\gamma)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-\gamma)^2} p + 1} \quad (4.24)$$

Силова частина інвертуючого перетворювача рис.4.16а, на стадії накопичення представлена еквівалентною схемою рис.4.16б, на стадії віддачі - еквівалентною схемою рис.4.16в. Відповідно до еквівалентних схем запишемо диференціальні рівняння (4.25, 4.26) процеси, що описують, на цих стадіях:

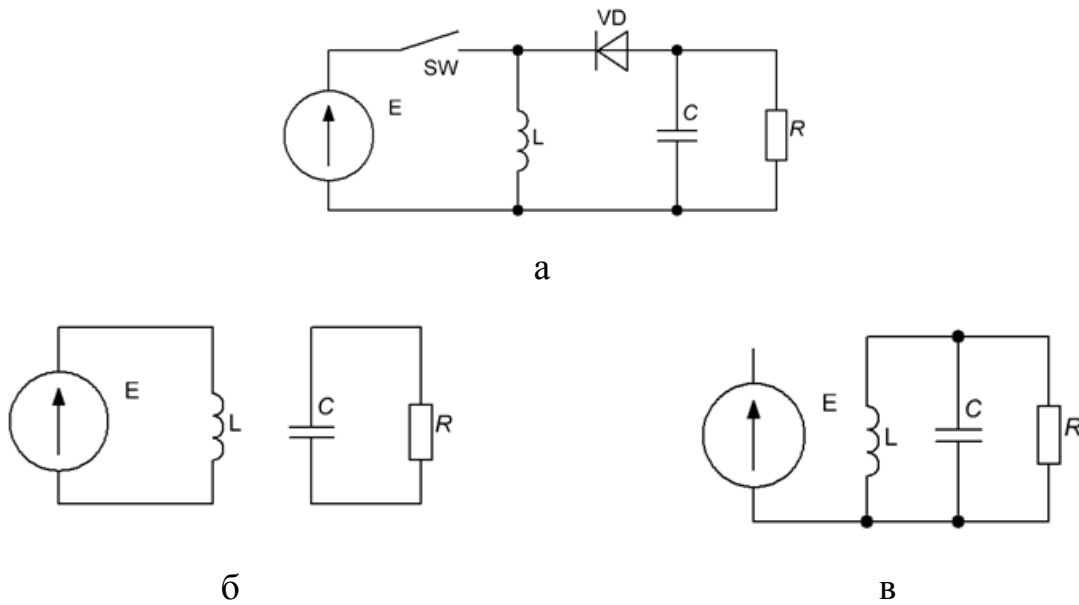


Рисунок.4.16 Еквівалентна схема інвертуючого перетворювача - (а): (б) - стадія накопичення; (в) - стадія віддачі

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E \\ C \frac{dU_c}{dt} = -\frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.25)$$

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = U_c \\ C \frac{dU_c}{dt} = -i_l - i_c \end{cases} \quad (4.26)$$

Об'єднуємо рівняння (4.25, 4.26) з урахуванням відносної тривалості існування цих стадій, одержуємо систему рівнянь, що описує процеси в силовій частині інвертуючого перетворювача на періоді комутації:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E\gamma + (1-\gamma)(U_c) \\ C \frac{dU_c}{dt} = -(1-\gamma)i_l - \frac{U_c}{R} \end{cases} \quad (4.27)$$

З рішення системи рівнянь (4.27) щодо вихідної напруги (напруги на ємкість фільтру) і вхідної напруги, одержуємо усереднену передавальну функцію інвертуючого перетворювача:

$$W_u(p) = \frac{U_c}{U_{in}} = -\frac{\gamma}{1-\gamma} \frac{1}{\frac{LC}{(1-\gamma)^2} p^2 + \frac{L}{R(1-\gamma)^2} p + 1}. \quad (4.28)$$

Усереднені передавальні функції для підвищуючого (4.24) та інвертуючого (4.28) перетворювачів аналогічні передавальній функції (4.12), для знижуючого ІСН. Ці вирази складаються з передавальної функції фільтру другого порядку і підсилювача, статичний коефіцієнт передачі яких відображає регулювальну характеристику знижуючого регулятора (4.12), підвищуючого регулятора (4.24) та (4.28) – інвертуючого регулятора [115], при умові безперервності струму індуктивності і ідеальних елементах складових силову частину перетворювачів. Усереднені передавальні функції підвищуючого та інвертуючого перетворювачів, як випливає з (4.24) і (4.28), ідентичні. Введемо позначення, аналогічні (4.14), і запишемо загальну частину передавальної функції підвищуючого та інвертуючого перетворювача у вигляді:

$$W_{nn}(p) = \frac{1}{\frac{T_0^2}{(1-\gamma)^2} p^2 + 2 \frac{\xi}{(1-\gamma)} \frac{T_0}{(1-\gamma)} p + 1}. \quad (4.29)$$

Для побудови годографа лінійно-імпульсної передавальної функції підвищує і інвертуючого перетворювача, знайдемо корені характеристичного рівняння передавальної функції (4.29):

$$\frac{T_0^2}{(1-\gamma)^2} p^2 + 2 \frac{\xi}{(1-\gamma)} \frac{T_0}{(1-\gamma)} p + 1 = 0 \quad (4.30)$$

$$\text{Якщо: } \begin{cases} \xi^2 > (\gamma - 1)^2, \text{ то } p_{1,2} = \frac{-\xi \pm \sqrt{\xi^2 - (\gamma - 1)^2}}{T_0} & \text{корені дійсні} \\ \xi^2 < (\gamma - 1)^2, \text{ то } p_{1,2} = \frac{-\xi \pm i \sqrt{(\gamma - 1)^2 - \xi^2}}{T_0} & \text{корені комплексні} \end{cases} \quad (4.31)$$

Таблиця 4.1

Параметри схем заміщення для лінійно імпульсних моделей перетворювачів з ШІМ другого порядку

	Знижуючий регулятор	Регулятор, що підвищує	Реверсивний регулятор
Постійна часу	$T_0 = \sqrt{LC}$	$\frac{T_0}{1 - \gamma}$	$\frac{T_0}{1 - \gamma}$
Коефіцієнт передачі	$K_{сх2} = \gamma$	$K_{сх2} = \frac{1}{1 - \gamma}$	$K_{сх2} = \frac{\gamma}{1 - \gamma}$
коефіцієнт загасання	$\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$	$\frac{\xi}{1 - \gamma}$	$\frac{\xi}{1 - \gamma}$
Передавальна функція однофазної схеми	$\frac{1}{T_0^2 p^2 + 2\xi T_0 p + 1}$	$\frac{1}{\left(\frac{T_0}{1 - \gamma}\right)^2 p^2 + 2\frac{\xi}{(1 - \gamma)} \frac{T_0}{(1 - \gamma)} p + 1}$	$\frac{1}{\left(\frac{T_0}{1 - \gamma}\right)^2 p^2 + 2\frac{\xi}{(1 - \gamma)} \frac{T_0}{(1 - \gamma)} p + 1}$

З аналізу нерівностей (4.31) виходить, що при $\xi \geq 1$, корені характеристичного рівняння, незалежно від значення відносної тривалості імпульсів γ , дійсні (рис.4.17). При коефіцієнті згасання $\xi < 1$, при зміні відносної тривалості $0 < \gamma < 1$, корені характеристичного рівняння можуть бути як дійсними, так і комплексними.

Таким чином, загальна частина імпульсної передавальної функції для того, що підвищує і інвертуючого перетворювача, у разі комплексних коренів характеристичного рівняння, коли $\xi^2 < (\gamma - 1)^2$, запишеться у вигляді:

$$\bar{W}_{\text{нук}}(z) = z \frac{\beta \frac{(\gamma-1)^2}{\sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2}} d \sin \left(\beta \sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2} \right)}{z^2 - 2d \cos \left(\beta \sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2} \right) z + d^2} = \frac{z \cdot \text{Ann}}{z^2 - z \cdot \text{Nnn} + d^2} \quad (4.32)$$

$$\text{де: } \text{Ann} = \beta \frac{(\gamma-1)^2}{\sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2}} \cdot d \cdot \sin \left(\beta \sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2} \right),$$

$$\text{Nnn} = 2d \cos \left(\beta \sqrt{(\gamma-1)^2 - \xi^2} \right).$$

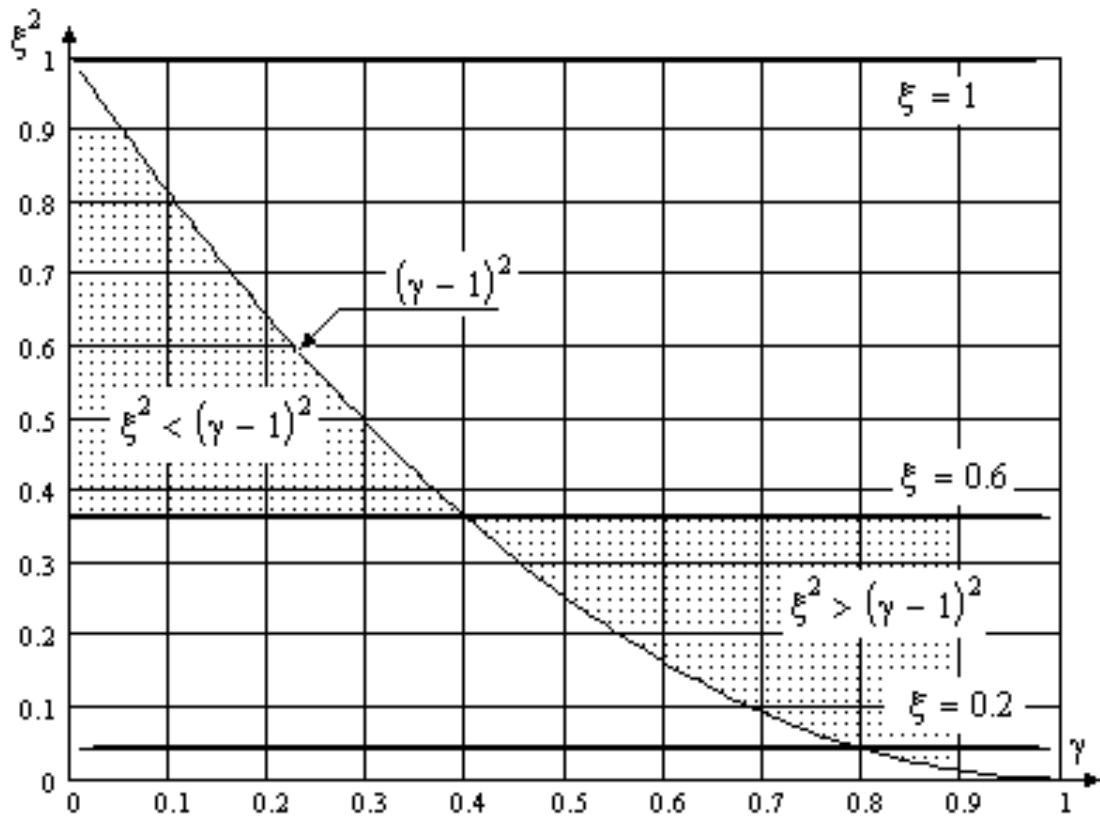


Рис.4.17 Области параметрів схеми заміщення обмежені кривими $\xi^2 = (\gamma-1)^2$ та $\xi = 0.6$ де необхідно враховувати модуляційну нелінійність в підвищуючих та інвертуючих перетворювачів

Для побудови годографа імпульсної передавальної функції (4.32), розкладемо її на уявну і речовинну частину шляхом заміни $z = \cos \varpi + i \sin \varpi$:

$$\operatorname{Re}(\overline{W}_{nu\kappa}(z)) = \frac{Anu \cdot \left(\cos \varpi + (\cos \varpi) d^2 - Nnu \right)}{4 \left(\cos^2 \varpi \right) \cdot d^2 + 1 - 2(\cos \varpi) \cdot Nnu - 2d^2 \cdot (1 + (\cos \varpi) \cdot Nnu) + d^4 + Nnu^2} \quad (4.33)$$

$$\operatorname{Im}(\overline{W}_{nu\kappa}(z)) = \frac{(\sin \varpi) \cdot Anu \cdot (-1 + d^2)}{4 \left(\cos^2 \varpi \right) \cdot d^2 + 1 - 2(\cos \varpi) Nnu - 2d^2 (1 + (\cos \varpi) Nnu) + d^4 + Nnu^2} \quad (4.34)$$

Загальна частина імпульсної передавальної функції підвищує і інвертуючого перетворювача з (4.16) з урахування (4.29, 4.31) для випадку дійсних коренів характеристичного рівняння ($(\xi^2 > (\gamma - 1)^2)$), прийме вигляд:

$$\overline{W}_{nu\partial}(z) = \frac{z \cdot \frac{\beta}{2k} \cdot d \cdot (v - v^{-1})}{z^2 - d \cdot (v^{-1} + v) \cdot z + d^2} \quad (4.35)$$

$$\text{де: } v = \exp\left(\beta \sqrt{\xi^2 - (\gamma - 1)^2}\right), \quad k = \frac{\sqrt{\xi^2 - (\gamma - 1)^2}}{(\gamma - 1)^2}.$$

Провівши заміну в (4.35) $z = \cos \varpi + i \sin \varpi$ при $0 < \varpi < \pi$, знайдемо уявну і речовинну частину імпульсної передавальної функції:

$$\operatorname{Re}(\overline{W}_{nu\partial}(z)) = \frac{1}{2} d \beta \frac{(\cos \varpi) v (1 + d^2) (v^2 - 1) + d (1 - v^4)}{k \left(2(\cos \varpi) v d \left(2(\cos \varpi) v d - (v^2 + 1) (d^2 + 1) \right) + (d^2 + v^2) (v^2 d^2 + 1) \right)} \quad (4.36)$$

$$\operatorname{Im}(\overline{W}_{nu\partial}(z)) = \frac{1}{2} \beta d v \frac{(\sin \varpi) (d^2 - 1) (v^2 - 1)}{k \left(2(\cos \varpi) v d \left(2(\cos \varpi) v d - (v^2 + 1) (d^2 + 1) \right) + (d^2 + v^2) (v^2 d^2 + 1) \right)} \quad (4.37)$$

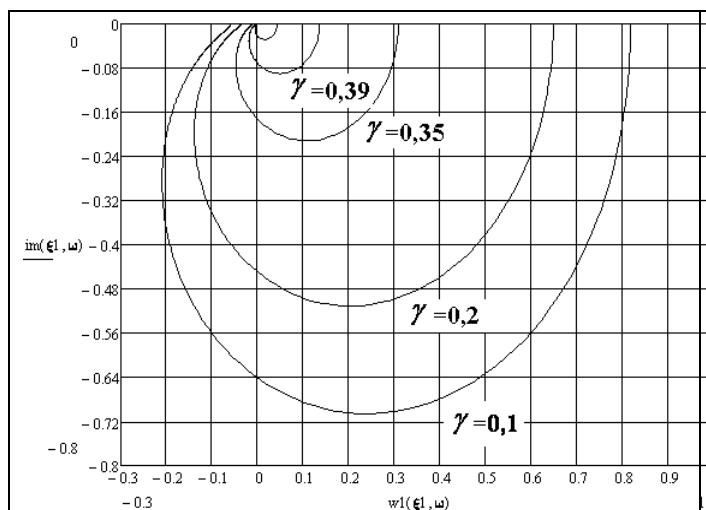


Рис. 4.18а Годограф функції (4.29) при
 $0,1 < \gamma < 0,4$, $\beta = 0,6$, $\xi = 0,6$

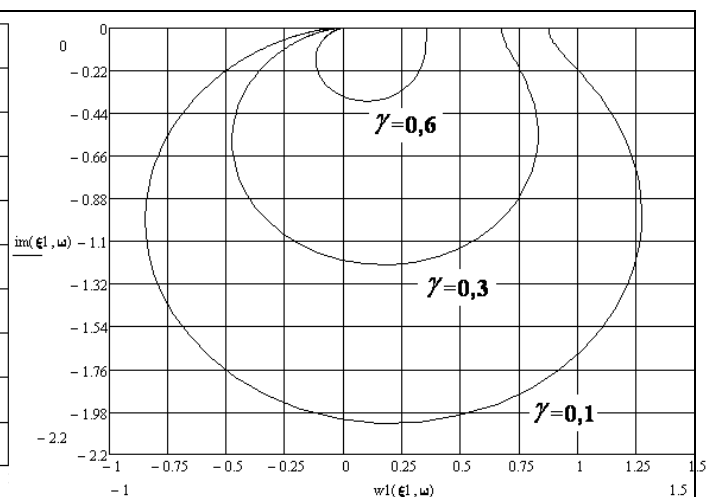


Рис. 4.18б, Годограф функції (4.29) при
 $0,1 < \gamma < 0,6$, $\beta = 0,6$, $\xi = 0,2$, комплексні
 корні, $\xi^2 < (\gamma - 1)^2$

На рис.4.18, 4.19 приведені годографи, побудовані по імпульсній передавальній функції (4.29). На рис.4.18б приведені годографи імпульсної передавальної функції для випадку коли корені характеристичного рівняння (4.30) комплексні, а на рис.4.19 – для дійсних коренів.

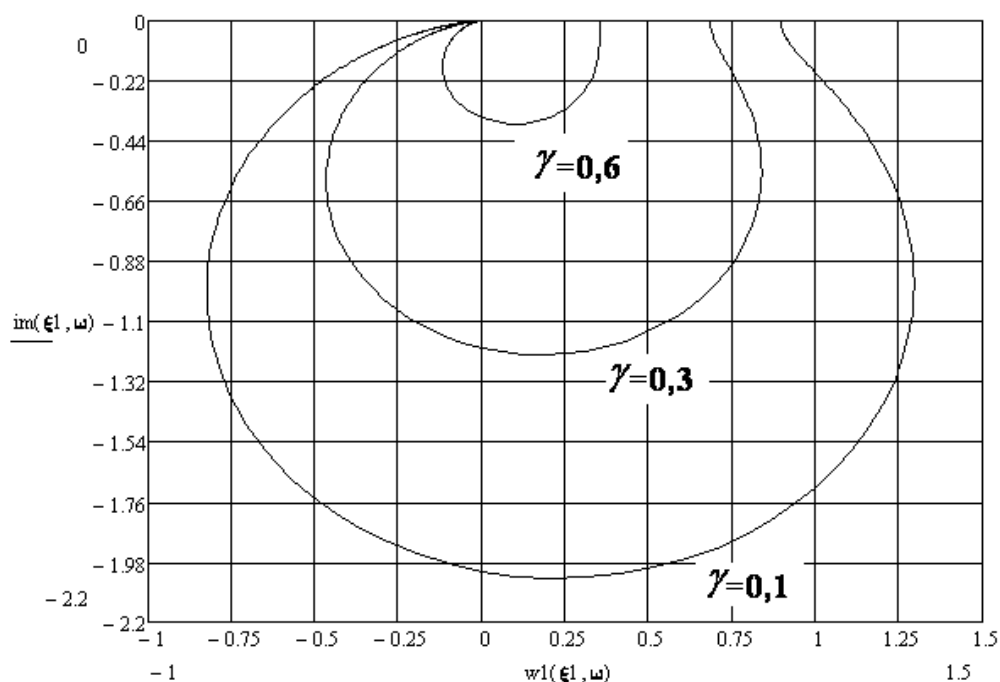


Рисунок 4.18в, при $0,1 < \gamma < 0,6$, $\beta = 0,1$, $\xi = 0,2$

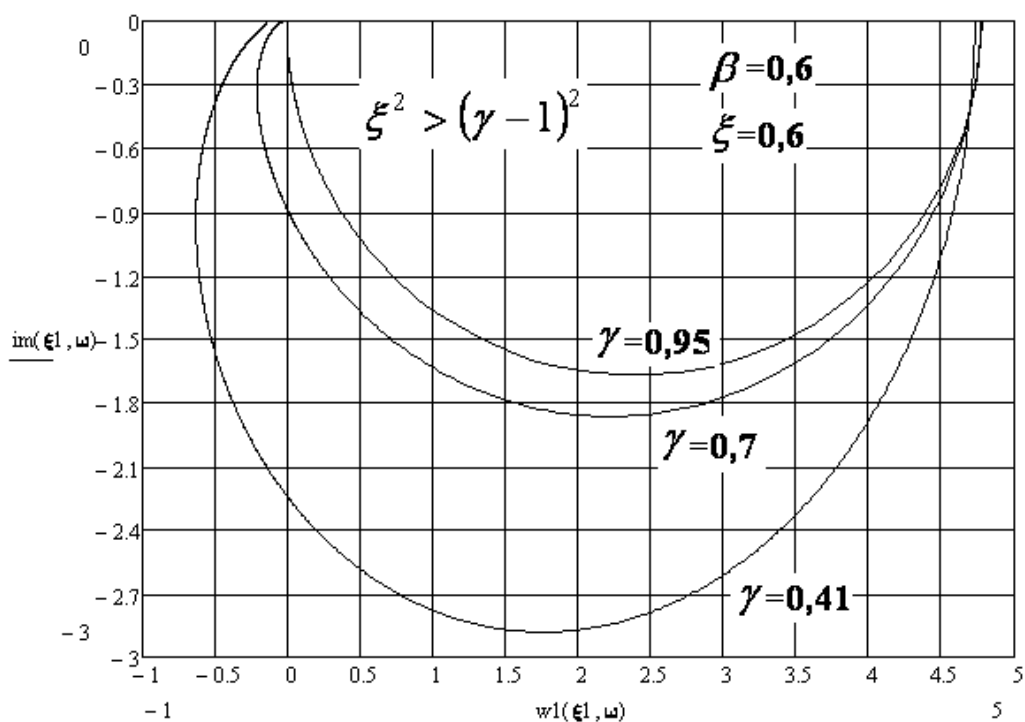


Рисунок 4.19а,
при $0,4 < \gamma < 1$.
Дійсні корені,
 $\xi^2 > (\gamma - 1)^2$

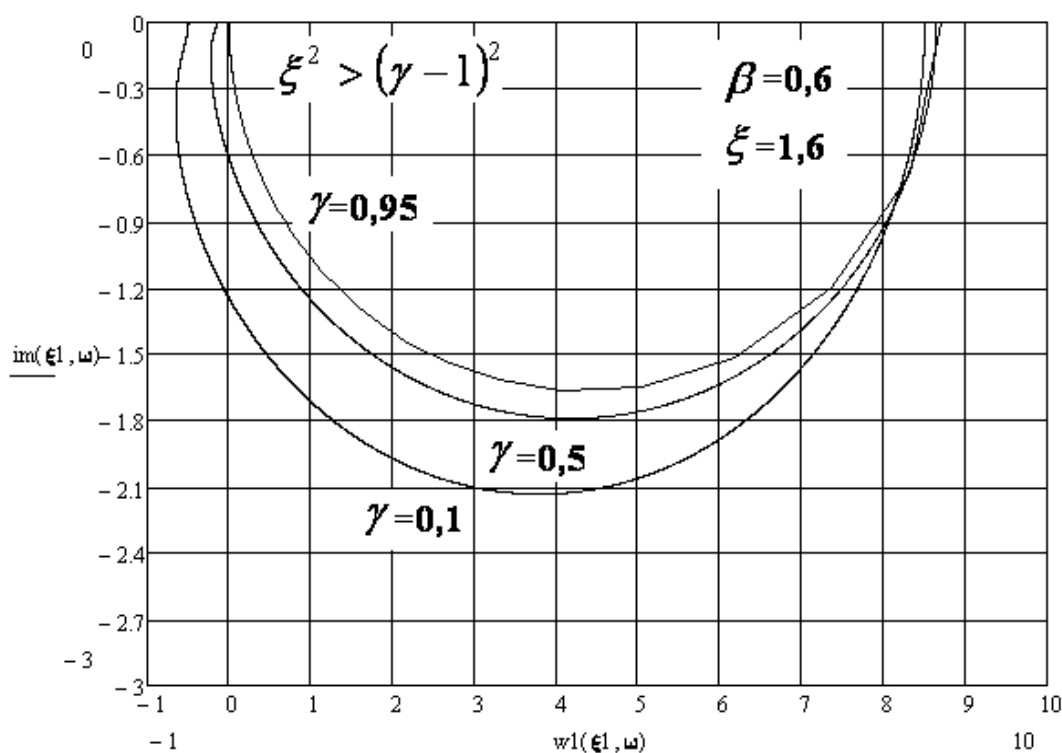


Рисунок 4.19б,
при $0,1 < \gamma < 1$.
Дійсні корені,
 $\xi^2 > (\gamma - 1)^2$

З аналізу годографів імпульсної передавальної функції підвищуючого і інвертуючого перетворювача витікає, якщо виконується нерівність $\xi^2 < (\gamma - 1)^2$, корені характеристичного рівняння (4.30) комплексні і не існує такого поєднання параметрів ξ і β , щоб при зміні відносної тривалості імпульсів, у відповідному діапазоні (рис.

4.17), мінімум речовинної частини годографа ($\min \operatorname{Re}(\overline{W}_{nu\partial}(z))$) лежав на речовинній осі. При речовинних коренях характеристичного рівняння (4.30), коли $\xi^2 > (\gamma - 1)^2$, незалежно від поєднання параметрів ξ і β , при $\gamma \rightarrow 1$, мінімум речовинної частини годографа ($\min \operatorname{Re}(\overline{W}_{nu\partial}(z))$) лежить на речовинній осі.

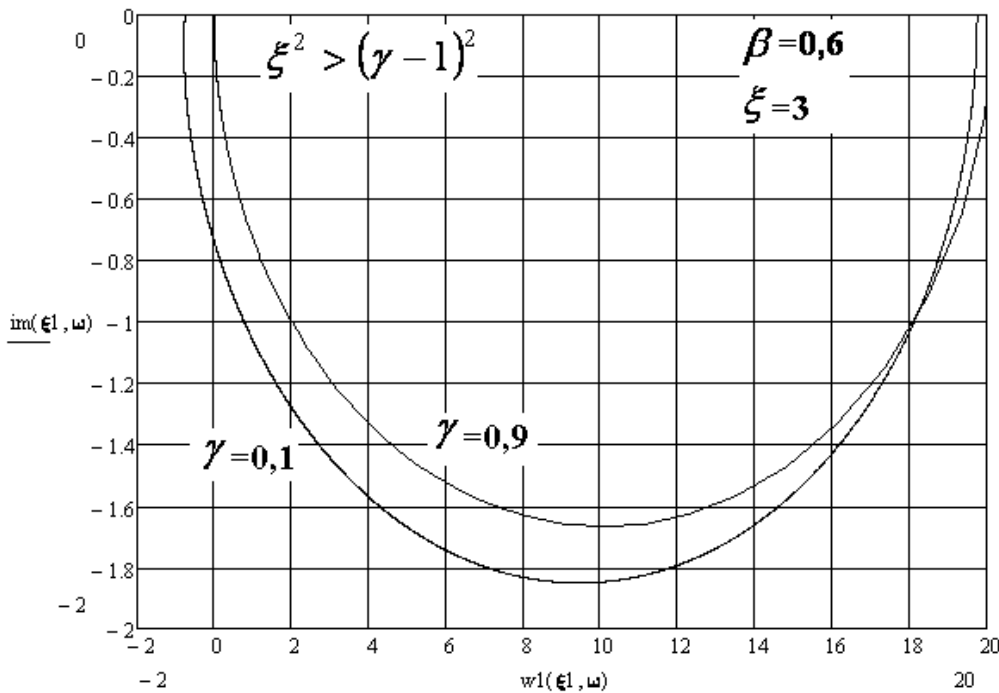


Рисунок 4.19в, при
 $0 < \gamma < 1$.

Чим більше $\xi > 1$, чим краще виконується нерівність $\xi^2 > (\gamma - 1)^2$, тобто чим ближче система по властивостях до системи яку можна представити двома послідовно включеними аперіодичними ланками першого порядку, явно виражені властивості аперіодичної системи другого порядку, і чим істотніше рознесли постійні часу, тим для більшого діапазону зміни відносної тривалості γ , аж до зміни $0 < \gamma < 1$, $\min \operatorname{Re}(\overline{W}_{nu\partial}(z))$ годографа лежить на речовинній осі. Якщо коефіцієнт затухання близький до одиниці, тобто навіть при дуже сильному придушенні (більш 60дб.) імпульсної складової у вихідному сигналі, при малих значеннях відносної тривалості, в ІСН що підвищує і інвертуючого типа, мінімум речовинної частини годографа не лежить на речовинній осі.

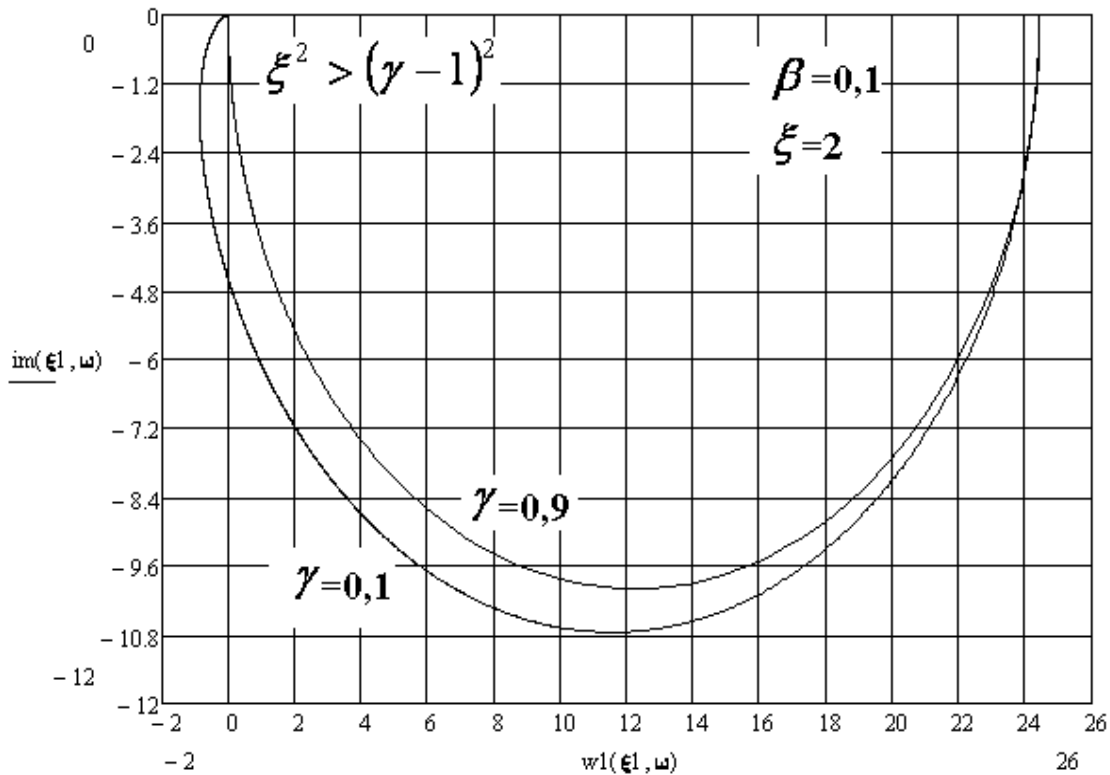


Рисунок 4.19г, при $0 < \gamma < 1$. Дійсні корені, $\xi^2 > (\gamma - 1)^2$

Це одна з істотних відмінностей між ІСН знижуючого типу і що підвищує або інвертуючого типів. В ІСН знижуючого типу, мінімум речовинної частини годографа при $\xi > 1$ завжди лежить на речовинній осі. Таким чином, у підвищуючого ІСН та інвертуючого типу з еквівалентним фільтром другого порядку, згідно (4.29), при дійсних коренях характеристичного рівняння, можна вважати лінійною системою тільки коли відносна тривалість імпульсів прагнути одиниці. Що для практичного застосування не представляє істотного інтересу. У всій решті випадків, мінімум речовинної частини годографа імпульсної передавальної функції підвищує і інвертуючого перетворювача не лежить на речовинній осі. Тому, результати аналізу і синтезу ІСН з ШИМ з використанням методу усереднювання вимагають застосування додаткових заходів (обмежень, перевірок).

В роботі [110] відзначено, що метод в класичному вигляді [67, 108, 109, 111] можна застосовувати при аналізі динаміки системи, якщо отримані результати додатково перевірити на стійкість швидкого контуру, в якому знаходиться сам ШИМ

модулятор. З критерію стійкості швидкого контуру виходить [111], що параметри контуру рекомендується вибирати так, щоб нахил кривої управляючого сигналу, після спрацьовування перемикаючого елемента, не співпадав з нахилом пили. Додатково, для реальної системи необхідно забезпечити істотне видалення від межі стійкості, розрахованої по усередненій моделі. Отже, при використуванні методу усереднювання принципово можна передбачити нестійкість системи, тобто сам метод, при певних правилах його використання, дозволяє одержувати цілком достовірні результати.

4.4 Лінійно-імпульсні математичні моделі регуляторів струму з широтно-імпульсною модуляцією першого порядку.

В попередньому параграфі були розглянуті особливості при аналізі стійкості методом усереднення імпульсних стабілізаторів напруги з ШІМ-2 які містять у вихідній частині ємності й індуктивності, тобто систем другого порядку. Для дослідження динаміки синхронних несинфазних систем електроживлення на основі імпульсних стабілізаторів струму, систем першого порядку що містять тільки індуктивності, визначимо передавальний функцію по току методом усереднення [117] однієї силової перетворювальної комірки багатозафазного перетворювача (рис.4.20).

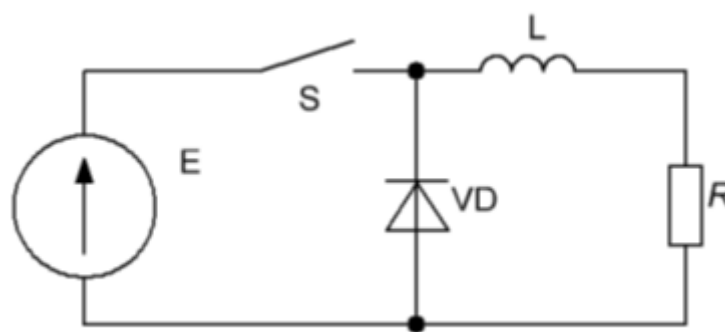


Рис. 4.20 Еквівалентна схема стабілізатора струму знижуючого типу

Діючи аналогічно(4.7, 4.8) для етапу накопичення та віддачі електроенергії запишемо рівняння. На відрізку часу $0 \leq t < T_u$ коли ключ S (рис.4. 20) замкнутий, процеси в перетворювачі описуються наступною системою рівнянь:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = E - U_0 \\ U_0 = i_l R \end{cases} \quad (4.38)$$

На інтервалі $T_u < t \leq T$, коли ключ S_i розімкнений, струм в індуктивності визначається так:

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = -U_0 \\ U_0 = i_l R \end{cases} \quad (4.39)$$

Згідно методу усереднювання, об'єднуємо рішення (4.38) і (4.39) на інтервалі повторюваності T :

$$L \frac{di_l}{dt} = (E - i_l R) \gamma + (1 - \gamma)(-i_l R) = E \gamma - i_l R \quad (4.40)$$

де: $\gamma = T_u/T$ - відносна тривалість імпульсу..

Передавальну функцію по струму схеми наведеної на рис.4.20, з урахуванням (4.40), визначимо таким чином:

$$W_i(p) = \frac{i_l}{E} = \frac{E \frac{\gamma}{Lp + R}}{E} = \frac{\gamma}{R} \frac{1}{\frac{L}{R}p + 1} \quad (4.41)$$

де: $\frac{L}{R} = T_0$ - постійна часу одного осередку перетворювача;

γ/R - коефіцієнт передачі регулятора струму.

Для отримання імпульсної передавальної функції, піддамо (4.41) z-перетворюванню, запишемо:

$$\overline{W}(z) = T \sum_{i=1}^n \frac{e^{p_i T} \cdot c_i}{z - e^{p_i T}} = \frac{\beta e^{-\frac{\beta}{k}}}{k \left(z - e^{-\frac{\beta}{k}} \right)}, \quad (4.42)$$

Де: $p_i = -1/(T_0 k)$ корені характеристичного рівняння (4.39);

$\beta = T/T_0$ відносна частота переривання.

Використовуючи (4.42), побудуємо годограф імпульсної системи (рис.4.21).

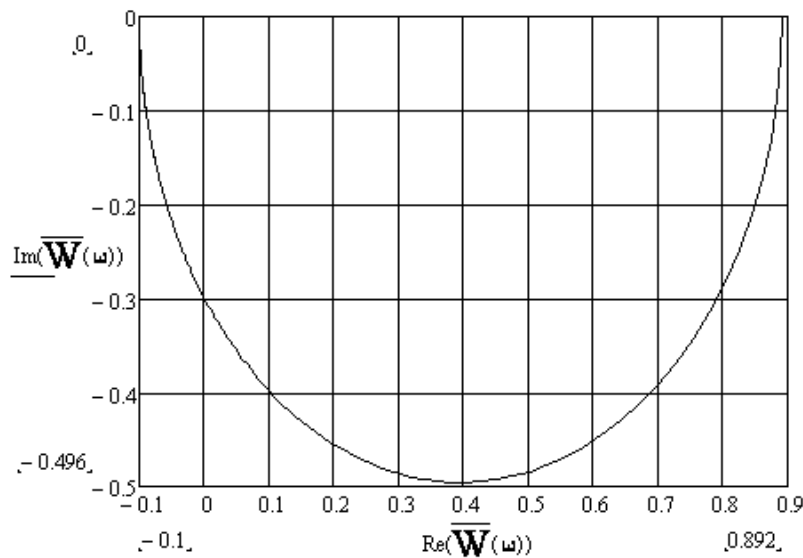


Рис.4.21 годограф імпульсної системи стабілізатора струму знижуючого типу

Як видно з годографа мінімум речовинної частини лежить на речовинній осі, в цьому випадку [83], для аналізу нелінійно-імпульсних систем можна застосовувати методи розвинуті в теорії аналізу лінійних систем автоматичного управління. Тому, еквівалентна структурна схема однофазного регулятора струму для перетворювачів в основі яких лежить схема знижуючого регулятора, може бути представлена в вигляді рис.4.22.

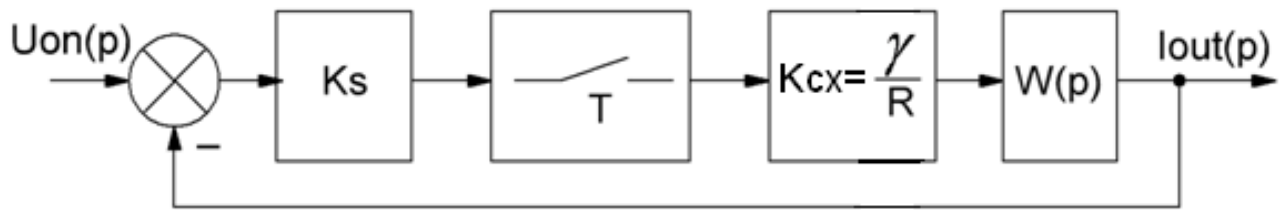


Рис.4.22 еквівалентна структурна схема однофазного регулятора струму знижуючого типу

Перед тим як перейти до аналізу стійкості багатofазного регулятора струму, визначимо граничний коефіцієнт посилення однофазного регулятора (рис.4.22), використовуючи критерій Гурвіца. Передавальна функція замкнутої системи, з урахуванням (4.42) дорівнює:

$$\overline{W_3(z)} = \frac{\overline{K_s \cdot W(z)}}{1 + \overline{K_s \cdot W(z)}} = K_s \beta \frac{e^{-\frac{\beta}{k}}}{kz - ke^{-\frac{\beta}{k}} + K_s \beta e^{-\frac{\beta}{k}}}, \quad (4.43)$$

де: $K_s = K_d \cdot K_y \cdot \frac{U_{in}}{U_m}$; K_d - коефіцієнт передачі дільника вихідної напруги; K_y - коефіцієнт посилення різницевого сигналу; U_{in} - вхідна напруга імпульсного регулятора струму; U_m - амплітуда пілкоподібної напруги несиметричної форми на вході широтно-імпульсного модулятора.

Звідкіля характеристичне рівняння дорівнюватиме:

$$kz - ke^{-\frac{\beta}{k}} + K_s \beta e^{-\frac{\beta}{k}} = 0$$

Вирішуючи характеристичне рівняння, з використанням білінійного перетворення

$$z = \frac{1+\varpi}{1-\varpi}, \text{ отримаємо:}$$

$$\begin{pmatrix} -\frac{\beta}{k} & -\frac{\beta}{k} \\ Ks\beta e & -ke & -k \end{pmatrix} \varpi + ke \frac{\beta}{k} - k - Ks\beta e \frac{\beta}{k} = 0. \quad (4.44)$$

Згідно критерію Гурвіца, всі коефіцієнти повинні бути більше нуля, тому вирішуючи (4.44) щодо Ks (максимальний коефіцієнт підсилення в замкнутій системі керування), і враховуючи фізичну реалізуємість, отримаємо:

$$Ks \leq \frac{k}{\beta} \left(1 + e \frac{\beta}{k} \right). \quad (4.45)$$

Звідки слідує, що без додаткових заходів по корекції системи управління, багатофазний перетворювач струму по точності підтримки параметра, що стабілізується, не має переваг щодо однофазного каналу, оскільки відносна частота переривань (4.46), що для однофазної системи, що для багатофазної, при тих же параметрах силової частини незмінна:

$$\beta = \frac{T}{T_0} = \frac{T/N}{T_0/N} = \frac{T}{T_0}. \quad (4.46)$$

Іншими словами, без додаткових заходів, багатофазна система стійка, якщо забезпечена стійкість кожної її фази.

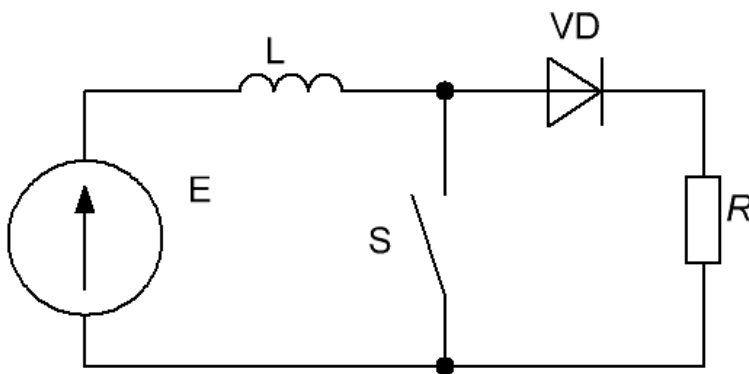


Рис.4.23 Еквівалентна схема стабілізатора струму підвищуючого типу

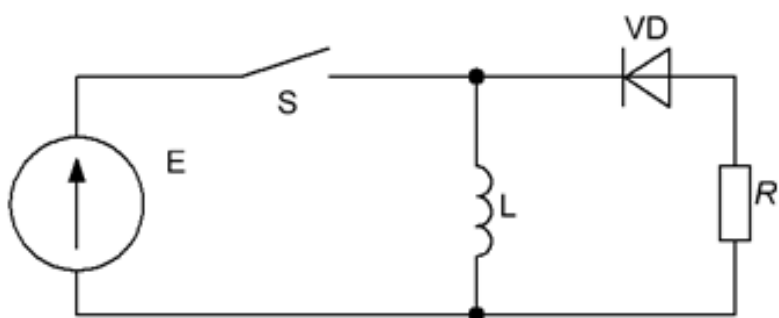


Рис.4.24 Еквівалентна схема стабілізатора струму реверсуючого типу

Визначимо передавальні функції по струму силових перетворювальних комірок, відповідних структурам регуляторів, підвищуючого (рис.4.23) та реверсуючого (рис.4.24) типу, використовуючи процедуру аналогічну (4.38, 4.39, 4.40, 4.41). Отримані результати занесемо в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2

Параметри схем заміщення для лінійно імпульсних моделей регуляторів струму з ШІМ першого порядку

	Знижуючий регулятор	Підвищуючий регулятор	Реверсуючий регулятор
Постійна часу	$T_0 = \frac{L}{R}$	$\frac{T_0}{1 - \gamma}$	$\frac{T_0}{1 - \gamma}$
Коефіцієнт передачі	$K_{cx1} = \gamma / R$	$K_{cx1} = \frac{1}{(1 - \gamma)} / R$	$K_{cx1} = \left(\frac{\gamma}{1 - \gamma} \right) / R$
Передавальна функція однофазної схеми	$\frac{1}{T_0 p + 1}$	$\frac{1}{\frac{T_0}{1 - \gamma} p + 1}$	$\frac{1}{\frac{T_0}{1 - \gamma} p + 1}$
Передавальна функція багатofазної схеми	$\frac{1}{\frac{T_0}{N} p + 1}$	$\frac{1}{\frac{T_0}{(1 - \gamma) \cdot N} p + 1}$	$\frac{1}{\frac{T_0}{(1 - \gamma) \cdot N} p + 1}$

З проведеного аналізу випливає (таблиця 4.2), що три базові схеми перетворювачів мають ідентичні по структурі передавальні функції, відмінні тільки постійними часу і коефіцієнтами передачі. Тому, багатофазні системи регуляторів струму

можна привести до звичайної однофазної еквівалентної системи рис.4.22, в якій відрізняються постійні часу, коефіцієнти передачі і частоти комутації. На рис.4.25 з використанням виразу (4.45) та значень наведених в табл.4.2 при відносній частоті переривань $\beta = 0.1$ наведені граничні коефіцієнти підсилення для трьох базових схем регуляторів струму.

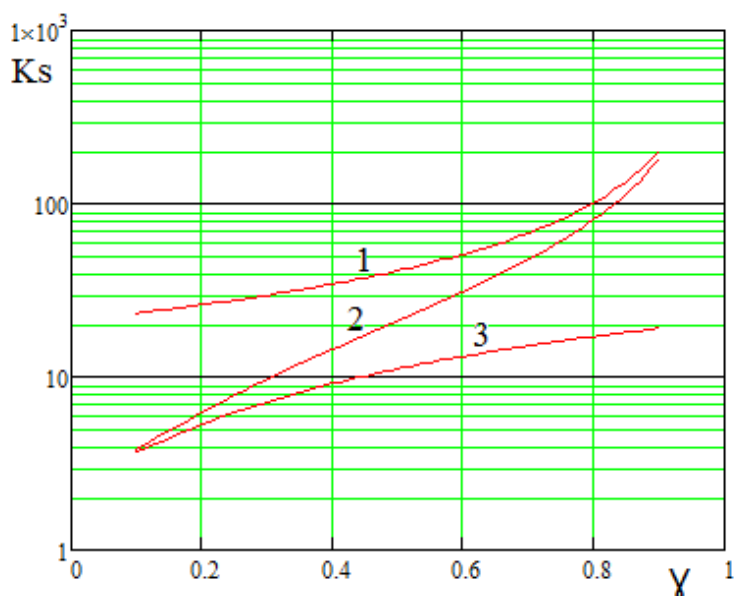


Рис.4.25 Граничні коефіцієнти підсилення трьох базових схем регуляторів струму: 1-понижуючий; 2-реверсивний; 3-понижуючий; при $\beta=0.1$.

Перевірка отриманих результатів проводилася методом імітаційного моделювання в пакеті програм LTSpice. Перевірка проводилася на трифазній моделі регулятора струму з зворотними зв'язками, відповідної до рис.4.2, при зазначених нижче початкових даних. Параметри силової частини багатофазної системи (рис.4.2): вхідна напруга багатофазного перетворювача $E = 300\text{В}$; опір навантаження $R = 4\text{ Ом}$; індуктивність дроселів $L_{1,2,3} = 450\text{ мкГн}$; частота комутації силових ключів $f = 20\text{ кГц}$; відносна тривалість імпульсів $\gamma = 0,52$, амплітуда пилоподібної напруги $U_m = 8\text{ В}$, опір шунта 0.033 Ом .

На рис.4.26 наведені результати моделювання, звідки видно що трифазний регулятор струму, система першого порядку знаходиться за кордоном стійкості при коефіцієнті посилення $K_\gamma = 10$, згідно (4.43). Як видно з рис.4.26, в сумарних пульсаціях є ділянка з нахилом що відповідає нахилу кривої пульсації в своїй фазі багатофазного регулятора, яка при збільшенні підсилення, після спрацювання модулято-

ра, має нахил рівні нахилу модулюючої напруги. Це і обмежує коефіцієнт підсилення, викликаючи так звані подвійні спрацьовування, або ковзний режим. Тому, без додаткових заходів по корекції частотних характеристик стійкість багатозафазної системи визначається стійкістю окремих фаз, що входять до неї.

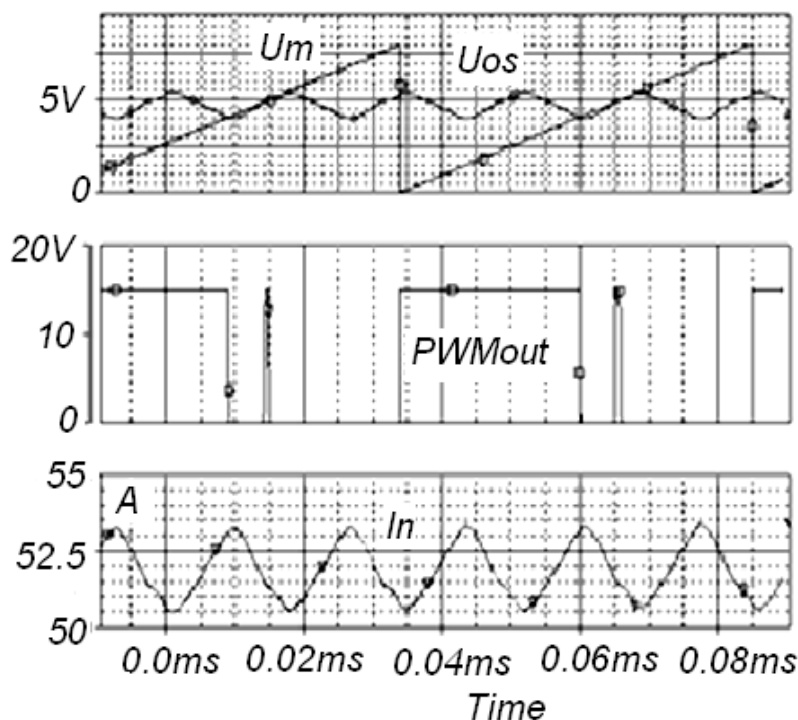


Рис. 4.26. Результати імітаційного моделювання трифазного регулятора струму який знаходиться за кордоном стійкості

На рис.4.27 наведені межі стійкості для розглянутого прикладу, розрахункові: K_s - за виразом (4.45), k_u - згідно позначень для (4.43) і експериментальні точки, які об'єднані кривою кекс. Крива кекс, відрізняється від модельованого коефіцієнта підсилення k_u не більше ніж на 30% (рис.4.27), що можна вважати дуже гарним результатом.

Таким чином розроблена усереднена модель багатозафазного регулятора струму адекватно ототожнює процеси в досліджуваному об'єкті. Отримані результати дозволяють визначати необхідні співвідношення коефіцієнтів підсилення і параметрів силової частини багатозафазних регуляторів струму для забезпечення стійкості регулювання з використанням розробленої математичної моделі, можна досліджувати статичні і динамічні характеристики багатозафазних регуляторів струму. Встановлено,

що розроблена усереднена модель багатофазного регулятора струму адекватно ото-
тожнює процеси в досліджуваному об'єкті.

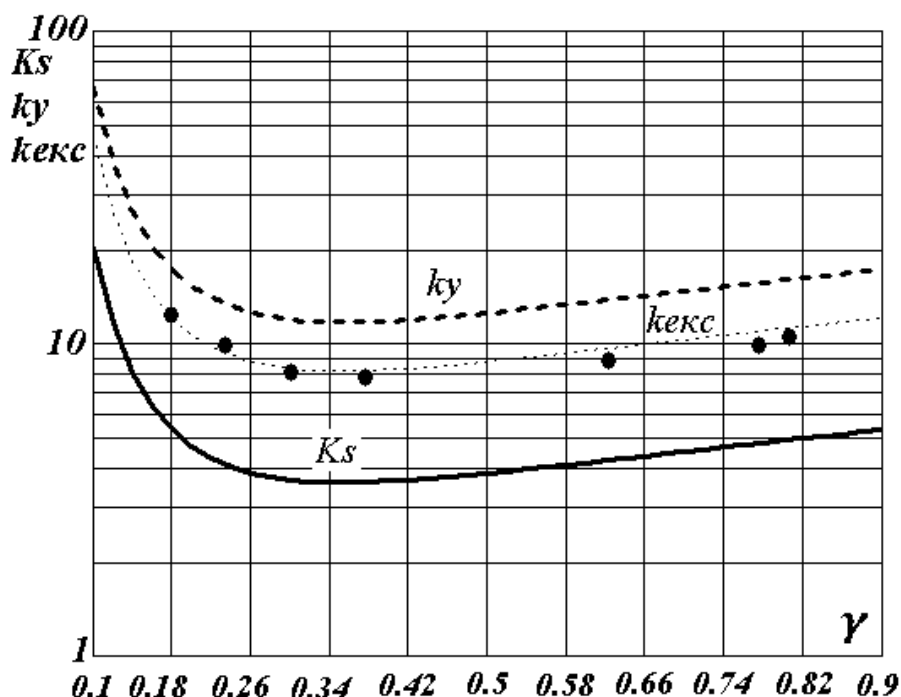


Рис. 4.27 Розрахункові максимальні коефіцієнти підсилення в замкнутій системі керування та їх експериментальні значення

4.5 Урахування нелінійностей при аналізі стійкості багатофазних систем живлення на лінійно-імпульсній математичній моделі.

Аналіз та проектування розподіленої системи, що складається з високочастотних імпульсних перетворювачів (модулів та ще різної конфігурації), як цілої системи, надзвичайно складна задача. В даний час існує практика, коли багатомодульна система розробляється по модульно, без урахування взаємного впливу модулів друг на друга, а потім вони інтегруються, щоб сформувати єдину систему електроживлення, але це часто веде до неповної реалізації властивостей багатомодульної системи.

Однією з важливих задач, що виникає при інтеграції окремих модулів в систему, є забезпечення стійкості багатомодульного джерела живлення. Модуль, який працює в автономному режимі з великим запасом стійкості і володіє хорошими статичними і динамічними властивостями, при об'єднанні в систему може перейти в режим автоколивань, що призведе до істотного погіршення статичні і динамічні характеристики об'єднаної системи. Ці обставини призводять до необхідності досліджувати які з причин впливають на стійкість роботи багатомодульною системи і розробити методики проектування з урахуванням зменшення або усунення шкідливого впливу різних модулів, їх способів об'єднання, один на одного і на систему в цілому.

Усереднені схемні моделі імпульсних перетворювачів були обгрунтовані в роботах [118, 119, 120, 121]. Нелінійна структурна модель (рис. 8.24) виходить з нелінійної імпульсної моделі (рис. 4.8) заміною ключа пропорційною ланкою з коефіцієнтом передачі, рівним відносній тривалості замкнутого стану ключа γ , і заміною струму і напруги середніми значеннями. Ця процедура (метод) дозволила істотно спростити аналіз імпульсних перетворювачів різних структур. В роботі [122] зазначено, що метод в класичному вигляді [120, 122, 123, 124, 125] можна застосовувати при аналізі динаміки системи, якщо отримані результати додатково перевірити на стійкість швидкого контуру, в якому знаходиться сам ШІМ модулятор. З критерію стійкості швидкого контуру слід [124], що параметри контуру рекомендується вибирати так, щоб нахил кривої керуючого сигналу, після спрацьовування перемикаючого елемента, не збігався з нахилом пили (рис.4.26). Додатково, для реальної системи необхідно забезпечити істотне віддалення від кордону стійкості, розрахованої за усередненою моделі. Отже, при використанні методу усереднення принципово можна передбачити нестійкість системи, тобто сам метод, при певних правилах його використання, дозволяє отримувати цілком достовірні результати.

Основні відмінності усереднених моделей і моделей побудованих по миттєвим значенням [125,127] обумовлені тим, що в реальних системах присутні пульсації в вихідній напрузі (наприклад в сигналі зворотного зв'язку рис.4.26), що не враховується класичної усередненої моделлю. В роботі [126] показано, що навіть з ідеаль-

ним фільтром, в вихідному сигналі присутня змінна складова, породжена комутаціями перемикаючого елемента.

В [127] показано, що основна нелінійність ІСН з ШІМ-2 при лінійних елементах і ідеальних ключах, пов'язана з нелінійністю широтно-імпульсного модулятора (яка проявляється тільки в замкнутій системі, тобто властива, тільки замкнутій системі). Нелінійність модулятора, на модуляційному ділянці без зон насичення, обумовлена наявністю високочастотної складової на його вході, що приводить до зміни коефіцієнта посилення в замкнутій системі регулювання. Для врахування впливу пульсацій вихідної напруги на зміну коефіцієнта передачі ІСН, скористаємося методами викладеними в [107, 129].

В [128] показано, що при лінеаризації нелінійно-імпульсної системи, при малих відхиленнях від стаціонарного режиму, здійснюється перехід до лінійної імпульсної моделі. При цьому ШІМ-2 замінюється найпростішим імпульсним елементом, послідовно з яким включено додаткова ланка, коефіцієнт передачі якої (4.47) є функцією похідною сигналу помилки (рис.4.9) діючої на вході релейного елемента в моменти його спрацьовування. Одна з основних переваг методу усереднення, це приведення нелінійно-імпульсних систем з незмінною або змінною структурою до лінійно-імпульсної з незмінною структурою лінійної частини.

$$F = \left(1 + T \left[\frac{dx(t)}{dt} \right]_{t=nT-0} \right)^{-1} \quad (4.47)$$

Тому немає ніяких перешкод доповнити модель рис.4.11 коефіцієнтом F (фактором пульсацій), що враховує вплив пульсацій вихідної напруги в замкнутій системі, рис.4.28.

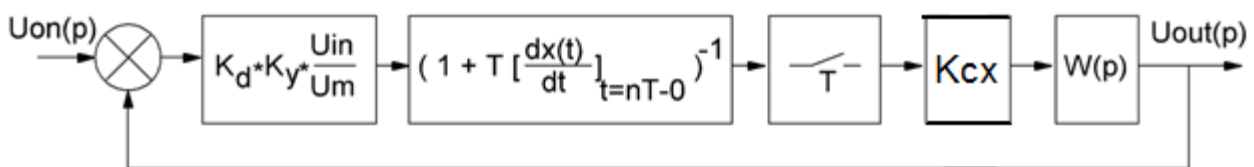


Рис.4.28 Лінійно-імпульсна модель з незмінною структурою лінійної частини з урахуванням впливу пульсацій вихідної напруги на зміну коефіцієнта передачі

Введений у структурну схему рис.4.28 коефіцієнт посилення, названий фактором пульсацій(F) [127], дозволяє представити систему у вигляді двох складових руху, повільної - усереднена передавальна функція і швидка - фактор пульсацій, що враховує пульсації в вихідному сигналі системи.

Використовуючи вирази (4.13, 4.14, 4.47) відповідно до структурної схеми рис.4.28 запишемо передавальну функцію імпульсної системи з ШИМ-2 у вигляді:

$$W(z) = K \cdot F \cdot \gamma \cdot \bar{W}(z). \quad (4.48)$$

$$\bar{W}(z) = T \cdot Z\{W(p)\} = T \cdot Z\left\{\sum_{i=1}^n \frac{c_i}{p - p_i}\right\} = T \cdot \sum_{i=1}^n \frac{c_i \cdot d_i}{z - d_i}, \quad (4.49)$$

де: C_i - коефіцієнт розкладу передавальної функції $W(p)$ на елементарні би; p_i - полюси; n - число полюсів; $d_i = \exp(T \cdot p_i)$; T - період дискретизації.

Як показано в розділі 4.3, нелінійність від ШІМ обов'язково необхідно враховувати для система другого порядку, для яких виконуються умови зображені на рис.4.17. Тому, ґрунтуючись на результатах зведених в табл.4.1, де показано, що все основне різноманіття базових схем імпульсних перетворювачів, за допомогою методу усереднення, зводяться до однотипної передавальної функції, які відрізняються від усередненої передавальної функції понижуючого регулятора тільки коефіцієнтами. Далі будемо розглядати наведену безперервну частину понижуючого імпульсного регулятора другого порядку з ШІМ-2 [117], отриману методом усереднення, безперервна лінійна частина якого складається з одноланкового згладжуючого фільтру з передавальної функцією:

$$W(p) = \frac{1}{T_0^2 \cdot p^2 + 2 \cdot \xi \cdot T_0 \cdot p + 1}, \quad (4.50)$$

де: $T_0 = \sqrt{L \cdot C}$ - постійна часу фільтра; $\xi = \frac{1}{2 \cdot R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ - коефіцієнт загасання, в даному випадку вважаємо $0 < \xi < 1$; R , L , C – опір навантаження, індуктивність і ємність вихідного фільтра.

Коефіцієнт посилення розімкнутої системи [117] запишеться у вигляді:

$$K = K_d \cdot K_y \cdot \frac{U_{in}}{U_m}, \quad (4.51)$$

де: K_d - коефіцієнт передачі подільника вихідної напруги; K_y - коефіцієнт посилення різницевого сигналу; U_{in} - вхідна напруга стабілізатора; U_m - амплітуда пилкоподібної напруги несиметричної форми на вході широтно-імпульсного модулятора.

Коефіцієнт $K_{сх}$ (рис.4.28) врахуємо при розгляді нелінійності викликані імпульсною модуляцією. Скориставшись структурною схемою лінійно-імпульсної моделі ІСН з ШІМ-2 (рис.4.28), в режимі безперервного струму дроселя фільтра з (4.49) з урахуванням (4.50) отримаємо:

$$\bar{W}(z) = \frac{z \cdot A}{z^2 - z \cdot N + d^2}. \quad (4.52)$$

В (4.52) прийняті позначення: $A = \frac{\beta \cdot d \cdot \sin(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)}{\sqrt{1-\xi^2}}$; $N = 2 \cdot d \cdot \cos(\sqrt{1-\xi^2} \cdot \beta)$;

$d = e^{-\xi \cdot \beta}$; $\beta = T/T_0$ - відносна частота переривання.

При ідеальній лінійності пилкоподібної напруги $U_m(t)$ на вході широтно-імпульсного модулятора, на ділянках монотонної її зміни, фактор пульсацій, з урахуванням (4.52) визначається наступним чином [118,121,124,127]:

$$F = \left(1 + K \cdot T \cdot \sum_{i=1}^n \frac{e^{p_i \cdot T_K} - e^{p_i \cdot T}}{1 - e^{p_i \cdot T}} \right)^{-1}, \quad (4.53)$$

де: p_i - полюси передавальної функції $W(p)$; n - число полюсів; T - період зовнішньої синхронізуючої напруги;

$$T_K = \begin{cases} \gamma \cdot T - \text{при модуляції зрізу імпульса} \\ (1 - \gamma) \cdot T - \text{при модуляції фронту імпульса} \end{cases};$$

$\gamma = \frac{T_{on}}{T}$ - відносна тривалість імпульсу; T_{on} - тривалість імпульсу.

Як показано раніше нелінійність істотно впливає в разі комплексних коренів передавальної функції, в лінеаризованій системі методом усереднення, в загальному випадку, це визначається (4.31). Звідки, при $\xi^2 < (\gamma - 1)^2$:

$$F = \left(1 + \frac{K_{cx} 2 \cdot \beta \cdot (-1 + \gamma_c)^2}{\Theta} \frac{e^{-\beta \varepsilon \xi} - \beta \xi \left((\sin \Theta \varepsilon \beta) e^{\beta \xi} - \sin(-\Theta \beta + \Theta \varepsilon \beta) - (\sin \Theta \beta) e^{\beta \varepsilon \xi} \right)}{1 - \frac{2}{e^{\beta \xi}} \cos \Theta \beta + \frac{1}{e^{2 \beta \xi}}} \right)^{-1} \quad .4.54)$$

$$\text{Де: } \beta = \frac{T}{T_0}; \Theta = \sqrt{(\gamma_c - 1)^2 - \xi^2}; T_k = \varepsilon T;$$

$$\varepsilon = \begin{cases} \gamma & \text{при модуляції зрізу імпульса} \\ (1 - \gamma) & \text{при модуляції фронту імпульса} \end{cases}.$$

Коли із загальних виразів визначається фактор пульсацій, особливо для схеми знижуючого імпульсного регулятора необхідно розрізняти: γ - це відносна тривалість імпульсів, що визначає вид модуляції; γ_c - це коефіцієнт підсилення рівний відносної тривалості імпульсів в моделі отриманої методом усереднення.

Дослідимо вираз (4.54) на ступінь впливу параметрів усередненої моделі на нелінійність викликану ШІМ модуляцією.

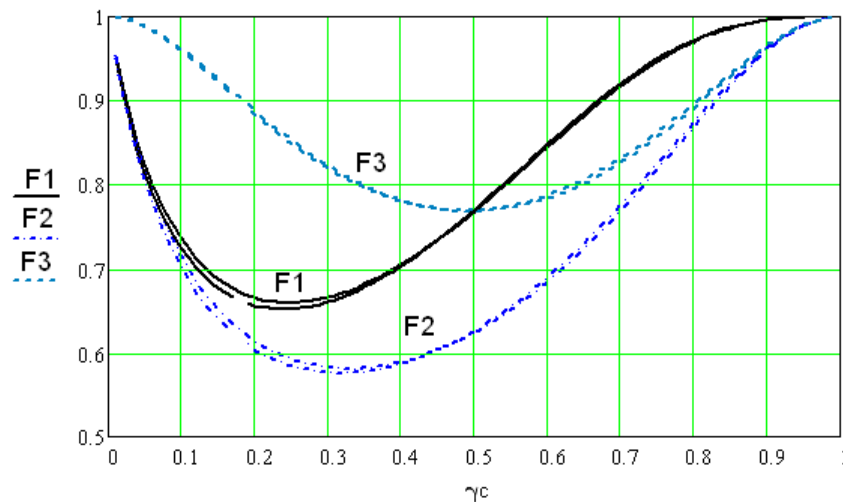


Рис.4.29 Модуляційна не лінійність: F1 - в знижуючому регуляторі; F2 - в підвищуючому регуляторі; F3 - в вольтореверсивному регуляторі, при $\beta = 0.4$ і двох значеннях коефіцієнта загасання $\xi = 0.2$ і $\xi = 0.8$

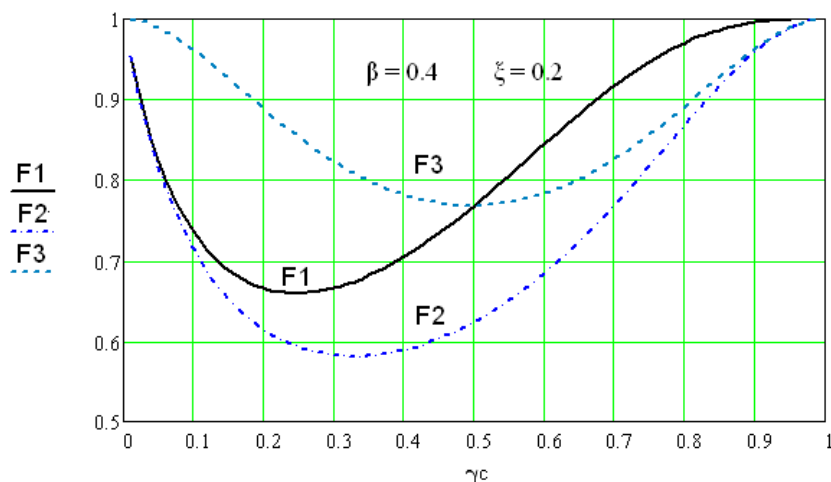


Рис.4.30 Модуляційна не лінійність: F1- в знижуючому регуляторі; F2 - в підвищуючому регуляторі; F3 - в вольтореверсивному регуляторі, при $\beta = 0.4$ і $\xi = 0.2$

Де позначено: F1- зміна фактора пульсацій в знижувальному імпульсному регуляторі; F2 - в підвищувальному імпульсному регуляторі; F3 - в вольтореверсивному імпульсному регуляторі. Графіки побудовані при відносній частоті переривання $\beta = 0.4$ і двох значеннях коефіцієнта загасання $\xi = 0.2$ і $\xi = 0.8$. Як випливає з графіків, зміна коефіцієнта загасання в широких межах не суттєво впливає на нелінійні характеристики імпульсних перетворювачів.

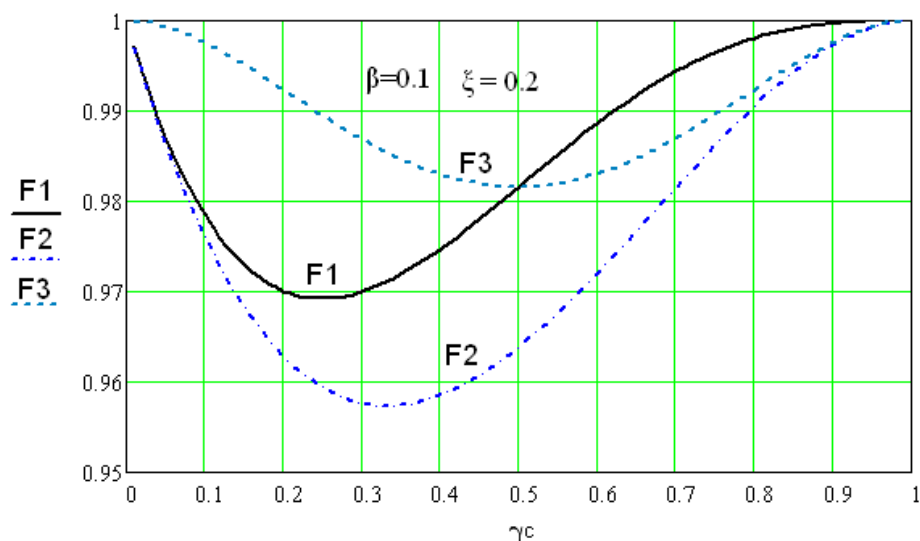


Рис.4.31 Модуляційна не лінійність: F1- в знижуючому регуляторі; F2 - в підвищуючому регуляторі; F3 - в вольтореверсивному регуляторі, при $\beta = 0.1$ і $\xi = 0.2$

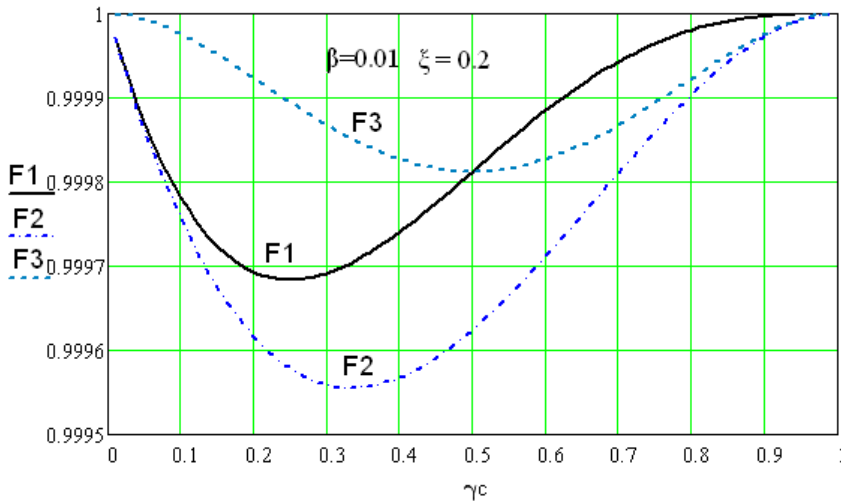


Рис.4.32 Модуляційна не лінійність: F1- в знижуючому регуляторі; F2 - в підвищуючому регуляторі; F3 - в вольтореверсивному регуляторі, при $\beta = 0.01$ і $\xi = 0.2$

З розгляду графіків рис.4.30, 4.31, 4.32 слід, що істотний вплив на відхилення від лінійності, тобто прояв модуляційної нелінійності, позначається при невеликих фільтруючих властивостях імпульсних перетворювачів. Так, наприклад, рис.4.30, при відносній частоті переривання $\beta = 0.4$, відхилення від лінійності складає більше 40%. При $\beta = 0.1$, відхилення від лінійності не перевищує 5%, а при $\beta = 0.01$ відхилення від лінійності не перевищує 0.05%, що при аналізі динаміки системи, її стійкості, можна не враховувати.

Звичайна практика при побудові швидкодіючих систем другого порядку призводить до відносної частоти переривання не більше 0.4, що при об'єднанні в багатозфазну систему, наприклад, яка складається з 10 фаз, до значення $\beta = 0.04$, а це дозволяє вже аналізувати динаміку системи виходячи тільки з властивостей усередненої лінійно імпульсної моделі.

4.6 Висновки до розділу 4

1. Вперше отримано аналітичні залежності, які описують елементи розробленої однофазної еквівалентної моделі з виділенням в ній низькочастотних і високочастотних модульованих складових. Експериментальні дослідження реальних режимів багатозфазних систем електроживлення підтвердили доцільність використання таких однофазних моделей для аналізу та реалізації сукупності зворотних лінійних та нелінійних зв'язків.

2. В той же час, з використанням розробленої математичної моделі показано, що перехід від однофазних імпульсних перетворювачів до синхронних несинфазних систем без додаткових заходів по корекції частотних характеристик не покращує статичну і динамічну точність системи регулювання – без додаткової корекції стійкість багатозфазної системи визначається стійкістю окремих фаз, що входять до неї.

3. Вперше отримано аналітичні залежності, які визначають статичні і динамічні характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі, отриманих методом їх усереднення в просторі станів, та з урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактора пульсацій).

4. З аналізу отриманих аналітичних залежностей встановлено, що модуляційна нелінійність імпульсної системи з ШІМ-2 не суттєво змінюється при змінненні коефіцієнту загасання передавальної функції імпульсного перетворювача. Модуляційна нелінійність істотно залежить від відносної частоти переривання, причому, чим менша ця величина, тим меншим є її вплив. При значному зменшенні вихідних пульсацій (зокрема при відносній частоті переривання струму істотно меншій від 0.1) її можна не враховувати.

Посилання: [7], [14], [67], [68], [80-101], [103-129] див. Список використаних джерел стор. 308, 309, 314 – 321.

РОЗДІЛ 5

КЕРУВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ БАГАТОФАЗНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ЗВОРОТНИХ ЗВ'ЯЗКІВ І ПЕРЕРИВАНЬ СТРУМУ.

Вимоги високих динамічних характеристик для потужних високовольтних джерел електроживлення електронно-променевих, плазмових і іонно-плазмових технологій вимагає рішення ряду попутних завдань пов'язаних з обліком і зменшенням паразитних параметрів високовольтних трансформаторів, методів підсумовування вихідної напруги і струмів, в багатомодульні джерелах електроживлення, побудови системи управління, для забезпечення без коливального перехідного процесу, захист від наслідків пробою на виході високовольтного джерела електроживлення та ін.

5.1 Стратегія керування вихідними напругою і струмом багатофазних джерел живлення та реалізації безколивальних перехідних процесів.

У зв'язку з швидким розвитком електронно-променевих, плазмових і іонно-плазмових технологій зростають вимоги до джерел живлення потужних високовольтних технологічних навантажень. Багато плазмових навантажень вимагають сотні ампер струму при напрузі до декількох сотень вольт, а електронно-променеві - десятки ампер струму навантаження при напрузі десятки і сотні кВт, з жорсткими вимогами по рівню пульсацій, стабільності і якості перехідних процесів при забезпеченні гальванічної ізоляції. Потреба у великих токах найкраще здійснюється при використанні перетворюючих модулів з паралельним підключенням по виходу та з струмовим контуром керування[53]. При цьому струм навантаження рівномірно розподіляється між модулями перетворювача, і зменшуються комутаційні втрати в перемикаючих елементах [130, 131, 132, 133, 134]. Більш того, модульний підхід забезпечує відмовостійкість системи в разі виходу з ладу одного або декількох модулів перетворювача. Нарешті, при відповідному фазовому зсуві в між послідовностями пере-

микання комутуючих елементів в модулях перетворювача, пульсації від перемикачів окремих силових модулів перетворювача взаємно компенсуються, що значно зменшує пульсації на вході і виході джерела електроживлення.

У високовольтних джерелах електроживлення перетворюючі модулі по виходу з'єднують послідовно або паралельно-послідовно і спільно з системою керування, що здійснює синхронне несинфазне керування, досягається суттєве підвищення якості вихідної напруги без додаткової фільтрації вихідної напруги. Раніше показано, що використання додаткового LC-фільтра має підкорятися деяким обмеженням, зокрема щодо граничної накопичуваної енергії, і при цьому система повинна бути сконструйована так, щоб забезпечити необхідне ослаблення пульсацій, зберігаючи при цьому достатні запаси стійкості в широкому діапазоні довільної зміни навантажень.

У стаціонарному режимі або режимі постійного струму навантаження, повільних змін струму, цілком достатньо використовувати систему з підлеглим регулюванням, яка має два контури управління. Контур регулювання по вихідній напрузі і як підлеглий канал, контур регулювання по струму. Проведеними дослідженнями різних авторів показано, що використання цих двох контурів регулювання достатньо для досягнення необхідної якості вихідної напруги (струму) по точності і стабільності. Проблеми виникають при динамічному навантаженні, ні два ні ти контури лінійних зворотних зв'язків не можуть забезпечити необхідні по тривалості, коливальності і перерегулюванню перехідні процеси при зміні навантаження. Системи регулювання, потужних високовольтних джерел електроживлення електронно-променевих, плазмових і іонно-плазмових навантажень, являють собою складні багатоконтурні системи автоматичного регулювання з лінійними, нелінійними і перехресними зв'язками.

Виходячи з досвіду практичних робіт з електронно-променевими, іонно-плазмовими технологічними установками, були розроблені алгоритми функціонування та структури систем управління (СУ) [135] вихідними інверторами, одна з яких, більш узагальнена, представлена на рис.5.1.

Тут прийняті наступні позначення: - випрямляч-суматор; ПВЗ I, ПВЗ U - пристрій вибірки та зберігання відповідно значень струму і напруги; УМТЗ - вузол максимального струмового захисту; Удот - пристрій динамічного обмеження струму; ДМТ - датчик мінімального струму; ДЧКЗ - датчик часткових КЗ; ОКЗ - визначник КЗ; СД - селектор тривалості; Убл - сигнал блокування; Уупр - різницевий сигнал для управління ШІМ модулятором; F1-F6 - сигнали управління відповідними перемикаючими елементами.

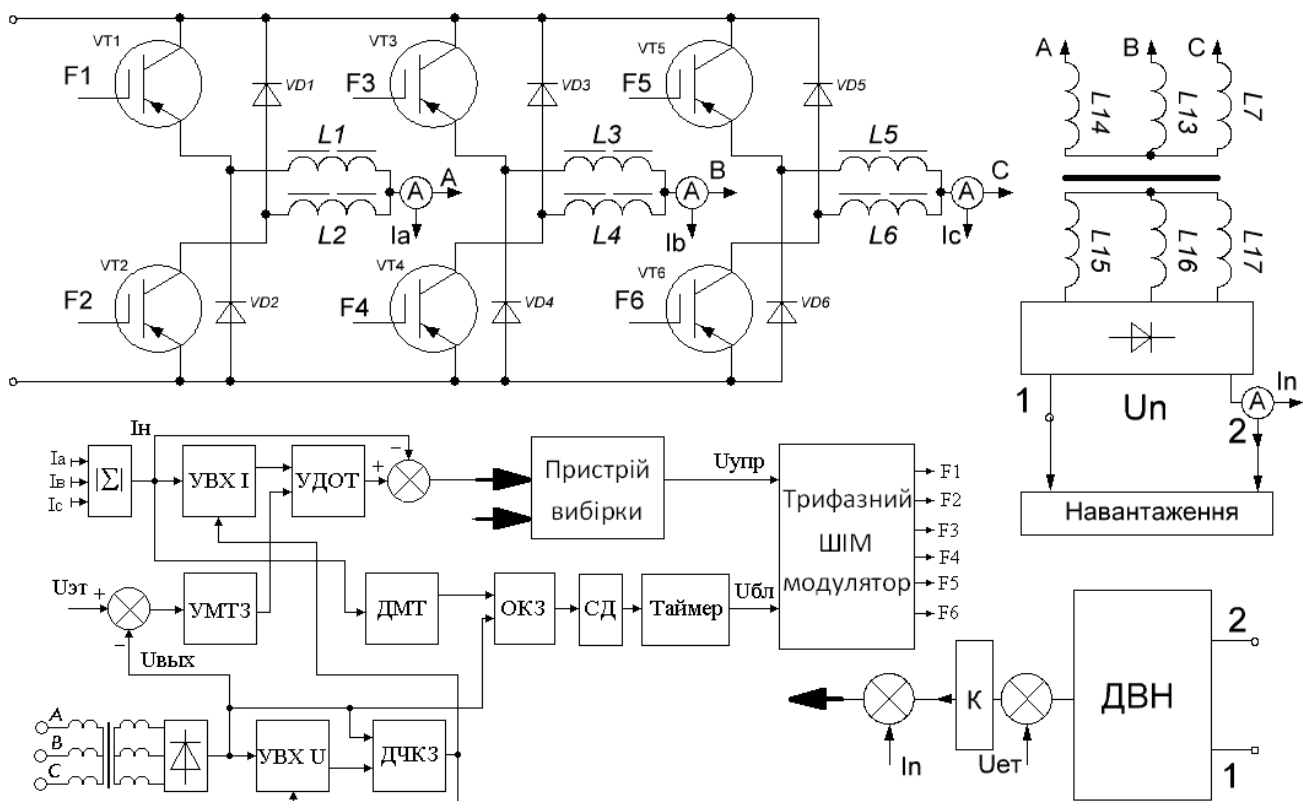


Рис. 5.1 Узагальнена систем управління синхронними несинфазними джерелами живлення для газоразрядних установок

В системі управління реалізовані наступні функції:

1. Стабілізація вихідної напруги, здійснюється за двома двоконтурними схемами, зі зворотним зв'язком по сумарному струму фаз інвертора (I_n , I_n) і по вихідній напрузі ($U_{вих}$, U_n), формуючи (блоки: ПВЗ I, Удот, УМТЗ) керуючий сигнал для ШІМ модуляторів $U_{упр}$.

2. Максимальним струмовим захистом, що обмежує струм через перемикаючі елементи інвертора на допустимому рівні.
3. Динамічне обмеження вихідного струму при КЗ (блоки: ПВЗ І, Удот, ПВЗ U, ДЧКЗ). Завдяки цьому, при виникненні пробою в навантаженні, обмеження струму навантаження здійснюється на рівні, який був до моменту виникнення пробою, що запобігає можливим коливальним перехідним процесам при мимовільному припиненні перевантаження.
4. Режим автоматичного повторного пуску (блоки: ДМТ, ОКЗ, СД, Таймер), який дозволяє, при виникненні пробою тривалістю понад заздалегідь заданого часу, перервати струм на виході інвертора на заданий час, достатній для деіонізації дугового проміжку. Це дає можливість запобігти появі дефектів в оброблюваному виробі і елементах конструкції.

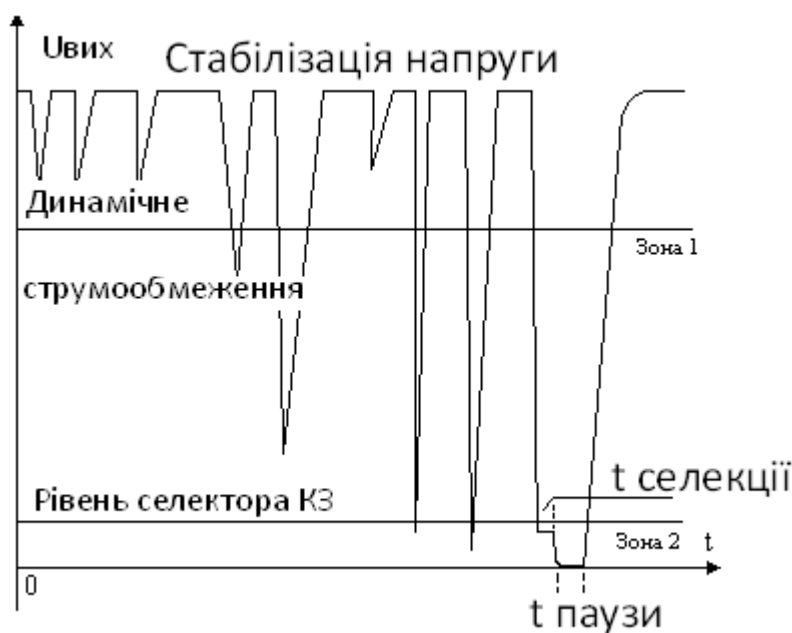


Рис. 5.2 Ілюстрація принципу дії системи управління джерелом живлення потужної газорозрядної установки

Принцип дії системи управління, проілюстрований на рис.5.2, де зображена динаміка миттєвих змін вихідної напруги, при різних миттєвих змінах опору навантаження. Також приведено розташування зон допусків, за якими алгоритм СУ ви-

значає чи є в навантаженні короткі замикання, чи потрібно підтримувати режим стабілізації струму або напруги, коли запускаються селектор тривалості та включається безструмова пауза.

Багатофазне джерело живлення, кероване описаною системою управління, функціонує наступним чином. Якщо зміни миттєвих значень $U_{вих}$ не перевищує, наприклад, 30% від величини номінального значення вихідної напруги, система управління функціонує як звичайна двоконтурна система стабілізації вихідної напруги з зворотними зв'язками за струмом навантаження і вихідною напругою. Якщо зміни миттєвого значення $U_{вих}$ перевищили 30% (зона 1, рис.5.2), це фіксується ДЧКЗ, який переводить УВХ U і УВХ I в режим запам'ятовування значень струму і напруги, що існували в інверторі до спрацьовування ДЧКЗ. При цьому, на виході УДОТ формується сигнал який переводить СУ в режим стабілізації струму, значення якого зафіксовано в УВХ I. Цей режим стабілізації струму зберігається до тих пір, поки миттєве значення U вих знаходиться нижче зони 1. Якщо миттєве значення U вих, на додаток до розглянутого, стало нижче верхнього рівня зони 2 (вихідна напруга менше заданого на 80%), при наявності дозволяючого сигналу з ДМТ, включається датчик ОКЗ, який запускає СД. Якщо час перебування миттєвого значення U вих в зоні 2 перевищить час визначений в СД (величина часу селекції залежить від технологічного процесу), включається Таймер, який блокує сигналом $U_{бл}$ роботу інвертора на час, достатній для відновлення електричної міцності в установці.

Стосовно до розглянутого технологічного процесу, розроблена система управління (СУ), дозволяє забезпечити високу статичну стабільність вихідної напруги, запобігти виникненню коливального перехідного процесу в вихідних колах при довірливих змінах навантаження, ефективно обмежити струм при виникненні часткових (саморуйнівних) пробоїв в навантаженні не вимикаючи джерело живлення. При виникненні КЗ, СУ не допускає істотного наростання струму в вихідному колі, наприклад, понад 30% від поточного значення струму до КЗ, і виробляє відключення навантаження через заданий проміжок часу, на час, достатній для відновлення електричної міцності в гарматі, з подальшим відновленням робочого режиму.

5.2 Особливості регулювання в джерелах живлення високої напруги постійного струму.

Як відомо перетворення низької напруги в високу проводиться одним з декількох способів[137]. З позиції потужних високовольтних джерел електроживлення зі зменшеним накопиченням енергії в вихідних колах, в цьому розділі не розглядаються особливості застосування і регулювання в високовольтних джерелах заснованих на множенні напруги за допомогою каскадних помножувачів з ємнісним зв'язком [138, 139, 140] і засновані на накопиченні електромагнітної енергії, наприклад [141].

Потужні високовольтні джерела з вихідною напругою від одиниць до декількох десятків кіловольт зазвичай представляють собою каскадні генератори, що складаються з набору послідовно з'єднаних секцій, кожна з яких містить свій вихідний випрямляч і фільтр. Напруга на секції залежить від розв'язуваної задачі, частоти перетворення і характеристик доступних діодів і ємностей, що використовуються в вихідному випрямлячі. Вибір напруги на секціях, тобто коефіцієнта трансформації істотно залежить від паразитних параметрів самого високовольтного трансформатора. При великих коефіцієнтах трансформації на високих частотах перетворення істотним є перезаряд власної ємності вторинної обмотки до необхідної напруги за певний час. Якщо напруга на первинній обмотці трансформатора дорівнює U_{1tr} , відношення витків вторинної обмотки до первинної дорівнює k_{tr} , то значення реактивної потужності Q , необхідної для перезарядження паразитної ємності вторинної обмотки C_2 з частотою f_{tr} , дорівнюватиме [142, 143]:

$$Q = 4 * (U_{1tr})^2 * C_2 * f_{tr} * (k_{tr})^2. \quad (5.1)$$

З (5.1) випливає, що чим вище коефіцієнт трансформації для формування необхідного рівня вихідної напруги, тим більше витрачається реактивної потужності. Чим вище частота перетворення, тим більше реактивної потужності. Чим більша напруга прикладена до первинної обмотки, для формування необхідного вихідного на-

пруги, тим менше реактивна потужність. Позбутися повністю реактивної потужності не представляється можливим, тому що немає способів намотування трансформатора в прийнятних габаритах, що дозволяють істотно зменшити ємність вторинної обмотки [143, 144]. Тому, для побудови потужних високовольтних джерел постійної напруги використовується послідовне з'єднання великої кількості гальванічно-розв'язаних джерел постійної напруги. При цьому високовольтний трансформатор замінюється одним або декількома багатообмотковими високовольтними трансформаторами, частина яких може бути високопотенційними (рис.5.3).

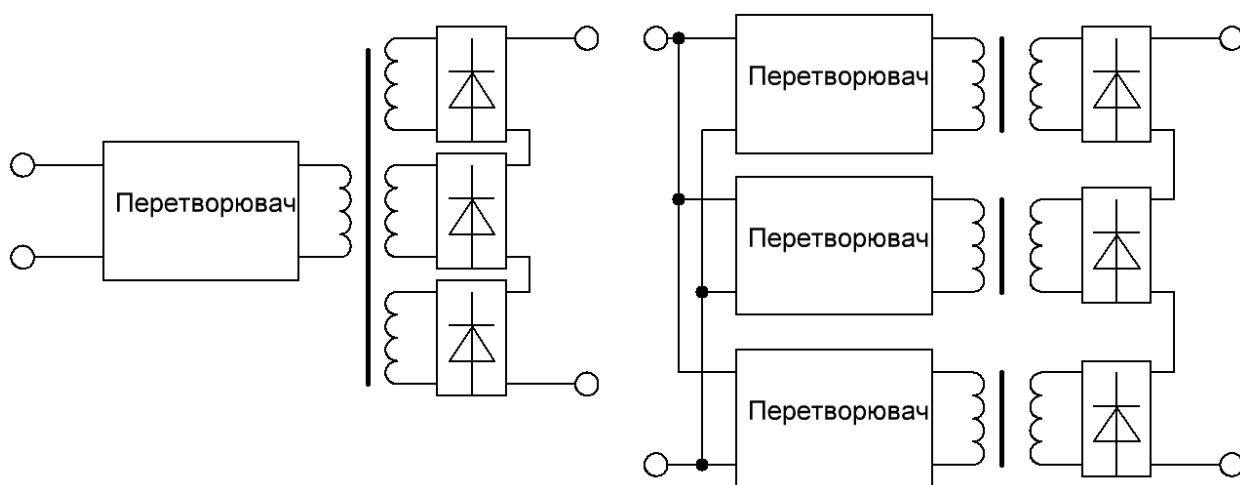


Рис.5.3 Модульний або багатосекційний принцип формування високої напруги з послідовним з'єднанням великої кількості гальванічно-розв'язаних джерел постійної напруги

При цьому, паразитна ємність обмоток багатообмоткових трансформаторів виявляється набагато менше ніж у високовольтного трансформатора з великим коефіцієнтом трансформації і це істотно спрощує вирішення технічних завдань [144]. Другий за значимістю паразитний параметр високовольтних трансформаторів що працюють на підвищеній частоті, це індуктивність розсіювання. Індуктивність розсіювання, це один з основних параметрів що визначає навантажувальну характеристику високовольтного джерела електроживлення і величину вихідних пульсацій [145]. Визначимо вплив індуктивності розсіювання на максимальну потужність, яка може бути отримана в навантаженні високовольтного джерела електроживлення,

при ідеальних інших елементах, при цьому, схему заміщення високовольтного трансформатора можна уявити послідовним з'єднанням індуктивності розсіювання і опору навантаження. При синусоїдальній напрузі на вході високовольтного трансформатора діюче значення якої дорівнює U_d можна обчислити потужність змінного струму, що віддається в навантаження [144]:

$$Pd = \frac{U_d^2 \times R_{np}}{(R_L + R_{np})^2}, \quad (5.2)$$

де: R_{np} - приведений до первинної обмотці опір навантаження; R_L - реактивний опір навантаження приведений до первинної обмотці. Підставляючи у вираз (5.2) значення реактивного опору $R_L = \omega L$ і перетворюючи (5.2) отримаємо:

$$Pn = \frac{U_d^2}{R_{np} \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{L_s}{R_{np}} + 1 \right)^2}, \quad (5.3)$$

Звідки випливає, що для збільшення потужності що віддається в навантаження, необхідно зменшувати індуктивність розсіювання. Розглянемо вираз для індуктивності розсіювання високовольтного трансформатора з циліндричними обмотками [143]:

$$L_s = \frac{\mu_0 \cdot W_1^2 \cdot \rho}{h_0 \cdot \rho_p} \cdot \left(\delta iz + \frac{A_1 + A_2}{3} \right), \quad (5.4)$$

де: μ_0 – магнітна постійна; W_1 - кількість витків первинної обмотки; ρ – середній периметр обмоток; h_0 – висота обмоток; ρ_p – коефіцієнт Роговського, що дорівнює 0,7...0,9; δiz - товщина ізоляційного шару; A_1 и A_2 – товщини обмоток.

При незмінній товщині ізоляції і конструкції обмоток, єдиним шляхом зменшення індуктивності розсіювання (5.4), є збільшення геометричних розмірів осердя, в першу чергу його перетину S_0 і висоти h_0 . Збільшення розмірів призводить до зниження

електромагнітних навантажень, зокрема величини B_m . Зменшення індуктивності розсіювання, призводить приблизно до пропорційного збільшення маси трансформатора.

Найбільш ефективна побудова потужних високовольтних перетворювачів здійснюється з використанням послідовного з'єднання великої кількості гальванічно-розв'язаних джерел постійної напруги [144] (див.рис.5.3). Як впливає з проведеного аналізу, щоб не робилося, на вторинній стороні трансформатора є ланка другого порядку, утворена як мінімум паразитними параметрами самого трансформатора. Оцінимо вплив цих ланок на динамічні процеси управління, спрощена еквівалентна схема послідовного з'єднання наведена на рис.5.4.

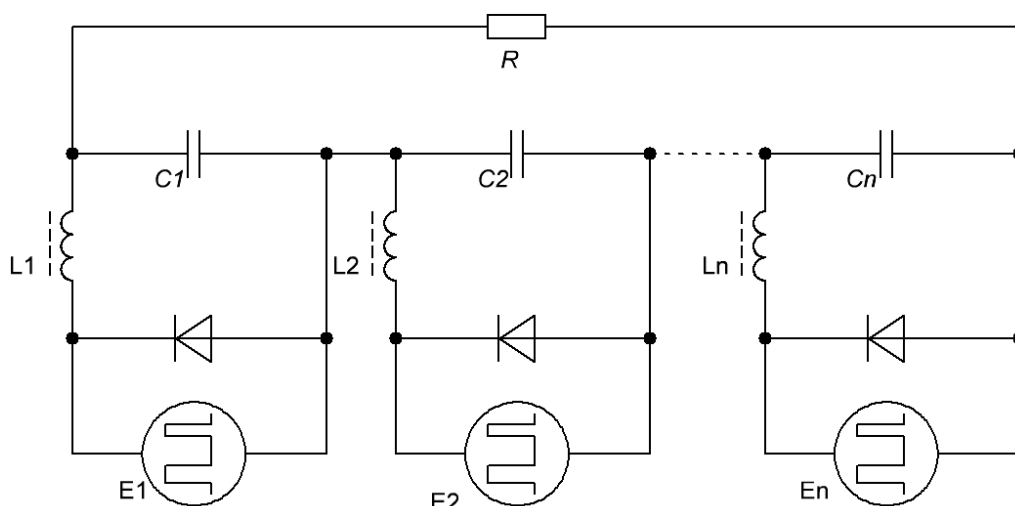


Рис.5.4 Спрощена еквівалентна схема послідовного з'єднання великої кількості гальванічно-розв'язаних джерел постійної напруги

Знайдемо передавальну функцію послідовного з'єднання однакових, гальванічно-ізолюваних джерел електроживлення з вихідним фільтром другого порядку. Припускаємо, що всі ланки ідентичні, тоді в припущенні послідовно з'єднаних двох ланок, запишемо рівняння в операторному вигляді:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{E_1}{p} = I_1 \left(pL_1 + \frac{1}{pC_1} \right) - I_3 \frac{1}{pC_1} \\ \frac{E_2}{p} = I_2 \left(pL_2 + \frac{1}{pC_2} \right) - I_3 \frac{1}{pC_2} \\ 0 = -I_1 \left(\frac{1}{pC_1} \right) - I_2 \left(\frac{1}{pC_2} \right) + I_3 \left(\frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} + R \right) \end{array} \right. , \quad (5.5)$$

Вирішуючи щодо струму навантаження отримаємо:

$$I_3 = 2 \frac{E_1}{R \left(p^2 L_1 C_1 + 2p \frac{L_1}{R} + 1 \right) p} = \frac{2E}{pR} \frac{1}{\left(p^2 (\sqrt{LC})^2 + 2p \frac{L}{R} + 1 \right)}, \quad (5.6)$$

Рухаючись від часткового до загального, методом математичної індукції [146] запишемо передавальну функцію і приведемо її до загальноприйнятого виду:

$$W = \frac{N}{\left(p^2 (T_0)^2 + 2pN\xi T_0 + 1 \right)}, \quad (5.7)$$

де: $T_0 = \sqrt{LC}$ - постійна часу; $\xi = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ - коефіцієнт загасання; N - кількість з'єднаних послідовно гальванічно-розв'язаних джерел постійного струму.

З аналізу виразу (5.7) випливає, що при послідовному з'єднанні гальванічно-розв'язаних джерел постійного струму, постійна часу системи не змінюється, змінюється коефіцієнт загасання ($N \cdot \xi$). При чому, чим більше секцій з'єднане послідовно, тим більше затухання в системі, аж до того, що коріння характеристичного рівняння можуть стати дійсними. У високовольного джерела електроживлення перехідний процес стає менш коливальним, тобто процес встановлення прагне до аперіодичного режиму, не коливального, що дуже важливо для застосування в електронно-променевих, плазмових і іонно-плазмових установках.

5.3 Визначення енергоємності високовольтних багатофазних джерел живлення та енергії, накопиченої в елементах їх вихідного кола.

Джерела прискорюючої напруги (ДПН) в електронно-променевих установках виконують декілька найважливіших функцій: надають електронному променю енер-

гію необхідну для здійснення технологічного процесу та захищають електронно-променеву гармату, її електроди і саму мішень (оброблювану деталь) від негативних наслідків високовольтних пробойів, що виникають при цій технології. Широке застосування знайшли ДПН [147, 148], виконані на основі низькочастотного трифазного трансформатора для формування високої напруги (ВН) 30-120 кВ і великої потужності. Альтернативними рішеннями є ДПН на основі високочастотних імпульсних перетворювачів [99, 149, 150, 151, 152]. Завдяки високій частоті перетворення, зазвичай 10-30 кГц, а іноді и більше, ці перетворювачі мають малі габарити, менші сталі часу та хороші динамічні характеристики при перехідних процесах.

Енергоємність вихідного кола джерела високої напруги визначається сукупністю енергій, що накопичуються в її реактивних елементах в робочих або перехідних режимах[153]. При пробоях у вихідному колі ДПН накопичена енергія вивільняється і може призводити до відмов елементів або появи технологічних дефектів.

Для виявлення складових накопиченої енергії, розглянемо спрощену схему пристрою електроживлення зварювальної електронно-променевої установки [148], приведену на рис.5.1, де показані ДПН, блок живлення електронної гармати (БПП), кабель високовольтний (КБВ) і електронно-променева установка (ЭПУ) з емісійною системою - електронною гарматою (ЕП).

Джерело прискорюючої напруги ДПН утворене силовим інвертором (СИ), що формує двохполярні імпульси прямокутної форми з частотою послідовності 20 кГц і регульованою амплітудою, та високовольтним перетворювачем напруги (ВП). Основу ВП складає багатообмотковий трансформатор $T1$ з секціями $Я1...ЯN$, які об'єднані в єдину багатосекційну конструкцію. Кожна секція, наприклад $Я1$, є випрямляч на діодах $D1..D4$ з конденсатором фільтру Cf , призначеним для послаблення пульсацій випрямленої напруги.

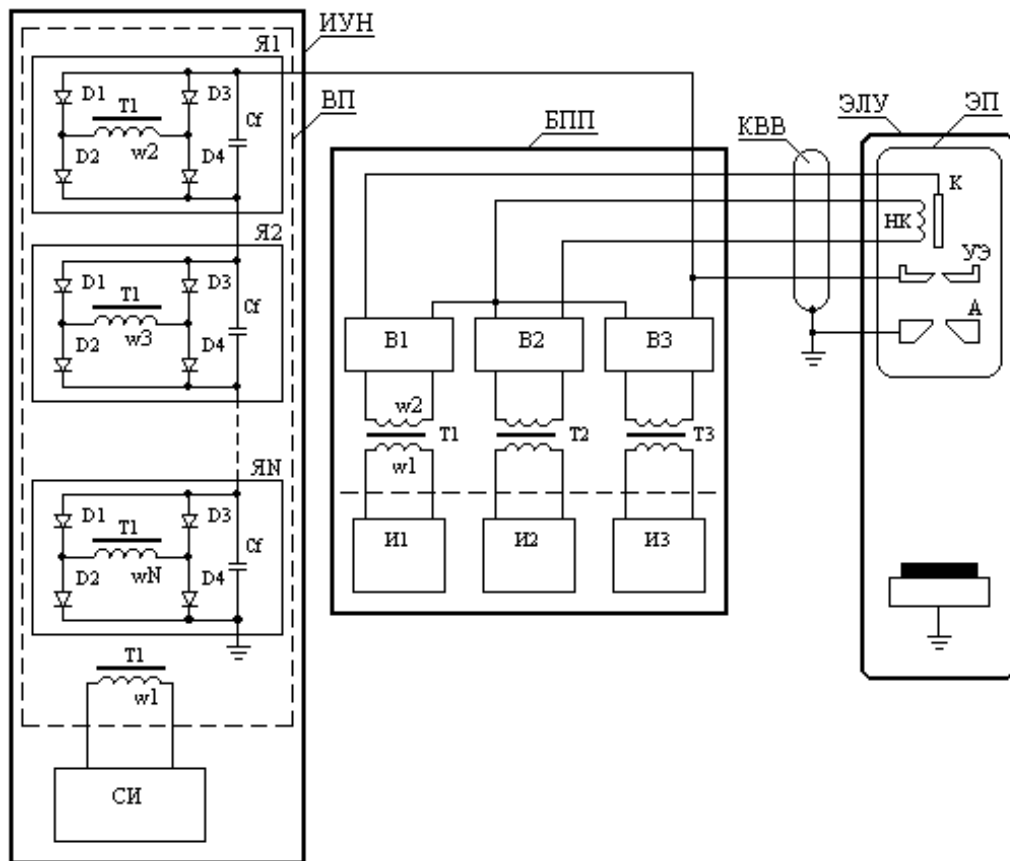


Рис. 5.5 Спрощена схема джерела живлення зварювальної електронно-променевої установки [148]

БПП містить три імпульсні високочастотні пристрої для живлення постійним струмом електродів ЕП : $I1$, $T1$, $B1$ - напругою бомбардування катода (K); $I2$, $T2$, $B2$ - струмом розжарення катода (HK); $I3$, $T3$, $B3$ - напруга зміщення управляючим електродом ($VЭ$). Інвертори $I1$ - $I3$ генерують двохполярні імпульси прямокутної форми, які через ізолюючі трансформатори $T1$ - $T3$ поступають до випрямлячів $B1$ - $B3$, що знаходяться на стороні високого потенціалу.

У описаній схемі можна виділити три групи ємнісних накопичувачів енергії, підключених до прискорюючої напруги U_a вихідного високовольтного кола ВП, рис.5.6. Перша група утворена послідовним з'єднанням конденсаторів фільтрів секцій ВП $Cf1...CfN$, друга, - паралельним з'єднанням ємностей ізоляції розв'язуючих трансформаторів $Cit1...Cit3$, а третя - розподіленою ємністю високовольтного кабелю КВВ. Остання показана на рис.5.6 у вигляді зосередженої ємності $Ccab$. Розглянемо енергію електричного поля, що накопичується в ємностях кожної групи.

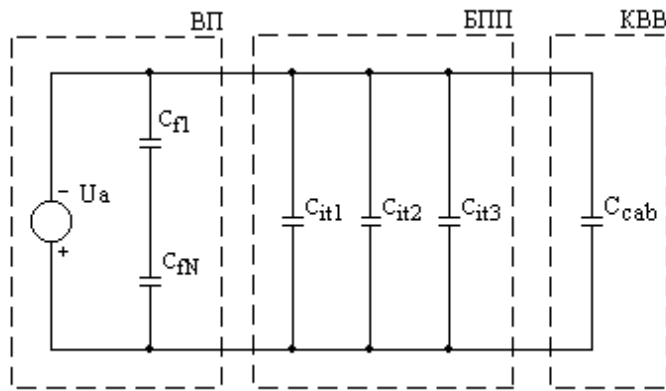


Рис. 5.6 Еквівалентна схема трьох груп ємністних накопичувачів енергії джерела прискорюючої напруги

Енергія ємності фільтру. З метою уніфікації усі секції ВП виконуються однаковими. При цьому, вторинні обмотки багатообмоткового трансформатора мають одне і те ж число витків ($w_2=w_3\dots w_N$) з однаковими амплітудами змінної напруги на них ($U_{ac1}=U_{ac1}\dots U_{acN}=U_{ac}$), а конденсатори фільтру мають рівні ємності ($C_{f1}=C_{f2}\dots C_{fN}=C_f$) і рівну вихідну напругу ($U_{dc1}=U_{dc1}\dots U_{dcN}=U_{dc}$). Таким чином, еквівалентна ємність фільтру ВП рівна ємності послідовно сполучених конденсаторів фільтру секцій ($C_{fe}=C_f / N$), а прискорююча напруга U_a - добутку числа секцій N і вихідної напруги секції ($U_a = N \cdot U_{dc}$).

Енергію, накопичену в електричному полі конденсаторів фільтру багатосекційного високовольтного перетворювача можна визначити з виразу:

$$W_{fe} = \frac{1}{2} C_f \cdot U_c^2 \cdot N. \quad (5.8)$$

Вихідна напруга секції і число секцій конкретного високовольтного перетворювача є константами і для розрахунку накопиченої енергії в них досить визначити тільки ємність конденсатора фільтру. Одним з критеріїв вибору ємності фільтру може служити характеристика якості вихідної напруги секції - її пульсації. Нижче використовуються приведені відносні пульсації, рівні відношенню різниці амплітуд найбільшого U_{amax} і найменшого U_{amin} значень прискорюючої напруги (від піку до піку) до його найбільшого значення:

$$\delta_a = \frac{U_{amax}-U_{amin}}{U_{amax}}. \quad (5.9)$$

Струм навантаження наприклад, зварювальних електронно-променевих установок, має вигляд імпульсів, амплітуда яких може змінюватися в широких межах з частотою в одиниці кілогерц. А оскільки використання LC - фільтрів при імпульсному і переривчастому струмі навантаження приводить до виникнення небажаних перенапруг, то на виході випрямляча високовольтного перетворювача використовують тільки фільтр ємності.

Завдяки тому, що виходи секцій з'єднані послідовно, прискорююча напруга ВП дорівнює сумі вихідної напруги усіх секцій. Тому вторинні обмотки трансформатора і елементи секцій знаходяться під різними потенціалами постійного струму один відносно одного. Для забезпечення їх розв'язки по високій напрузі багатообмотувальні трансформатори високовольтного перетворювача виконують з ізоляційними проміжками як між обмотками, так і між елементами його конструкції. Внаслідок цього такий трансформатор має підвищену індуктивність розсіювання, значно більшу ніж у низьковольтних трансформаторів, що окрім збільшення реактивної енергії (5.1), циркулюючої між інвертором і високовольтним перетворювачем, істотно впливає на рівень пульсацій вихідної напруги.

З метою виявлення величин, що впливають на рівень пульсацій вихідної напруги високовольтного перетворювача, досліджуємо електромагнітні процеси в одній із його секцій спрощена схема якої приведена на рис.2.10. Схема містить джерело E двохполярних імпульсів, індуктивність розсіювання L_s , мостовий випрямляч на діодах, а також конденсатор фільтру C і резистор навантаження R .

На рис. 2.9 показані епюри напруги і струму схеми рис.2.10 для випадку, коли конденсатор фільтру відсутній, тобто $C=0$, і опір навантаження значно більше опору індуктивності розсіювання на частоті перетворення. Якщо імпульси напруги джерела E мають прямокутну форму з амплітудою U_m , то імпульси струму I_{L_s} , мають характерне "затягування" фронту і зрізу. З моменту зміни полярності напруги джерела E напруга $U_{вих}$ на опорі навантаження R спадає до нуля протягом часу t_1 , а потім піднімається від нуля до амплітудного значення на інтервалі t_2 . Це призводить до того, що у вихідній напрузі $U_{вих}$ секції рис.5.7, утворюються провали напруги пилкоподібної форми. У таких режимах пульсації вихідної напруги можуть досягати

100%. Установка конденсатора фільтру C на виході випрямляча дозволяє отримати згладжену вихідну напругу.

Для виведення співвідношень величини пульсацій і параметрів схеми секції вважаємо джерело і елементи схеми рис.2.10 ідеальним, процес випрямлення кожного напівперіоду імпульсної напруги при цьому можна розділити на дві стадії, представлені еквівалентними схемами рис.5.7.

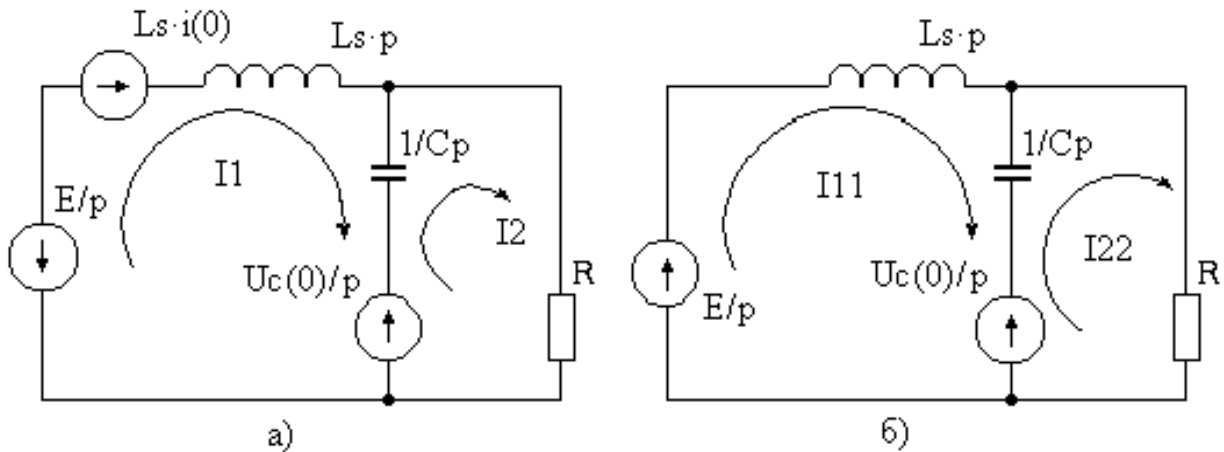


Рис.5.7. Еквівалентні схеми процесу випрямлення прямокутної напруги в секції випрямляча

На першій стадії (рис.5.7а) до індуктивності розсіяння L_s прикладена сума вхідної напруги E і напруга на конденсаторі U_c . Струм I_1 через індуктивність L_s змінюється від амплітудного значення до нуля за дуже малий час порівняно з тривалістю напівперіоду вхідної напруги. Тому зміною напруги на конденсаторі фільтру на першій стадії можна нехтувати і вважати, що пульсації напруги на ньому визначаються процесами, що відбуваються протягом тільки другої стадії.

Для другої стадії рис.5.7 маємо наступні вирази для струмів:

$$\begin{cases} i_L = \left(\frac{E}{p} - U_c \right) \frac{1}{pL_s} \\ i_R = \frac{U_c}{R} \\ i_C = pC \left(U_c - \frac{E}{p} \right) \end{cases} .$$

За першим законом Кіргофа $i_L = i_R + i_C$. Звідси за другим законом Кіргофа:

$$\left(\frac{E}{p} - U_c\right) \frac{1}{pL_s} = \frac{U_c}{R} + pC \left(U_c - \frac{E}{p}\right).$$

Розв'язуючи це рівняння відносно U_c , отримаємо:

$$U_c = ER \frac{1 + CL_s p}{p(R + pL_s + p^2 CL_s R)}.$$

Переходячи від зображень до оригіналів, отримаємо вираз для миттєвого значення напруги на ємності:

$$U_c(t) = E \left(1 - \frac{2}{\sqrt{4k^2 - 1}} \cdot \exp\left(-\frac{t}{2RC}\right) \cdot \sin\left(\frac{t\sqrt{4k^2 - 1}}{2RC}\right) \right), \quad (5.10)$$

де $k = R/\rho$ - коефіцієнт відношення опору навантаження секції і хвильового опору контура, а $\rho = \sqrt{Ls/C}$ - хвильовий опір контура, утвореного ємністю фільтру і індуктивністю розсіювання.

У момент часу $t=0$ синусоїдальна функція у виразі (5.10) стає рівною нулю, амплітуди миттєвої напруги на ємності і напруга джерела E стають рівними ($U_{cmax}=E$) і через це напруга на ємності фільтру досягає свого екстремального і найбільшого значення.

Другий екстремум функція $U_c(t)$ має при значенні часу t , рівному

$$t = 2RC \frac{\arctg \sqrt{4k^2 - 1}}{\sqrt{4k^2 - 1}}, \quad (5.11)$$

коли напруга на конденсаторі фільтру приймає найменше значення

$$U_{cmin} = E \left(1 - \frac{1}{k} \exp\left(-\frac{\arctg \sqrt{4k^2 - 1}}{\sqrt{4k^2 - 1}}\right) \right). \quad (5.12)$$

Підставляючи в рівняння (5.9) вирази для екстремальних значень U_{cmin} і U_{cmax} отримаємо рівняння для приведених відносних пульсацій δ_{Uc} напруги на конденсаторі фільтру :

$$\delta_{Uc} = \frac{U_{cmax} - U_{cmin}}{U_{cmax}} = \frac{1}{k} \exp \left(- \frac{\arctg(\sqrt{4k^2 - 1})}{\sqrt{4k^2 - 1}} \right). \quad (5.13)$$

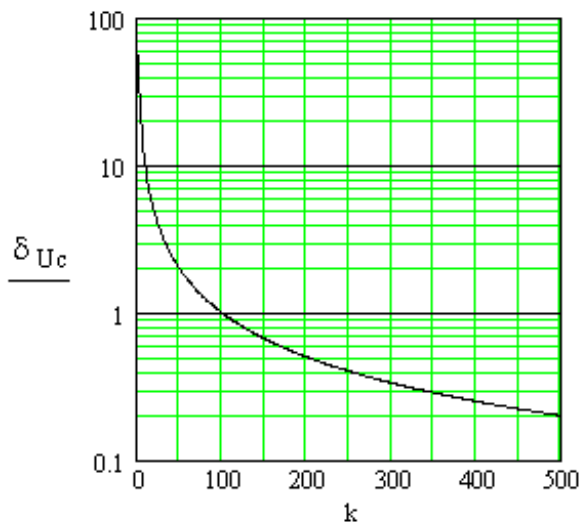


Рис. 5.8. Відносні пульсації δ_{Uc} залежно від коефіцієнта відношення опору навантаження секції і хвильового опору контура k

На рис.5.8 приведений графік пульсацій δ_{Uc} залежно від змінної k . Якщо врахувати, що пульсації прискорюючої напруги електронно-променевих зварювальних установок δ_{Uc} допускаються стандартом ISO 14744-1:2008 на рівні не більше 2% [154], то практично значущим пульсаціям менше 2% на рис.5.8 відповідає область значень змінної $k > 50$. Для цієї області з достатньою точністю, рівняння (5.13) зводиться до виразу:

$$\delta_{Uc} \approx \frac{1}{k} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_s}{C}}. \quad (5.14)$$

Звідки отримаємо просту формулу для розрахунку ємності конденсатора фільтру C_f секції імпульсного ДПН для електронно-променевих установок у виді:

$$C_f = L_s / (R^2 \cdot \delta_a^2), \quad (5.15)$$

де δ_a - відносні пульсації прискорюючої напруги.

Ємність високовольтного кабелю. У роботі [155] приведені характеристики і особливості застосування декількох типів високовольтних кабелів, призначених для передачі енергії від ДПН до навантаження. Це високовольтні коаксіальні кабелі типу 3КВЭЛ або 4КВЭЛ. Вони мають погонну ємність високовольтної ізоляції 150 пФ/м [156]. Довжина використовуваного кабелю залежить від технологічної установки і може коливатися від 10 до 50 метрів або більше. Для визначеності нижче в табл. 5.1 представлені результати розрахунку ємності C_c і накопиченої в ній енергії для кабелю типу 4КВЭЛ- 110 завдовжки 10 м

Паразитна ємність блоку живлення електронної гармати. Блок живлення електронної гармати, показаний на рис.5.5, має у своєму складі декілька вузлів, які знаходяться на стороні високого потенціалу це три імпульсні високочастотні пристрої для живлення постійним струмом електродів *ЕП*. Гальванічна розв'язка в перерахованих пристроях забезпечується за допомогою високочастотного ізолюючого трансформатора [157]. Оскільки вихідна потужність ізолюючих трансформаторів управління не перевищує 150 Ватт, а тепловиділення його осердя і обмоток мала, то головну ізоляцію його високопотенційних обмоток відносно первинної обмотки виконують у вигляді твердого діелектрика. Міжобмоткова паразитна ємність таких трансформаторів, наприклад, в джерелі живлення електронної гармати комплексів типу ЭЛА [148], не перевищує $C_{it} = 10$ пФ. При прискорюючій напрузі $U_a = 60$ кВ накопичена в трьох трансформаторах енергія W_{it} складе $0,054$ Дж, що на два порядки менше енергоємності конденсаторів фільтру.

5.4 Зниження енергії, накопиченої у колі навантаження високовольтних напівпровідникових багатофазних джерел електроживлення.

Баланс енергій. Повну енергію WC_{sum} , накопичену у вихідному колі ДПН, в ємностях конденсаторів фільтру W_{fe} , міжобмоткових ємностях ізолюючих трансформаторів БПП W_{it} і в паразитній ємності високовольтного кабелю W_{cab} визначимо як:

$$W_{Csum} = W_{fe} + W_{it} + W_{cab}. \quad (5.16)$$

У інституті електродинаміки НАН України (м. Київ) розроблено джерело прискорюючої напруги ДПН60- 18 за схемою, аналогічною рис.5.5, з параметрами виходу $U_a = 60$ кВ, $P_a = 18$ кВт, $I_a = 0,3$ А. Результати розрахунків параметрів секцій, зведені в таблиці 5.1.

Таблиця 5.1

Результати розрахунків параметрів секції та енергії накопиченої в вихідний кола джерела прискорюючої напруги

Параметри величин, їх позначення і розмірність	Значення
Прискорююча напруга, U_a , кВ	60
Вихідний струм, I_a , мА	300
Вихідна потужність P_a , кВт	18
Частота перетворення, f_{in} , кГц	20
Відносні пульсації прискорюючої напруги, $\Delta a/a$, %	< 2,0
Вихідна напруга секції U_c , кВ	500
Індуктивність розсіювання, приведена до вторинної обмотки багатообмоточного трансформатора L_s , мкГн	175
Ємність фільтру секції, C_f , мкФ	0,22
Еквівалентна ємність фільтру, C_{fe} , пФ	1833
Прохідна ємність ізолюючих трансформаторів, C_{it} , нФ	30
Ємність ізоляції кабелю (типу 4КВЭЛ- 110 завдовжки 10м), C_{cab} , пФ	1500
Енергія еквівалентної ємності фільтру, W_{fe} , Дж	3,3
Енергія ємностей ізолюючих трансформаторів, W_{it} , Дж	0,054
Енергія ємності кабелю, W_{cab} , Дж	3,42
Сумарна накопичена енергія, W_{Csum} , Дж	6,774

Аналіз таблиці показує, що при довжині кабелю до 10м енергії, накопичені в ємностях конденсаторів фільтру високовольтного перетворювача і в паразитній ємності високовольтного кабелю приблизно рівні. При більшій довжині кабелю енергія його ємності переважає.

Через незначну енергію ізолюючих трансформаторів (таб.5.1) в рівнянні (5.16) залишаються тільки дві величини, зміна яких дозволяє зменшити повну енергію вихідного кола. Одна з них - енергія кабелю, може бути мінімізована за рахунок скорочення його довжини, а інша - енергія еквівалентної ємності фільтру ВП - за рахунок зниження необхідної ємності фільтру секції, наприклад, шляхом зменшення індуктивності розсіювання обмоток багатомоточного трансформатора. Підставляючи в рівняння (5.8) замість ємності фільтру її вираз з (5.15) отримаємо:

$$W_{fe} = \frac{1}{2} C_f U_c^2 N = \frac{1}{2} L_s \frac{U_c^2 N}{R^2 \delta_a^2}. \quad (5.17)$$

Враховуючи, що індуктивність розсіювання обмоток трансформатора пропорційна квадрату числа їх витків, ця складова енергії ДПН може бути мінімізована, наприклад, шляхом збільшення частоти перетворення, вибором матеріалу магнітопроводу з великим значенням робочої індукції, збільшенням перерізу магнітопроводу або при поєднанні перерахованих способів.

5.5 Узгодження високовольтних напівпровідникових багатофазних систем живлення з потужними електронно-променевими установками.

В електрометалургійних електронно-променевих установках використовуються джерела живлення з одиничною потужністю 0,3-0,6 МВт і більш [31,15]. В подібних установках використовуються високовольтні джерела живлення з динамічним обмеженням струму при короткому замиканні (к.з.) [14, 16, 31]. В цих джерелах, в колах постійного струму, по низьковольтній або високовольтній стороні, яка бере участь в передачі енергії в навантаження, включається індуктивність. При нормальній роботі джерела, без пробойів (к.з.), дросель (індуктивність) не робить впливу на режим роботи гармат, джерело має жорстку вихідну характеристику. При пробойі в

гарматі, індуктивність перешкоджає зростанню струму і формуванню умов для переходу тліючого розряду в дугову стадію [58,29].

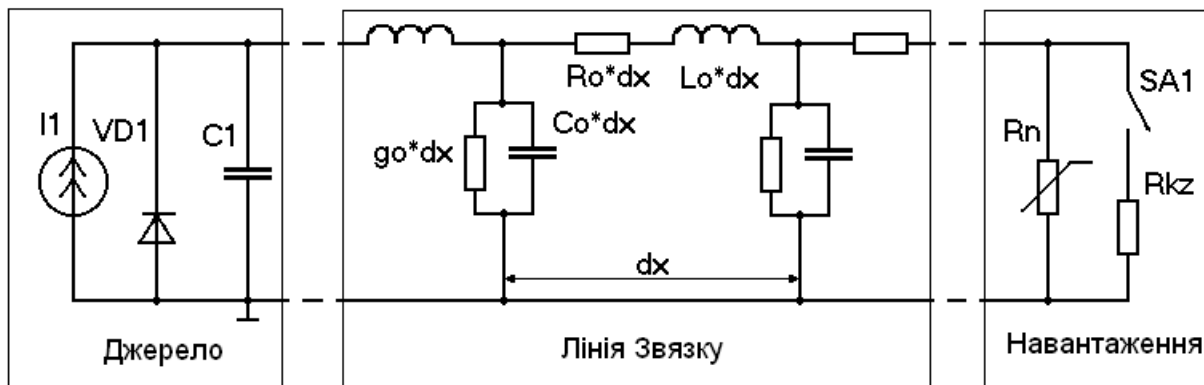


Рис. 5.9 Еквівалентна схема кола живлення електротехнологічної установки

Традиційно, або скажімо так, вимушено через габарити, джерела живлення подібного устаткування розташовуються на деякому видаленні, зазвичай 20-50 метрів, іноді і більш. При прискорюючій напрузі 20-50 кВ енергія, збережена в лінії зв'язку джерела живлення з гарматою, може складати від одиниць до декілька десятків Дж [58]. При пробі, різкій зміні імпедансу навантаження, в системі джерело живлення - лінія зв'язку, що знаходиться під напругою – навантаження, виникає перехідний процес, який може, за певних умов, привести до відмови джерела живлення.

На рис.5.9, приведена еквівалентна схема кола живлення електротехнологічної установки, для дослідження перехідних режимів при пробоях в гарматі. Високовольтне джерело живлення з динамічним обмеженням струму, на рис.5.9, представлено джерелом струму, високовольтний випрямляч врахований діодом VD1, а ємність C1, враховує всі ємності, приведені до вихідних клем джерела живлення. Вважаємо, що в лінії зв'язку, її параметри рівномірно розподілені уздовж довжини, тому, розбивши умовно всю лінію зв'язку на елементарні одиничні ділянки, отримаємо, що елементарна ділянка dx однорідної лінії має індуктивність $L_0 dx$, ємність $C_0 dx$, активний опір $R_0 dx$ і активну провідність $g_0 dx$. Емісійні можливості електронної гарма-

ти з холодним катодом, на основі експериментальних вольтамперних характеристик, апроксимуються виразом [13]:

$$I = 8,6 \cdot 10^{-7} \cdot p^2 \cdot U^{2,5} \quad (5.18)$$

де: I - струм променя (А); p - тиск робочого газу в розрядному проміжку гармати (мТорр); U - напруга (В).

Як видно з (5.18), струм променя залежить від робочого тиску і напруги на електродах гармати. Розділивши обидві частини (5.18) на U , знайдемо характер зміни нелінійного опору R_n , для еквівалентної схеми рис.5.9:

$$R_n = 3,6771 \cdot 10^{13} \cdot U^{-\frac{3}{2}} \cdot p^{-2} \quad (5.19)$$

Пробої в навантаженні враховуються, відображеним на еквівалентній схемі послідовним з'єднанням ключа і резистора.

Розглянемо перехідний процес тільки у момент к.з. в навантаженні, прийнявши ряд допущень. Вважаємо, що при к.з. ЕЛП зашунтована вельми малим резистором і її нелінійні характеристики не роблять помітного впливу на процеси, що відбуваються. Вважаємо, що до пробою, ЕЛП знаходилася в стаціонарному стані, і її можна замінити постійним резистором, величина якого забезпечує номінальне навантаження для джерела живлення. Лінію зв'язку представимо тільки однією ланкою з параметрами $L_0 \cdot l$, $C_0 \cdot l$, $R_0 \cdot l$, що дасть деяку погрішність, яка в основному позначиться тільки на високочастотній складовій перехідного процесу.

Як відомо [158], розрахунок перехідних процесів в колі з розподіленими параметрами можна проводити як при нульових, так і за ненульових початкових умов.

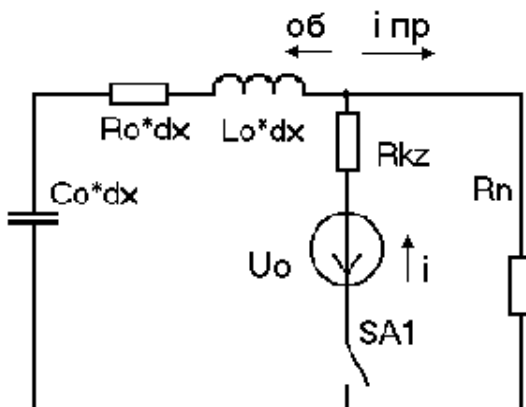


Рис. 5.10 Еквівалентна схема для розрахунку перехідних процесів при к.з. в навантаженні

За нульових початкових умов, аналіз здійснюється простіше, тому, з урахуванням прийнятих допущень, зводимо розрахунок до нульових початкових умов. Суть якого полягає в наступному: якщо між якими-небудь двома точками лінії, в загальному випадку зарядженої, підключається двополюсник, то для знаходження виникаючого перехідного процесу, необхідно визначити напругу між цими точками лінії до підключення двополюсника, після чого розрахувати струми і напруги в схемі із зосередженими параметрами, що включається на цю напругу за нульових початкових умов. Отримані напруги і струми накладаються на відповідні величини попереднього режиму. Для цього, на основі принципу накладення, еквівалентну схему, приведену на рис.5.9, представимо у вигляді рис.5.10.

З еквівалентної схеми виходить, при умові що $R_{kz} = 0$, пряма хвиля струму рівна струму навантаження, а зворотна хвиля струму, у принципі, визначається параметрами лінії. З схеми приведеної на рис.5.10, для одиничної довжини лінії, знайдемо:

$$i_{o\delta} = -\frac{U_0}{L_0 \cdot C_0 \cdot p^2 + C_0 \cdot R_0 \cdot p + 1} C_0 \quad (5.20)$$

Переходячи в (5.20) в тимчасову площину, отримаємо:

$$i_{o\delta}(t) = -2 \frac{U_0}{\sqrt{\frac{4 \cdot L_0 - R_0^2 \cdot C_0}{C_0}}} \cdot e^{\frac{-R_0}{2 \cdot L_0} t} \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{4 \cdot L_0 - R_0^2 \cdot C_0}{L_0^2 \cdot C_0}} \cdot t\right) \quad (5.21)$$

Якщо припустити, що лінія без втрат, то вираз (5.21) придбає вигляд:

$$i_{o\delta} = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} \sin \frac{1}{\sqrt{L_0 \cdot C_0}} t \quad (5.22)$$

Зворотна хвиля струму [158], рухається від місця виникнення к.з., тобто ЕЛП, до джерела живлення, збільшуючи струм у вихідних колах джерела живлення і лінії з'єднання. Тому, струм, на який повинен бути розрахований випрямляч джерела живлення, згідно рис.5.9, може бути визначений з виразу:

$$i = i_{np} - i_{o\delta} = \frac{U_0}{R_n} + 2 \frac{U_0}{\sqrt{\frac{4 \cdot L_0 - R_0^2 \cdot C_0}{C_0}}} \cdot e^{\frac{-R_0}{2 \cdot L_0} t} \cdot \sin\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{4 \cdot L_0 - R_0^2 \cdot C_0}{L_0^2 \cdot C_0}} \cdot t\right) \quad (5.23)$$

З виразів (5.21) і (5.22) витікає, що амплітуда струму зворотної хвилі досягає максимуму в лініях без втрат і рівна напрузі, в точці виникнення к.з., на лінії, діленому на хвильовий опір лінії:

$$i_{об\max} = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{L_0}{C_0}}} = \frac{U_0}{Z_\epsilon} \quad (5.24)$$

де Z_ϵ - хвильовий опір лінії.

Гармонійна складова виникаючих коливань (5.21, 5.22), при прийнятих допущеннях, визначається параметрами лінії, накладеними на експоненціальну складову загасання, викликаного перехідного процесу, за умови, що лінія має втрати. Чим вище втрати і менше погонна індуктивність, тим швидше загасають коливання.

З'єднання джерела живлення з електронно-променевою установкою, звичайно здійснюється одним з трьох варіантів: коаксіальним кабелем; двохпровідниковою лінією (як повітряної, так і поміщеної в металевий короб, приєднаний до нульового потенціалу) або окремим дротом у високовольтній ізоляції, розташованим на деякій висоті над провідною металевою конструкцією, потенціал якої рівний потенціалу землі.

Для знаходження амплітуди зворотної хвилі, як слідує з (5.24), необхідно окрім напруги на лінії, знати хвильовий опір лінії. Для знаходження хвильового опору, який в основному залежить від розмірів лінії і виду діелектрика між провідниками лінії, визначимо погонні ємності і індуктивності для вказаних вище підключень. Для простоти вважаємо, що всі ці лінії поміщені у вакуум.

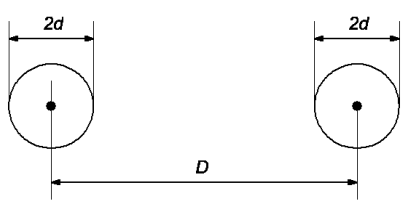
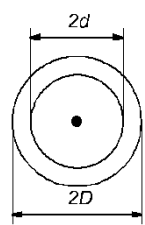
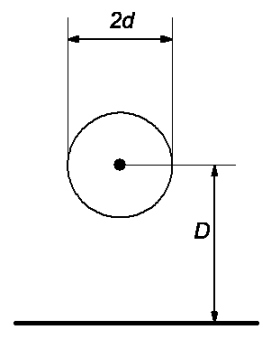
Запишемо наближені значення погонних ємностей та індуктивностей, таблиця 5.2, для цих з'єднань, скориставшись довідковою літературою [158, 159, 160, 161].

Порівняємо перехідні процеси при з'єднанні джерела з гарматою кабелем типу ЗКВЭЛ- 60 з розподіленими параметрами $R_{0к} = 0.015[Ом/м]$, $L_{0к} = 0.42 \cdot 10^{-6}[Гн/м]$, $C_{0к} = 150 \cdot 10^{-12}[Ф/м]$ і за допомогою двопровідної лінії підвішеної на тарілчастих ізоляторах, з розподіленими параметрами $R_{0л} = 0.015[Ом/м]$, $L_{0л} = 1.2 \cdot 10^{-6}[Гн/м]$, $C_{0л} = 14 \cdot 10^{-12}[Ф/м]$. Для визначеності вважаємо, що лінія з'єднання джерела жив-

лення з ЕЛП має довжину 10м, напругу на лінії $U=30\text{кВ}$. Використовуємо вираз (5.23), нехтуючи гармонійною складовою.

Таблиця 5.2

Наближені значення погонних ємностей і індуктивностей для ймовірних ліній з'єднання високовольтних джерел електроживлення з навантаженням

	Схема лінії з'єднання	Умови	Значення погонної ємності C_0	Значення погонної індуктивності L_0
1	Двохпровідникова лінія 	$D \gg d$	$C_0 = \frac{\pi \cdot \varepsilon_a}{\ln \frac{D}{d}}$	$L_0 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{D}{d}$
2	Коаксіальна лінія 		$C_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{D}{d}}$	$L_0 = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \ln \frac{D}{d}$
3	Однопровідникова лінія 	$\frac{2 \cdot D}{d} \gg 3$	$C_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon_0}{\ln \frac{2 \cdot D}{d}}$	$L_0 = \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \ln \frac{2 \cdot D}{d}$

Де $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} [\Phi / \text{м}]$, $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} [\text{Гн} / \text{м}]$ - електрична і магнітна постійна відповідно.

З аналізу кривих рис.5.11 виходить, що при використанні кабелю, амплітуда зворотної хвилі струму максимальна при мінімальній тривалості перехідного процесу. Розглянемо приклад, джерело високої напруги складається з високочастотного інвертора, трансформатора, що підвищує, і високовольного випрямляча, виконаного за мостовою схемою без використання ємностей, що фільтрують, містить в кожному плечі по 45 діодів із зворотною напругою в 1 кВ і прямим падінням 1,5 В. При глухому короткому замиканні в навантаженні уся енергія, запасена в лінії з'єднання, виділиться на випрямних діодах.

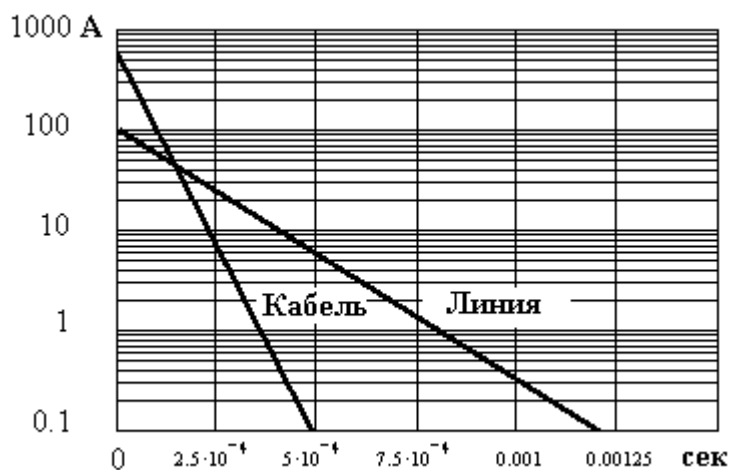


Рис.5.11 Струм у вихідних колах джерела живлення при к.з. у навантаженні

Для з'єднання виконаного кабелем це складе близько 20 кВт за 0,5 мсек, а для двопровідної лінії, трохи більше 8 кВт за 1,2 мсек. У перерахунку на один діод, миттєва потужність розсіювана діодом складе, при з'єднанні кабелем - 900 Вт, при з'єднанні двопровідною лінією - 150 Вт. Отже, при з'єднанні кабелем, з параметрами вказаними вище, складно забезпечити, безаварійну роботу випрямляча без вживання додаткових заходів. При підключенні джерела до навантаження за допомогою двопровідної лінії, можлива безаварійна робота випрямляча, якщо використовувати більшу відстань між дротами в двопровідній лінії, для збільшення хвильового опору.

5.6 Використання імітаційних моделей для аналізу перехідних процесів у колах напівпровідникових високовольтних систем електроживлення.

Моделювання перехідних процесів в електричній схемі, приведений на рис.5.12, проводилося за допомогою програми PSpice, що входить в пакет OrCAD. Лінія, що з'єднує джерело живлення з гарматою, була представлена у вигляді схеми заміщення з декількох (N) Г-образних ланок. Необхідна кількість ланок, для отримання достовірних результатів при моделюванні, визначимо із смуги пропускання схеми заміщення. Запишемо напругу на виході однієї з ланок схеми заміщення, нехтуючи провідність:

$$U_2 = U_1 \frac{\frac{1}{p \cdot C_0 \cdot l}}{p \cdot L_0 \cdot l + R_0 \cdot l + \frac{1}{p \cdot C_0 \cdot l}} \quad (5.25)$$

Тоді передавальну функцію ланки можна представити у вигляді:

$$W_1(p) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{p^2 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot l^2 + p \cdot R_0 \cdot C_0 \cdot l^2 + 1} = \frac{1}{p^2 \cdot T^2 + 2 \cdot k \cdot T + 1} \quad (5.26)$$

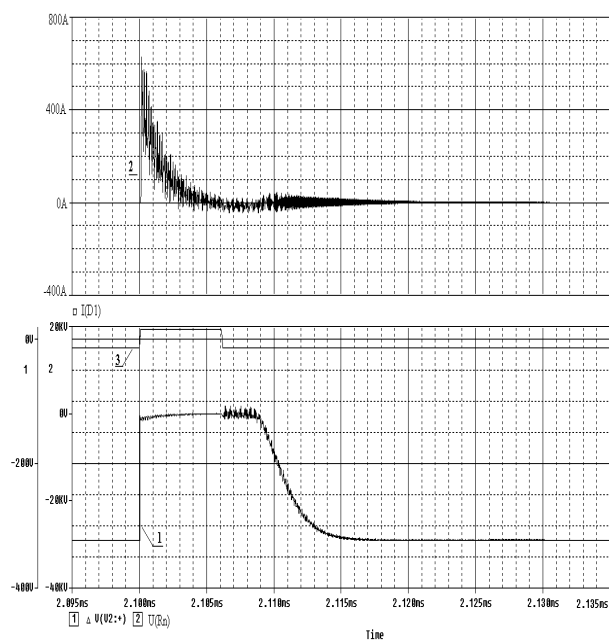
$$\text{Де: } T = l \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}; \quad k = R_0 \cdot l / 2 \cdot \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}.$$

Оскільки схема заміщення представлена послідовним з'єднанням N однотипних Г-образних ланок, то загальна передавальна функція схеми заміщення матиме вигляд:

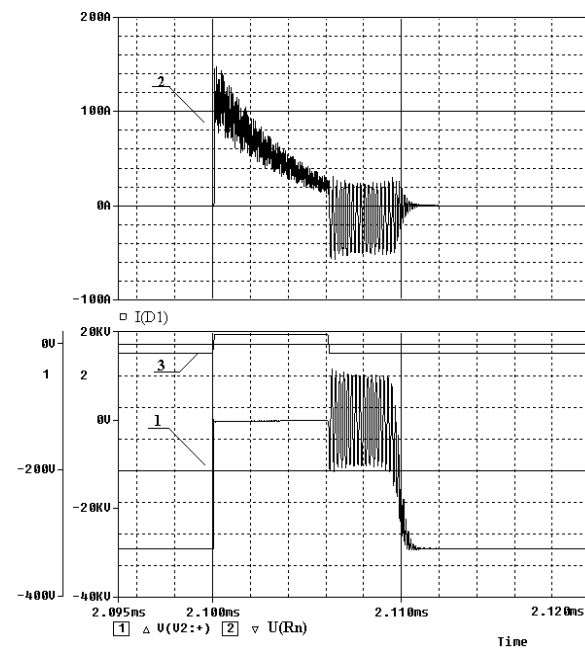
$$W(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot \dots \cdot W_N(p) = \left(\frac{1}{p^2 \cdot T(N)^2 + 2 \cdot k(N) \cdot T(N) + 1} \right)^N \quad (5.27)$$

$$\text{де постійна часу ланки} \quad T(N) = \frac{l}{N} \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0}, \quad (5.28)$$

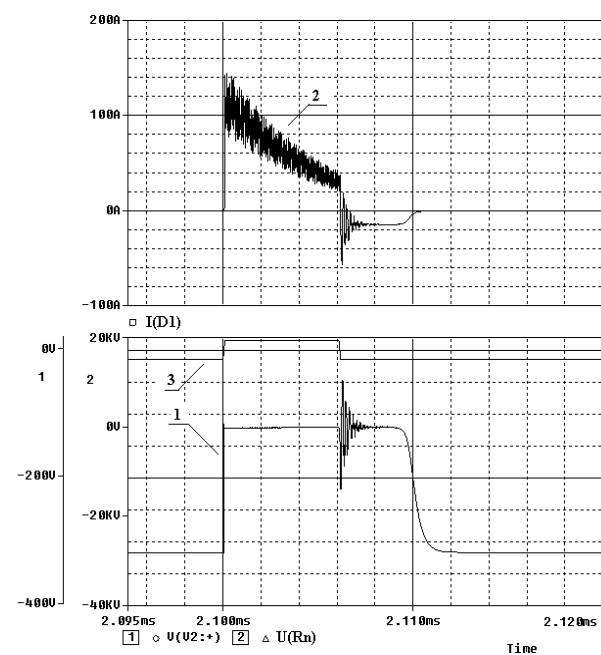
$$\text{коефіцієнт загасання ланки} \quad k(N) = \frac{R_0 \cdot l}{2 \cdot N \cdot \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}}.$$



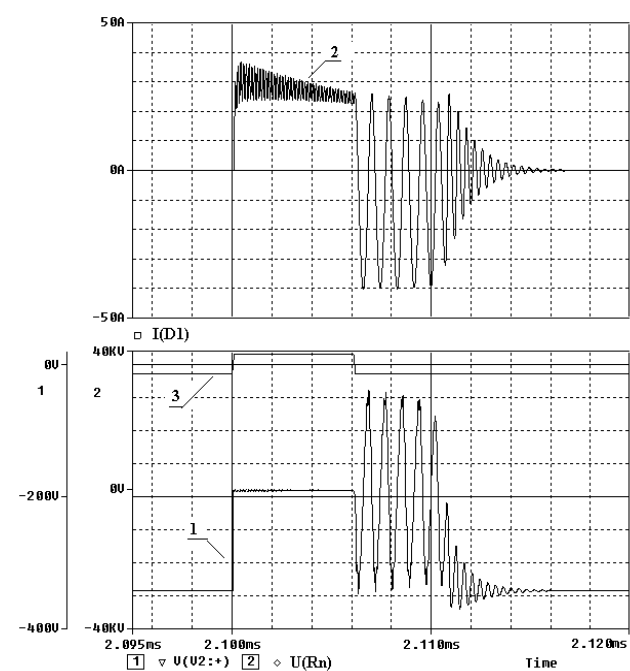
а



б



в



г

Рис. 5.12 Результати моделювання перехідних процесів при к.з. в колі навантаження при з'єднанні джерела з навантаженням за допомогою кабелю

Виходячи з постійної часу ланки (5.28), визначимо необхідну кількість ланок, яку потрібно врахувати в еквівалентній схемі заміщення лінії, для того, щоб досліджувати процеси в лінії з'єднання в смузі частот f . З (5.28) одержуємо:

$$2 \cdot \pi \cdot f = \frac{1}{T(N)}, \text{ звідки } N = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot l \cdot \sqrt{L_0 \cdot C_0} \quad (5.29)$$

З (5.29) слідує: для того, щоб досліджувати перехідний процес в даних прикладах, в смузі частот втричі перевищуючої частоту власних коливань ліній з'єднання, достатньо враховувати в схемі заміщення (рис.5.9), чотири ланки.

Результати моделювання перехідних процесів, при короткому замиканні в навантаженні, приведені на рис.5.12. Де позначено: крива 1- напруга на виході лінії з'єднання, тобто, напруга на навантаженні; крива 2- струм через діод, тобто, зворотна хвиля струму через випрямні діоди джерела живлення; крива 3- час, протягом якого ключ SA1 замкнутий (рис.5.9). На рис.5.12а – результати моделювання при з'єднанні джерела з навантаженням за допомогою кабелю, причому навантаження відповідає вольтамперній характеристиці гармати (5.9). На рис.5.12б – результати моделювання при з'єднанні джерела з навантаженням двохпровідною лінією, з навантаженням вигляду (5.9). На рис.5.12в – результати моделювання при з'єднанні джерела з навантаженням двохпровідною лінією, причому навантаження представлено постійним резистором, величина якого відповідає струму в номінальному режимі. На рис.5.12г – результати моделювання, аналогічні представленим на рис.5.12б, але з додатковою індуктивністю (100 мкГн), включеною послідовно з джерелом високої напруги.

З аналізу кривих, приведених на рис.5.12 слідує:

- Під час пробою, стрибкоподібно знижується напруга на навантаженні і в лінії з втратами, яка з'єднує джерело живлення з навантаженням, виникає затухаючий перехідний процес, амплітуда і частота якого визначаються виразом (5.14).
- Під час пробою, амплітуда струму через випрямні діоди, збільшується на амплітуду зворотної хвилі струму лінії. Амплітуда струму максимальна при з'єднанні кабелем (рис.5.12а, рис.5.12б).
- Найшвидше загасання перехідного процесу спостерігається при з'єднанні кабелем, оскільки L_0 кабельної лінії менше ніж при інших з'єднаннях.
- Якщо за час пробою, вся енергія лінії з'єднання розсіялася, то відновлення ви-

сокої напруги на навантаженні відбувається без істотного коливального процесу (рис.5.12а).

- Якщо за час пробою, вся енергія лінії з'єднання повністю не розсіялася, то відновлення високої напруги на навантаженні, яке представлене у вигляді постійного резистора, відбувається без істотного коливального процесу (рис.5.12в).
- При обліку ВАХ навантаження, вигляду (5.19), якщо енергія, запасена в лінії за час пробою, повністю не розсіялася, в перебігу часу відновлення діодів виникають істотні коливання, причому, амплітуда коливань напруги може досягати декількох десятків кВ.
- Якщо енергія в лінії повністю не розсіялася за час пробою, то підйом вихідної напруги після закінчення пробою відбувається істотно швидше.

Найпростішим засобом обмеження зворотної хвилі струму при пробоях є введення високовольтного дроселя (зашунтованого зворотним діодом або просто резистором) між виходом високовольтного випрямляча і технологічною установкою. Цей засіб захисту може бути ефективним і при короткочасних пробоях, що самовідновлюються, коли електричний розряд нестійкий і час його деіонізації не перевищує декількох мікросекунд. При цьому, залежно від величини індуктивності дроселя, можуть виникнути проблеми з пошуком ефективної конструкції самого дроселя, оскільки при пробойі, до нього прикладається вся напруга джерела живлення. Величина індуктивності високовольтного дроселя напряму залежить від приведеної ємності до вихідних клем джерела живлення і допустимої величини зворотної хвилі струму, яку можуть пропустити випрямні діоди джерела живлення. Оскільки високовольтний дросель і ємність, приведену до вихідних клем джерела, можна розглядати як якийсь відрізок лінії, до якого застосовані отримані раніше вирази (5.21, 5.22, 5.23).

На рис.5.13 приведена залежність необхідної індуктивності високовольтного дроселя від приведеної ємності до вихідних клем джерела живлення, для досягнення розрахункового хвильового опору, щоб обмежити на необхідному рівні амплітуду зворотної хвилі струму, що проходить через випрямні діоди.

З проведеного аналізу можна зробити наступні висновки. Якнайгірший випадок для джерела живлення виникає при іскрінні і пробоях, при яких запасена енергія в лінії повністю не розсіюється за час існування пробою. При аналізі перехідних процесів в системі джерело живлення - лінія з'єднання - навантаження, необхідно враховувати ВАХ навантаження і реальні параметри діодів. Введення індуктивності послідовно з виходом високовольтного джерела живлення істотно обмежує амплітуду зворотної хвилі струму і може служити інструментом захисту високовольтного джерела живлення від пробойів, при мінімізації ємності приведеної до вихідних клем джерела живлення.

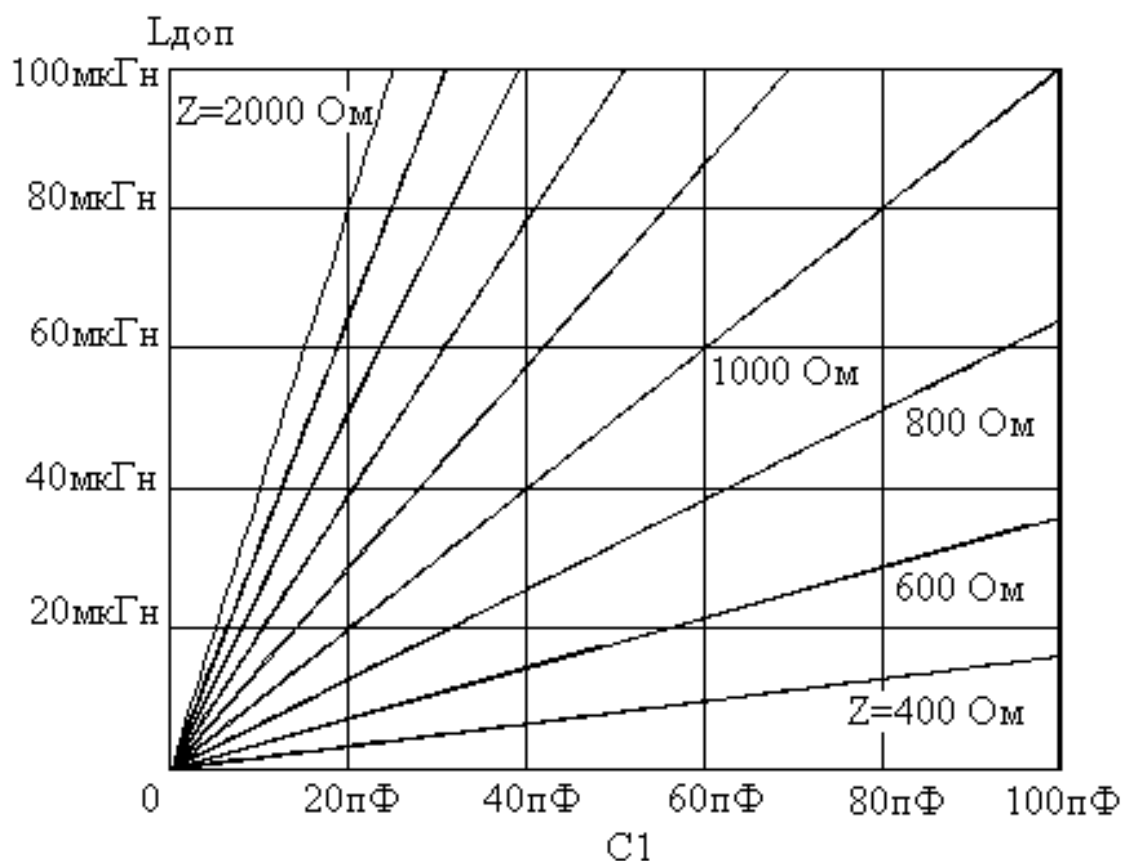


Рис. 5.13 Необхідна додаткова індуктивності високовольтного дроселя в залежності від приведеної до вихідних клем джерела живлення ємності, для досягнення розрахункового хвильового опору

5.7 Особливості підвищення електромагнітних і теплових характеристик потужних високочастотних трансформаторів.

В сучасному устаткуванні для електротехнологій застосовують високочастотні силові перетворювачі з імпульсною модуляцією і виходом на постійному струмі потужністю в сотні кіловат з низьковольтним або високовольтним виходом. При значних рівнях потужності їх часто виконують у вигляді групи однотипних високочастотних перетворювачів меншої потужності з вихідними пристроями, які містять феромагнітні системи (ФМС) - енергоємні багатообмотувальні дроселі і трансформатори з вхідними напругами в межах 500...600В і рівнем прохідної потужності в десятки кіловольт-ампер [14, 150].

Промисловість випускає різні типи феромагнітних сердечників, які складають основу феромагнітних систем, відрізняючихся геометричною формою (Е-, М-, U-типа і ін.) і розмірами. При проектуванні рядів сердечників найбільше розповсюдження отримав метод геометричної подібності [102], в основі якого лежить принцип відповідності електромагнітних систем [166]. Відповідно до нього ряди певного типу сердечників мають однакову геометричну форму і підкоряються закону однонаправленого зростання, коли більшому значенню потужності відповідають великі абсолютні розміри. При цьому відносні розміри визначені і незмінні в межах уніфікованого ряду. Співвідношення об'ємів активних матеріалів магнітопроводу і котушки і їх площ охолодження, які в значній мірі визначають співвідношення втрат потужності і перегрів елементів трансформаторів також при цьому відомі наперед. Такі закономірності властиві будь-якому сімейству різновисоких трансформаторів на магнітопроводах одного і того ж стандартного ряду незалежно від типу конструкції, броньова, стрижньова або тороїдальна. Теоретичними і експериментальними дослідженнями встановлено взаємозв'язок між техніко-економічними показниками трансформатора і геометрією його осердя. У технічній літературі описані модифікації трансформаторів великої потужності з використанням сердечників стрижневого і кільцевого типу [162, 163]. Питання оптимального проектування ТРМ не є новими, але залишаються актуальними [157, 164, 165].

Перегрів є одним з найважливіших параметрів потужних трансформаторів, показуючи, наскільки відрізняється температура їх вузлів від температури навколишнього середовища. Не менш важливим є індуктивності розсіяння обмоток, яка обмежує прохідну потужність трансформатора і впливає на рівень реактивної потужності перетворювача. При розробці конструкцій високочастотних трансформаторів часто доводиться шукати оптимальні поєднання робочої частоти, індуктивності розсіяння і перегріву.

Одним з найпростіших прийомів зменшення індуктивності розсіяння трансформатора без зміни взаємного розташування його обмоток є зменшення числа витків первинної обмотки, наприклад, за рахунок збільшення перетину магнітопроводу. Розглянемо методи створення сімейства різновисоких ФМС однакової потужності на магнітопроводах складених із стандартних сердечників. При цьому для визначеності і спрощення викладу розглядатимемо двообмотувальний трансформатор стрижньової конструкції з рівними числами витків обох обмоток. Складаємо віртуальне сімейство різновисоких сердечників. З цього сімейства сердечників складаємо інше віртуальне сімейство складових магнітопроводів, кожний з яких складаємо з набору певного числа сердечників рівної висоти. Складаємо рівняння що описують електромагнітні параметри трансформаторів, і перетворюємо їх до виду явної залежності від геометричних величин магнітопроводів і числа сердечників в наборі. З цього сімейства вибираємо базовий магнітопровід на одному сердечнику з найбільшою висотою. З урахуванням подібності процесів, як на входах, так і на виході сімейства трансформаторів кожен з його електромагнітних величин представляємо приведеним рівнянням. Проводячи порівняльну оцінку отриманих приведених параметрів, вибираємо якнайкращі їх поєднання.

Відповідно до теорії пропорційності електромагнітних систем, крім ряду фігур сердечників деякої геометричної форми з довільними розмірами, існує інше різноманіття сердечників тієї ж форми, але з оптимальною геометрією, розміри якої відповідають найбільш ефективному використанню активних матеріалів трансформатора [166]. Зі стандартних осердь однакової форми і однакових розмірів можна скласти ряд магнітопроводів інших розмірів. Іншими словами, якщо здійснити аф-

фінне перетворення геометрії трансформатора незмінній потужності, змінюючи його розміри з неоднаковими масштабами, наприклад, шляхом стиснення вздовж однієї або двох осей, і розтягування уздовж решти осей, можна отримати оптимальний трансформатор з найкращою геометрією.

Процедуру оптимізації розглянемо на прикладі трансформатора стрижневий конструкції, на сердечниках рис.5.16, де позначені лінійні розміри осердя (ширина a_c і товщина b_c стрижня, а також ширина c_c і висота h_c вікна) і габаритні розміри магнітопроводу (довжина L_{gc} , висота H_{gc} і товщина B_{gd}), складеного з n_c комплектів осердь (КС) U-образного типу [167].

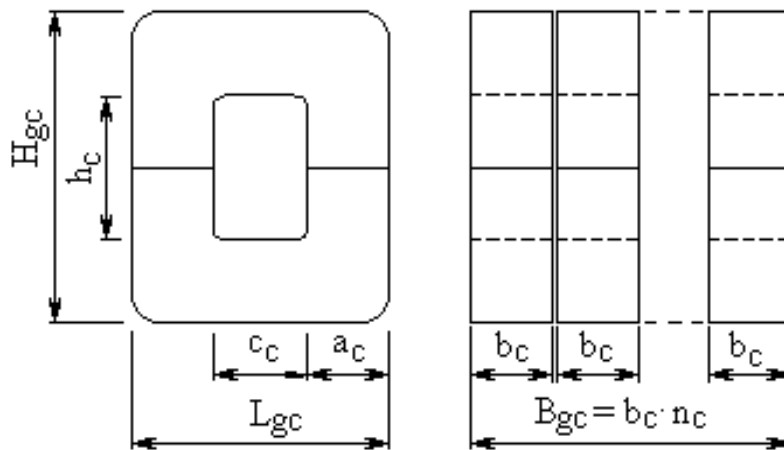


Рис. 5.16. Розміри комплектів осердь магнітопроводу стрижневої конструкції

Нехай в нашому розпорядженні є силовий трансформатор на одиничному комплекті осердь (ТЕС) з вихідною потужністю P_o . У його магнітопроводі використаний КС з фериту, показаний на рис.5.16 з розмірами, наведеними в першому рядку таб.5.3. Початковий крок процедури полягає в формуванні ряду сердечників. Нехай він містить КС одного типу, які відрізняються, наприклад, габаритною висотою [167, 168]. У таб.5.3 вони згруповані в ряд КС по габаритній висоті H_{gc} , ранжованій змінній ν у вигляді послідовності натуральних чисел від 1 до 7. Зі зменшенням ν лінійні розміри осердя змінюються від одного КС до іншого з нерівними приростами, причому лінійному збільшенню ν відповідає значне зменшення висоти H_{gc} , і, в порівнянні з нею, незначні коливання довжини L_{gc} і товщини b_c .

Таблиця 5.3.

Результати розрахунків геометричних розмірів комплектів осердь

№ КС	Позначення КС *	Шири- на стриж- ня, см	Тов- щина стерж- ня, см	Шири- на вік- на, см	Висо- та ві- кна, см	Пере- тин стриж- ня, см ²	Дов- жина МСЛ**, см	Об- єм, КС см ³	Вага, КС кг
ν		a_c	b_c	c_c	h_c	A_c	l_c	V_c	M_c
1	UU120\310\20	3	2	5.9	25	6.0	71.4	428.6	2.110
2	UU120\160\20	3	2	5.9	10	6.0	41.4	248.6	1.240
3	UU93\152\16	2.8	1.6	3.5	9.6	4.5	35.5	159.0	0.800
4	UU80\150\30	2.0	3	3.9	11	6.0	36.3	217.7	1.095
5	UU79\129\31	2.2	3.15	3.4	8.5	6.93	30.9	214.2	1.080
6	UU100\114\25	2.54	2.54	5.8	6.34	6.45	30.8	190	1.000
7	UI93\104\16	2.8	1.6	3.5	4.0	4.50	25.8	115	0.600

* в позначеннях КС габаритні розміри L_{gc} , H_{gc} та b_c вказані в міліметрах;

**МСЛ - середня довжина магнітної силової лінії осердя.

При розрахунках використовуємо відоме рівняння електромагнітної потужності P_o , переданої в навантаження однофазним, двообмотковим трансформатором, який при однаковій кількості витків обмоток однакового перетину і біполярної формі імпульсів вхідної напруги, можна представити в наступному вигляді [162]:

$$P_o = K_{ct} (B_m f_{in} j_{Cu}) \cdot (A_c A_w) \quad (5.30)$$

де K_{ct} - коефіцієнт, що характеризує схему імпульсного перетворювача (для двотактної схеми $K_{ct} = 1$; для одноктактної - $K_{ct} = 0,71$; для одноктактної, обратногоходового - $K_{ct} = 0,62$); B_m - робоча індукція в осерді, Тл; f_{in} - частота перетворення, Гц; j_{Cu} - середня щільність струму в провідниках обмоток, А/мм²; A_c , A_w - площа перерізу стержня і площа вікна осердя, мм²;

$$B_m = \frac{U_1}{4k_U f_{in} w_1 A_C} \quad (5.31)$$

де U_1 - напруга, прикладена до первинної обмотки, B ; k_U - коефіцієнт форми напруги (при прямокутній формі $k_U = 1$); w_1 - число витків первинної обмотки.

При оптимізації геометрії трансформатора з розподіленим магнітопроводом (ТРМ), однією з основних величин є добуток площ Π_A . У осердя добуток площ Π_{Ac} дорівнює площі перетину його стержня A_C помноженої на площу його вікна A_w і для ряду осердь виражено рівнянням з ранжованій змінній v :

$$\Pi_{Acv} = A_{cv} A_{wv}. \quad (5.32)$$

Осердя найбільшої висоти з номером $v=1$ виберемо в якості базового осердя (БС). Відношення добутків площ сердечників різної висоти, наприклад БС і будь-якого КС з ряду таб.5.3, позначимо через масштабний коефіцієнт k_c :

$$k_{cv} = \frac{\Pi_{Ac1}}{\Pi_{Acv}} = \frac{A_{c1} A_{w1}}{A_{cv} A_{wv}} \quad (5.33)$$

Потім, на основі обраного ряду осердь таб.5.3, створимо ряд фіктивних ТРМ однаковою вихідною потужністю. Магнітопроводи трансформаторів цього ряду будуть відрізнятися між собою габаритною висотою H_{gm} і числом КС n_c . Припустимо, що число варіантів ТРМ дорівнює числу типорозмірів осердь з таб.5.3 і визначається тією ж ранжируваною змінною v . В цьому випадку у кожного ТРМ цього ряду твір площ магнітопроводу Π_{Ad} буде дорівнювати добутку площ осердя Π_{Ac} і числу комплектів таких осердь в магнітопроводі n_c

$$\Pi_{Adv} = \Pi_{Acv} n_{cv} = \Pi_{Acv} n_{cv} A_{wv}. \quad (5.34)$$

Порівняємо трансформатори цього ряду. Перший трансформатор - ТЕС - має магнітопровід на одному базовому комплекті сердечників ($n_c = 1$) і має найбільшу габаритну висоту ($v=1$). Відношення потужностей ТРМ і ТЕС відповідно до рівнянь (5.30) і (5.32) отримаємо в вигляді

$$\frac{P_{ov}}{P_{o1}} = \frac{K_{stv} B_{mv} f_{inv} j_{Cu v}}{K_{st1} B_{m1} f_{in1} j_{Cu1}} \cdot \frac{\Pi_{Adv}}{\Pi_{Ac1}}. \quad (5.35)$$

Припустимо також, що:

- 1) всі ТРМ - двохобмотувальні й мають рівні числа витків обмоток, розташованих на обох стержнях магнітопроводу;
- 2) всі ТРМ працюють з однією схемою імпульсного перетворювача ($K_{ctv} = K_{ct1} = K_{ct}$) на одній і тій же частоті ($f_{inv} = f_{in1} = f_{in}$);
- 3) електромагнітні навантаження ТРМ - однакові ($B_{mv} = B_{m1} = B_m$, $j_{Cu v} = j_{Cu1} = j_{Cu}$) ; 4) коефіцієнти заповнення вікна міддю обмоток $K_{w1} = K_{wv} = K_w$ рівні між собою. Тоді рівняння (5.35) спроститься

$$\frac{P_{ov}}{P_{o1}} = \frac{\Pi_{Adv}}{\Pi_{Ac1}}. \quad (5.36)$$

Підставляючи в (5.36) вираз (5.34) з урахуванням (5.33) отримаємо:

$$\frac{P_{ov}}{P_{o1}} = \frac{\Pi_{Acv} n_{cv}}{\Pi_{Ac1} k_{cv}} = \frac{n_{cv}}{k_{cv}}. \quad (5.37)$$

Вираз (5.37) пов'язує потужності ТРМ і ТЕС з добутками площ КС і їх числом в магнітопроводі n_c . Його можна розглядати як геометричний критерій порівняння потужностей ТРМ. При відомих значеннях коефіцієнта k_c і добутків площ ТРМ і ТЕС (або їх потужностей P_{ov}, P_{o1}) з (5.37) можна визначити оптимальну кількість КС в ТРМ

$$n_{cv} = \frac{P_{ov}}{P_{o1}} k_{cv} = \frac{\Pi_{Adv}}{\Pi_{Ac1}} k_{cv}. \quad (5.38)$$

Коли потужності ТЕС і ТРМ рівні ($P_{o1} = P_{ov}$), тоді з (5.38) випливає, що $n_c = k_c$. Однак, коефіцієнт k_c в рівнянні (5.33) часто виходить у вигляді дробного числа, так як добутки площ двох трансформаторів не діляться націло, без залишку. Реальна кількість комплектів сердечників в ТРМ може бути тільки цілим числом. Рішенням може бути підбір реального числа КС n_d найбільш близьким до розрахункового значення коефіцієнта k_c , наприклад, шляхом округлення k_c до найближчого цілого чис-

ла n_d . Однак, через те що $n_d > k_c$, з'явиться відносна похибка числа КС δ_n , яка буде дорівнювати відносної похибки добутоків площ ТРМ і ТЕС і відносної похибки їх потужностей:

$$\delta_{nv} = \frac{n_{dv} - k_{cv}}{k_{cv}} = \frac{\Pi_{Adv} - \Pi_{Ad1}}{\Pi_{Adv}} = \frac{P_{\max v} - P_{o1}}{P_{ov}}. \quad (5.39)$$

Відзначимо, що якщо $n_d > k_c$, то $\delta_n > 0$, тобто відносна похибка δ_n завжди буде позитивною величиною, добуток площ ТРМ будуть дещо більше, ніж у базового трансформатора, внаслідок чого максимальна потужність ТРМ $P_{\max}$ може бути відповідно більше ($P_{\max} > P_{ov}$). В іншому випадку, коли $n_d < k_c$, потужність ТРМ виявляється менше потужності ТЕС ($P_{ov} < P_{o1}$), що суперечить базовим вимогам рівності потужностей всіх ТРМ в ряду.

Розрахунок геометричних величин ряду ТРМ. Геометричний обсяг магнітопроводу V_d дорівнює добутку геометричного об'єму КС V_c і числа КС n_d :

$$V_{dv} = V_{cv} n_{dv} = A_{cv} n_{dv} l_{cv} = a_{cv} b_{cv} n_{dv} l_{cv} \quad (5.40)$$

Якщо на кожному стрижні стрижневого трансформатора розташована пара обмоток з рівними числами витків і вікно для обмотки одного стержня ділиться між ними навпіл, тоді геометричний обсяг обмоток обох стрижнів V_w дорівнює добутку площі вікна осердя A_w і середньої довжини витка l_w одного стержня ТРМ

$$V_{wdv} = A_{wv} l_{wv} = c_{cv} h_{cv} \cdot [2(a_{cv} + b_{cv} n_{dv}) + \pi \cdot c_{cv}]. \quad (5.41)$$

Розраховані за наведеними виразами абсолютні геометричні величини магнітопроводів і обмоток ряду ТРМ, показані в таб. 5.4.

При аналізі зручніше порівнювати величини, представляючи їх у відносному, тобто безрозмірному вигляді. З цією метою пронорміруємо дані таб.5.4, шляхом ділення однойменних величин ТРМ (рядки з номером ν) і ТЕС (рядок з номером $\nu=1$). Використовуючи величини базового ТЕС в якості нормуючих, отримаємо можливість оцінки зміни величин ТРМ з різним числом осердь в порівнянні з трансформатором на одному осерді.

Таблиця 5.4.

Результати розрахунку геометричних величин ряду трансформаторів з розподіленим магнітопроводом

ν	Тип КС $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus b_c$	n_d	A_d , cm^2	l_c , cm	V_d , cm^3	A_{wd} , cm^2	l_{wd} , cm	V_{wd} , cm^3
1	UU120\310\20	1	6.0	71.4	428.6	14.7	28.5	4209
2	UU120\160\20	3	18.0	41.4	745.8	59	36.5	2155.6
3	UU93\152\16	6	27.0	35.5	954	33.6	35.8	1202.7
4	UU80\150\30	4	24.0	36.3	870.8	42.9	40.3	1726.8
5	UU79\129\31	5	34.7	30.9	1071	28.9	46.6	1346.2
6	UU100\114\25	4	25.8	30.8	760	36.8	43.6	1604
7	UI93\104\16	12	54.0	25.8	1495	16.1	58.2	936.8

Позначення відносної величини доповнимо знаком "штрих". Наприклад, вираз для відносних об'ємів магнітопроводів ТРМ в відсотках V'_{wd} отримаємо у вигляді

$$V'_{wd\nu} = \frac{V_{d\nu}}{V_{d1}} \cdot 100 \cdot [\%]. \quad (5.42)$$

Значення, отриманих таким чином відносних геометричних величин ряду ТРМ, представлені в таб.5.5. Тут габаритні розміри розподіленого магнітопроводу (РМ) - довжина L_{gc} і висота H_{gc} - визначаються відповідними розмірами комплексу осердь (з другої колонки таб.5.3), а товщина магнітопроводу $B_{gd} = b_c \cdot n_d$ дорівнює добутку товщини осердя b_c і числа КС n_d .

Порівняння рядків другий колонки таб.5.5 дає уявлення про зміну геометрії базового осердя ($\nu = 1$) і РМ ($\nu > 1$). Тут також видно, що зі збільшенням висоти магнітопроводу H_{gd} , що визначається висотою КС H_{gc} , середня довжина МСЛ $l_d = l_c$ знижується, товщина магнітопроводу B_{gc} , його площа перетину A_d і об'єм V_d - збільшу-

ються. При цьому, незважаючи на збільшення середньої довжини витка l_{wd} , об'єм обмоток V_{wd} зменшується.

Таблиця 5.5.

Результати розрахунку відносних геометричних величин ряду трансформаторів з розподіленим магнітопроводом

ν	Тип $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus B_{gd}$	n_d	$A'_d, \%$	$l'_d, \%$	$V'_d, \%$	$A'_{wd}, \%$	$l'_{wd}, \%$	$V'_{wd}, \%$
1	UU120\310\20	1	100	100	100	100	100	100
2	UU120\160\60	3	300	58	174	40	128	51.2
3	UU93\152\96	6	450	49.7	226.6	22.8	125.4	28.6
4	UU80\150\120	4	400	50.8	203.2	29.1	141.1	41
5	UU79\129\155	5	577.7	43.3	249.9	19.6	163.2	32
6	UU100\114\100	4	430	43.1	177.3	24.9	152.9	38.1
7	UI93\104\192	12	975	36.1	348.8	10.9	203.9	22.3

Визначення маси активних матеріалів. Маса розподіленого магнітопроводу M_{dv} дорівнює добутку маси осердя M_{cv} і числа осердь в пакеті n_{dv} ; маса провідникового матеріалу обмоток обох стрижнів M_{wv} , наприклад, з міді, дорівнює добутку об'єму обмотки V_{wdv} , коефіцієнта заповнення вікна магнітопроводу міддю обмоток k_{Cuv} і щільності міді g_{Cu} ($g_{Cu} = 8,93 \cdot 10^3 \text{ kg/m}^3$ при температурі 20°C), а маса ТРМ M_{tv} дорівнює сумі мас магнітопроводу M_{dv} та його обмоток M_{wv} :

$$M_{tdv} = M_{dv} + M_{wv} = M_{cv} n_{dv} + V_{wdv} k_{Cuv} g_{Cu} \quad (5.43)$$

Відносну масу ТРМ M'_{td} знайдемо як частку від ділення маси ТРМ M_{tdv} і маси ТЕС M_{td1}

$$M'_{tdv} = \frac{M_{tdv}}{M_{td1}} = \frac{M_{cv} n_{dv} + V_{wdv} k_{Cuv} g_{Cu}}{M_{c1} + V_{wd1} k_{Cu1} g_{Cu}}. \quad (5.44)$$

Коефіцієнт заповнення вікна магнітопровода міддю обмоток k_{Cu_v} . Коефіцієнт заповнення вікна k_{Cu_v} , що входить в рівняння (5.44), характеризує ефективність використання геометричного об'єму обмоток провідниковим матеріалом. У нашому випадку, при прийнятому вище рівності чисел витків первинної і вторинної обмоток, він визначається за формулою

$$k_{Cu_v} = \frac{A_{Cu_v}}{A_{wd_v}} = 2 \frac{w_{1v} \cdot S_{Cu1}}{A_{wd_v}} \quad (5.45)$$

де: S_{Cu1} - перетин по міді провідника витка обмотки, $мм^2$ (для багатожильного дроти типу літцендрат - сумарний перетин по міді всіх жив); w_1 - число витків первинної обмотки. Відносний коефіцієнт заповнення вікна

$$k'_{Cu_v} = \frac{k_{Cu_v}}{k_{Cu1}} = \frac{w_{1v}}{w_{11}} \frac{A_{wd1}}{A_{wd_v}} = \frac{w'_{1v}}{A'_{wd_v}}. \quad (5.46)$$

Якщо число витків первинної обмотки трансформатора визначається рівнянням Фарадея (5.31), то відносне число витків - відношення площ перерізів стрижнів ТЕС і ТРМ

$$w'_{1v} = \frac{w_{1v}}{w_{11}} = \frac{A_{d1}}{A_{dv}}. \quad (5.47)$$

Підставляючи (5.47) в (5.46) знаходимо відносний коефіцієнт заповнення вікна міддю обмоток

$$k'_{Cu_v} = \frac{A_{d1} A_{wd1}}{A_{dv} A_{wd_v}} = \frac{\Pi A_{d1}}{\Pi A_{dv}}. \quad (5.48)$$

З (5.46) з урахуванням (5.48) отримаємо абсолютні коефіцієнти заповнення вікна міддю обмоток k_{Cu_v} :

$$k_{Cu_v} = k_{Cu1} \frac{\Pi A_{d1}}{\Pi A_{dv}}. \quad (5.49)$$

Типове значення k_{Cu_v} для трансформаторів перетворювальної техніки становить $k_{Cu1} = 0,4$. Саме це значення прийнято в розрахунках ТЕС.

Питома потужність ТРМ. Питома потужність P_v визначається як відношення потужності ТРМ P_o і його габаритного об'єму V_{gt} . У розглянутого ряду ТРМ відносна питома потужність P'_v пропорційна відношенню потужностей ТРМ і ТЕС і зворотно пропорційна відношенню їх обсягів, що при рівності потужностей ТРМ дає просте вираження в безрозмірному вигляді

$$P'_v = \frac{P_{ov}}{V_{gtv}} \left(\frac{P_{o1}}{V_{gt1}} \right)^{-1} = \frac{V_{gt1}}{V_{gtv}} = \frac{1}{V'_{gtv}}, \quad (5.50)$$

де $V_{gt} = L_{gc} \cdot B_{gt} \cdot H_{gc}$ - габаритний об'єм ТРМ, що дорівнює добутку його габаритних розмірів: довжини $L_{gc} = c_c + 2a_c$, ширини $B_{gt} = B_{gc} + c_c = b_c \cdot n_d + c_c$ і висоти $H_{gc} = h_c + 2a_c$.

Значення відносних технічних показників ТРМ поміщені в таб.5.6.

Таблиця 5.6.

Результати розрахунку значень відносних технічних показників ряду трансформаторів з розподіленим магнітопроводом

ν	Тип РМ $L_{gc} \setminus H_{gc} \setminus B_{gd}$	n_d	$\delta_n, \%$	$w'1, \%$	$k'c_u, \%$	$M'_d, \%$	$M'_{wd}, \%$	$M'_{td}, \%$	$V'_{gt}, \%$	$P'_v, \%$
1	UU120\310\20	1	0	100	100	100	100	100	100.0	100
2	UU120\160\60	3	16.7	33.3	83.3	176.3	51.2	66.6	77.7	128.6
3	UU93\152\96	6	2.4	22.2	97.6	227.5	28.6	53.1	62.2	160.8
4	UU80\150\120	4	14	25	86	207.6	41	61.5	64.7	154.7
5	UU79\129\155	5	11.6	17.3	88.4	255.9	32	59.5	66.1	151.2
6	UU100\114\100	4	6.7	23.3	93.3	189.6	38.1	56.8	68.0	146.9
7	UI93\104\192	13	6	10.3	94	369.7	22.3	65	77.4	129.2

Таким чином, за допомогою афінних перетворень геометрії базового ТЕС сформований ряд трансформаторів оптимізованої геометрії на стандартних сердечниках. Для простеження взаємозв'язків змін геометрії магнітопроводів і показників

трансформаторів крім таблиць скористаємося рис.5.17 - рис.5.20, де представлені графіки деяких показників у вигляді функціональних залежностей в координатах: по осі абсцис - ранжированная змінна v , а по осі ординат - відносна величина ТРМ в відсотках. Так як число відліків значень функцій небагато ($v=7$), то залежності мають вигляд ламаних кривих. Відзначимо, що при використанні в якості аргументу функцій інших величин, наприклад, висоти РМ, графіки стають незручними.

На рис.5.17 і рис.5.18 наведено залежності відносних геометричних величин ряду ТРМ, порівняння яких дозволяє виявити певні закономірності. Збільшення ранжируваної змінної v супроводжується на рис.5.17 зменшенням середньої довжини магнітної силової лінії КС l'_c і збільшенням площі перерізу магнітопроводу A'_d , і навпаки, середня довжина витка обмоток l'_{wd} збільшується, а площа вікна A'_w зменшується.

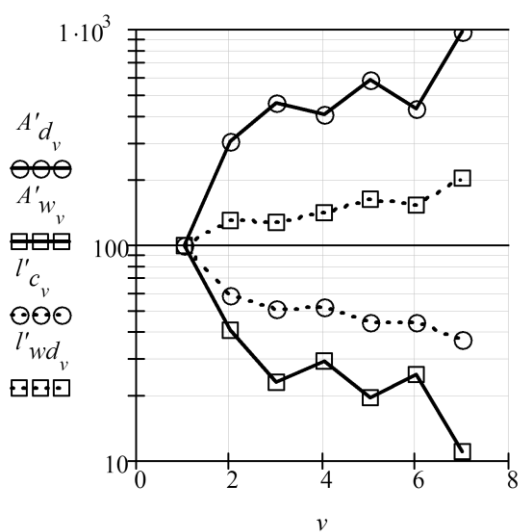


Рис.5.17 Залежності середньої довжини магнітної силової лінії і площі перерізу магнітопроводу від ранжируваної змінної

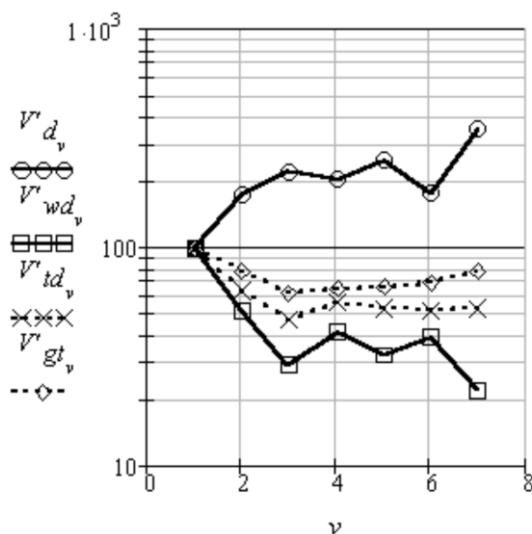


Рис.5.18 Залежностей об'ємних характеристик ТРМ від ранжируваної змінної

Наслідки змін довжин і площ рис.5.17 показані на рис.5.18 у вигляді залежностей об'ємних характеристик ТРМ від ранжируваної змінної. Тут геометричні об'єми також змінюються різноспрямовано, але вже з іншими швидкостями і масштабами:

об'єм магнітопроводу V'_d збільшується, а об'єм обмоток V'_{wd} , навпаки, зменшується. Тим самим всередині ряду ТРМ відбуваються зміни габаритного об'єму трансформатора V'_{gt} і об'єму активних матеріалів трансформатора V'_{td} , рівного сумі об'ємів РМ V'_d і обмоток V'_{wd} .

Визначення оптимальних масогабаритних показників. Зі збільшенням об'єму магнітопроводу V'_d число витків первинної обмотки ТРМ згідно рівняння (5.46) знижується, а це призводить до зменшення фізичного обсягу провідникового матеріалу обмоток і зменшення його маси.

Графіки залежностей маси трансформатора $M'_{td}(\nu)$ і її складових - мас магнітопроводу $M'_d(\nu)$ і обмоток $M'_{wd}(\nu)$ M'_{wd} представлені на рис. 5.19. На залежностях об'ємів V'_{gt} і V'_{td} рис.5.18, а також маси M'_{td} рис.5.19 чітко видно, що всі ці показники мають мінімуми при значенні ранжируваної змінної $\nu=3$.

Зменшення габаритного об'єму V'_{gt} при незмінній потужності трансформатора дає збільшення питомої потужності P'_V . Поєднавши графіки питомої потужності $P'_V(\nu)$ і маси ТРМ $M'_{td}(\nu)$ на рис.5.20, можна бачити протифазні їх змін. Це пов'язано з тим, що відносна питома потужність $P'_V(\nu)$ відповідно до рівняння (5.49) зворотно пропорційна відношенню габаритних об'ємів, а відносна маса $M'_{td}(\nu)$ за рівнянням (5.44), навпаки, прямо пропорційна відношенню мас ТРМ і ТЕС.

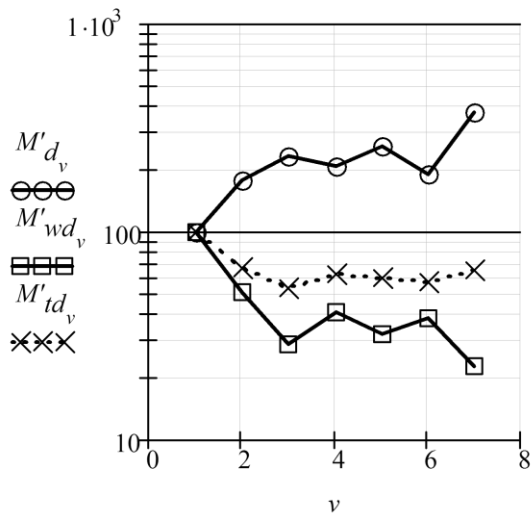


Рис.5.19 Залежностей маси трансформатора, маси магнітопроводу і обмоток від ранжирувальної змінної

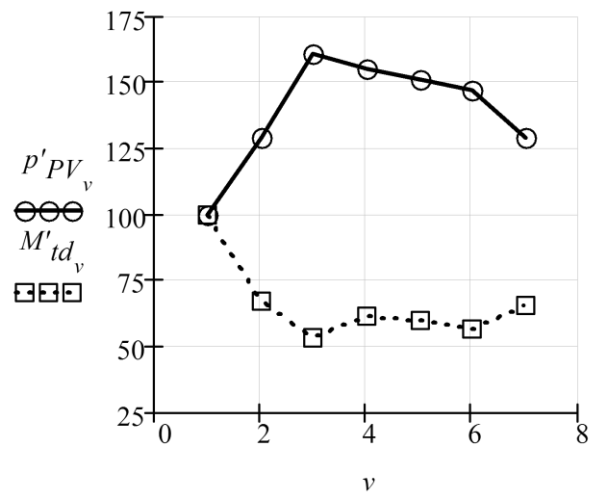


Рисунок.5.20 Залежності питомої потужності і маси трансформатора від ранжирувальної змінної

Порівнюючи залежності рис.5.20 приходимо до висновку про те, що за сукупністю ознак - мінімуму маси M'_{td} і максимуму потужності P'_V - оптимальним варіантом є ТРМ з номером $\nu = 3$. Збіг екстремумів дає підставу розглядати цю ознаку як критерій вибору з ряду ТРМ трансформатора з оптимальною геометрією і найкращими масогабаритними показниками.

Зазначені властивості описаного ряду ТРМ, такі як залежність ставлення об'ємів РМ і обмоток, а також числа витків первинної обмотки від висоти осердя, надають можливість розробнику оптимізувати інші показники трансформатора. Наприклад, збільшуючи в межах похибки δ_n число витків первинної обмотки можна мінімізувати індуктивність розсіювання трансформатора і втрати потужності в його магнітопроводі, а удосконалюючи конструкцію обмоток - перерозподіляти втрати потужності між магнітопроводом і обмотками, що дозволить поліпшити їх теплові режими.

Область застосування методу не обмежується лише трансформаторами великої потужності, так як він може бути використаний і при проектуванні трансформаторів середньої і малої потужності.

Описаний метод[169] дозволяє оптимізувати геометрію магнітопроводу трансформаторів, складеного з певної кількості стандартних осердь однакової форми і однакових розмірів. Від трансформатора рівної потужності, виконаного на одиничному комплекті осердь, він відрізняється меншою габаритної висотою, певним числом осердь в розподіленому магнітопроводі і в розглянутому прикладі має на 38% менший габаритний об'єм, зменшену на 47% вагу і на 160% більшу питому потужність.

5.8 Висновки до розділу 5.

1. Розроблено нову стратегію багатоконтурного керування стабілізованими напругою і струмом у потужній газорозрядній установці на основі лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і запам'ятовування стану системи електроживлення та можливістю формування у навантаженні короткочасних пауз струму та умов його швидкого безколивального відновлення.

2. З аналізу отриманих передавальних функцій високовольтних багатофазних напівпровідникових систем електроживлення, в яких вихідну напругу сформовано шляхом сумування постійних напруг різних секцій трансформаторно-випрямного модуля (ТВМ), встановлено, що при зміні коефіцієнту загасання системи її постійна часу є не змінюється.

3. Встановлено, що при побудові потужних високовольтних систем електроживлення для всіх газорозрядних установок (електронно-променевих, плазмових та іонно-плазмових) найбільш ефективним є прямо пропорційне напрузі збільшення кількості послідовно з'єднаних секцій ТВМ, при якому перехідні процеси стають менш коливальними, що є дуже важливим для стабілізації режимів потужних газорозрядних установок.

4. При порівнянні експериментальних та імітаційних передавальних характеристик кола газорозрядного навантаження у високовольтних системах електроживлення вперше отримано залежності, що відображають зв'язок частотних властивостей перехідного процесу з еквівалентною схемою заміщення такого кола. Це показало, що при визначенні умов регулювання і стабілізації режимів газорозрядних уста-

новок необхідно урахувати реальні вольт-амперні характеристики газорозрядного навантаження і напівпровідникових комутаторів.

5. Встановлено, що причиною недопустимих сплесків струмів у вихідних контурах високовольтних систем електроживлення є накопичення енергії в ємностях його елементів, зокрема у міжвиткових ємностях високовольтного трансформатора при малій поздовжній індуктивності цього контуру. Найбільш небезпечними є сплески струмів при іскріннях і пробоях, при яких накопичена в ємностях енергія не розсіюється повністю за час існування пробою.

6. Показано, що обмеження зворотної хвилі струму при пробоях у навантажені доцільно здійснювати введенням високовольтного дроселя (зашунтованим зворотним діодом або резистором) між виходом високовольтного випрямляча і навантаженням. Встановлено, що зменшення стрибків струму через діоди високовольтного випрямляча краще здійснювати двопровідною лінією. Визначено умови захисту високовольтного дроселя від перевантажень та виникнення коливальних розрядів у контурі навантаження.

7. З використанням методу афінних перетворювань геометрії трансформатора отримано аналітичні залежності взаємозв'язку електромагнітних і теплових показників трансформатора з геометричними величинами його магнітопроводу. Вперше встановлено що, максимальна оптимізація параметрів високочастотного трансформатора при зміні його геометрії досягається при ширині стержня магнітопроводу втричі меншій від його глибини.

Посилання: [13-16], [29], [31], [53], [99], [102], [130-135], [138-153], [156], [158-169], див. список використаних джерел стор. 309 - 311, 313, 318, 322 – 325.

РОЗДІЛ 6

СТВОРЕННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ПОТУЖНИХ ГАЗОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК.

Результати викладених в роботі досліджень дозволили, використовуючи обґрунтовані структури і принципи побудови силової частини і систем керування, а також, отримані співвідношення і розрахункові вирази, побудовані взаємозалежності, визначити основні параметри силової частини, високовольтних трансформаторів, випрямлячів і систем управління для досягнення високої якості вихідної напруги в потужних джерелах живлення зі зменшеним накопиченням енергії в вихідних колах. В результаті цього, з використанням запропонованих принципів побудови, управління та розрахунку, розроблено ряд високоефективних імпульсних потужних високовольтних джерел електроживлення які знайшли застосування в електронно-променевих, іонно-плазмових, плазмових та інших технологічних установках.

6.1 Розробка та створення високовольтних напівпровідникових джерел живлення на базі уніфікованих модулів потужністю до 20 кВт.

В рамках проекту №490 STCU (1998-2000г) і проекту №490d STCU (2001-2003р.) були розвинені виготовлені і випробувані два типи силових модулів потужністю до 20 кВт: силовий модуль джерела анодної напруги для живлення електронно-променевої гармати і чотири силових модуля джерела зміщення для pvd-процедур. Виконано експериментальні дослідження взаємодії силових модулів з технологічними навантаженнями на базі промислової технологічної установки компанії Phygen Inc. (США). Після проведених випробувань джерела електроживлення введені в дослідно-промислову експлуатацію в складі технологічної установки компанії Phygen Inc. (США).

Розроблені силові модулі призначені для електроживлення електронно-променевого та іонно плазмового обладнання, яке широко використовується для різноманітних технологій таких, як отримання чистих металів, зварювання металів,

розрізання і обробка, модифікація поверхні і нанесення покриттів та інші. Ці технологічні установки з позиції джерел електроживлення є нелінійним навантаженням з можливими стрибками миттєвої потужності при жорстких вимогах до якості електроенергії. В ході технологічних процесів, як правило, потрібно управляти потужністю, напругою або струмом в широких межах.

Структура силового модуля. Основою побудови джерел електроживлення є силовий модуль потужністю до 20 кВт, який забезпечує необхідні перетворення параметрів електроенергії, керування потоками електроенергії від мережі живлення до технологічного навантаження. Силовий модуль являє собою транзисторний перетворювач виконаний за структурою "трифазний стабілізований випрямляч з корекцією коефіцієнта потужності - ланка постійної напруги - вихідний інвертор - трансформаторно випрямний модуль для узгодження з технологічним навантаженням". Така побудова силових модулів дозволяє:

- забезпечити ефективне узгодження перетворювача з мережею живлення, зменшити неактивні складові потужності на вході, підвищити, практично до одиниці коефіцієнт потужності;
- демпфировать за рахунок запасу енергії в ланці постійної напруги коливання миттєвої потужності навантаження, поліпшити характер енергоспоживання;
- забезпечити регулювання вихідних параметрів електроенергії в широкому діапазоні при високій швидкодії.

6.1.1 Розробка багатофазних блоків зміщення для джерел живлення електротехнологічних установок нанесення різних покриттів у вакуумі.

Джерела зміщення використовуються у електротехнологічному устаткуванні при процедурах розпилення, осадження (PVD (Physical Vapor Deposition)) та й ін. Керування процесами очищення й осадження при здійсненні PVD технології вимагає зміни прискорючої напруги (напруги зміщення) при приблизно однаковій максимальній потужності тому, якість покриття в значній мірі залежить від властивостей джерела зсуву. Таке джерело, повинне підтримувати стабільну напругу в широ-

кому діапазоні струмів, не повинно допускати підвищення струму при різкому зменшенні опору навантаження, забезпечувати швидке (за кілька мікросекунд) формування паузи у вихідному струмі для руйнування дугових розрядів. Крім того, ефективним способом зниження імовірності виникнення іскрових розрядів є короткочасний періодичний реверс напруги зсуву.

На рис.6.1 представлена структурна схема джерела зміщення [7, 14, 41, 74], для плазмових установок(рис. 6.2). Силова частина джерела зміщення утворена трифазним високочастотним інвертором (ВИ) на основі несиметричних інверторів з регулюючими й струмообмежувальними дроселями $L1 - L3$, рис.6.3 [74]. У цьому інверторі напруга на навантаженні (первинній стороні трансформатора Tr) пропорційна струму дроселів. Транзистори ВИ керуються широтно-модульованими імпульсами з коефіцієнтом заповнення, тривалість якого визначається відхиленням напруги на навантаженні від заданого значення.

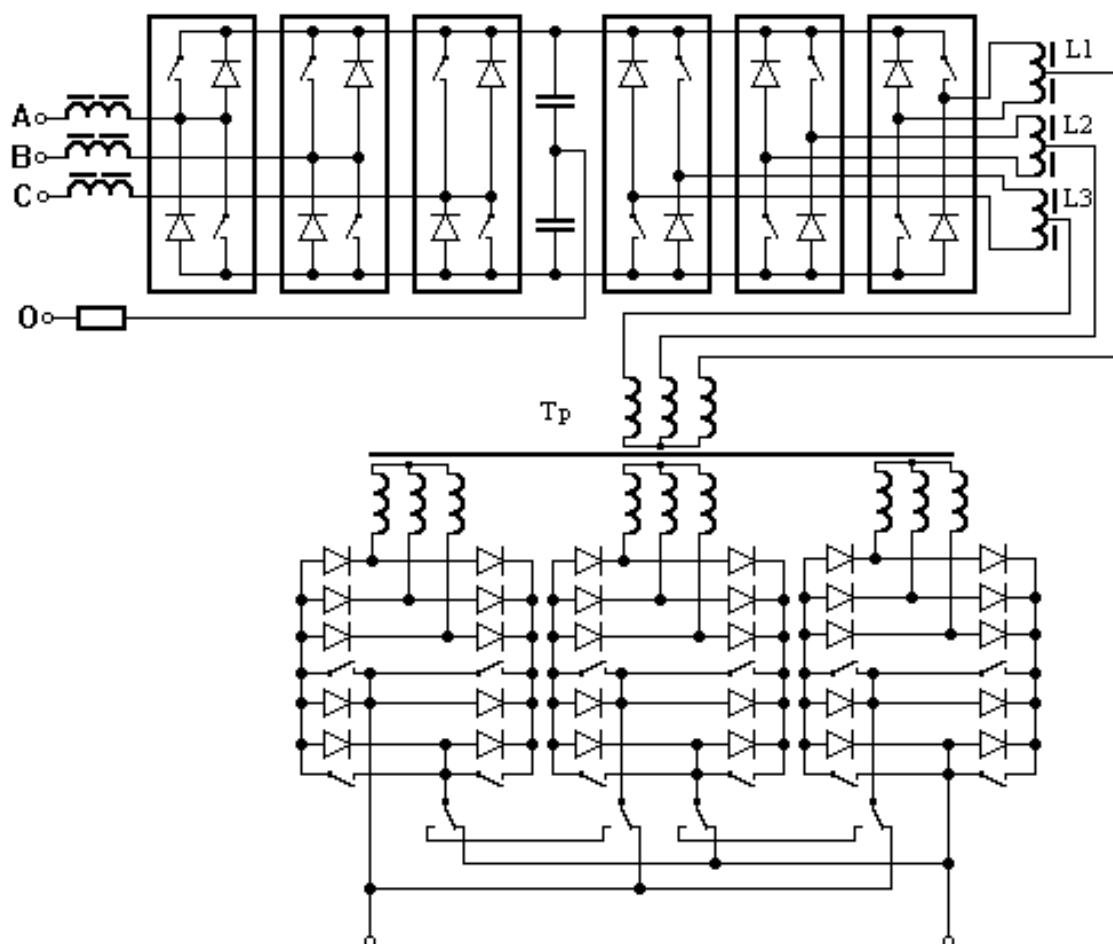


Рис. 6.1. Структурна схема джерела зміщення

Вихідний вузол виконаний у вигляді трьох ідентичних каналів, які складаються з випрямляча і інвертора реверсу вихідної напруги (рис.6.1). На виході канали можуть об'єднуватися паралельно або послідовно, для забезпечення використання силового модуля в високовольтному режимі (іонної очистки) і низьковольтному режимі (осадження).



Рис. 6.2. Джерела зміщення в складі технологічної установки компанії Phygen Inc. (США).

Блок реверсу джерела зсуву призначений для формування коротких позитивних імпульсів напруги для зниження імовірності виникнення іскрових розрядів. Основні технічні показники: вихідна максимальна напруга негативною (або позитивною) полярності: в режимі осадження, 600В, в режимі очищення, 1800В; максимальний вихідний струм: режимі очищення, не менше 12А, в режимі осадження, не менше 36А. Структурна схема блоку реверсу приведена на рис.6.4.

Головні відмінності:

- Зменшений запас реактивної енергії в вихідних колах;
- Низький рівень пульсацій вихідної напруги.

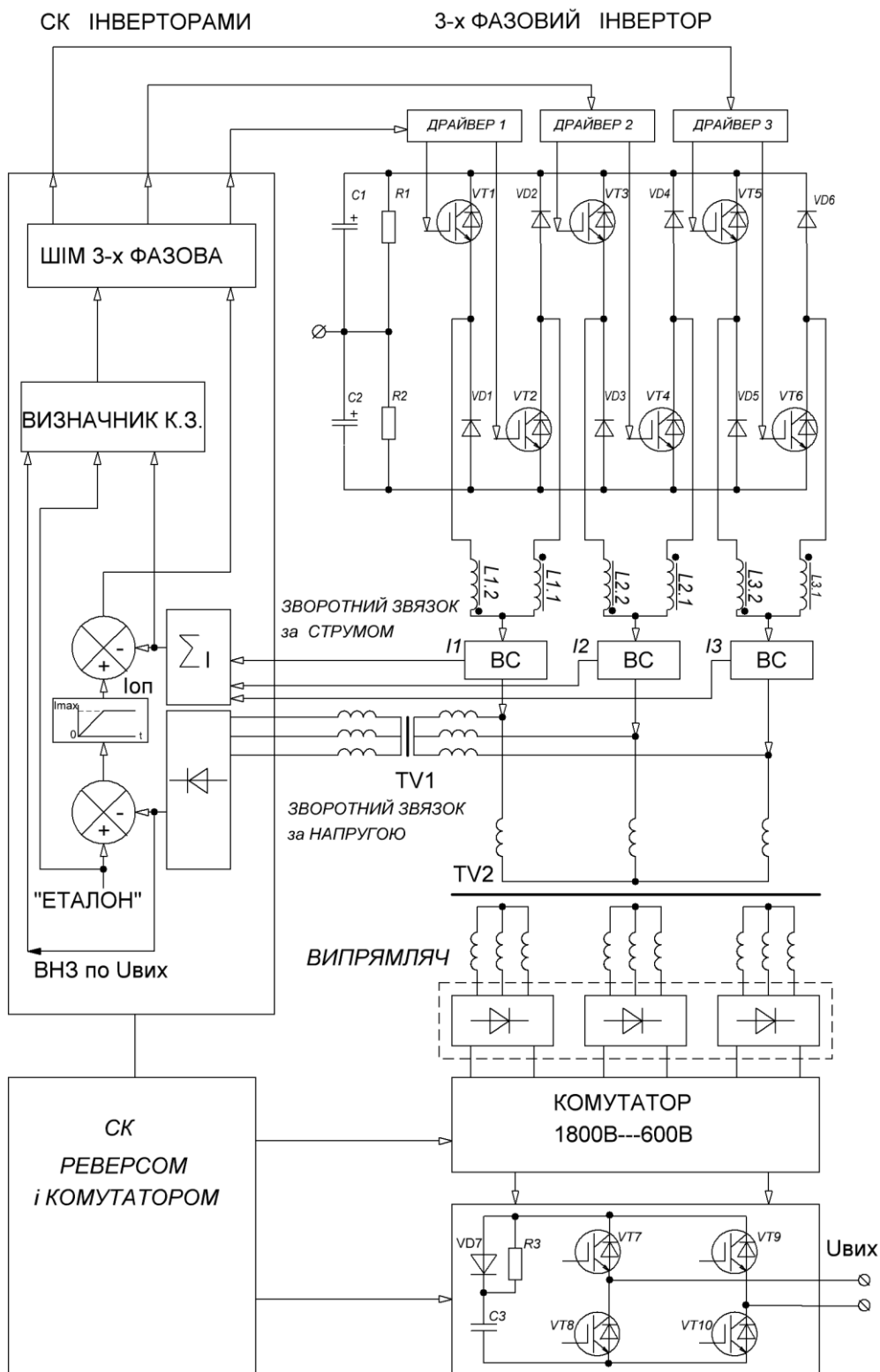


Рис. 6.3. Трифазний високочастотний інвертор на основі несиметричних інверторів з регулюючими й струмообмежувальними дроселями

У системі керування вихідним інвертором (СУ, рис.6.3) реалізовані наступні функції: стабілізації вихідної напруги з використанням трьох контурної схеми зі зворот-

тними зв'язками по струму фаз інвертора, по вхідній напрузі силового трансформатора і по вихідній напрузі; максимального струмового захисту, що обмежує струм через перемикаючі елементи інвертора на припустимому рівні; динамічне обмеження вихідного струму для запобігання можливості коливальних перехідних процесів при раптовому припиненні перевантаження у вихідних колах; режим автоматичного повторного пуску, що при виникненні короткого замикання дозволяє перервати струм на виході інвертора на заданий час, достатній для деіонізації дугового проміжку, з наступним автоматичним відновленням вихідної напруги.

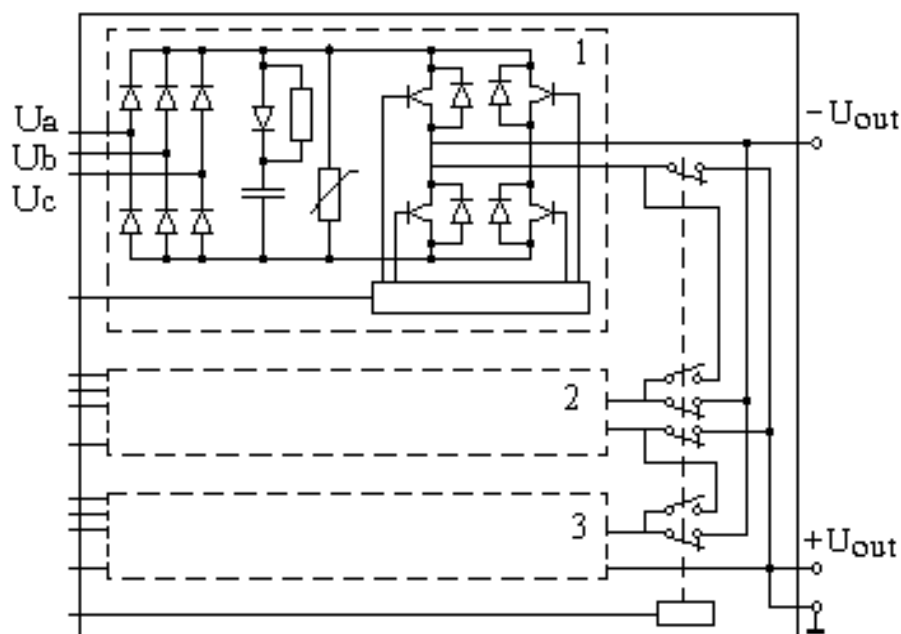


Рис. 6.4 Структурна схема блоку реверсу

Усе це дозволяє забезпечити на виході інвертора регульовану і стабілізовану вихідну напругу, здійснити захист силових ключів інвертора й навантаження від перевантажень по струму, забезпечити заданий перехідний процес при стрибках навантаження, швидко перервати струм у вихідному ланцюзі при виявленні короткого замикання чи різкій зміні струму у навантаженні (що може відповідати виникненню пробоя).

Структурна схема блоку управління джерелом зміщення приведена на рис.6.5.

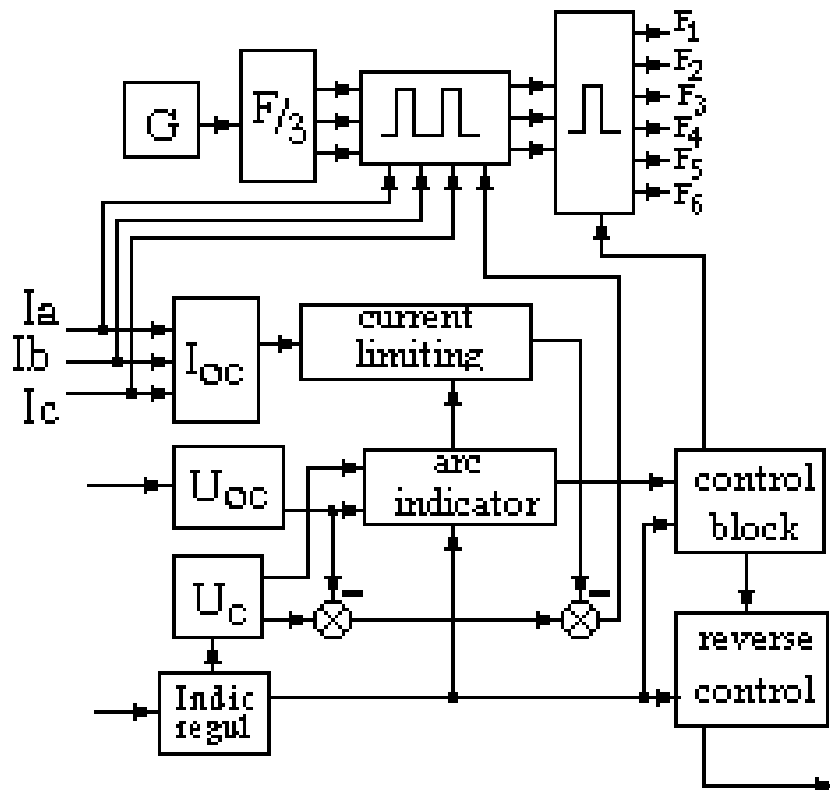


Рис. 6.5 Структурна схема блоку управління джерелом зміщення

Головні особливості системи керування полягають в наступному:

- формування трифазної послідовності сигналів керування ключами інвертора, яка виключає наскрізні струми в стійках інвертора;
- миттєве обмеження струму в навантаженні;
- обмеження максимального струму в навантаженні на рівні, безпечному для надійної роботи силових перемикаючих елементів;
- періодичний реверс вихідної напруги для запобігання накопичення заряду на поверхні виробу з частотою до 2000Гц;
- автоматичний реверс вихідної напруги при виявленні дуги в навантаженні, для її руйнування;
- автоматичне відключення і включення блоку при виявленні дуги в навантаженні, яка не була зруйнована реверсом вихідної напруги;
- висока точність стабілізації вихідної напруги джерела зсуву;

- практична відсутність перехідного процесу при відновленні вихідної напруги по припиненню дуги, реверсу вихідної напруги, або закінчення часу паузи.

Технічні характеристики модуля зміщення приведені в Таблиці 6.1.

Таблиця 6.1

Основні технічні характеристики модуля зміщення

1. Вхідна напруга живлення	3x380В/60Гц, з нульовим проводом
2. Припустима нестабільність лінійної напруги живильної мережі в межах	+/- 5%
3. Максимальна вихідна потужність, не нижче	12 кВт
4. Коефіцієнт корисної дії, не нижче	95%
У високовольтному режимі	
5. Вихідна напруга, регульована	500 –1500В
5.а. Нестабільність вихідної напруги, не більш	+/-3%
6. Максимальний вихідний струм	12А
7. Обмеження вихідного струму, на рівні не більш	105-110%
У низьковольтному режимі	
8. Вихідна напруга, регульована	30-500В
9. Нестабільність вихідної напруги, не більш	+/-3%
11. Максимальний вихідний струм,	36А
12.Обмеження вихідного струму, на рівні не більш	105-110%
13.Пульсації напруги, на активному навантаженні, не більш:	3%

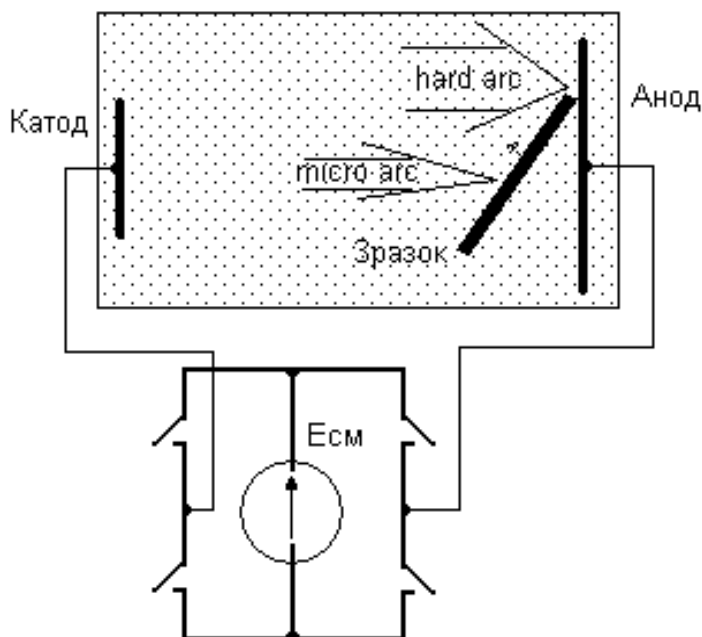


Рис. 6.6 Спрощена схема функціювання джерела зміщення під час процедури осадження

Якби деталь була абсолютно рівною, якби на її поверхні не було ізолюючих плівок і вони не утворювалися б під час процесу напилення, якби вся поверхня деталі була б абсолютно однаково нагріта, якби іонний струм був однорідний, то ймовірно не виникало б ніяких проблем при нанесенні покриття [3-5, 8, 20]. Реальний процес швидше нагадує хаос, з постійним перерозподілом потенціалів в області просторового заряду навкруги деталі, що постійно провокує іскрові і дугові електричні розряди. Електрична дуга (hard arc) виникає між катодом і стінкою (рис. 6.6), і в осаджуваній плівці утворюються домішки з матеріалу стінок камери. Іноді електрична дуга виникає між деталлю і анодом, наприклад, при порушенні контакту між деталлю і анодом, і крім появи домішок стороннього матеріалу, в зробленому покритті, може бути пошкоджена і поверхня деталі. Крім того, в процесі осадження покриття, через появу, наприклад, ізолюючих плівок на поверхні деталі, відбувається накопичення заряду на поверхні деталі, що при певних умовах приводить до іскрового розряду (micro arc), який проходить по поверхні деталі. Цей розряд, в залежно-

сті від його енергії, може залишити незгладимий слід на деталі, що обробляється, внаслідок чого деталь не підлягає відновленню і перетворюється в брак (рис.6.9).

Поява дугового розряду, із-за високого імпедансу на виході джерела зміщення (струм на виході джерела зміщення не може змінитися вмиль), спричиняє різке зниження вихідної напруги до рівня 15-45В. Припинити дуговий розряд можна тільки перервавши струм на виході джерела зміщення, тобто здійснивши його вимкнення. Чим швидше визначається наявність дуги і переривається вихідний струм, тим ефективніше джерело зміщення. Іскрові розряди також спричиняють зниження вихідної напруги, але незначне, а час існування іскрового розряду вельми нетривале. Розпізнати іскровий розряд складно, по двох причинах: по-перше, зниження вихідної напруги при розряді незначне, і не перевищує 10-20% від величини вихідної напруги; по-друге, час його існування обмежений частками мікросекунди. Але, саме головне, оскільки енергія з виходу джерела зміщення не поступає в іскровий розряд, переривання струму на виході джерела зміщення не може припинити існування іскрового розряду. Іскровий розряд подавити не можна, але можна запобігти його появі, не допускаючи накопичення заряду на поверхні деталі. Для цього необхідно періодично реверсувати вихідну напругу джерела зміщення на короткий час. Маса іонів і електронів і, відповідно, їх рухливість відрізняється в сотні разів. Тому, короткочасний реверс електричного поля не значно впливаючи на рух іонів, але викликає електронний струм, достатній для зменшення концентрації вільних електронів і імовірність виникнення іскрового розряду.

Експериментальні роботи проводилися на фірмі Phygen, Inc в два етапи. На першому етапі, експерименти здійснювалися на лабораторній установці фірми Phygen, Inc, показаній на рис. 6.2, до складу якої входили, розроблені по проекту 490 та 490d (STCU), модулі джерела зміщення. Під час проведення експериментів на цій установці, перевірялася ефективність закладених в джерело зміщення алгоритмів роботи і вплив параметрів джерела зміщення на характер процесів в технологічній установці. Експерименти проводилися не тільки при різних параметрах технологічного процесу, але і при різних умовах виявлення і руйнування розрядів.

На рис. 6.7 і 6.8 приведені фотографії циліндричної деталі, розміщеній у вакуумній камері поруч з металевою сіткою. При відсутності періодичного реверса (рис. 6.7) іскрові розряди спостерігаються візуально у вигляді спалахів на поверхні деталі. При включенні періодичного реверса (рис. 6.8) і певному підборі його параметрів (частоти і тривалості імпульсів реверса), спалахи на поверхні деталі зникають. Як видно з приведених фотографій, періодичний реверс ефективно запобігає появі іскрових розрядів.



Рис. 6.7 Спостереження іскрових розрядів



Рисунок.6.8 Відсутність іскрових розрядів при включенні періодичного реверса

Проводилися експерименти по визначенню оптимальної тривалості імпульсів реверса. Встановлено, що при тривалості імпульсів періодичного реверса більше за 25 мксек, виникають більш тривалі іскрові розряди, які можуть спровокувати дуговий розряд. Частота періодичного реверса – швидше, технологічний параметр, так як, в залежності від струму випарника, тиску в камері, складу газової середи і інших електрофізичних параметрів, частота періодичного реверсу, яка необхідна для ефективного запобігання іскровим розрядам, змінювалася в досить широких межах від 100Гц до 2кГц та більше.

У джерелі зміщення була передбачена можливість, здійснювати реверс вихідної напруги, відразу ж по виявленню дугового розряду у вихідному колі, так званий режим «гасіння реверсом». Експерименти показали, що перехід з коротким фронтом з однієї полярності вихідної напруги на іншу, не перериває розряд. Дуга перерива-

ється тільки при повному припиненні подачі енергії в навантаження на час не менше ніж 1-2мс, оскільки за менший час канал розряду не встигає відновити свою електричну міцність, що провокує виникнення повторної дуги, яку можна погасити лише повторним відключенням навантаження на час не менший ніж 200-700 мсек.

На другому етапі експериментальних досліджень джерела зміщення, після визначення оптимальних режимів роботи джерела зміщення, було виконано декілька експериментальних покриттів на промисловій установці фірми Phygen, Inc. Для з'ясування ефективності закладених в джерело зміщення алгоритмів, у вакуумну камеру встановлювалась деталь (диск), в центрі якого штучно створювалися умови порушення контакту з анодом для провокування дугових і іскрових розрядів. Результати обробки поверхні деталей при різних режимах роботи джерела зміщення приведені на рис. 6.9-6.11.

На першій фотографії (рис 6.9) приведений результат напилення на зразок, коли в джерелі зміщення був відключений режим періодичного реверса. Внаслідок спровокованого іскрового розряду пошкодження поверхні зразка настільки серйозні, що деталь практично не підлягає відновленню без зміни її геометричних розмірів.



Рис. 6.9 Незгладимий слід на деталі при виникненні електричної дуги



Рис. 6.10 Результат напилення дослідного зразка, при частоті реверса 100Гц і тривалості імпульсів 2мс

На другій фотографії (рис 6.10) приведений результат напилення на зразок, коли режим реверса відбувався на низькій частоті (100Гц), і малій тривалості імпульсів, порядку 2мкс. При такому режимі роботи в ході технологічного процесу спостерігалися іскрові розряди, але їх енергія була незначна, і в принципі, поверхня деталі легко піддається відновленню, оскільки немає глибоких кратерів.

На третій фотографії (рис 6.11) приведений результат напилення на зразок, коли настройка системи керування джерелом зміщення була оптимальною. В цьому режимі обробки поверхня деталі не має пошкоджень, навіть в умовах такого жорсткого експерименту.

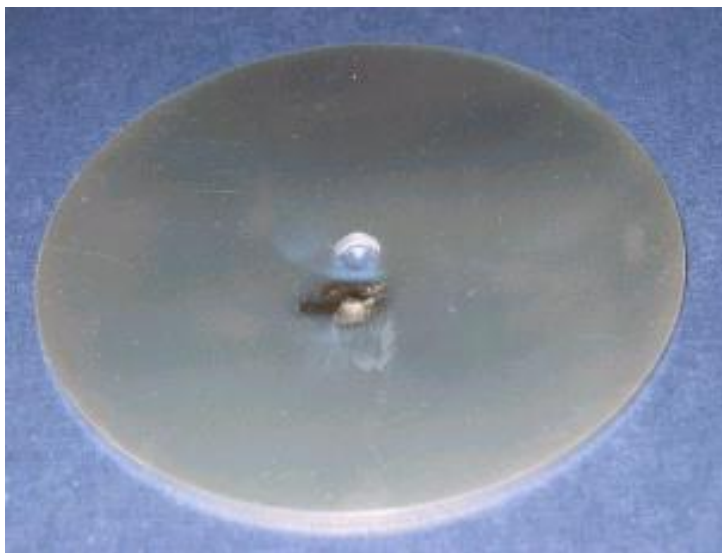


Рис.6.11 Результат напилення дослідного зразка, при оптимальному налаштуванні системи керування джерелом зміщення

На рис. 6.12 (а, б) приведені осцилограмми напруги на виході блоку реверсу при періодичному 100% реверсі. На рис.6.12а - періодичні поодинокі імпульси реверсу. На рис.6.12б - періодичні багаторазові імпульси реверсу для більш ефективного дугогашення

До складу джерел електроживлення потужного електротехнологічного обладнання зазвичай входять випрямлячі. Традиційно випрямлячі для потужного електротехнологічного обладнання виконуються за схемою Ларіонова і для демпфірування

змінної складової використовуються різні фільтри, в тому числі і ємнісні. Зазвичай ємність конденсатора фільтра визначають зі співвідношення:

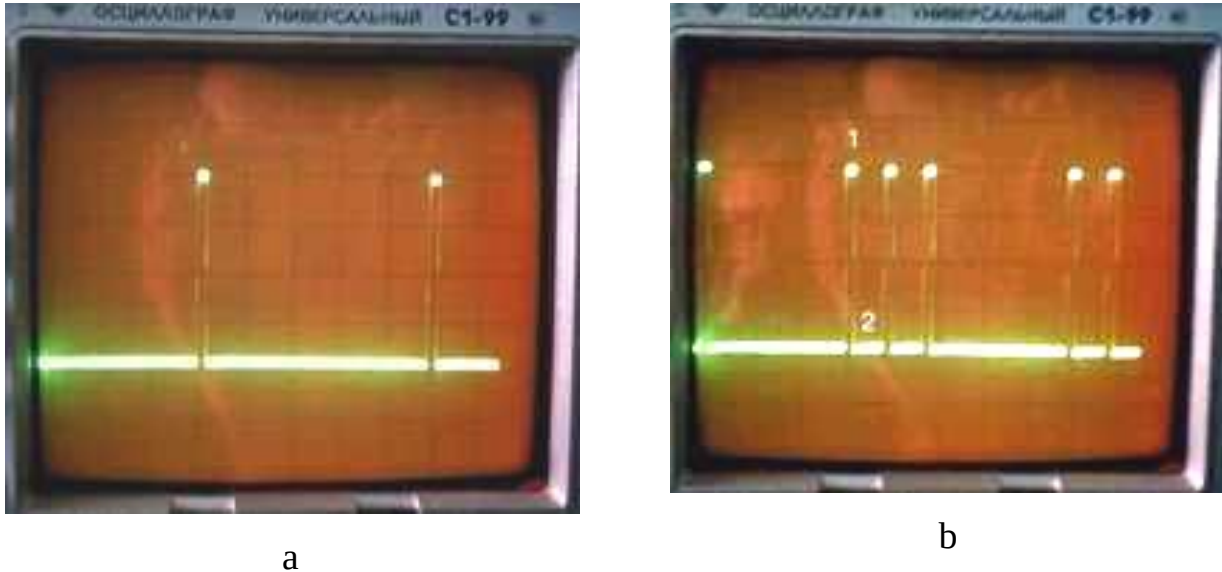


Рис. 6.12 Напряга на виході блоку реверсу при періодичному 100% реверсі: а) - поодинокі імпульси реверсу; б) - багаторазові імпульси реверсу

$K_n = \omega_1^2 \cdot L_\phi \cdot C_\phi - 1$, де: K_n – заданий коефіцієнт пульсацій вихідної напруги ($K_n=0,05$); $\omega_1 = 2\pi f_g = 2\pi \cdot 600 = 3768$ - кутова частота основної гармоніки пульсацій; L_ϕ – індуктивність згладжуючого реактора.

Тоді:

$$C_\phi = \frac{K_n + 1}{\omega_1^2 L_\phi}$$

Для виключення можливості виникнення резонансних явищ на частотах, близьких до частоти пульсацій, повинно виконуватися співвідношення:

$$\omega_1 \cdot C_\phi \gg \frac{1}{R_n}; \quad \omega_1 \geq 2\omega_\phi.$$

У потужному технологічному обладнанні на характер електромагнітних процесів помітний вплив роблять внутрішні параметри силового розподільного трансформатора [178]. Схема заміщення випрямляча з параметрами трансформатора, приведеними до вторинної сторони, набуває вигляду, який наведений на рис. 6.13. Де величини внутрішніх параметрів (активні втрати в обмотках, виражені через опір r_i ,

індуктивності розсіювання обмоток L_s) можуть бути оцінені по напрузі U_{k3} і потужності втрат P_{k3} трансформатора в режимі короткого замикання, виміряного при номінальному струмі навантаження [102, 142, 178].

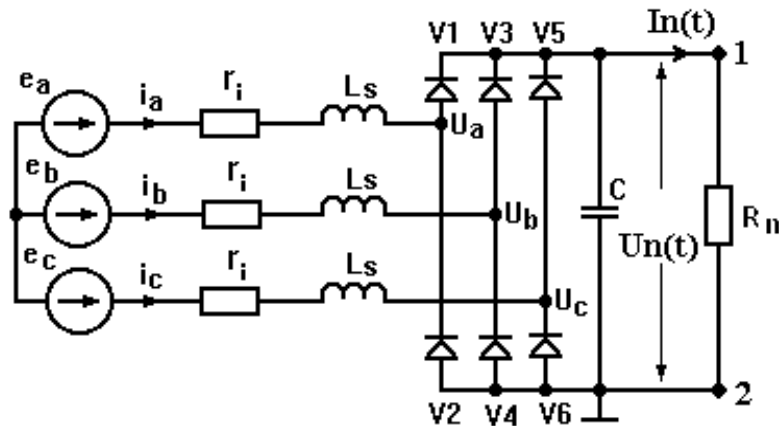


Рис. 6. 13 Схема заміщення випрямляча з параметрами трансформатора

Для узгодження параметрів електроенергії на виході випрямляча з навантаженням в технологічному обладнанні широко застосовуються стабілізатори напруги, струму або потужності. При близькому до одиниці коефіцієнт корисної дії з високою точністю можна вважати, що споживана потужність джерелом електроживлення дорівнює потужності навантаження, тоді:

$$U_1 i_1 = U_2 i_2$$

При незмінному навантаженні і стабілізації одного з параметрів (напруга, струм або потужність) вихідна потужність постійна, отже, вхідний струм і напруги пов'язані співвідношенням:

$$i_1 = P_{const} / u_1$$

Наявність цієї нелінійної залежності істотно змінює процеси в випрямлячі [178, 184]. Процеси в багатофазних випрямлячах в даний час досить добре вивчені. Однак, як показує аналіз, при нелінійному навантаженні на виході випрямляча, якої є стабілізований перетворювач джерела живлення, в випрямленій напрузі при певних умовах можуть виникати автоколивання [184].

Важливою особливістю електронно-променевих та плазмових установок є жорсткі вимоги до якості електроенергії: висока стабільність та невеликі пульсації ви-

хідної напруги. У той же час самі технологічні установки, як електричні навантаження, відрізняються вкрай нелінійним і нестаціонарними режимами енергоспоживання. Для випрямляча вони виражаються в частих (десятки Гц) і короткочасних (до 1мСек) довільних змінах навантаження. Значна потужність установок (десятки - сотні кВт) при зазначеному режимі енергоспоживання загострює проблему електромагнітної сумісності технологічного обладнання з мережею живлення. Радикальним засобом поліпшення електромагнітної сумісності [170-175, 177] є корекція коефіцієнта потужності за рахунок примусового формування вхідних струмів. Однак, через довільні зміни опору навантаження від холостого ходу до максимальних значень, практично на кожному періоді напруги живлення, необхідні додаткові заходи, спрямовані на поліпшення характеру енергоспоживання випрямлячів.

Наявність проміжної ланки постійного струму і накопичувача електроенергії при відповідному алгоритмі управління вхідним випрямлячем дозволяє практично повністю виключити негативний вплив технологічного навантаження на мережу живлення. Це реалізується шляхом примусового формування синусоїдальних вхідних струмів [114, 177] з використанням спеціальних алгоритмів управління, які враховують особливості технологічного процесу. Для побудови трифазних перетворювачів змінної напруги в постійне, з поліпшеною електромагнітною сумісністю найчастіше застосовується схема трифазного мостового інвертора з індуктивностями у вхідних колах (рис.6.1, рис.6.14), що і реалізовано при побудові ряду джерел електроживлення для розглянутих технологічних установок.

6.1.2 Розробка багатомодульних блоків анодної напруги для джерел живлення електронно-променевих технологічних установок.

Структура силового модуля джерела анодної напруги наведена на рис.6.14. Силова частина джерела анодної напруги утворена трифазним високочастотним інвертором на основі несиметричних інверторів з регулюючими й струмообмежувальними дроселями [74], що забезпечує малий рівень пульсацій вихідної напруги при

відсутності реактивних елементів у вихідному колі навантажень при широкому діапазоні регулювання вихідної напруги.

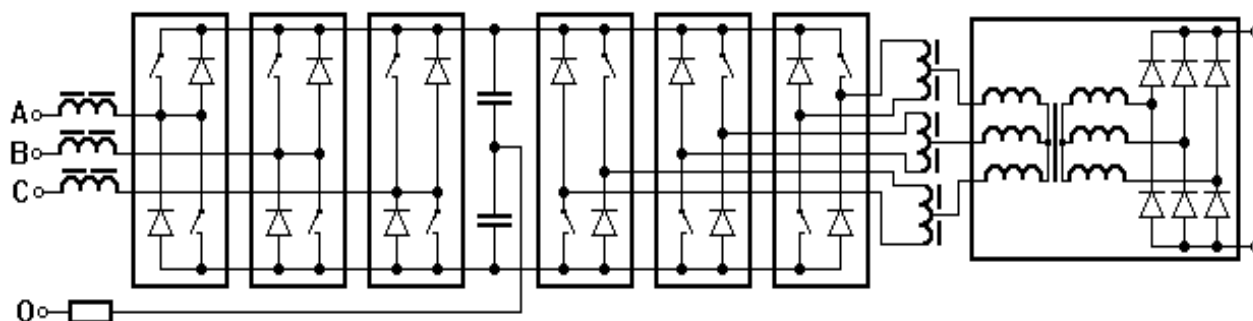


Рис. 6.14 Структурна схема силового модуля джерела анодної напруги

Вихідні параметри силового модуля: вихідна напруга - 1500 В; максимальний вихідний струм - 12 А; амплітуда пульсацій вихідної напруги не більше 5%; електрична міцність ізоляції між входом і виходом не нижче 50 кВ.

Силові модулі служать основою для побудови потужних високовольтних модульних джерел анодного напруги для електронно-променевого устаткування підвищеної надійності. На рис.6.15 наведена структура такого джерела, що складається з силових модулів (PM).

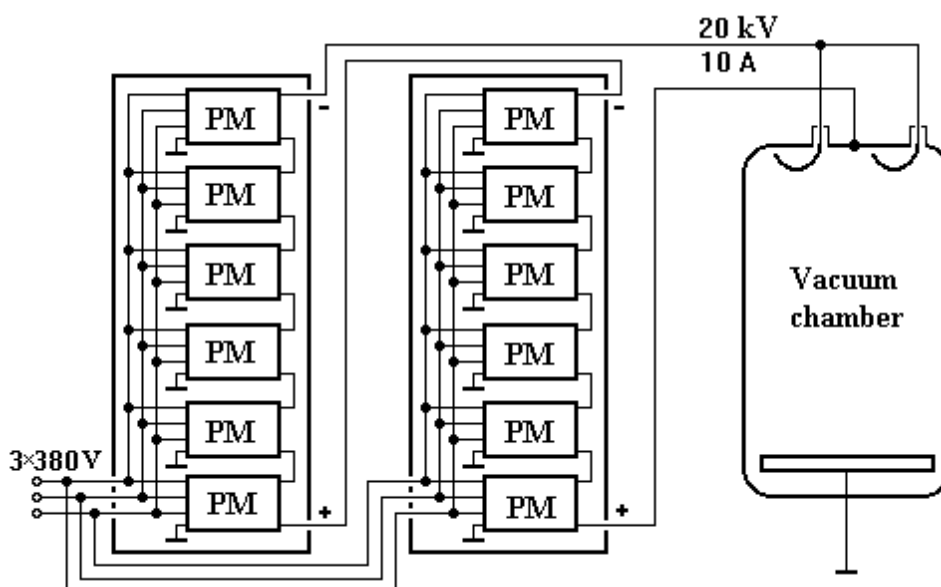


Рис. 6.15 Структурна схема потужного високовольтного модульного джерела анодної напруги для електронно-променевого устаткування

Підвищення надійності енергоживлення досягається за рахунок введення незначної кількості надлишкових модулів і збереження вихідних параметрів джерела при відмовах окремих модулів.

Блок управління джерелом анодної напруги формує керуючі сигнали для перемикаючих елементів трифазного височастотного інвертора за спеціальним алгоритмом, що забезпечує регулювання і стабілізацію вихідної напруги, відключення і включення інвертора при виявленні дугових розрядів в навантаженні. Основні технічні показники: частота вихідних імпульсів управління перемикаючими елементами 20кГц; тривалість вихідних імпульсів управління перемикаючими елементами 0-25мкс; напруга еталонного сигналу управління вихідною напругою 0-5В; тривалість режиму розпізнавання дугового пробоя в навантаженні 0-1мсек; тривалість паузи, відключення струму навантаження, для переривання дуги 10мксек-1мСек.

Структурна схема системи керування (СУ) трифазним інвертором наведена на рис.6.16.

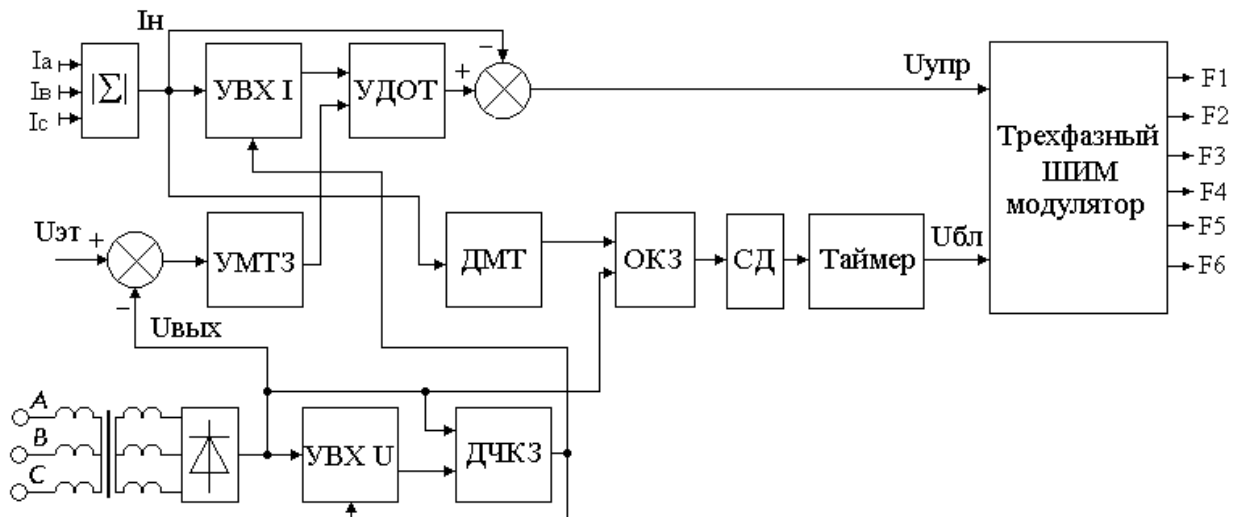


Рис. 6.16 Структурна схема блока управління джерелом анодної напруги

На рис.6.26 прийняті наступні позначення: ДТ 1-ДТ3 - датчики струму; ТВМ - трансформаторно-випрямний-модуль; $|\Sigma|$ - випрямляч-суматор; $УВХ I$, $УВХ U$ - пристрій вибірки й зберігання відповідно значень струму й напруги; $УМТЗ$ - вузол максима-

льного струмового захисту; УДОТ - пристрій динамічного обмеження струму; ДМТ - датчик мінімального струму; ДЧКЗ - датчик часткових КЗ; ОКЗ - визначник КЗ; СД - селектор тривалості; Убл - сигнал блокування; Уупр - різницевий сигнал для керування ШИМ модулятором; F1-F6 - сигнали керування відповідними перемикаючими елементами.

У системі керування (СУ) трифазним інвертором, наведеній на рис.6.16, реалізовані наступні функції:

1. Стабілізація вихідної напруги, здійснюється за двоконтурною схемою, зі зворотним зв'язком по сумарному струму фаз інвертора (I_n) і по вихідній напрузі ($U_{вих}$), формуючи (блоки: $|\Sigma|$, УВХ I, УДОТ, УМТЗ) керуючий сигнал для ШИМ модуляторів Уупр.
2. Максимального струмового захисту, що обмежує струм через перемикаючі елементи інвертора на припустимому рівні.
3. Динамічне обмеження вихідного струму при КЗ (блоки: УВХ I, УДОТ, УВХ U, ДЧКЗ). Завдяки цьому, при виникненні КЗ на виході інвертора, обмеження (стабілізації) струму навантаження здійснюється на рівні, що був до моменту виникнення КЗ - запобігає можливим коливальним перехідним процесам при раптовому припиненні у вихідних колах перевантаження (КЗ).
4. Режим автоматичного повторного пуску (блоки: ДМТ, ОКЗ, СД, Таймер), що дозволяє, при виникненні КЗ тривалістю більш заздалегідь заданого часу, перервати струм на виході інвертора на заданий час, достатній для деіонізації дугового проміжку. Це дає можливість запобігти появі дефектів в оброблюваному виробі й елементах конструкції.

Алгоритм функціонування системи управління описаний в розділі 5.1. Розроблена система управління (СУ), забезпечує високу статичну стабільність вихідної напруги, запобігає виникненню коливального процесу у вихідних колах при динамічному навантаженні, ефективно обмежує струм при виникненні часткових (саме що руйнуються) пробоїв в гарматі, при цьому, не відключаючи всього джерела. При виникненні КЗ, СУ не допускає істотного наростання струму у вихідному ланцюзі, менш 30% від поточного значення струму до КЗ, і робить відключення навантаження че-

рез заданий проміжок часу, на час, достатній для відновлення електричної міцності в гарматі, з наступним відновленням робочого режиму. Час паузи вибирається з технологічних міркувань.

6.2 Розробка системи керування для високовольтних джерел живлення електронно-променевих установок з динамічним навантаженням.

Як випливає з проведених досліджень джерела живлення для потужних електронно-променевих установок до сих пір будують з використанням низькочастотних, на частоті живильної мережі. Найбільш поширена структурна схема джерела електроживлення для електронно-променевих установок наведена на рис.1.7.

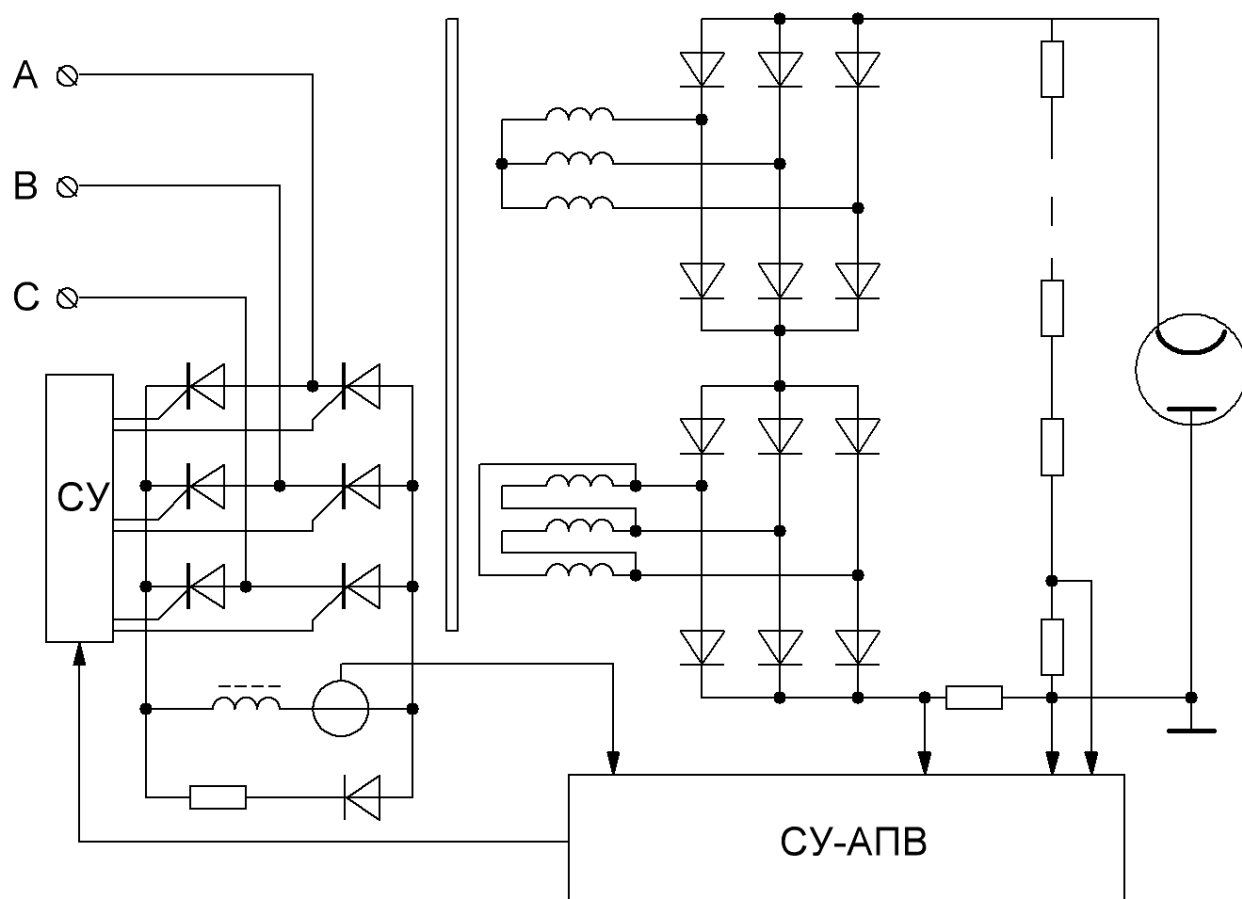


Рис.6.17. Структурна схема модернізованого джерела живлення за використанням розробленого алгоритму функціонування СУ

Відомій схемі притаманні свої недоліки, частину з яких можна виправити за використанням розробленого алгоритму функціонування СУ, з урахуванням можливостей які є в перетворювальних системах працюючих на промисловій частоті з природною комутацією вентилів. Модернізоване джерело живлення, рис.6.17 [135] складається із силового трифазного трансформатора з високовольтним виходом, високовольтного випрямляча підключеного до електронно-променевої гармати, додаткового керуючого випрямляча, виконаного на тиристорах, струмообмежуючого дроселя і розрядного кола, утворених діодом і резистором. Необхідну якість вихідної напруги джерела електроживлення домагаються використанням багатофазного випрямлення, наприклад, дванадцяти фазного.

При нормальній роботі вентилі додаткового випрямляча знаходяться в провідному стані, дросель розігнаний до амплітуди фазного струму і ці кола практично не беруть участь у роботі. Енергія первинної мережі через трансформатор і випрямляч передається в навантаження. При виникненні дугового розряду в ланцюзі електронно-променевої гармати, що супроводжується різким зниженням опору навантаження, через обмеження величини струму навантаження дроселем, різко зменшується напруга на навантаженні. Після розпізнавання системою керування дугового розряду, змінюється алгоритм роботи вентилів додаткового випрямляча, при цьому забезпечується зниження до нуля фазних струмів і, відповідно, струму гармати. Під час відсутності струму в навантаженні, відбувається руйнування дугового розряду, а потім, відновлюється нормальний режим роботи джерела електроживлення.

При виникненні пробою в навантаженні фазні напруги зменшуються практично до нуля, що порушує симетрію перемагнічування сердечника силового трансформатора. Алгоритм роботи вентилів додаткового випрямляча враховує це явище і пауза у фазних напругах кратна періоду мережевої напруги або значно її перевищує.

Ефективність плавильних технологічних установок характеризується коефіцієнтом використання джерела електроживлення, визначаємим як відношення середньої вихідної потужності за час плавки до встановленої потужності джерела. Очевидно, що під час паузи вихідна потужність джерела близька до нуля. Чим вище частота дугових розрядів і чим більше тривалість паузи у фазних напругах, тим нижче

коефіцієнт використання джерела електроживлення. Для підвищення ефективності установок удосконалюються алгоритми керування джерелом, для забезпечення зниження тривалості паузи при збереженні симетрії перемагнічування сердечника силового трансформатора. Гранично можлива тривалість паузи, при розглянутій структурі джерела, відповідає одному періоду мережевої напруги. Інформацією про процеси в установці слугують миттєві значення вихідної напруги джерела, рис.6.18.

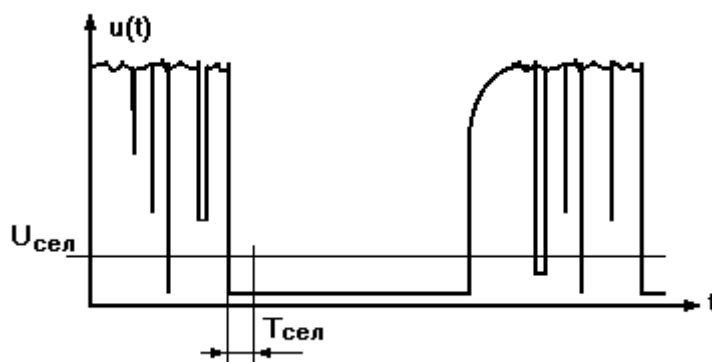


Рис.6.18. Спрощений малюнок функціонування СУ по розпізнаванню дугових розрядів

Система керування джерелом повинна розпізнавати дугові розряди на тлі пробів, що самовідновлюються. Негативний вплив дугових розрядів на технологічний процес і обладнання, це їх тривалість і енергія, що створює дефекти на поверхні гармати, значно знижують її ресурс роботи. Розпізнати дуговий розряд можна за рівнем напруги і тривалості (рівню селекції $T_{сел}$ і тривалості селекції $T_{сел}$), рис.6.18. Рівень селекції і тривалість селекції є параметрами системи керування і настраюються для конкретної технологічної установки.

Для збереження симетрії перемагнічування необхідно, щоб час від моменту виключення до моменту включення джерела було кратним періоду живильної мережі, а для запобігання коливальним перехідним процесам, струм в дроселі в кінці паузи повинен дорівнювати струму перед виникненням пробою, а це не завжди збігається з часом спочатку встановленої паузи, і система управління автоматично продовжує час паузи. При такому алгоритмі відновлення вихідної напруги не супроводжується коливальним перехідним процесом, що не провокує повторні пробі, та іс-

тотно скорочується виділення енергії у вигляді тепла на баластних резисторах, що підвищує загальний ККД системи електроживлення.

Роботи з дослідження СУ джерелом електроживлення проводилися на діючих плавильних установках фірми ТОВ «Стратегія БМ», для цього були розроблені і виготовлені декілька блоків керування (рис. 6.19).



Рис.6.19 СУ джерелом електроживлення

Після закінчення випробувань блоки управління передані для використання у складі штатних високовольтних джерел живлення (рис. 6.20) анодних кіл газорозрядних гармат потужністю до 600 кВт, основні технічні характеристики:

- 1) Селекція сигналу КЗ по рівню напруги на газорозрядній гарматі: напруга на виході датчика високої напруги (ВН), підключеної до електронної гармати - в діапазоні -0,5...-5,0В;
- 2) Селекція сигналу по тривалості КЗ в гарматі - в діапазоні 0,15...1,5мс.
- 3) Швидкодійний захист джерела живлення від перевантажень і періодичних КЗ в ланцюзі навантаження (гарматі) - забезпечується СУ в режимі автоматичного повторного відмикання (АПО).
- 4) Нечутливість до самознищуючихся КЗ в газорозрядній гарматі - забезпечується селекцією сигналу КЗ по рівню і тривалості.
- 5) Мінімально можлива тривалість паузи АПО – визначається автоматично і відповідає оптимальному моменту включенню силового трансформатора.

б) При перевантаженні і стійкому КЗ в ланцюзі навантаження алгоритм АПО забезпечує: а) автоматичне вимикання джерела живлення на якийсь час, перевищуючий час відновлення робочого режиму джерела і гармати (рекуперація енергії, накопиченої в струмообмежуючому дроселі в баластні резистори; згасання дуги в гарматі); б) алгоритм АПО забезпечує автоматичний вибір моменту відмикання джерела залежно від часу виникнення перевантаження або КЗ в межах паузи АПО, встановлюваної дискретно: 20мс, 40мс, 100мс, 200мс*; в) якщо протягом 2-х секунд який-небудь фазний струм перевищує на 20% встановлене значення ($I_{ном}$ або $0,5I_{ном}$), алгоритм функціонування виробу забезпечує автоматичне формування паузи АПО тривалістю 200мс* (забезпечує повний розряд струмообмежуючого дроселя, за умови правильного вибору величин баластних резисторів); г) у момент $I_{ф} > 2I_{фном}$ - формує сигнал «Перевантаження» і вимикає джерело; д) у момент $I_{ф} > 4I_{фном}$ - формує сигнал АВАРІЯ і вимикає джерело по колу струмового головного автомата.



Рис.6.20 Блок управління у складі штатних високовольтних джерел живлення

6.3 Двадцятифазні джерела живлення ДЖЕН- 30-15 напругою до 30 кВ, струмом 15 А, потужністю 450 кВт для електронно-променевих установок.

Режими електротехнологічних процесів залежать як від конструктивних особливостей технологічних систем, так і від показників електричних параметрів джерел живлення та їх стабільності. Особливо це стосується процесів в потужних системах електроживлення електронно-променевого обладнання. До цих джерел живлення пред'являються деякі спеціальні вимоги, наприклад, незмінність струму при динамічних збурюваннях у навантаженні та зменшення до мінімуму запасу енергії у вихідних колах при мінімальному рівні пульсацій вихідної напруги (струму). Проведені дослідження дозволили розробити та обґрунтувати кілька структурно-функціональні схем таких джерел із широтно-імпульсним регулюванням вихідної напруги [7, 14, 41, 79, 99].

Суперечливим вимогам до якості електроенергії за наявності нестационарних процесів між електродами гармати задовольняє спеціалізоване високовольтне джерело живлення «ДЖЕН 30-15» (рис.6.21), призначене для живлення електронно-променевих гармат з «холодним катодом». У високовольтному джерелі живлення цього типу перетворення електроенергії відбувається на частоті 20 кГц, з перемікаючими елементами на основі IGBT транзистори [49]. Застосування модульного принципу дозволило рівномірно розподілити електричні і теплові навантаження між вузлами конструкції, тим самим понизити щільність енергії тепловиділення і спростити конструкцію перетворювача. Завдяки синхронному несинфазному управлінню, струми окремих модулів зміщені в часі, що забезпечує поліпшення параметрів електроенергії, як на вході, так і на виході джерела живлення. Одночасне використання синхронного несинфазного управління і високочастотного перетворення енергії дозволило, з одного боку, істотно зменшити вихідну ємність джерела живлення, а з другого боку – реалізувати високу швидкодію джерела живлення і добитися оптимальних перехідних процесів при обуреннях в навантаженні.



Рис. 6.21 Високовольтне джерело живлення «ДЖЕН 30-15»

Основними вузлами високовольтного джерела живлення є багатофазний інвертор, трансформаторно-випрямний модуль (ТВМ), система управління, силовий випрямляч та фільтр (рис.6.22). Модульні інвертори утворюють двадцятифазну систему інвертування, яка формує на виході кожного інвертора квазіпрямокутну напругу яка трансформується ТВМ до необхідного рівня і випрямляються багатокаскадним випрямлячем. Для зниження кидків струму при підключенні джерела до мережі живлення, в силовому випрямлячі реалізована функція плавного заряду вхідного фільтру.

В джерелі усунена технічна суперечність між вимогою високої якості вихідної електроенергії і кількістю енергії, накопичуваної у вихідних колах, за рахунок виконання перетворювача з використанням синхронних несинфазних структур на основі асиметричних напівмостових інверторів з двообмотковим магнітозв'язаним дроселем, ввімкнутим у первинне коло ТВМ таким чином, що при перемагнічуванні останнього напрям магнітного потоку в дроселі не змінюється. Тому при виключенні інвертора енергія, яка накопичена в дроселях, повертається в конденсатори фільтру силового випрямляча обминая первинне коло ТВМ, що дозволяє здійснити

швидке відключення високої напруги від навантаження не підтримуючи енергією процеси у вторинних колах ТВМ.

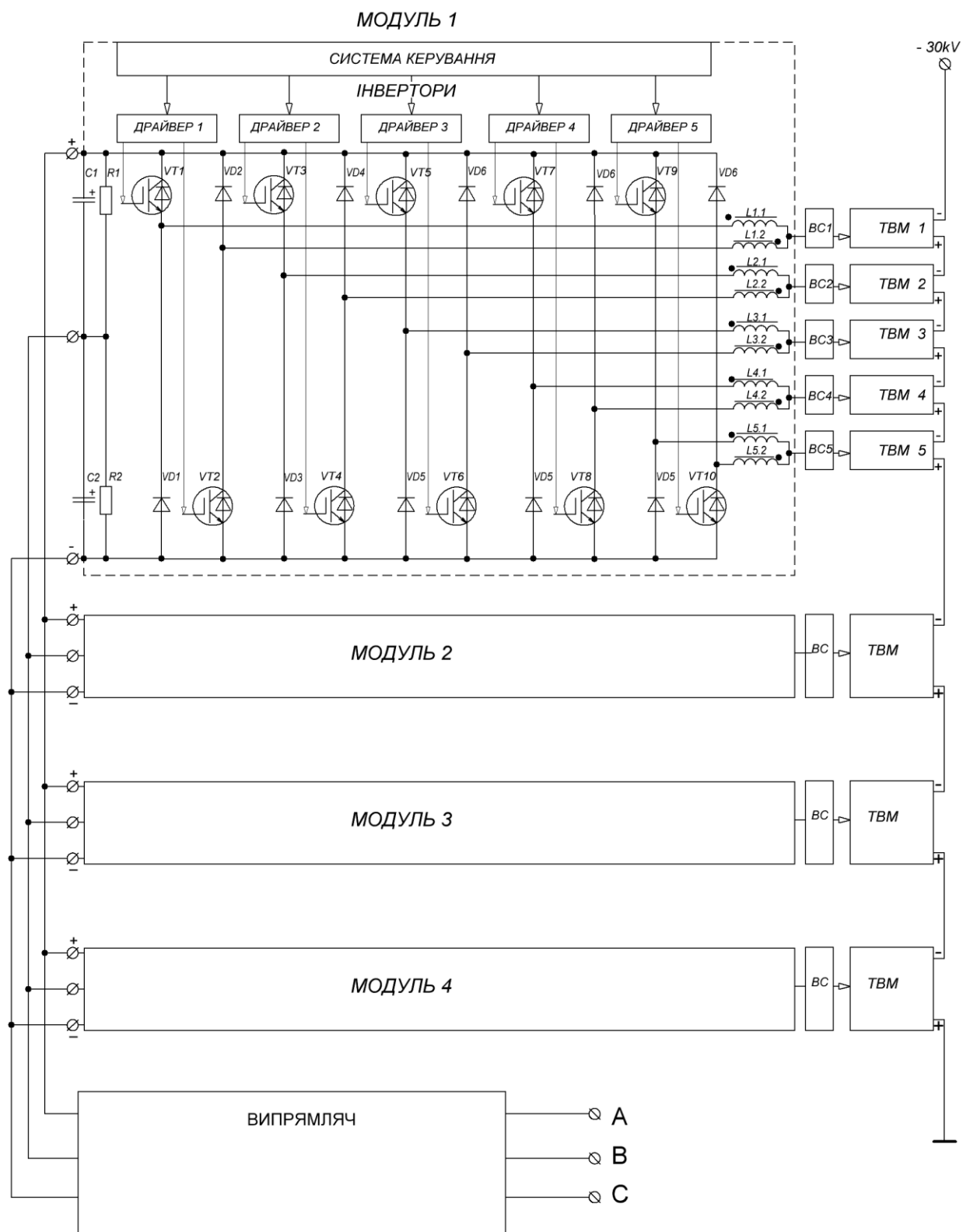


Рис. 6.22. Структурна схема високовольтного джерела живлення ДЖЕН 30-15

Високовольтне джерело живлення може працювати в одному з двох режимів: стабілізації вихідної напруги або стабілізації вихідного струму. Стабілізація вихідної напруги, це основний режим роботи системи управління, коли вихідний струм змінюється в діапазоні від 0 до 15А. При виявленні дугового розряду, або виникненні умов, які можна трактувати як початок дугового розряду, система управління переходить в режим обмеження струму. Це дозволяє у разі пробою в електронно-променевої гарматі запобігти розвитку дугового розряду. Якщо струм навантаження не зменшується в перебігу деякого часу, система управління відключає джерело живлення на якийсь час від 20 мкс до 100 мс і потім знов повертає його в основний режим роботи. Припинення розряду приводить до зменшення струму навантаження і система управління знов повертає джерело живлення в основний режим роботи – стабілізацію вихідної напруги. Такий алгоритм забезпечує стабільну роботу високовольтного джерела живлення при пробоях в електронній гарматі.

Трансформаторно-випрямний модуль забезпечує ефективну передачу енергії у вихідне коло джерела живлення і гальванічну розв'язку на рівні 50 кВ високовольтних і низьковольтних кіл. Малі габарити трансформаторно-випрямного модуля, висока електрична міцність його високовольтної ізоляції і ефективне відведення тепла від тепловиділяючих елементів забезпечені за рахунок конструкції ТВМ і застосування рідкого синтетичного діелектрика.

В джерелі живлення для електронно-променевого нагріву «ДЖЕН 30-15» реалізовані наступні функції:

- стабілізація високої напруги (здійснюється по багатоконтурній схемі, із зворотними зв'язками по струму модулів інвертування, по струму навантаження, по вихідній напрузі і ін.);
- максимальний струмовий захист (обмеження струмів через перемикаючі елементи інвертування на допустимому рівні);
- автоматичний повторний пуск – переривання вихідного струму інвертування на певний час, достатній для руйнування дугового розряду у випадках, коли виникають пробої або КЗ, тривалість яких перевищує задане значення.

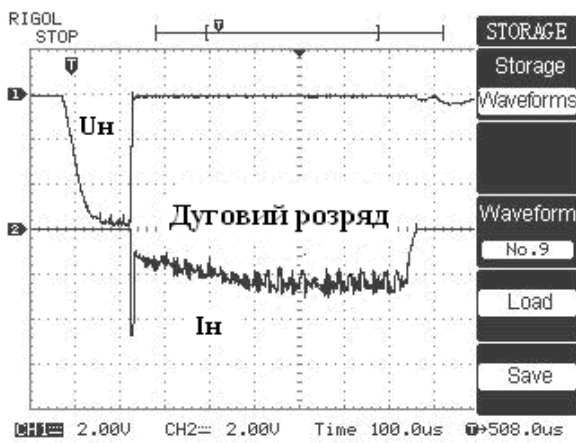
У «ДЖЕН 30-15» використано мікропроцесорне управління, яке реалізує гнучкий алгоритм управління джерелом в різних режимах роботи, дозволяє погоджувати роботу системи електроживлення з центральним комп'ютерним управлінням і забезпечує безперервність технологічного процесу.

На етапі випробувань, проводилися дослідження динамічних характеристик високовольтного джерела живлення «ДЖЕН 30-15» в режимах високовольтних пробоїв [36]. Дослідження виконувалися по схемі, приведеній на рис.6.23, з використанням еквівалента розрядного навантаження, що дозволяє імітувати високовольтні пробої. Розрядник має конфігурацію електродів типу голка-площина і регульована відстань між ними в межах 5–35 мм. Баластний опір R_b є набором резисторів для обмеження розрядного струму під час налаштування і тестування СУ. Для вимірювання струму пробою включений шунт $R_{id} = 0.01 \text{ Ом}$. Вихід джерела приєднаний до імітатор високовольтним кабелем типа КВЕЛ-60 і захисним дроселем L_{dr} , який зашунтірований обмежувальним резистором R_{og} . Частина випробувань проводилася при опорі навантаження R_{loa} .

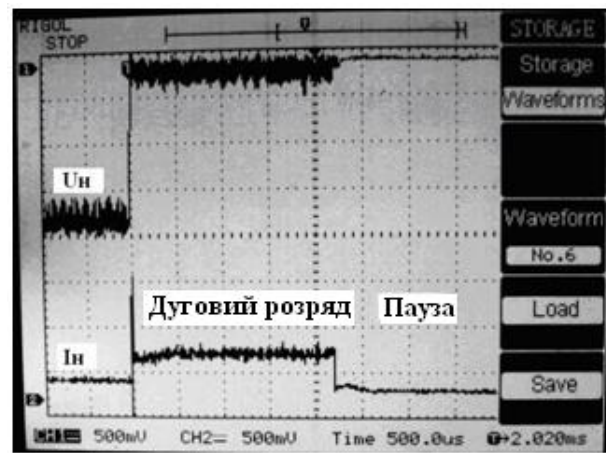


Рис. 6.23 Схема досліджень динамічних характеристик високовольтного джерела живлення «ДЖЕН 30-15»

При імітації пробоїв в навантаженні високовольтного джерела відстань між електродами розрядника D встановлювалася такої величини, щоб пробій відбувся при заданій вихідній напрузі «ДЖЕН 30-15». Результати досліджень динамічних процесів на виході високовольтного джерела живлення при використанні схеми рис.6.23 приведені на рис.6.24.



а)



б)

Рис. 6.24 Результати досліджень динамічних процесів на виході «ДЖЕН 30-15»: а)- перехідний процес при $R_{load} = \infty$; б)- перехідний процес при роботі джерела в режимі робочих струмів

На рис.6.24а показані перехідні процеси на виході джерела U_n (верхня крива) і струму I_n через розрядник D в режимі холостого ходу джерела $R_{load} = \infty$, при включенні джерела живлення на розрядник. В початковий момент часу $t=0$ вихідна напруга U_n плавно нарастає до встановленого значення, потім починається коронний розряд (з'являються характерні сплески на вершині кривої U_n), який у момент часу $t=220$ мкс переходить в дуговий розряд. Вихідна напруга спадає до нуля. Короткий імпульс струму розряду I_n , на цій початковій стадії пробою, (рис.6.24а), обумовлений розрядом паразитних ємностей високовольтних кіл систем електроживлення. Напруга на виході залишається рівною нулю, а струм розряду I_n плавно нарастає до наперед вибраного струму обмеження, а потім швидко спадає при включенні паузи. Сплески амплітуди струму розряду на цьому інтервалі пов'язані з частотою комутації транзисторів інвертувань. Процес пробою закінчується коли струм розряду I_n спадає до нуля.

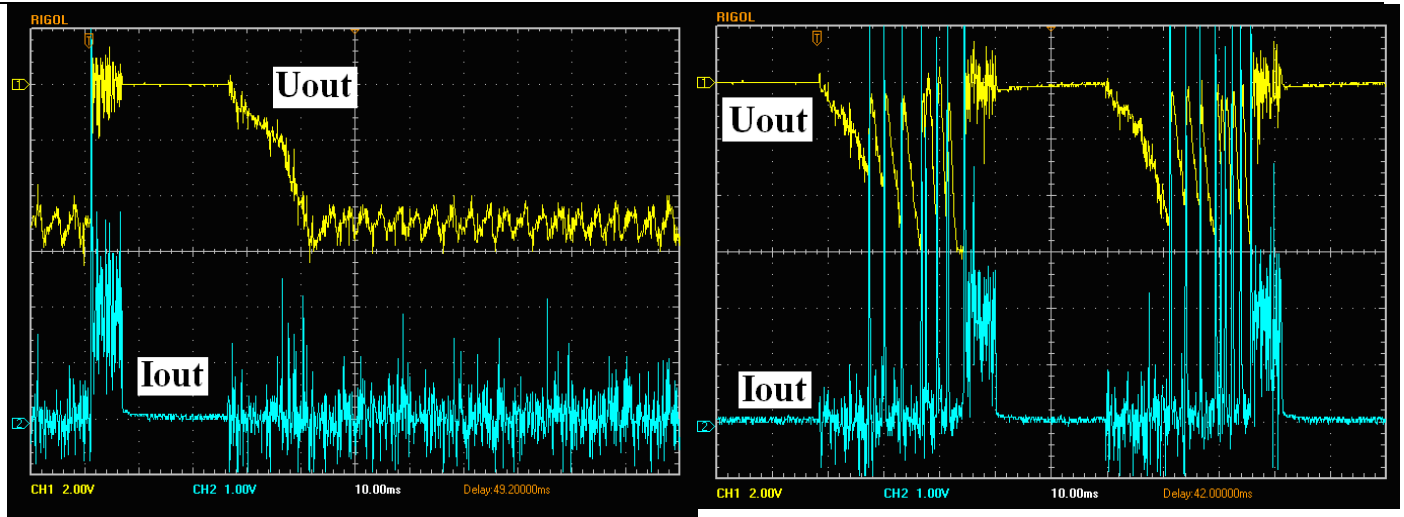
На рис.6.34б представлені перехідні процеси при роботі джерела в режимі робочих струмів, стабілізація струму в дуговому проміжку під час пробою та вихід на безструмову паузу. В початковому стані, на інтервалі часу від нуля до 1мс, джерело працює в режимі стабілізації вихідної напруги U_n (верхня крива), а вихідний струм

I_n (нижня крива в інверсній полярності) рівний струму через резистор R_{load} . У момент часу $t=1\text{мс}$ починається пробій, опір навантаження R_{load} шунтується колом короткозамкнутого розрядника D і сполученого з ним баластного резистора R_b . При цьому струм I_n рівний сумі струмів через резистори R_{load} і R_b . Напруга U_n спадає, а у вихідному струмі з'являється короткий імпульс струму розряду паразитних місткостей, після закінчення якого в джерелі починається етап стабілізації струму в дуговому проміжку розрядника і подальший вихід на без струмову паузу.

При пробоях у навантаженні, система керування «ДЖЕН 30-15» переходить у режим АПВ при якому примусово обмежується вихідна потужність джерела шляхом обмеження струму пробією на заданий інтервалу часу. Після цього система керування виключає джерело живлення, втримує тимчасову паузу встановленої тривалості (20мкс...150мсек) до повного загасання розряду, після чого виконується автоматичне повторного включення джерела живлення. Такий режим повторюється циклічно.

Експериментальні дослідження джерела «ДЖЕН 30-15» були продовжені в заводських умовах у складі установки по переплавці титанової губки. Деякі результати цих досліджень приведені на рис.6.25-6.27, де позначено: U_{out} – вихідна напруга на електронно-променевої гарматі; I_{out} – струм на виході джерела живлення; I_{nf} – струм на виході інвертора (струм однієї з фаз багатофазного трансформаторно-випрямляючого модуля). На рис.6.25а, рис.6.25б і рис.6.26а приведені осцилограми відпрацювання пробією в навантаженні при різних інтервалах селекції по тривалості. На рис.6.25а без струмова пауза включається відразу після досягнення струму навантаження максимального значення. На рис.6.25б, рис.6.26а і рис.6.36б, пауза (режим АПВ, автоматичне повторне включення) включається після деякого часу селекції, під час селекції (режим чищення катода) система управління переводить джерело живлення в режим стабілізації струму, це видно по обмеженню струму фази інвертора. На рис.6.27а і рис.6.27б приведені осцилограми штатної роботи джерела живлення в режимах відпрацювання пробіїв в навантаженні як одиночних, так і слідує один за іншим. Причому на рис.6.27б приведені осцилограма за наявності пробіїв, які тривають менше часу селекції.

випрямляючого модуля. Третя - Трансформаторний - випрямляючий модуль, який погоджує вхідні та вихідні рівні напруг. Виконує перетворення енергії змінного струму інвертора в енергію випрямленого струму живлення навантаження.



a)

б)

Рис. 6.27 Осцилограми штатної роботи джерела живлення в режимах відпрацювання пробоїв в навантаженні як одиночних (а), так і слідуючих один за іншим (б)

Модульні інвертори утворюють двадцятифазну систему джерела живлення (рис.6.21), які конструктивно сформовані з чотирьох п'ятифазних модулів рис.6.28, які додатково зсунуті по фазі так, що підсумкові пульсації на виході трансформаторно-випрямного модуля відповідають двадцяти фазовій системі напруг. На фото силового модуля рис.6.28 можна виділити: п'ять дроселів 6 і теплообмінник 2, з'єднані з двома рамами 1, які забезпечують жорсткість конструкції. На теплообмінник встановлено десять силових транзисторів 3, п'ять плат драйверів 5 і п'ять плат фільтрів 4. Підключення силового живлення проводиться до мідним шинам 9. Теплообмінник являє собою симетричний водяний радіатор з можливістю підключення охолоджуючої рідини до пари вхідних штуцерів 7, інші два штуцери закриваються заглушками 8.

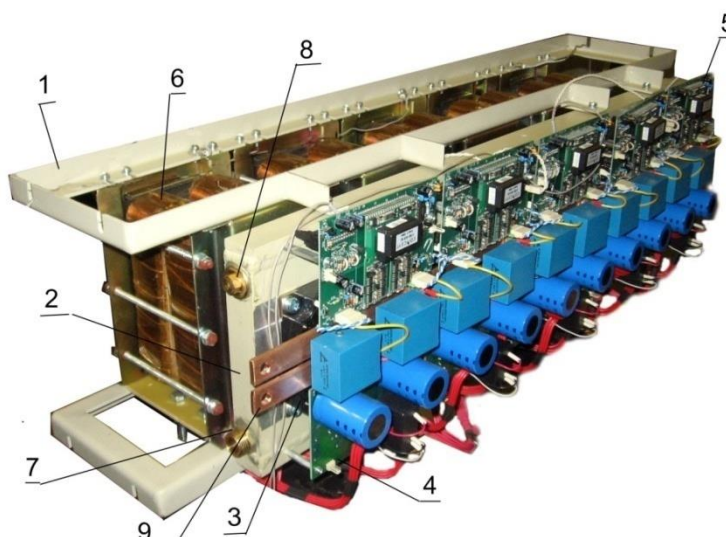


Рис. 6.28 П'ятифазний силовий модуль «ДЖЕН 30-15»

Таблиця 6.2.

Основні технічні характеристики «ДЖЕН 30-15»

№ п/п	Найменування параметру	Значення
1.	Номінальна вихідна напруга (полюс “плюс” заземлюється у навантаженні)	30 кВ
2.	Номінальний струм навантаження	15 А
3.	Номінальна вихідна потужність	450 кВт
4.	Зміна вихідної напруги під впливом зовнішніх чинників не більш	$\pm 5\%$ від номінального значення
5.	Напруга живильної мережі (трифазне, змінне) з нульовим проводом	380 В $\pm 10\%$
7.	Коефіцієнт корисної дії, не гірше	0,92

При виникненні пробоя на стороні навантаження, джерело живлення знімає напругу з виходу “ - 30кВ” у випадку, якщо стан навантаження не відновлюється на протязі деякого часу, вибраним селектором часу. По закінченню часу селекції, якщо пробій в навантаженні не припинився, джерело живлення знімає напругу з виходу “ - 30кВ” і включає режим безструмової паузи. Після закінчення часу паузи, достат-

нього для відновлення нормальної роботи навантаження, відбувається автоматичне повторне включення (АПВ). Час селекції вибирається в діапазоні 0,15...1,5мс.. Безструмова пауза може вибиратися в діапазоні 200мкс...20мс.

Пробій на стороні навантаження визначається системою управління ДЖЕН при спаданні абсолютного значення вихідної напруги нижче певного значення, що задається. Рівень встановленого значення струму навантаження ДЖЕН при пробіі по відношенню до номінального значення струму навантаження складає не більш ніж 1,2;

Джерело живлення допускає роботу з будь-якою частотою повторення АПВ. При перевантаженні і стійкому пробіі в ланцюгу навантаження, алгоритм АПВ забезпечує автоматичне відключення джерела живлення на термін, що перевищує час відновлення робочого режиму навантаження, до 200мс.

Енергія, що скидається джерелом живлення при пробіі в навантаженні, складає не більше 1 Дж.

Якщо протягом 2-х секунд який-небудь струм в джерелі електроживлення перевищує на 20% встановлені значення, або температура окремих вузлів вийшла за встановлені межі, алгоритм функціонування джерела живлення забезпечує автоматичне відключення з відповідною індикацією.

6.4 Створення високовольтних напівпровідникових багатofазних джерел живлення типу ДЖЕПЗ 60/30 напругою до 60 кВ потужністю до 30 кВт

На базі проведених досліджень, які дозволили заздалегідь розраховувати перехідні та статичні характеристики складних по побудові перетворювачів, розроблено експериментальний зразок джерела живлення для електронно-променевої зварювальної установки. Зазвичай для електронно-променевого зварювання нормуються тільки нестабільність і пульсації прискорюючої напруги (ISO14744-1:2000), але деякі сучасні технології накладають обмеження на якість перехідного процесу, наприклад, для реалізації режиму стеження за стиком вторинних емісійних систем у режимі реального часу.

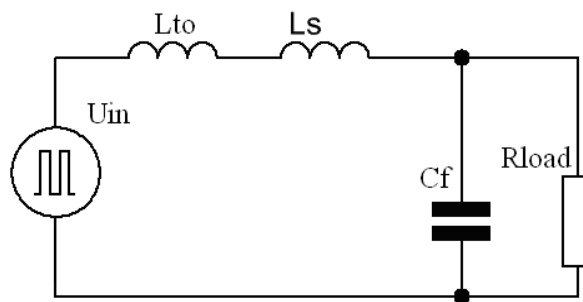


Рис. 6.29 Спрощена еквівалентна схема високовольтного джерела живлення

Для досягнення необхідної швидкодії, час перехідного процесу не більше 1мСек з відхиленням не більше 1%, високовольтного джерела електроживлення, визначимо його конфігурацію. Як впливає з проведених досліджень, в високовольтному джерелі живлення на високопотенційній стороні, в області істотних частот, необхідно враховувати індуктивності розсіювання і приведені ємності. все це призводить до того, що спрощену еквівалентну схему високовольтного джерела електроживлення можна представити у вигляді рис.6.29, що відповідає конфігурації однофазної моделі багатофазного перетворювача, по якій можна визначити необхідні параметри багатофазного перетворювача, для досягнення необхідних динамічних характеристик. На рис.6.29 позначено: L_{to} – індуктивність струмообмежуючого (або резонансного) дроселя; L_s – індуктивність розсіювання високовольтного трансформатора і все що сюди може відноситися; U_{in} – напруга на вході фільтру; C_f – приведена місткість трансформатора; R_{load} – навантаження.

Як відомо [116], якщо розімкнена система регулювання представлена схемою приведеної на рис.6.29, то її перехідна характеристика має вигляд, в залежності від коефіцієнта затухання, приведений на рис.6.30.

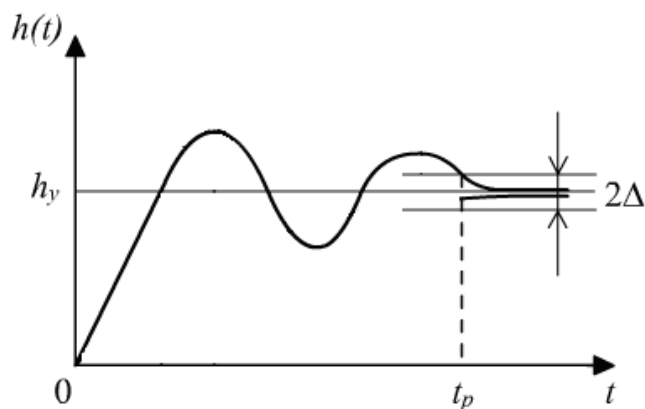


Рис. 6.30 Перехідна характеристика відповідно до спрощеної еквівалентної схеми високовольтного джерела живлення: t_p – час перехідного процесу; h_y – стає значення.

Як відомо з теорії автоматичного регулювання [116], час перехідного процесу, в демпфованій системі другого порядку, без урахування імпульсного характеру процесів в системі, приблизно, можна визначити таким чином:

$$t_p = (2 \div 10) \frac{2\pi}{\omega_{cp}}.$$

Згідно з наведеним виразом можна вважати, що для забезпечення заданого часу перехідного процесу, наприклад, 100мксек, для того щоб в гіршому випадку вийти на час перехідного процесу 1мСек, необхідно мати систему зі смугою пропускання не менше $\omega_{cp} = 50\text{кГц}$. А це значить, що в однофазному інверторі, частота перемикачів транзисторів повинна бути не менше 500кГц. При побудові високовольтного джерела електроживлення з такою швидкістю по багатofазної структурі, при частоті перемикачів в окремих модулях 20-50 кГц, необхідно застосувати синхронну несинфазну систему з числом фаз, приблизно рівну 12. Основні технічні характеристики джерела живлення ДЖЕПЗ 60/30 приведені в Таблиці 6.3.

Розроблено 12-фазне експериментальне джерело живлення ДЖЕПЗ 60/30, яке призначено для живлення електронної гармати у вакуумних електронно-променевих зварювальних установках в режимах імпульсного або безперервного споживання струму навантаження.

Таблиця 6.3.

Основні технічні характеристики джерела живлення ДЖЕПЗ 60/30

№ п/п	Найменування параметра	Значення
1.	Номінальна вихідна напруга (полюс “плюс” заземляється в навантаженні)	60 kV
2.	Номінальний струм навантаження	0.25 A
3.	Номінальна вихідна потужність/максимальна	15/30 кВт
4.	Зміна вихідної напруги під впливом зовнішніх чинників, не більш	$\pm 1\%$ від номінального значення
5.	Стабільність вихідної напруги в стаціонарних умовах	$\pm$ Краще ніж 0.5%
6.	Пульсації вихідної напруги	Менш ніж 1%
7.	Захисний резистор на виході джерела живлення	1 кОм

Структурна схема джерела живлення ДЖЕПЗ 60/30 приведена на рис.6.31. На рис.6.31 позначено: БУ- блок керування; В – випрямляч; И – інвертор; ОС- блок зворотних сигналів; СП – службові джерела живлення; ТВМ - трансформаторно-випрямний модуль.

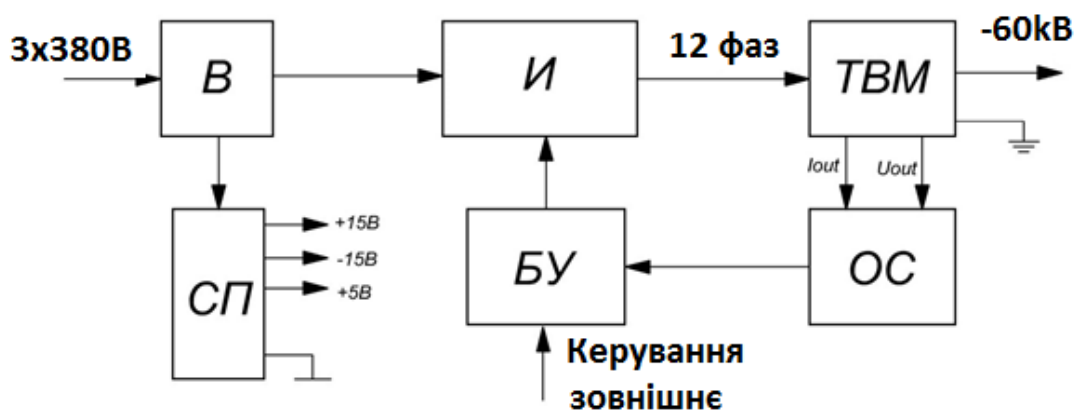


Рис. 6.31 Структурна схема джерела живлення ДЖЕПЗ 60/30

Джерело живлення виконано по схемі багатофазного синхронного несинфазного перетворювача [74], частота комутацій в його модульних інверторах дорівнює 20

кГц. Отримана дванадцяти фазна квазі прямокутна напруга надходить на ТВМ, утворений групою однофазних трансформаторов, з вторинних обмоток яких знімаються напруги знімаються напруги які формують заданий рівень вихідної високовольтної напруги. Всі високовольтні випрямлячі сполучені послідовно, утворюючи на виході високовольтну напругу 60 кВ.

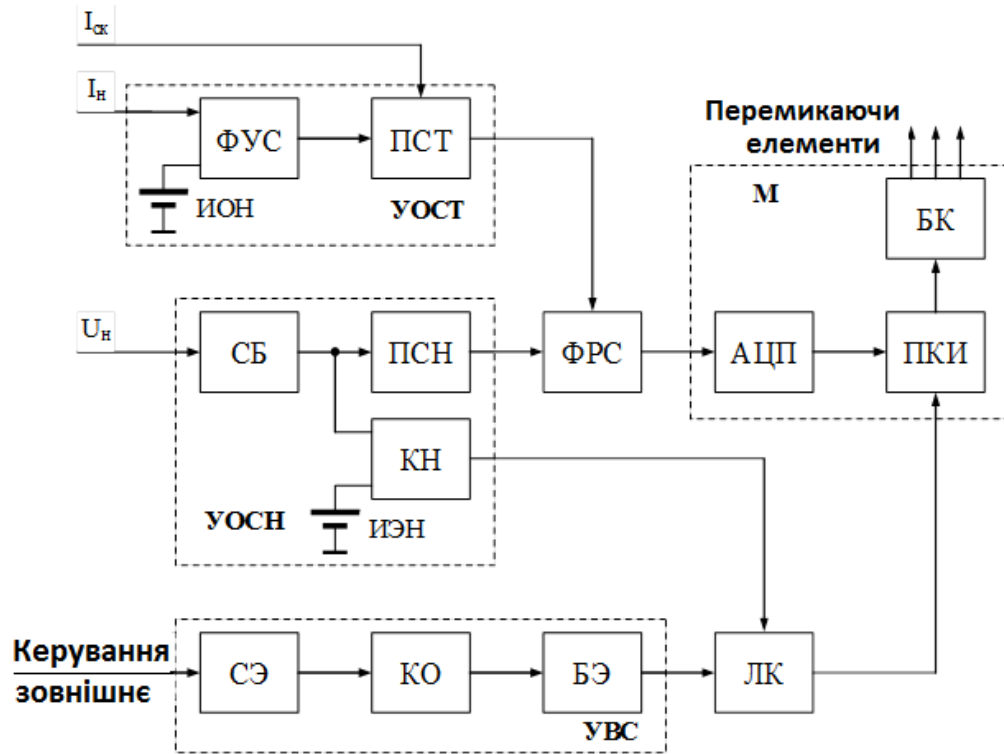


Рис. 6.32 Функціональна схема блоку управління ДЖЕПЗ 60/30

Функціональна схема блоку управління (БУ) представлена на рис.6.32. В якій можна виділити наступні основні структурні блоки:

- блок обробки сигналів зворотного зв'язку по напрузі (УОСН), підключений до ділянки вихідної напруги, модифікуючий сигнал зворотного зв'язку по напрузі для формування різницевого сигналу і, який фіксує пробій в ланцюзі навантаження, включає: буфер (СБ), джерело еталонної напруги (ІЕН), компаратор напруги (КН), що погоджує, перетворювач сигналу напруги (ПСН);
- блок обробки сигналів зворотного зв'язку по струму (УОСТ). УОСТ обробляє сигнали про струм в ланцюзі навантаження і силових ключах, перетворить сигнал зворотного зв'язку по струму для формування різницевого сигналу і, виконує фун-

кцію захисту ключів силового модуля. УОСТ включає: джерело опорної напруги (ІОН), фіксатор рівня сигналу (ФУС), перетворювач сигналу по струму (ПСТ); формувач сигналу (ФРС) рознесення, по сигналах що приходять від УОСН і УОСТ формує сигнал рознесення;

- логічний контролер (ЛК) аналізує сигнали, що приходять від УОСН і УВС, і управляє роботою модулятора; модулятор (М) формує імпульси, тривалість яких пропорційна різницевому сигналу, подає їх на силові ключі і включає: аналого-цифровий перетворювач (АЦП), перетворювач код-імпульс (ПКИ), буферні каскади (БК);
- блок зовнішніх зв'язків (УВС), на який подаються зовнішні управляючі сигнали, фіксує їх, передає для обробки для ЛК і включає: елементи (СЕ), контролер обробки (До) і буферні елементи, що погоджують (БЕ).

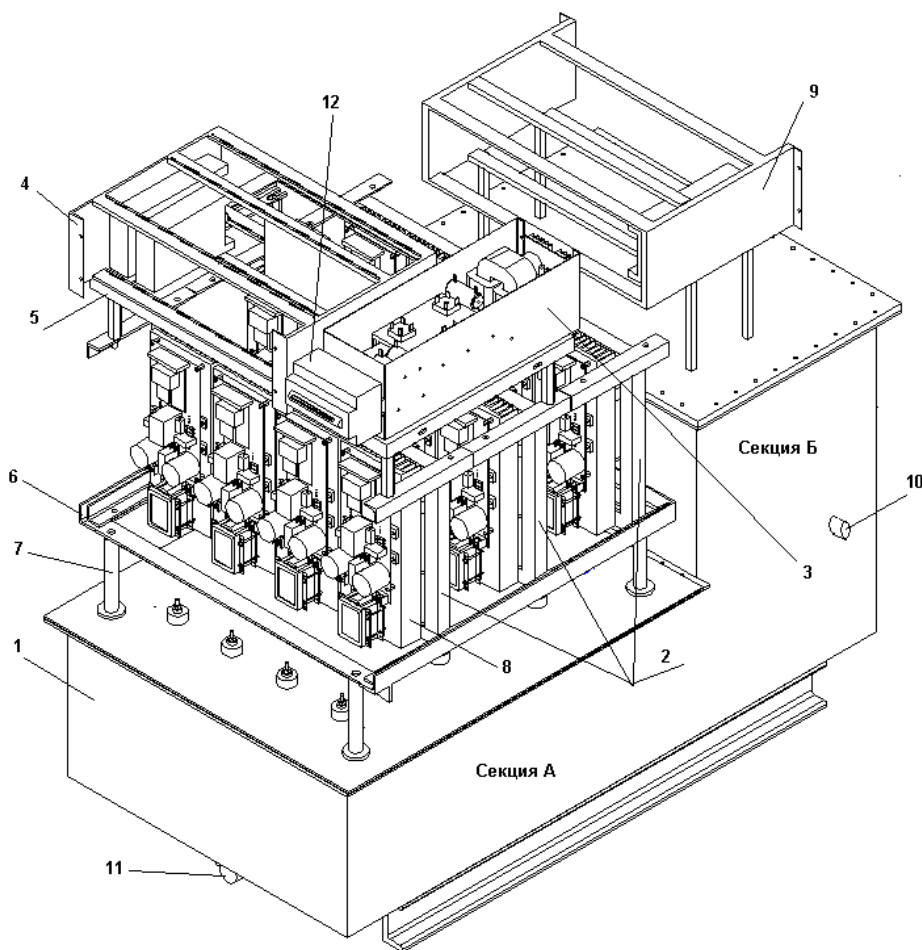


Рис.6.33 Конструкція джерела живлення ДЖЕПЗ 60/30

Конструкція джерела живлення представлена на рис.6.33. Основною несучою конструкцією, на якій вмонтовуються всі вузли джерела є бак ТВМ. На рис.6.33 позначено: 1 – бак ТВМ, 2 – силовий модуль, 3 – модуль випрямляча, 4 – блок управління, 5, 6 – рама, 7 – стійки для кріплення модулів багатофазного інвертора, 8 – модульні напівмостові інвертори, 9 – місце для установки додаткового устаткування, 10 – болт для підключення заземлення, 11 – кран для зливу і заповнення електроізоляційною рідиною, 12 – автоматичний вимикач.

Досліджено перехідні характеристики розробленого багатофазного високовольтного джерела електроживлення при імпульсній зміні струму навантаження (електронного променя).

На рис.6.34 показано результати експериментальних досліджень багатофазного джерела електроживлення електронно-променевої зварювальної установки, що працює в імпульсному режимі з часом перехідних процесів не більше 1мс.

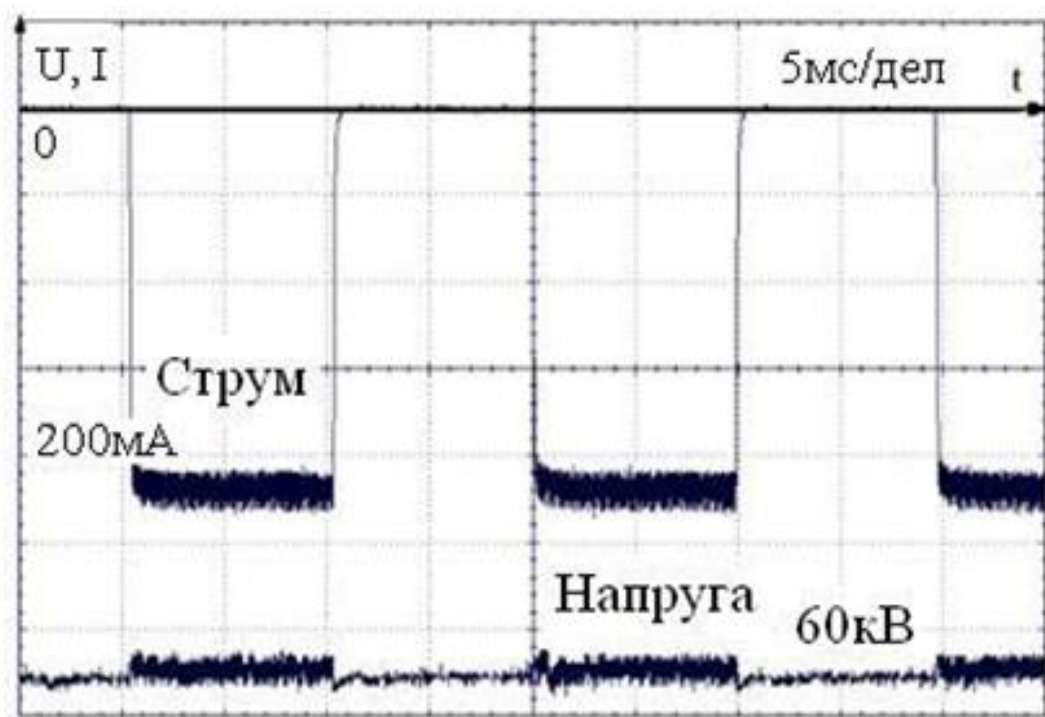


Рис. 6.34 Перехідні процеси при модуляції струму навантаження від нуля до номінального значення

Як видно з осцилограм (рис.6.34., рис.6.35) перехідних процесів в джерелі електроживлення при різкій зміні струму променя від номінального значення до нуля-

вого - відхилення вихідної напруги, при динамічному навантаженні, не більше 1%, час перехідного процесу менш 1мСек.

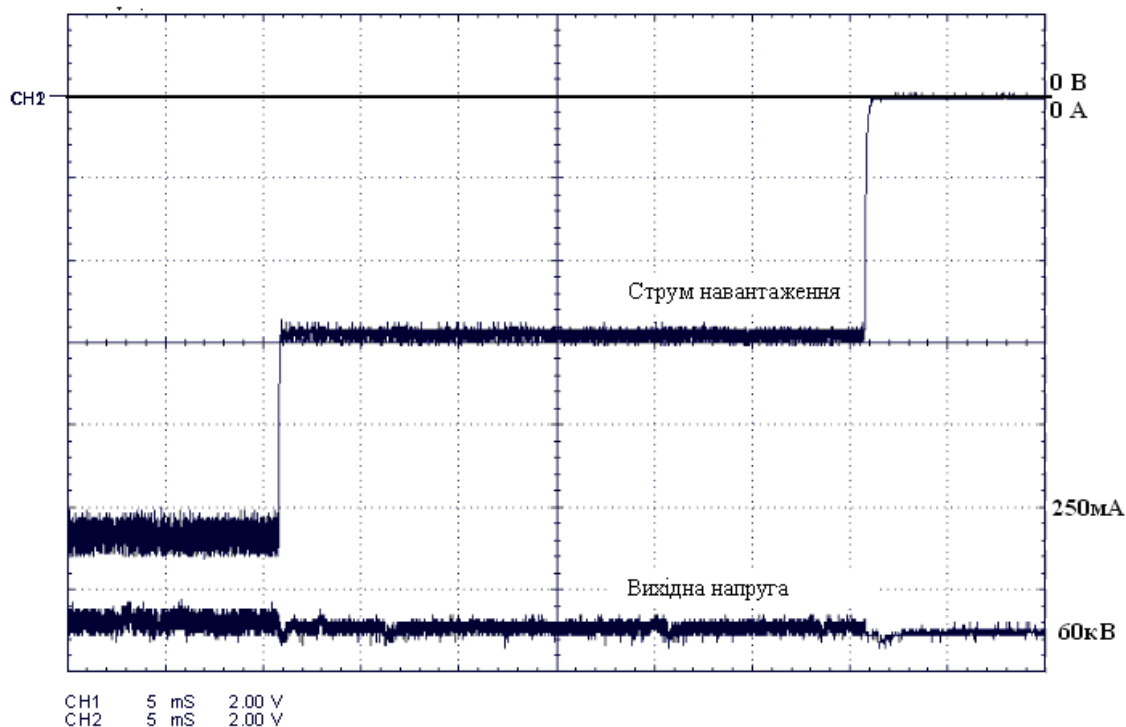


Рис. 6.35 Перехідні процеси при імпульсній зміні струму навантаження

У джерелі живлення електронно-променевої зварювальної установки (рис.6.36) реалізовані такі функції: стабілізація високої напруги (здійснюється за багатоконтурною схемою зі зворотними зв'язками по струму модулів інвертування, по струму навантаження, по вихідній напрузі та ін.); максимальний струмовий захист (обмеження струмів через перемикаючі елементи інвертування на допустимому рівні); динамічне обмеження вихідного струму високої напруги на рівні, який був до моменту виникнення пробоя або короткого замикання, що запобігає можливим коливальним перехідним процесам при мимовільному припиненні пробоя у вихідних колах; автоматичний повторний пуск – переривання вихідного струму інвертування на певний час, достатній для руйнування дугового розряду у випадках, коли виникають пробой або КЗ, тривалість яких перевищує задане значення.

Дослідження показали, що джерела електроживлення з широтно-імпульсною модуляцією, в основу яких покладено принцип багатофазного перетворення, при ві-

дносно невисокій частоті комутації в кожному каналі дають змогу істотно підвищити еквівалентну частоту пульсацій у вихідній напрузі. Еквівалентна частота пульсацій пропорційна числу фаз перетворювача. Чим більше фаз у перетворювачі, тим вища частота і менша амплітуда пульсацій у вихідній напрузі, тим менше вимог до параметрів вихідного фільтра. Чим менша постійна часу фільтра, тим вища швидкість системи.

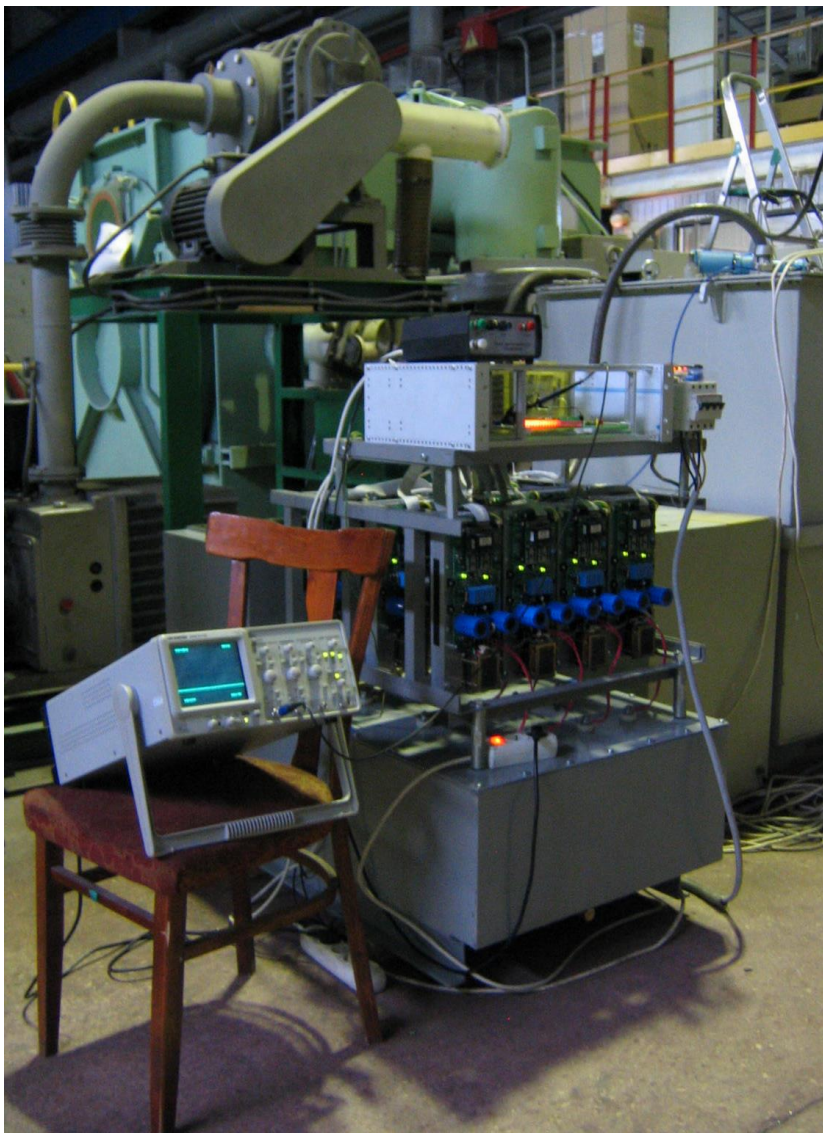


Рис.6.36 Джерело живлення електронно-променевої зварювальної установки
ДЖЕПЗ 60/30

6.5 Дванадцятифазні джерела живлення ДЖЕН-500-30 потужністю до 500 кВт, напругою до 30 кВ для електронно-променевих установок.

Високовольтне джерело живлення електронного нагріву ДЖЕН-500-30 (рис.6.37), це вдосконалений варіант ДЖЕН 30-15, призначене для живлення електронної гармати з холодним катодом на основі високовольтного тліючого розряду в режимах імпульсного або безперервного споживання енергії.

Таблиця 6.4

Основні технічні характеристики Дванадцятифазні джерела живлення ДЖЕН-500-30

№ п/п	Характеристика	Значення
1	Вхідна напруга	380В 50Гц (Y-0)
2	Нестабільність вхідної напруги	+10%, -15%
3	Номінальна вихідна напруга (поліус “плюс” заземлюється на навантаженні)	–30 кВ
4	Номінальний струм навантаження	15 А
5	Номінальна вихідна потужність навантаження, не вище	450 кВт
6	Зміна вихідної напруги під дією зовнішніх факторів, не більше	±5% від номінального значення
7	Функція захисту	Захист від перевантаження по струму
8	Режим роботи	Безперервний
9	Охолодження	Примусове повітряно-рідинне

Джерело живлення ДЖЕН-500-30 підтримує роботу в режимі автоматичного повторного включення (АПВ) зі слідкуючим наступним алгоритмом: при виникненні пробою на стороні навантаження, джерело живлення переходить в режим струмо-

обмеження, якщо стан в навантаженні не відновлюється на протязі деякого часу, система керування джерелом живлення знімає напругу з виходу “ - 30кВ” для того щоб припинити струм в навантаженні.



Рис. 6.37 Високовольтне джерело живлення електронного нагріву ДЖЕН-500-

30

Після закінчення часу паузи, достатнього для відновлення нормальної роботи навантаження, відбувається автоматичне повторне включення АПВ. Визначення необхідності перервати струм в навантаженні здійснюється за трьома параметрами: часу, напруги і струму навантаження - відповідно до розробленої стратегії керування вихідними напругою і струмом джерел живлення газового розряду.

Управління режимами джерела живлення здійснюється за допомогою вбудованого контролера (місцеве керування), або від периферійних приладів через зовнішній порт RS 485 протокол Modbus (зовнішнє керування).

Структурна схема джерела живлення ДЖЕН-500-30 показана на рис.6.38. Основні технічні характеристики наведені в Таблиці 6.4.

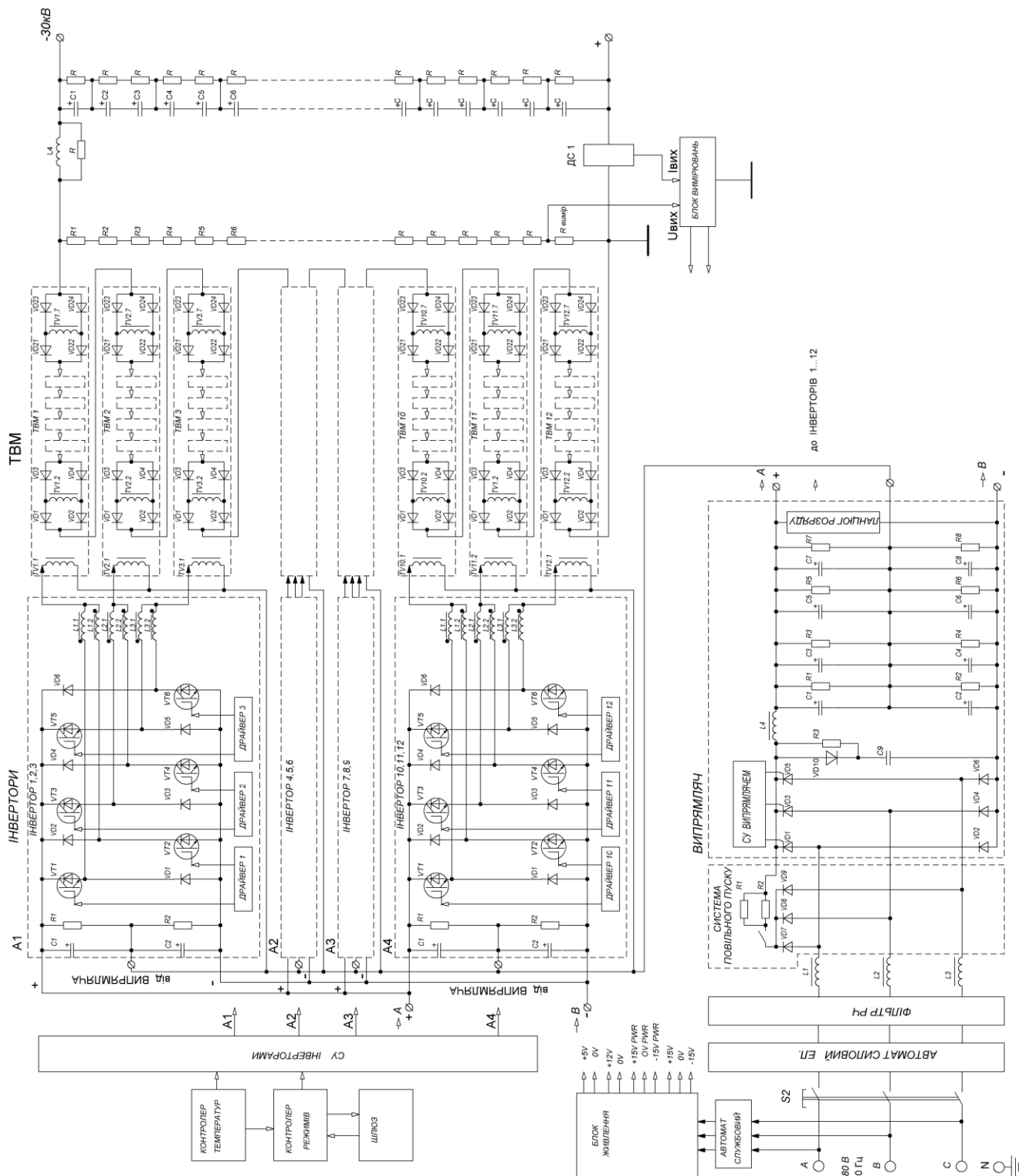


Рис. 6.38 Структурна схема джерела живлення ДЖЕН-500-30

Функціонально, джерело живлення ДЖЕН-500-30 (рис.6.38), можна розділити на три частини. Перша - випрямляч мережевий [178 - 184], який здійснює перетво-

рення енергії мережі змінного струму в енергію проміжної ланки постійного струму. Друга – інвертори, які здійснюють формування робочих режимів для трансформаторно-випрямляючого модуля. Третя - ТВМ, який погоджує входні та вихідні рівні напруг. Фотографія модуля силового універсального в зборі приведена на рис.6.39

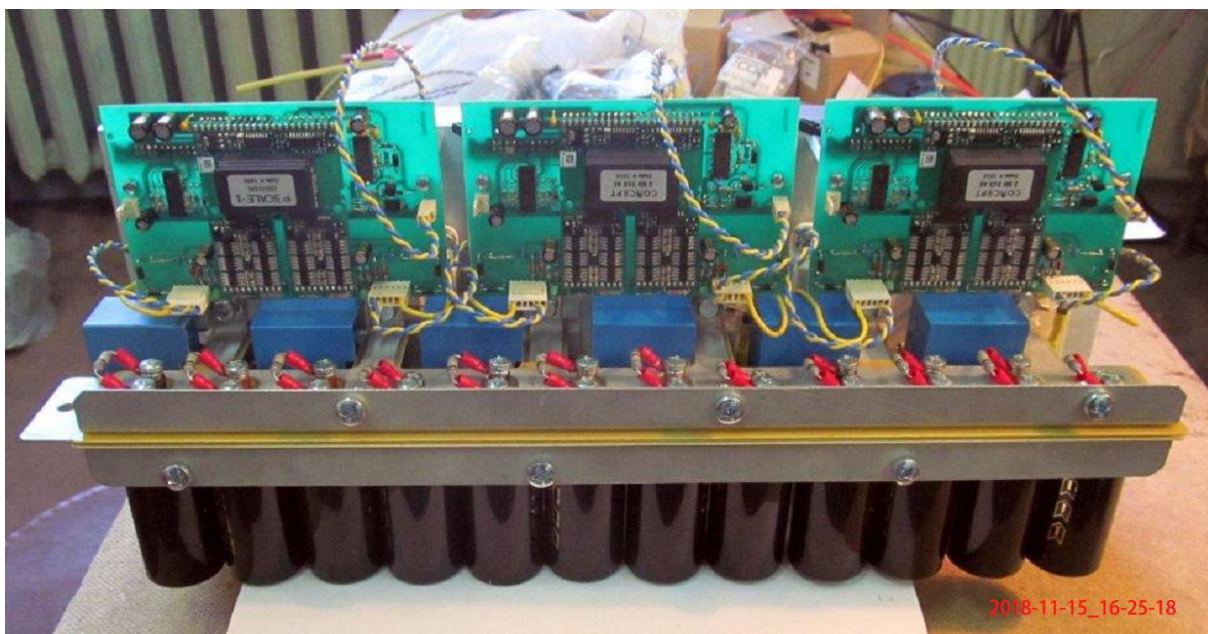


Рис. 6.39 Фото модуля силового універсального в зборі

Перетворювач високовольтного джерела живлення (рис.6.40) складається з чотирьох трьохфазних модулів рис.6.39, які додатково зсунуті по фазі так, що підсумкові пульсації на виході ТВМ модуля відповідають дванадцяти фазовій системі напруг.

Джерело живлення допускає роботу в безперервному режимі при струмі навантаження не більше номінального значення.

При виникненні умов, які можна вважати пробоем в навантаженні, джерело живлення переходить в режим стабілізації струму навантаження з деяким перевищенням (+20%) струму, який був до виникнення цих умов. По закінченню часу селекції, якщо пробій в навантаженні не припинився, джерело живлення знімає напругу з виходу “ - 30кВ” і включає режим безструмової паузи. Після закінчення часу паузи, достатнього для відновлення нормальної роботи навантаження, відбувається

автоматичне повторне включення (АПВ). Час селекції вибирається в діапазоні 0,15...1,5мс. Безструмова пауза може вибиратися в діапазоні 20мкс...20мс.

Джерело живлення допускає роботу з будь-якою частотою повторення АПВ. При перевантаженні і стійкому пробої в колі навантаження, алгоритм АПВ забезпечує автоматичне відключення джерела живлення.

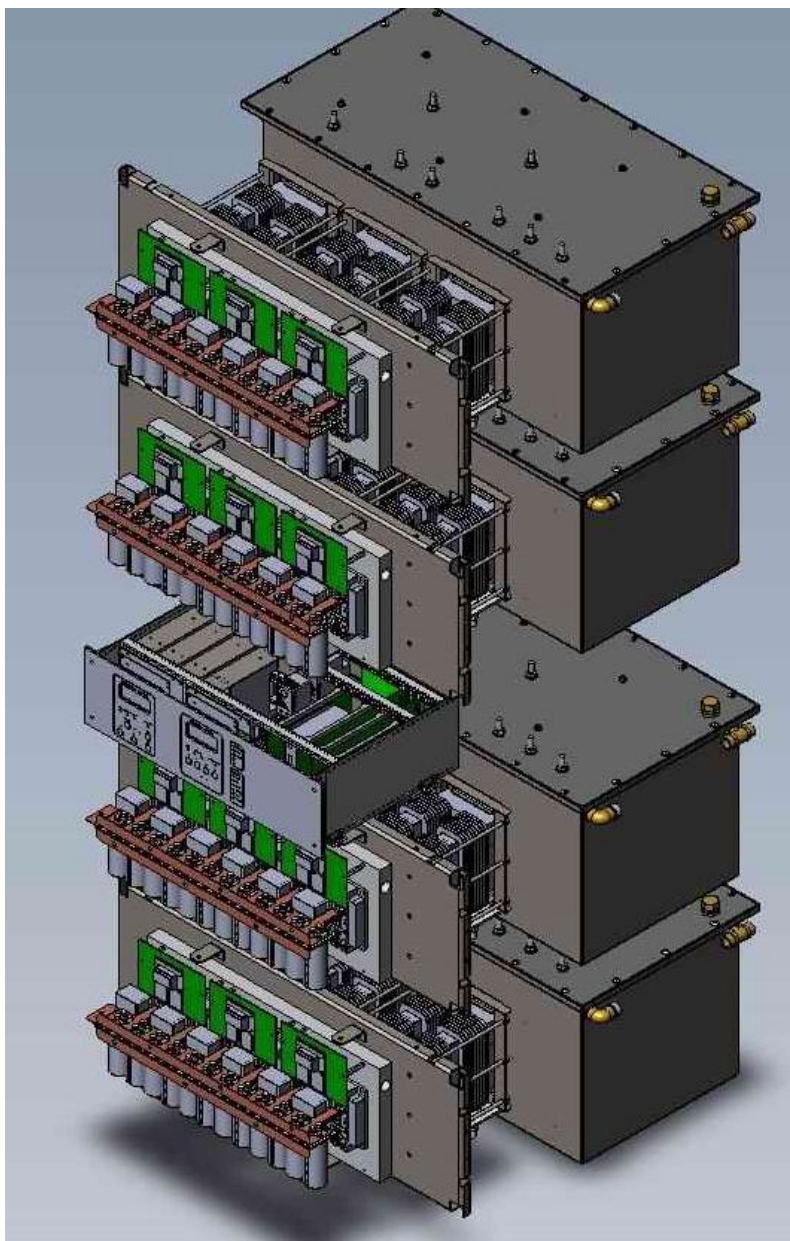


Рис. 6.40 Перетворювач високовольтного джерела живлення

Енергія, що скидається джерелом живлення при пробі в навантаженні, складає не більше 1 Дж за методикою запропонованою в [49].

Досліджено перехідні характеристики розробленого багатофазного високовольтного джерела електроживлення при імпульсній зміні струму електронного променя. На рис.6.41 і рис.6.42 показано результати експериментальних досліджень джерела живлення електронного нагріву ДЖЕН-500-30 при опрацюванні пробів в навантаженні. На рис. 6.41 зображений перехідний процес відновлення вихідної напруги (27кВт) при виявленні переходу тліючого розряду в дугового і переривання цього розряду. На рис.6.42 зображений перехідний процес при відпрацюванні без струмової паузи для припинення дугового розряду. З розгляду осцилограм видно, що при 100% імпульсній зміні струму навантаження (10А), перехідні процеси не мають перерегулювання і час відновлення номінального режиму мінімальний.

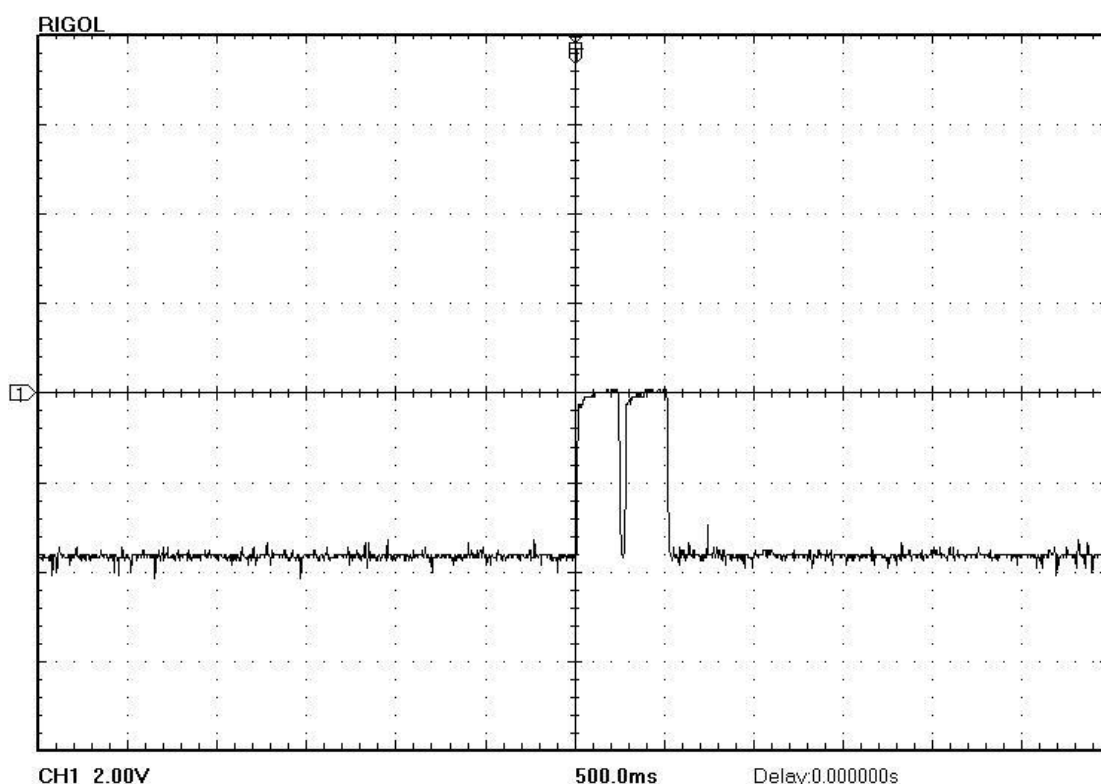


Рис.6.41 Перехідний процес відновлення вихідної напруги (27кВт) при виявленні переходу тліючого розряду в дуговий

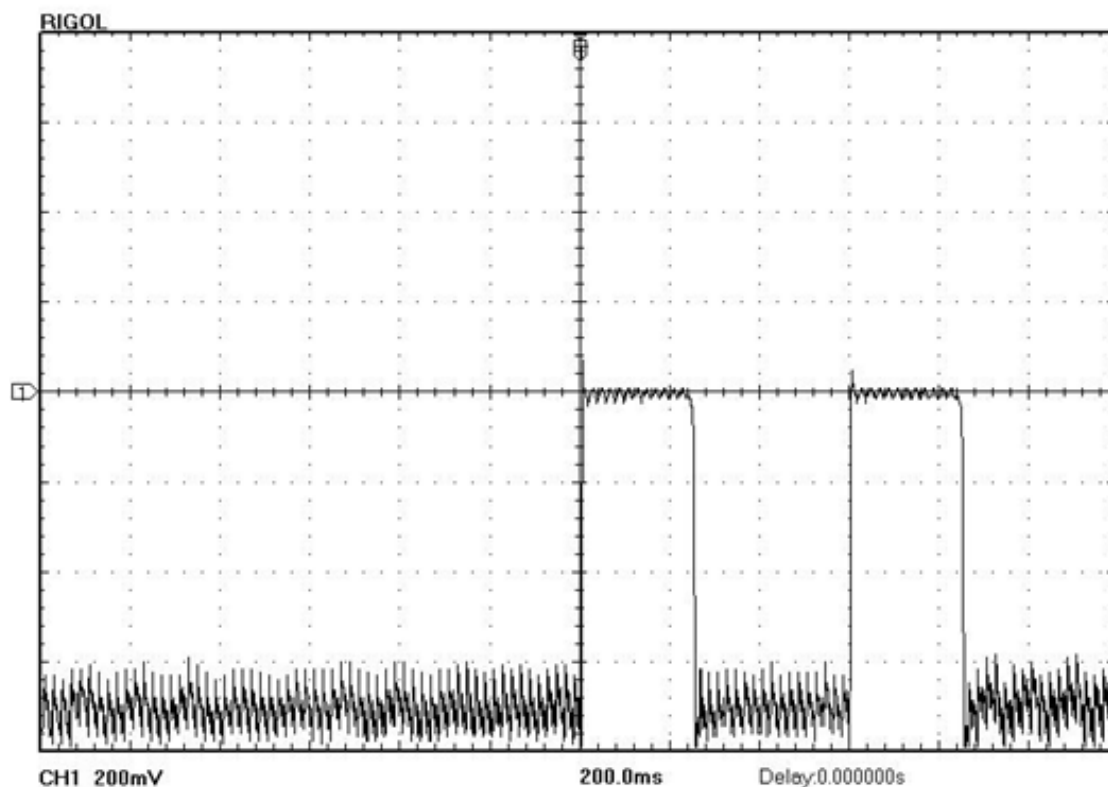


Рис. 6.42 Перехідний процес при відпрацюванні без струмової паузи для припинення дугового розряду

6.6 Шестифазні джерела живлення типу РТ-200 потужністю до 200 кВт струмом до 600 А для промислових повітряних плазмотронів.

Плазмова газифікація сьогодні вважається однією з передових технологій переробки відходів, яка заснована на високотемпературному плазмохімічному впливі і повному розкладанні утилізованих відходів. Потужними джерелами тепла з високою робочою температурою для цих технологій, використовуюються потужні повітряні плазмотрони, в яких здійснюється теплообмін між дуговим шнуром і потоком повітря. Діапазон потужності плазмотронів становить від 100 до 2400 кВт. У нормальних умовах плазмотрони працюють при середній потужності. Надлишкова потужність необхідна для пусконаладжувальних робіт і технічного обслуговування.

Джерело електроживлення повітряного плазмотрона повинне мати спеціальну вольт-амперну характеристику, для підтримання сталого дугового розряду в потужних плазмотронах, робочий режим яких, найчастіше знаходиться на висхідній гілці ВАХ плазмотрона (рис.6.43).

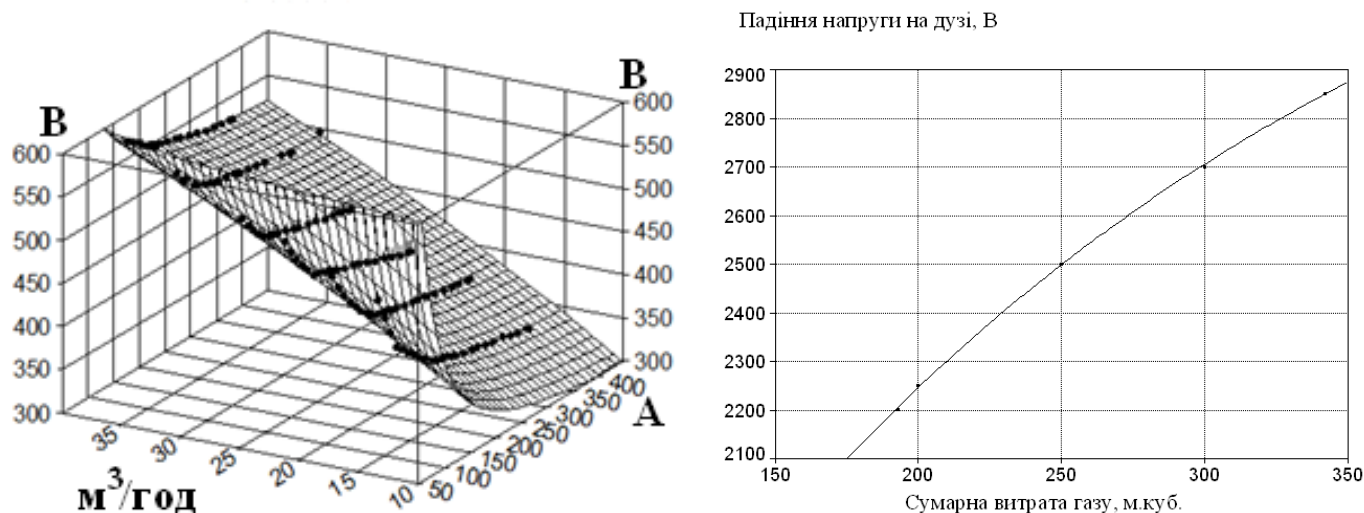


Рис. 6.43 Сімейство ВАХ потужних плазмотронів типу ЕДП-200 (600)

Аналіз структур систем електроживлення потужних плазмотронів (200-600кВт) свідчить про наявність на вході системи електроживлення мережевого розподільного трансформатору. При використанні окремого силового трансформатору на вході джерела електроживлення відпадає необхідність в гальванічному розділенні кіл на його виході. Це дозволяє використовувати для електроживлення потужних плазмотронів більш прості структури, що містять вхідний трансформатор, силовий випрямляч і імпульсний регулятор струму. При такій побудові системи живлення з використанням багатофазного випрямлення в більшості випадків відпадає необхідність в корекції коефіцієнта гармонік споживаного струму [59].

При використанні окремого силового трансформатора набуває особливого значення раціональний вибір структури імпульсного регулятора великої одиничної потужності. Виходячи з технічних вимог до джерел живлення плазмотронів, на рис.6.44 приведена принципова однолінійна електрична схема джерела живлення плазмотронів ЕДП-200 яка містить шість секцій (модулів) включених паралельно.

Перемикаючі елементи в кожній секції з'єднані послідовно через двоходмотувальний дросель, та керуються синхронно але несінфазно з іншими модулями. Головною особливістю даної структури є наявність внутрішніх механізмів примусово вирівнювання напруг на конденсаторах ємнісних ділянок напруги, така побудова регулятора забезпечує підвищення допустимої вхідної напруги вдвічі відносно максимально-допустимої напруги перемикаючих елементів. Використовування синхронного не синфазного управління і високочастотного перетворення енергії дозволило вирішити дві задачі. По-перше, істотно зменшити вихідну ємність джерел живлення, для забезпечення надійного запуску плазмотронів при високій якості вихідної енергії. По-друге – реалізувати високу швидкість відпрацювання сигналів керування джерелом живлення і добитися оптимальних перехідних процесів при збуреннях в навантаженні.

Для заданих потужностей регуляторів струму з урахуванням запасів, надійності і конструктивних особливостей силових модулів визначено: регулятор струму РТ-200 складається з 6 фаз.

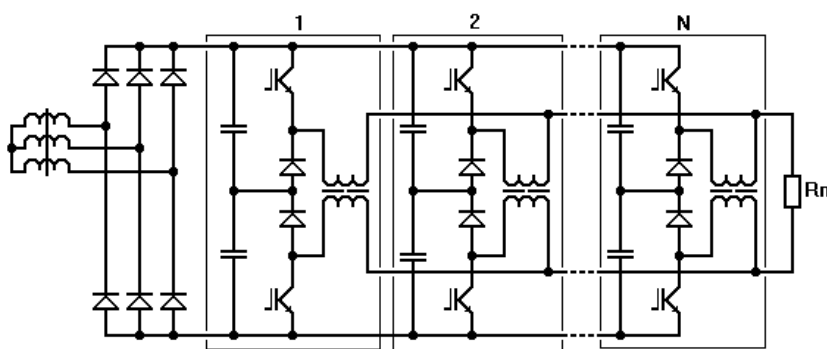


Рис. 6.44. Принципова однолінійна електрична схема джерела електроживлення плазмотрона ЕДП-200

Структурна схема джерела живлення плазмотрону з використанням РТ-200, для плазмової установки приведені на рис.6.45, його технічні характеристики наведені в Таблиці 6.5.

вона забезпечує низький рівень пульсацій вихідної напруги, струму в широкому діапазоні регулювання і забезпечує мінімальний час перехідних процесів при динамічних збуреннях у навантаженні.

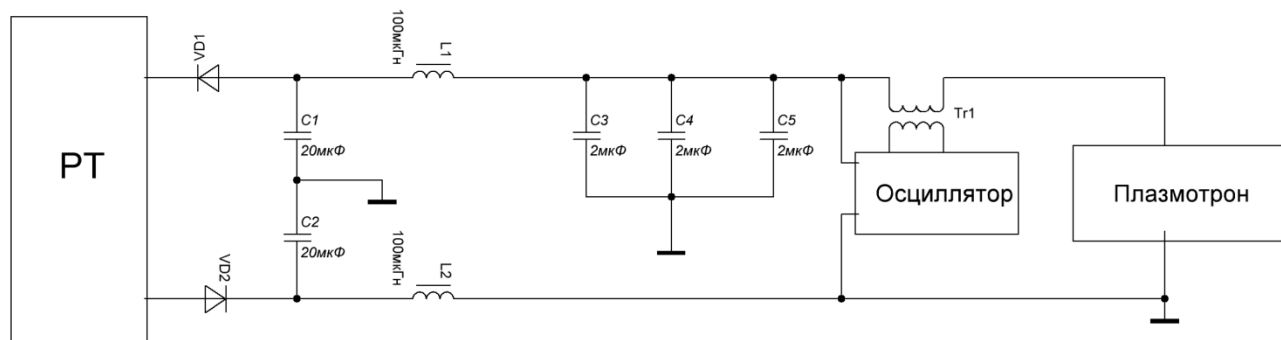


Рис. 6.45 Структурна схема живлення плазмової установки з використанням
PT-200

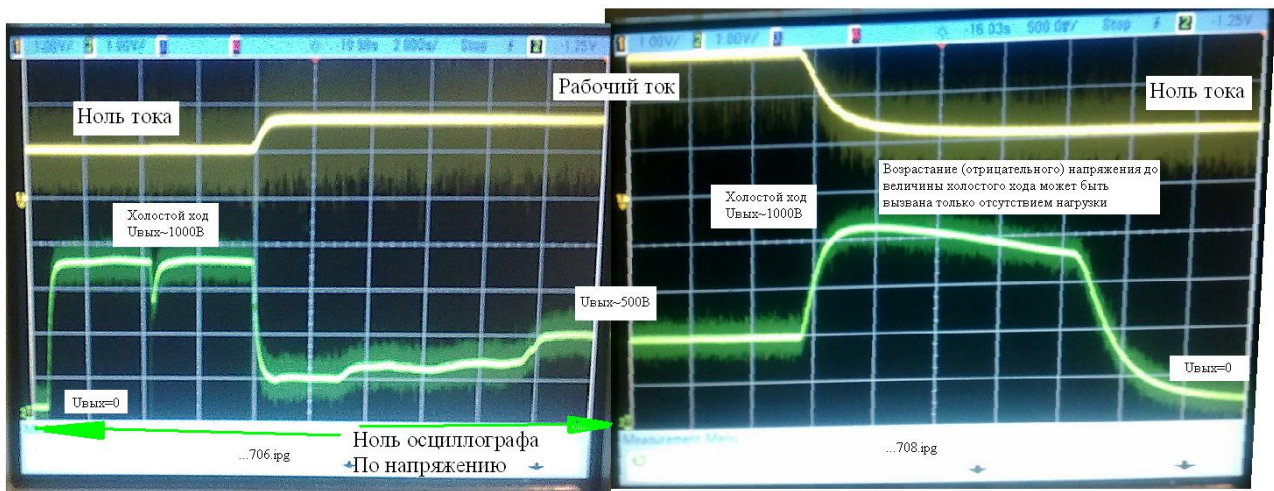
Таблиці 6.5.

**Основні технічні характеристики джерела живлення плазмової установки
PT-200**

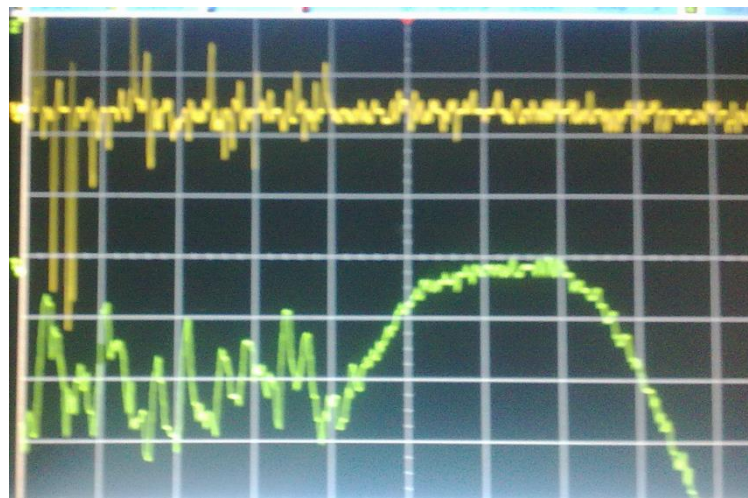
№ п/п	Характеристика	Значення
1	Номінальна вихідна напруга (поліус “плюс” заземляється в навантаженні)	1500 В
2	Номінальний струм навантаження	400 А
3	Номінальна вихідна потужність	250 кВт
4	Зміна вхідного струму під дією зовнішніх чинників не більш	1% від номінального значення
5	Напруга вхідної мережі, трифазна	380 В $\pm$ 10% (50 $\pm$ 0,4 Гц)
6	Коефіцієнт корисної дії, не гірше	0,96

На рис.6.46 показані осцилограми експериментальних досліджень багатофазного джерела електроживлення повітряного плазмотрона, представлені перехідні процеси при роботі джерела в режимі робочих струмів.

На рис. 6.46а показані типові осцилограми струму і напруги плазмотрона при включенні та його відключенні.



а



б

Рис. 6.46 Осцилограмми переходні процеси при роботі джерела в режимі робочих струмів: а)- при включенні та відключенні плазмотрону; б)- типові осцилограмми струму і напруги плазмотрона

На рис. 6.46б типові осцилограмми струму (жовтий колір) і напруги (зелений колір) плазмотрона. Звідки видно, що регулятор струму працює в умовах постійних перехідних процесів.

На рис.6.47 представлений зовнішній вигляд регуляторів струму РТ200.



Рис. 6.47 Регулятор струму PT200

6.7 Багатофазні напівпровідникові джерела живлення УІМ-300 потужністю 300 кВт струмом до 750 А для накопичувачів електроенергії.

Основним елементом системи накопичення енергії є мережеві двонаправлені інвертори, які призначені для як передавання енергії від систем накопичення електричної енергії в зовнішню електричну мережу, так і навпаки. Різні топології інверторів, які можуть працювати із двонаправленим потоком енергії, запропоновані в [185-187]. Високоєфективний двонаправлений ас-дс перетворювач [188] може бути створений на базі розглянутого нами асиметричного напівмостового перетворювача. Структура цього перетворювача зображена на рис.6.48. В залежності від стратегії управління, схема цього перетворювача може бути еквівалентірована як звичайним полумостовим інвертором, так і двома знижуючими перетворювачами [189].

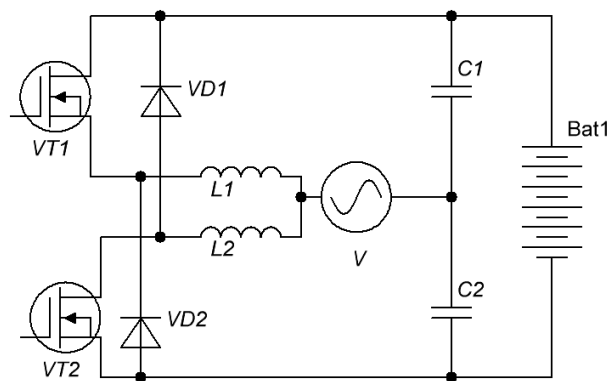


Рис.6.48 Двонаправлений ас-дс перетворювач

Перетворювач працює як випрямляч, коли енергія передається від мережі змінного струму до джерела постійного струму. У протилежному випадку, перетворювач працює як інвертор, коли енергія передається від джерела постійного струму в мережу змінного струму. У роботах [190 - 193] показано застосування даного перетворювача як інтерфейсу між мережею змінного струму й накопичувачем енергії в мережі постійного струму для керування двонаправленим потоком енергії. Він також може підтримувати потік реактивної енергії.

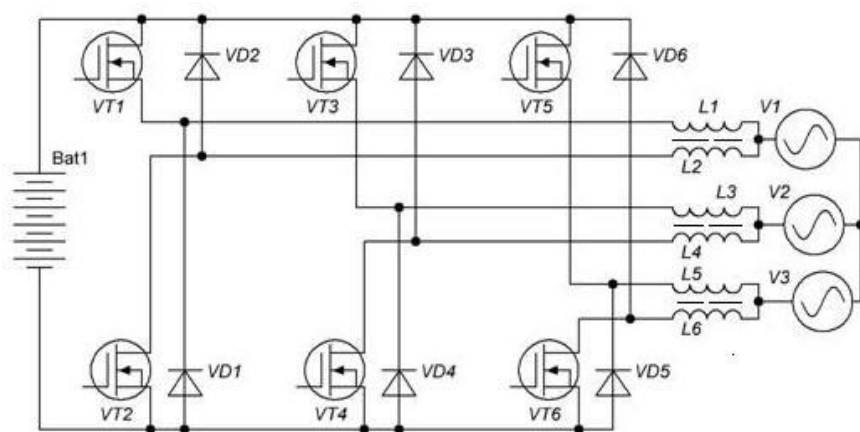


Рис. 6.49 Трифазний двонаправлений ас-дс перетворювач

Трифазним варіантом асиметричного інвертора є перетворювач, схема якого зображена на рис.6.49. Крім переваг однофазного варіанта асиметричного інвертора, трифазний варіант дозволяє виключити два габаритних конденсатори в мережі постійного струму. Модуль УІМ-300 забезпечує максимальну неперервну вихідну потужність 300 кВт, його технічні характеристики наведені в табл.6.6.

Таблиця 6.6

Основні технічні характеристики джерела живлення УІМ-300

№ п/п	Характеристика	Значення
	Максимальна неперервна вихідна потужність	300 кВт
	Вихідна напруга змінного струму	283/500 В+10%-15%
	Максимальне діюче значення вихідного струму	600 А
	Обмеження вихідного струму	≥ 850 А
	Частота вихідної напруги	50 Гц +3%/-5%
	Сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень	$\leq 3\%$
	ККД при номінальному навантаженні	$\geq 98\%$
	Коефіцієнт потужності вихідного кола	$\geq 0,99$
	Діапазон вхідних напруг постійного струму	400...900 В
	Діапазон напруг в режимі максимального відбору потужності MPPT*	500...800 В
	Максимальний постійний струм кола накопичення	600 А
	Навантаження	Розподільна мережа

*MPPT - maximum power point tracking (відстеження точки максимальної потужності)

Для побудови пристроїв великої одиничної потужності використаний модульний принцип, який дозволяє розподілити струми, напруги та потужності рівномірно між окремими модулями і, тим самим, знизити щільність виділення енергії в одиниці об'єму, спростити конструкції перетворювачів. Крім того, модульне виконання силової частини УІМ-300 дозволяє реалізовувати багатофазний режим, при якому струми окремих модулів зміщені в часі, що сприяє значному поліпшенню параметрів якості електроенергії, як на вході УІМ-300, так і на виході.

Найбільш поширена схема двонапрявленого перетворювача містить трифазний міст, зібраний на IGBT транзисторах із зворотними діодами і фільтрів на сторо-

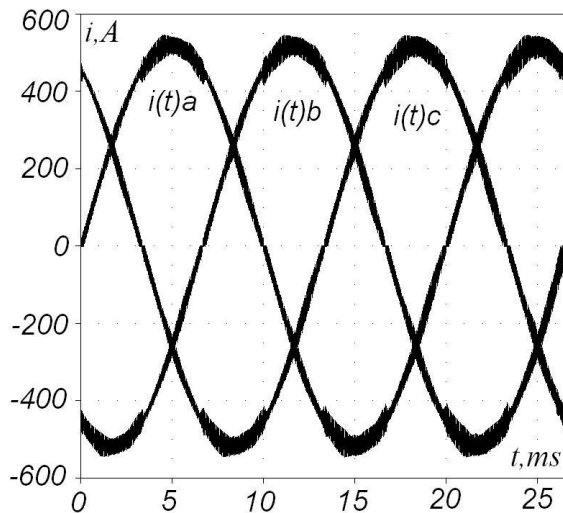


Рис.6.51 Струм у режимі передачі енергії від мережі до інвертора

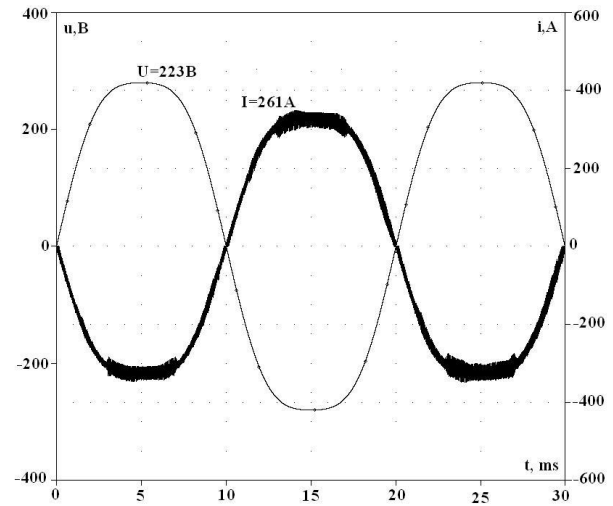


Рис.6.52 Напруга мережі і струм у режимі передачі енергії від АКБ до мережі

На рис.6.51 наведено осцилограми кривих струмів мережі в кожній з фаз експериментального інвертора UIM-300 в одному з робочих режимів (струм знаходиться у фазі з напругою мережі, що відповідає передачі енергії від мережі до інвертора) при діючому значенні струму 370 А. На рис. 6.52 наведено осцилограми кривих струмів і напруги мережі в одній з фаз інвертора (струм знаходиться у протифазі з напругою мережі, що відповідає передачі енергії від АКБ через інвертор до мережі, при діючому значенні фазної напруги – 223 В і діючому значенні струму 261 А.

На рис. 6.53 – Фотографія змонтованих в шафі 2-х модулів силових універсальних і 2-х блоків дроселів. Як показали проведені дослідження, використання несиметричного перетворювача в системах накопичення електроенергії дозволяє підвищити надійність і ефективність перетворення електроенергії.



Рис.6.53 Експериментальний зразок УІМ-300

6.8 Висновки до розділу 6

1. Розвинуто теорію високовольтних напівпровідникових систем електроживлення з синхронними несинфазними структурами шляхом розробки нових принципів їх побудови на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах і розробки нової стратегії багатоконтурного керування та стабілізації напруги і струму в навантаженні з можливістю формування короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення, що забезпечує підвищення динамічних характеристик та енергоефективності систем електроживлення і потужних газорозрядних установок.

2. З використанням розроблених методів, математичних моделей, методик розрахунку статичних і динамічних характеристик багатофазних напівпровідникових систем електроживлення та нової стратегії багатоконтурного керування їх вихідною напругою і струмом у газорозрядному навантаженні створено ряд експериментальних і дослідно-промислових систем електроживлення електронно-променевих, іонно-плазмових і плазмових установок.

З використанням розроблених рекомендацій з вибору структур систем електроживлення, розрахунку параметрів основних вузлів, зворотних зв'язків і алгоритмів створено системи електроживлення потужністю 450 кВт і напругою до 30 кВ для газорозрядних установок різного технологічного призначення.

3. Експериментально підтверджено, що створені та впроваджені у виробництво високовольтні напівпровідникові системи електроживлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами без реактивних елементів у вихідних колах при використанні нової стратегії багатоконтурного керування та стабілізації напруги і струму в навантаженні забезпечують підвищення динамічних характеристик та енергоефективності систем електроживлення і потужних газорозрядних установок.

4. Створені і впроваджені у виробництво системи електроживлення забезпечують необхідну якість напруги для різних потужних газорозрядних установок без застосування фільтруючих кіл у колі випрямлення, що зменшує безструмові паузи на порядок і більше та кількість іскрових розрядів, які переходять у дугові, що підвищує тепловкладення в ході технологічного процесу.

У створених дослідно-промислових системах електроживлення точність регулювання здійснюється з похибкою $< 1\%$, нестабільністю заданих режимів $< 1\%$ при коефіцієнті пульсацій вихідної напруги та струму $< 1\%$.

5. На підставі розроблених рекомендацій щодо побудови швидкодіючих систем електроживлення з безколивальними перехідними процесами розроблено та передано в експлуатацію 12-фазну систему електроживлення установки електронно-променевої зварки з вихідною регульованою напругою від 0 до 60 кВ та потужністю до 15кВт. Також розроблені і передані в експлуатацію багатофазні системи

електроживлення потужністю до 200кВт для плазмотронів, що реалізують промислову технологію переробки радіаційних відходів.

Посилання: [3-5], [7-8], [14], [20], [36], [41], [49],], [59], [74], [79], [99], [102], [114], [116], [135], [142], [170-175], [177-189], [190-195] див. список використаних джерел стор. 308 - 315, 318 - 319, 321, 322, 325 – 328

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертації вирішено важливу науково-прикладну проблему розвитку теорії високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами шляхом розробки нових принципів їх створення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах і нової стратегії багатоконтурного керування і стабілізації напруги і струму в навантаженні з можливістю формування короточасних пауз струму та умов його швидкого відновлення. Сукупність отриманих результатів склала наукову основу для побудови високовольтних напівпровідникових джерел з підвищеними динамічними характеристиками і енергоефективністю для збільшення продуктивності та технологічної ефективності потужних промислових газорозрядних установок.

Основні наукові та практичні результати полягають у наступному:

1. У результаті аналізу відомих наукових публікацій обґрунтовано актуальність розвитку теорії високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення з синхронними несинфазними структурами та стратегії керування і стабілізації їх вихідними напругами і струмами в потужних газорозрядних установках для підвищення динамічних характеристик та енергоефективності таких джерел електроживлення.

2. Шляхом порівняння розрахункових і експериментальних характеристик високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами при електроживленні газорозрядних установок різної потужності визначено, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази багатофазної системи до приведенного опору навантаження, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності системи, що передається у навантаження. Отримані результати дозволили визначити умови підвищення енергоефективності джерел електроживлення потужних газорозрядних установок та підвищення продуктивності та технологічної ефективності останніх.

3. Розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел шляхом виконання їх синхронних несинфазних структур на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах та використання двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює на-

прямку при перемагнічуванні силового трансформатора. Такі принципи забезпечують підвищення динамічних характеристик та енергоефективності потужних джерел електроживлення.

4. Розроблено однофазну модель N -фазних напівпровідникових джерел електроживлення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів з широтно-імпульсною модуляцією та отримано аналітичні вирази для розрахунку якості вихідної напруги та їх статичних і динамічних характеристик шляхом вирішення диференціальних рівнянь на $1/N$ частині періоду комутацій кожної структури (тобто на інтервалі її сталості) при довільних початкових умовах, що спрощує визначення кількості необхідних структур (фаз) таких джерел.

5. Розроблено метод визначення впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами на умови підвищення якості їх вихідної напруги, що забезпечило розробку методик розрахунку основних параметрів таких джерел з урахуванням різних режимів газорозрядних установок.

6. Розроблено новий метод визначення статичних і динамічних характеристик стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі, отриманих методом їх усереднення в просторі станів і з урахуванням їх модуляційної нелінійності (тобто фактору пульсацій), що забезпечило можливість уточнювати статичні та динамічні характеристики високовольтних напівпровідникових джерел з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами при живленні потужних газорозрядних установок.

7. Розроблено нову стратегію багатоконтурного керування стабілізованими напругою і струмом у потужній газорозрядній установці на основі лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і аналізу стану напівпровідникового джерела електроживлення та можливістю формування ним у навантаженні короткочасних пауз струму й умов його швидкого відновлення, що підвищує стійкість джерел електроживлення і газорозрядних установок до випадкового і швидкого (імпульсного) змінення їх електричного опору в широких межах.

8. Розвинуто теорію високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення з синхронними несинфазними структурами шляхом розробки нових принципів їх побудови на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у вихідних колах і розробки нової стратегії багатоконтурного керування та стабілізації напруги і струму в навантаженні з можливістю формування короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення, що підвищує динамічні характеристики та енергоефективність напівпровідникових джерел електроживлення і потужних газорозрядних установок.

9. Розроблено нову методику визначення необхідної кількості двотактних асиметричних напівмостових структур – фаз напівпровідникових джерел для досягнення заданої якості їх вихідної напруги з урахуванням особливостей кола навантаження і впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі багатofазних систем та параметрів затухання їх індуктивно-ємнісних фільтрів, що забезпечує визначення необхідних характеристик багатofазних високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення потужних установок.

10. Розроблено нову методику визначення статичних і динамічних характеристик багатofазних напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі аналізу характеристик однофазної еквівалентної математичної моделі, отриманих методом їх усереднення в просторі станів з урахуванням їх модуляційної нелінійності, що спрощує визначення доцільних передавальних функцій структурних схем таких напівпровідникових джерел електроживлення.

Новизну основних науково-прикладних і технічних рішень підтверджено патентами України на винаходи №20803, № 29547 та № 41942.

11. На підставі результатів математичного і фізичного моделювання розроблено рекомендації з визначення режимних параметрів високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення зі синхронними несинфазними структурами для електроживлення потужних газорозрядних установок технологічного призначення.

Обґрунтованість і достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій підтверджено їх узгодженням з результатами експериментальних досліджень режи-

мів високовольтних напівпровідникових джерел живлення потужністю до 450 кВт у складі потужних газорозрядних установок промислового призначення.

12. Отримані наукові та практичні результати впроваджено в розробках експериментальних зразків високовольтних напівпровідникових джерел електроживлення Інституту електродинаміки НАН України та потужних газорозрядних установок Інституту електрозварювання імені Є.О. Патона НАН України.

Розроблено і створено високовольтне напівпровідникове джерело електроживлення потужністю 450 кВт впроваджено у газорозрядному устаткуванні підприємства МК "Антарес" (м. Київ) для промислового виготовлення високоякісних титанових виливків. Рекомендації з визначення енергоефективних параметрів напівпровідникових високочастотних структур джерел електроживлення потужністю 200-400 кВт впроваджено у промислових плазмових і електронно-променевих технологічних лініях підприємства "Електротехімпульс" (м. Київ), а результати з розрахунку електромагнітних процесів і визначення енергоефективних параметрів систем резервного електроживлення впроваджено на підприємстві СВП "Київські ТЕЦ" ПАТ "Київенерго".

Методики та науково-прикладні результати, отримані в дисертації, впроваджено також у навчальних дисциплінах "Електротехнологічні установки та системи" і "Силова перетворювальна техніка" кафедри теоретичної електротехніки НТУУ "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Электротехнические установки и их источники питания: Учебное пособие для вузов по спец. «Промышленная электроника»./ Сост. В.И.Бар,-Тольятти: ТГУ, 2002, 95с.
2. Аксёнов И.И. Вакуумная дуга в эрозионных источниках плазмы. Х.:ННЦ ХФТИ. 2005. 212с.
3. Вакуумному дуговые устройство и покрытия/А.А. Андреев, Л.П. Саблев, В.М. Шулаев, С.Н. Григорьев. – Х.:ННЦ ХФТИ, 2005. 236 с.
4. Данилин Б.С.. Применение низкотемпературной плазмы для нанесения тонких плёнок. М.: «Энергоатомиздат», 1989, 328 с.
5. Техника осаждения вакуумно - дуговых покрытий/ И.И.Аксенов, Д.С.Аксенов, В.А.Белоус. – Х.: ННЦ ХФТИ 2014. 280 с.
6. Сливков И. Н. Процессы при высоком напряжении в вакууме. М.: Энергоатомиздат, 1985. 256 с.
7. Мартынов В.В., Руденко Ю.В., МонжеранЮ.П. Исследование взаимодействия силовых транзисторных преобразователей с дуговыми, плазменными и лучевыми технологическими нагрузками. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. Киев: ІЕД НАНУ, 2010. – Вып.25. С.145 – 149.
8. Подавление микродуг в ионно-плазменных процессах / Ю.А. Сысоев, Г.И. Костюк, А.В. Белявский и др. *Вопросы проектирования и производства конструкций летательных аппаратов: спец. вып. «Новые технологии в машиностроении»: сб. науч. тр.*– Вып. 3 (63).– Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «ХАИ» , 2010. С. 304 – 310.
9. Цыкуленко К.А., Титан. Проблемы производства. Перспективы. Аналитический обзор. Ч.3. *Современная электрометаллургия.*-2007.-№3.С.36-43
10. Удрис Я.Я., Чернов В.А, и др. О применении электронных пушек высоковольтного тлеющего разряда (ВТР) для плавки металлов с большим газосодержанием. *Сб Промышленное применение электронных пучков.*, / под ред. Переводчикова В.И. “МЭТИ”, М., 1986, С. 31-43.

11. Кайдалов А.А., Зубченко Ю.В., Шилов Г.А., Локшин В.Е.. Методика расчета допустимых нестабильностей основных параметров источников питания мощных сварочных пушек. *Автоматическая сварка*. 1984. №7 С.8-13.
12. Башенко В.В., Донской А.В., Соломахин И.М. Электроплавильные печи цветной металлургии. “Металлургия”, М., 1971, 320 с.
13. Чернов В. А. Мощная электронная пушка высоковольтного тлеющего разряда и энергоблок на ее основе. *Электроэнергетика*. - 2009. - N 2. С. 53-58 : г
14. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Развитие теории транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 1.ч.2. С. 73–75.
15. Чернов В.А. Мощные электронные пушки высоковольтного тлеющего разряда (ВТР) и оборудование на их основе. *IX Симпозиум "Электротехника 2030"*, доклад 7.10, 2007.
16. Системы управления лучевых технологических установок. / Спивак В.М. и др.. “Техніка”, К., 1988, 272 с.
17. Назаренко О.К., Ланбин В.С. Исследование высоковольтных цепей управления током сварочного электронного пучка. *Автоматическая сварка*. — 2007. — № 5 (649). С. 26-30.
18. Тугай Б.А. Підвищення стабільності параметрів технологічних електронних гармат високовольтного тліючого розряду. Автореферат канд. Дис. НТУУ “КПІ”, 2000р.
19. Лубинец Г.Я., Мельник В.И., Тугай Б.А. Исследование дуговых пробоев в газоразрядных электронных пушках и его зависимости от параметров внешней цепи. *Сб. тез. докл. IV Всесоюзного симпозиума по сильноточной электронике*. Томск, 1982, с.119-122.
20. Войнарович С.Г. Разработка технологии микроплазменного напыления биокерамического покрытия. Дис. на соискание уч. степени кандидате техн. наук. Ин-т электросварки им Е.О. Патона, К.: 200 с.
21. Бондарев А.А. Электрические пробойи при электроннолучевой сварке. *Автоматическая сварка* №8 (341), 1981, с.44-46.

- 22.Оборудование для электроннолучевой сварки./ Чвертко А.И. и др. “Наукова думка”, К.: 1973, 408 с.
23. В.А. Тутик. Дослідження режиму плазмово-пучкового розряду при роботі газорозрядної електронної гармати. *Питання атомної науки і техніки*. 2008. № 4, с.184-188.
24. Чвертко А.И., Назаренко О.К., Святский А.М., Некрасов А.И. Оборудование для электронно-лучевой сварки. К., “Наукова думка”, 1973, 408 с.
- 25.Вопросы атомной науки и техники. 2006. № 5. *Серия: Плазменная электроника и новые методы ускорения* (5), С.76-80.
- 26.Тутик В. А.Низьковакуумні газорозрядні електронні гармати і їх використання в електронно-променевих технологіях. Автореферат дис. на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук. Х.:ІНЦ ХФТИ, 2009. – 36 с.
- 27.Тутик В.А. Газоразрядная электронная пушка для низковакуумных технологических процес сов. *«Вакуумная наука и техника» Материалы XIII научно-технической конференции* М.: МИЭМ, 2006.- С. 247-251.
28. Леб Л. Основные процессы электрических разрядов в газах. ГИТТЛ, М.: Л., 1950, 672с.
29. Утилизация органических, в том числе медицинских и других опасных отходов путем их пиролиза с применением пароплазменного процесса «ПЛАЗЕР». / Петров С.В., Маринский Г.С., Чернец А.В., Коржак В.Н., Мазунин В.М. *Труды 4-й международной конференции «Сотрудничество для решения проблемы отходов»*, Харьков, 2007
- 30.Лубинец Г.Я., Мельник В.И., Тугай Б.А. Исследование дуговых пробоев в газоразрядных электронных пушках и его зависимости от параметров внешней цепи. Сб. тез. докл. IV Всесоюзного симпозиума по сильноточной электронике. Томск, 1982, с.119-122.
- 31.Тугай Б.А. Підвищення стабільності параметрів технологічних електронних гармат високовольтного тліючого розряду. Автореферат канд. Дис. НТУУ “КПІ”, 2000р.

32. Матвеев Н.В. Высоковольтные системы электропитания для микроволновых и электронно-лучевых технологических установок. *IX Симпозиум "Электротехника2030"*, доклад 7.07, 2007.
33. Спирин В.М., Системы питания для электродуговых устройств с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Дис. на соискание уч. степени доктора техн. наук. Ин-т электродинамики НАНУ, К., 2013
34. Плазменные технологии переработки углеводородного сырья и отходов./ Артемов А. В., Переславцев А. В., Крутяков Ю. А. и др. *ЭКИП*. - 2011. - № 10. - С. 18–23.
35. Treatment technology for waste containing asbestos by plasma energy»/ H.S.Park, H.N.Lee, S.S.Kwon, H.I.Kim, S.J.Kim, Y.G.Hong, V International Conference "Plasma Physics and Plasma Technologies", Minsk, 2006, p.828-831.
36. Хромченко Ф. А.. Справочное пособие электросварщика. М.: Машиностроение, 2003. 416 с.
37. Волченко В.Н., Ямпольский В.М., Винокуров В.А. и др. Теория сварочных процессов. / Под.ред. В.В. Фролова. М.: ВШ., 1988. 559 с.
38. Башенко В.В., Донской А.В., Соломахин И.М. Электроплавильные печи цветной металлургии. М.: "Металлургия", 1971, 320 с.
39. Денбновецкий С.В., Мельник В.И., Мельник И.В., Тугай Б.А. Разработка и применение газоразрядных электронно-лучевых испарителей с холодным катодом.
40. Бородин В. И. Физика и техника дугового разряда высокого давления. Учебное пособие. Петрозаводск: Изд-во ПетрГУ, 1999. 104 с.
41. Плазмотроны: конструкции, характеристики, расчёт / А.С. Коротеев, В.М. Миронов, Ю.С. Свирчук. М.: Машиностроение, 1993. 296 с.
42. Мартынов В.В. Источники электропитания для электронно-лучевого и плазменного технологического оборудования. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. - 2004.-№3(9). С.43-49.
43. Петров С.В., Карп И.Н. Плазменное газовоздушное напыление. Киев.: Наукова думка. - 1993. 495 с.

44. Технология обработки материалов. Оборудование электронно-лучевых комплексов : учеб. пособие для академического бакалавриата / А. В. Щербаков, Р. В. Родякина, В. В. Новокрещенов, В. Н. Ластовирия. 2-е изд., испр. и доп. М. : Издательство Юрайт, 2018. 208 с.
45. Раховский В. И. Физические основы коммутации электрического тока в вакууме. М.: Наука, 1970. 320 с.
46. Локшин В.Е., Зубченко Ю.В., Трегубов М.И., Гинзбург В.Е. Электроннолучевая сварочная аппаратура ЭЛА 60/60 мощностью 60 кВт. *Автоматическая сварка*, 1980. № 6. С.36-40.
47. Назаренко О.К., Шаповал В.И., Лоскутов Г.А., Рыбак В.Н., Ланбин В.С. Хоменок А.В. Наблюдение процесса электроннолучевой сварки и автоматическое слежение за стыком. *Автоматическая сварка*, 1993. № 5. С.35-38.
48. Казимиров Н.Н., Лоскутов Г.А. Каскадный источник питания электроннолучевой установки для прецизионной сварки. *Автоматическая сварка*, 1981. № 5. С.63-65.
49. Кручинин А.М., Долбилин Е.В., Чурсин А.Ю. Источники питания установок с концентрированными потоками энергии. *Электротехника*, 1987. № 8. С.36-39.
50. Назаренко О.К., Локшин В.Е. Динамические характеристики высоковольтных источников питания для электронно-лучевой сварки. *Автоматическая Сварка*. — 2005. N 1. С. 36-38.
51. Высокочастотные транзисторные преобразователи./ Ромаш Э.М., Драбович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н. М.: Радио и связь, 1988, 288с.
52. High Voltage Generator model SR-60-N-6.000-EBWS, User's Guide, Technix, France, 2003
53. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1981. 224 с.
54. Щербаков А.В. Современные тенденции развития электрооборудования для прецизионной электронно-лучевой сварки и размерной обработки. *Электротехника*. 2010. - №3. С.42-48.

55. Шидловская Н.А., Мартынов В.В. Согласование высоковольтного источника питания с электронно-лучевой установкой. *Технічна електродинаміка*. 2010. №1. С.73 – 79.
56. АС №1433693, СССР, М кл В23К 15/00 Источник питания для электронно-лучевой сварочной установки / Г. А. Лоскутов, Н. Н. Казимиров, И. В. Павлович, В. Ф. Чернышов. Оpubл. 30.10.1988. Бюл. №40
57. АС №465844, СССР, М кл В23К 15/00 Источник питания электронно-лучевой сварочной установки /В.К.Лебедев, В.Д.Шелягин, В.К.Мохнач, В.А.Попов, О.Л.Жданов. Оpubл. 15.12.1979. Бюл. №46
58. Казимиров Н.Н., Лоскутов Г.А. Переходные процессы в источнике питания при погасание разряда в сварочной пушке. *Автоматическая сварка*. 1983. № 11 (368). С. 41-43.
59. Ткачев Л.Г., Батов Н.Г. и др., Волновые процессы в технологических установках с электронно-лучевым нагревом. *Электротехника*. 1995. №9. С.39-41.
60. Вошинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В. и др. Источник электропитания плазмотрона. Патент России № 2523066, H05H 1/36 – Оpubл. 20.07.2014. – Бюл. №20.
61. Электронно-лучевая сварка./ Назаренко О.К., Кайдалов С.Н., Ковбасенко А.А. и др.// Под.ред. Б.С. Патона.-К.: Наукова думка, 1987. 256 с.
62. Попов В. Ф., Горин Ю. Н. Процессы и установки электронно-ионной технологии. - М.: Высш. шк., 1988. 255 с.
63. Виноградов М.И., Маишев Ю.П. Вакуумные процессы и оборудование ионно - и электронно-лучевой технологии. М.: Машиностроение, 1989. 56 с.
64. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. К.: Вища школа, 1983. 431с.
65. Сысоев Ю. А. Проблемы ионно-плазменных технологий на основе вакуумно-дугового разряда и пути их решения. *Авиационно-космическая техника и технология*. - 2011. - № 7. - С. 38–43.
66. Shimer D. W., Lange A. C. , Bombay J. N. A high-power switch-mode DC power supply for dynamic loads./Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society

Annual Meeting, Denver, CO, USA, 1994, pp. 1097-1105 vol.2.doi: 10.1109/IAS.1994.377565

67. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: справочник/Г.С.Найвельт, К.Б.Мазель, Ч.И.Хусаинов и др.//Под ред. Г.С. Найвельта. М.: Радио и связь, 1985. 576 с.
68. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Пер.с англ. М.: Энергоатомиздат, 1988.
69. Волович Г. И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. 528 с.
70. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. 632 с.
71. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат. 1986. 376 с.
72. Мосткова Г. П., Толкачев А. И. Расчет выходных фильтров автономных инверторов. *Электротехн. промышленность. Сер. Преобр. техника*. 1971. № 22.
73. Голубев В.В. Расчет и оптимизация выходного LC-фильтра импульсного преобразователя переменного напряжения. *Технічна електродинаміка* №1: С. 33–37, 2012.
74. Полупроводниковые выпрямители.// Под ред. Ф.И. Ковалева и Г.П. Мостковой, М., «Энергия», 1967, 480с.
75. Патент України №29547. Пристрій електроживлення електронно-променевої установки. М.С.Комаров, В.В.Мартинов. Промислова власність. №6, 15.11.2000.
76. Бас А.А., Миловзоров В.П., Мусолин А.К. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. М.: Радио и Связь, 1987. 160 с.
77. Skvarenina T.L.(ed.) The Power Electronics Handbook. Industrial Electronics Series Published by CRC Press LLC 2002. 602 p.
78. Mohan Ned, Tore M. Undeland. Power Electronics. Converters Applications and Design. 2001

79. Мартынов В.В. Влияние индуктивности рассеяния на процесс выпрямления трехфазного прямоугольного напряжения. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*, №2, 2005, с.74-75
80. Мартынов В.В. Распределение токов в фазах пятифазного инвертора. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України* №2, 2006, с.104-105
81. Ту Ю. Современная теория управления: Пер. с англ. / Под ред. В.В. Солодовникова. М.: Машиностроение, 1971. 472 с.
82. Понтрягин Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения. М.: Гос. изд_во физ-мат. литературы, 1961. 311 с.
83. Выгодский М.Я. Справочник по высшей математике М.: Наука, 1973. 851 с.
84. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. 968 с.
85. David M., Van de Sype', Koen de Gussem, Alex P. Van den Bossche, Jan A. Melkebeek. Small-Signal z-Domain Analysis of Digitally Controlled Converters. *IEEE Transactions on PowerElectronics*, 2006, vol. 21, iss. 2, pp. 470–478.
86. Gang Yang, Zhiliang Zhang. Unified Large Signal Modeling Method for DC-DC Converters in DCM. Proc. of 7th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. (IPEMC), 2012, vol. 3, pp. 1561–1565, doi: 10.1109/IPEMC.2012.6259065.
87. Hassanzadeh A., Monfared M., Golestan S., Dowlatabadi R. Small Signal Averaged Model of DC Choppers for Control Studies. Proc. of Int. Conf. on Electrical Engineering and Informatics, 2011, pp. 1–4, doi: 10.1109/ICEEI.2011.6021728.
88. Husan Ali, Xiancheng Zheng, Xiaohua Wu, Shahbaz Khan, Dawar Awan. Frequency Domain Based Controller Design for DC-DC Buck Converter. Proc. of 12th Int. Bhurban Conf. on Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2015, pp. 146–151.
- Kaur R., Kumar S. Stability and dynamic characteristics analysis of DC-DC buck converter via mathematical modeling. Proc. of Int. Conf. on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE), 2015, pp. 253–258.
89. Kondrath N., Kazimierczuk M.K. Unified model to derive control-to-output transfer function of peak current-mode-controlled pulse-width modulated dc–dc converters in continuous conduction mode. *IET Power Electronics*, 2012, vol. 5, pp. 1706–1713.

90. Maksimovic D., Zane R. Small-signal Discrete-time Modeling of Digitally Controlled DCDC Converters. *IEEE COMPEL Workshops on Computers in Power Electronics*, 2006, vol. 22, iss. 6, pp. 231–235.
91. Maksimovic D., Zane R. Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, pp. 2552–2556.
92. Ruqi Li, Kan Seto, Kiefer J., Li S. Small-signal Characterization of Synchronous Buck Converters under Light Load Conditions. *Proc. of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 193–200.
93. Sheng-Fu Hsiao, Dan Chen, Ching-Jan Chen, Hung-Shou Nien. A New Multiple-Frequency Small-Signal Model for High-Bandwidth Computer V-Core Regulator Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 31, pp. 733–742.
94. Белов Г.А., Абрамов С.В. Влияние частоты переключений на динамические показатели качества понижающего импульсного преобразователя с одноконтурной системой управления. *Практическая силовая электроника*. 2014. № 3(55). С. 5–12.
95. Белов Г.А., Серебрянников А.В., Павлова А.А. К синтезу одноконтурных систем управления понижающими импульсными преобразователями. *Практическая силовая электроника*. 2013. № 2(50). С. 26–33.
96. Белов Г.А., Серебрянников А.В., Павлова А.А. Синтез одноконтурной системы управления понижающим импульсным преобразователем. *Практическая силовая электроника*. 2013. № 3(51). С. 9–15.
97. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Формирование управления по балансу необходимой и накопленной в системе энергии. *Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика*. 2009. № 5. С. 17–20.
98. Казимиров Н.Н., Лоскутов Г.А. Переходные процессы в источнике питания при погасание разряда в сварочной пушке. *Автоматическая сварка*. 1983. № 11 (368). С. 41–43.

99. Кручинин А.М., Долбилин Е.В., Чурсин А.Ю. Источники питания установок с концентрированными потоками электроэнергии. *Электротехника*. 1987. № 8. С. 36-39.
100. Высоковольтный источник питания для электронно-лучевого нагрева./ Мартынов В.В., Монжеран Ю.П., Можаровский А.Г., Лебедев Б.Б., Смитюх Г.Е., Чайка Н.В., Иванов А.М. *Современная электрометаллургия*. 2010. №2. С. 57–60.
100. Видадь П. Нелинейные импульсные системы. М.: Энергия, 1974. 336 с.
101. Назаренко О.К., Гурин О. А., Болгов Э. И. Особенности токовой защиты источников питания для электронно-лучевой сварки. *Автоматическая сварка*. 2013. № 1. С. 3–6.
102. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники. М.: Советское радио, 1971. 720 с.
103. Мартынов В. В., Руденко Ю.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем. *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*. Харьков, 2017. Вып. 27 (1249). С. 234–237.
104. Юрченко А.И., Головацкий В.А. и др. Многофазные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. *Электронная техника в автоматике*. М., 1978. Вып. 10. С. 107-113.
105. Белов Г.А. Кузьмин С.А. Условия устойчивости и коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора с обратными связями по току и напряжению. *Электронная техника в автоматике*. 1984. Вып.15. С.48-58
106. Джури Э. Импульсные системы автоматического регулирования. М.: Физматгиз, 1963. 456 с.
107. Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. М.: Наука, 1974. 576с..
108. Деруссо П., Рой., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления (для инженеров): Пер. с англ. / Под ред. М.В. Меерова. М.: Наука, 1970. 620 с.
109. Методы исследования нелинейных систем автоматического управления / Под ред. Р.Ф.Нелепина. М.: Наука, 1975. 448 с.

110. Wester G. W., Middlebrook R. D. Low-Frequency Characterization of SwitchedDC-DC Converters//IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. AES-9, May 1973. - PP. 376 - 385.
111. Белов Г. А., Серебрянников А., Павлова А. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями. *Силовая Электроника*, № 3'2008, с.98-106
112. HsuS., BrownA., RensinkL., MiddlebrookR. D. ModelingandAnalysisofSwitchin - gDC-to-DCConvertersinConstant-FrequencyCurrent-ProgrammedMode IEEEP- ?SCProceedings. 1979.
113. Мелешин В.И. Опадчий Ю.Ф. Устойчивость установившегося режима импульсного стабилизатора напряжения. *Электронная техника в автоматике*. 1976. Вып.8. С.69-80.
114. Мартинов В.В., Москаленко Г.А., Бойко П.С.Сравнение характеристик трех- фазных преобразователей с улучшенной электромагнитной совместимостью с гистерезисным и ШИМ управлением. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2001. Вип.3. С. 50–59
115. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: справочник / Г.С.Найвельт, К.Б.Мазель, Ч.И.Хусаинов и др.// Под ред. Г.С. Найвельта. М.: Ра-дио и связь, 1985. 576 с.
116. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1972. 768 с.
117. Мартинов В.В. , Щерба А.А. Високовольтні багатофазні напівпровідниковіпе-ретворювачі зі зменшеним накопиченням енергії для газорозрядних установок. *Технічна електродинаміка*. - 2018. - № 4. - С. 65-69.
118. R.B. Ridley. Small-SignalAnalysisofParallelPowerConverters. M.S. Thesis. VPI&SU. March 1986.
119. Туманов М.П. Теория импульсных, дискретных и нелинейных САУ: Учебное пособие. МГИЭМ. М.: 2005, 63 с.

120. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. Основы теории и элементы: Учеб. Пособие /В. В. Солодовников, В. Г. Коньков, В. А. Суханов, О. В. Шевяков.// Под ред. В. В. Солодовникова. М.: Высш. шк., 1991. 255 с.
121. Белов Г. , Малышев А., Белов С. Система управления многофазным понижающим импульсным преобразователем. *Силовая Электроника* 2011.- № 3. С.49-54
122. R.D.Middlebrook and S.Cuk, A general unified approach to modelling switching converter power stages, IEEE PESC Record, p.p. 18-34, 1976.
123. S.R.Sanders and G.C.Verghese, Synthesis of averaged circuit models for switched power converters, IEEE Trans. Circuits Syst. vol.38, No.8, p.p. 905-915, August 1991.
124. R. Redl and N. O. Sokal, Current-mode control, five different types, used with the three basic classes of power converters: small-signal ac and large-signal dc characterization, stability requirements, and implementation of practical circuits. in *Proc. IEEEPESC'85*, pp. 771-785.
125. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1990.
126. Слепов Н. Н., Дроздов Б.В. Широтно-импульсная модуляция. М.: Энергия, 1978. 192 с.
127. Шипилло В.П., Чикотило И.И. Устойчивость замкнутой системы с широтно-импульсным преобразователем. *Электричество*. 1972.-№1. С.50-53.
128. Шипилло В.П., Чикотило И.И. Устойчивость замкнутой системы управления тиристорным преобразователем по методу ШИМ-2. *Электротехническая промышленность*. 1981. №2. С.50-53.
- 129 . Мелешин В.И. Динамические свойства преобразователей с ШИМ-2 в режимах прерывистого и непрерывного токов. *ЭТВА* // Под ред. Ю.И.Конева. М.: Радио и связь, 1986, вып. 17, С. 35-58.
130. Проблемы параллельного и последовательного соединения IGBT/Арендт Винтрих (ArendtWintrich) Ульрих Николаи (UlrichNicolai) Вернер Турски (Werne-Tursky) Тобиас Рейман (TobiasReimann).; Перевод и комментарии: Колпаков А., Карташов Е. *Силовая Электроника*, № 4. 2013 С.67-74

131. Lopez T., Elferich R. Current Sharing of Paralleled Power MOSFETs at PWM Operation. *Proc. on the 37th IEEE Power Electronics specialists. PESC 06. Vol. 1. № 1. 18-22 June, 2006.*
132. Chimento F., Raciti A., Cannone A., Musumeci S., Gaito A. Parallel connection of super-junction MOSFETs in a PFC application. *EneRgy Conversion Congress and Exposition. 2009.*
133. Yang X., Junjie L., Zhiqiang W., Leon M. T., Benjamin J. B., Fred W. Active current balancing for parallel-connected silicon carbide MOSFETs. *EneRgy Conversion Congress and Exposition. 2013.*
134. Колпаков А. WindSTACK — новая концепция преобразователей высокой мощности. *Силовая электроника. 2011. № 3, С.34-38*
135. Патент України UA№ 42942. Джерело електроживлення електронно-променевої установки/ Вознюк В.П., Іванов А.М., Козлов Ю.В., Комаров М.С., Матринов В.В., Трофименко О.П., Чайка М.В. Промислова власність. Бюл. №9, 2001р.
136. Техніка і електрофізика високих напруг: навч. посібник / В. О. Бржезицький, А. В. Ісакова, В. В. Рудаков та ін.; за ред. В. О. Бржезицького, В. М. Михайлова. Х.: Торнадо, 2005. С. 514–580.
137. Ускорители. Сб., пер. с англ. и нем., М., 1962, С. 5-79.
138. Комар Е. Г., Основы ускорительной техники, М., 1975.
139. Альбертинский Б. И., Свиньин М. П., Каскадные генераторы. М. : Атомиздат. 1980, 210 с.
140. Бойко Н.И., Мощные Высоковольтные Генераторы С Полупроводниковыми Коммутаторами. ISSN 1607-7970. *Техн. електродинаміка. 2014. № 5, с.92-94.*
141. Драбович Ю.И., Криштафович И.А., Пономарев И.Г., Построение высоковольтных источников постоянного напряжения повышенной эффективности. *Проблемы преобразовательной техники, ч.1, Киев, ИЭД АН УССР, 1979, С.87-90.*
142. Цыкин Г.С., Трансформаторы низкой частоты, М.: Связьиздат. 1955, 430 с.
143. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. / А. Н. Горский, Ю. С. Русин, Н. Р. Иванов, Л. А. Сергеева. М.; Радио и связь, 1988. 176 с.

144. Драбович Ю.И., Криштафович И.А., Пономарев И.Г., Малогабаритные источники высокого постоянного напряжения. Препринт 352, Киев, ИЭД АН УССР, 1983, 34 с.
145. Мартынов В. В., Руденко Ю.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с высоковольтным трансформатором. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. №4(1). С.64-68.
146. Соминский И. С., Головина Л. И., Яглом И. М.. О математической индукции . М. : Наука, 1967. 144 с.
147. Мощные электронно-лучевые сварочные установки. Каталог: Технологии, материалы, оборудование. Киев, ИЭС им. Е. О. Патона НАН Украины, 2005 . - С.246. Доступен на сайте: www.ies.pdf
148. Назаренко О.К. Схемотехника управления током сварочного пучка электронов. Киев: Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, 2013. 56с.
149. High Voltage Generator model SR60-N-6.000-EBW. User's Guide, Technix, France, 2003.
150. N. Komarov, A. Podoltsev, I. Kucheryavaya, B. Lebedev. High-Frequency High-Voltage DC Isolation Transformer-Rectifying Module for Power Supply of Technological Equipment. *EPE Journal* . Vol.11. n° 1. February 2001. - p.p. 33 - 44.
151. Pat. USA 5,610,562. Mar, 11, 1997. Int.Cl⁶. - H02M 7/537, US CL.- 307/89. Daniel W. Shimer and Arnold C. Lange. E-Beam High Voltage Switching Power Supply.
152. Мартынов В.В., Лебедев Б.Б. Энергия выходной цепи источника ускоряющего напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2013. №4. С.50-55.
153. ISO 14744-1:2008 Welding - Acceptance inspection of electron beam welding machines - Part 1: Principles and acceptance conditions.
154. Назаренко О. К., Матвейчук В. А., Галушка В. В. Моделирование влияния высоковольтных кабелей на пульсации тока в сварочных пушках с автоматическим смещением. *Автоматическая сварка*. 2011, № 5. С.32-35.
155. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник. /Н. И. Белоруссов, А. Е. Саакян, А. И. Яковлева.// Под ред. Н. И. Белоруссова.- 5-е изд. М.: Энергоатомиздат, 1988. 536 с.

156. Чайка Н. К. Блок смещения и питания катода электронно-лучевой сварочной пушки с использованием инверторных преобразователей. *Автоматическая сварка*. 2007. № 7. С. 50–52.
157. Бальян Р. Х., Обрусник В. П. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. Томск: Из-во Томского университета, 1987. 168 с..
158. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. Учеб. для студентов электротехнических, энергетических и приборостроительных специальностей вузов. 7-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1978. 528 с.
159. Расчет электрической емкости. / Иоссель Ю.Я. и др. 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоиздат. Ленингр. Отд-ние, 1981. 288 с.
160. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. Л.: Энергоатомиздат, 1986. 488 с.
161. Теоретические основы электротехники, ч.3. / Под ред. Поливанова К.М. М.: Энергия, 1969. 352 с.
162. Roespel G. Effect of the magnetic material on the shape and dimensions of transformers and chokes in switched mode power supplies. *J. of Magn. and Magn. Materials*, 1978, №9. - p.p.145-149.
163. Бальян Р. Х., Обрусник В. П. Аналитический метод геометрической оптимизации ферромагнитных устройств. *Электричество*. №3, 1979. С.40 - 46.
164. Насипана О. П. Моделювання і проектний синтез енергоефективних трансформаторів з циліндричними шаровими обмотками. Автореф. дис. канд. техн. наук. Одеса, 2015. 23 с.
165. Ortiz G., Leibl M., Kolar J. W., Apeldorn O. Medium Frequency Transformers for Solid-State-Transformer Applications - Design and Experimental Verification, in *Proced. of the 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2013)*, Kitakyushu, Japan, April, 2013.- p.p. 22-25.
166. Тулин А. С. Обобщенные условия соразмерности электромагнитных систем. (Геометрия электро-магнитных систем). *Автоматика и телемеханика*, Том XXI, №3, 1960. -- С.374-383. <http://mi.mathnet.ru/at12512>

167. Large Size Ferrite Cores for High Power./UU/UI/EC/EIC/EE/EI/DT/PQ/PM/SP series. Issue date: November 2010. Document 005-01 / 20101025 / e16_2. - 32 p.
<http://www.mhw-intl.com/assets/TDK/TDK%20Large%20Ferrite%20Core%20Drawings%20for%20Power%20%28Nov%202010%29.pdf>
168. EPCOS. Ferrites and Accessories. Date Book 2001. - 570 p.
169. Мартынов В.В., Лебедев Б.Б. Геометрическая оптимизация силового трансформатора импульсного источника электропитания. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2016. Вип. 3(9). С. 50–58.
170. Gauger D., Froeschle T., Lindworth L., Rhyne E. A Three-phase Off-Line Switching power Supply Unity Power Factor and Low TIF. INTELEC'86 int. Telecommun. Energy Conf., Toronto, Oct. 19-22, 1986 pp.115-121.
171. Houk T, "Choosing the Correct Dropping Resistor Value for the IR 2155/2151/2152 Control ICs", Design Tips, DT94-10A, International Rectifier, Feb.'94.
172. Malesani L., Tenti P. Three-Phase AC/DC PWM Converter with Sinusoidal AC Currents and Minimum Filter Requirements. *IEEE Transactions on industry appllations*, Vol.1A-23, No.1, jan./febr. 1987. - pp.71-77.
173. Patent 5550436 U.S.A., T.Houk, August 1996.
174. Преобразователь переменного напряжения в постоянное с бестрансформаторным входом А.С. 1365302 СССР, МКИ Н02М 7/155. /А.К.Шидловский, Ю.И.Драбович, Н.С.Комаров и др. Оpubл.07.01.86, Бюл. №1.
175. Лабунцов В.А., Чжан Дайжун. Трехфазный выпрямитель с емкостным фильтром и улучшенной кривой потребляемого из сети тока. *Электричество*. №6, 1993. С. 45-48.
176. Rastogi M., Naik R., Mohan N.A. Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interfase of Power Electronic Loads. *IEEE Transactions on industry applications*, Vol.30, No.5, sept./oct. 1994. - p.1149 - 1155.
177. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. Киев: Наук. думка, 1993. 271с.

178. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Особенности электропитания энергоемкого электротехнологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 3. С. 67–72.
179. Дослідження та розробка напівпровідниково-трансформаторних перетворювачів для живлення електротехнологічного обладнання / Липківський К.О., Мартынов В.В., Ю.В. Руденко, В.А. Халіков, А.Г. Можаровський, Б.Б. Лебедєв. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2009. Вип. 23. С. 72–82.
180. Аналіз та оптимізація процесів у перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання / Липківський К.О., Мартынов В.В., Ю.В. Руденко, В.А. Халіков, А.Г. Можаровський. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. Вип. 26. С. 99–105.
181. Мартынов В.В.Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания мощного электротехнического оборудования. *Электроника и связь. Тематический выпуск «Электроника и нанотехнологии»* 2011 №2 С.98-100
182. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високо потенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ: ІЕД НАНУ, 2011. Вип.29 . С.81-83
183. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Специализированные системы электропитания для электротехнологического оборудования. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С.101 – 102.
184. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Моделирование электромагнитных процессов в системе электропитания со стабилизирующим преобразователем. *Технічна електродинаміка. Тематичн. випуск: Силова електроніка та енергоефективність*. – Харків, 2012. Ч.2. С.143 – 146.
185. B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari.A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters. *IEEE Trans.Ind. Electron.*, Vol. 50, No.5, 2003, Pp. 962–981.

186. S. C. Yip, D. Y. Qiu, H. S. Chung, and S. Y. R. Hui. A novel voltagesensorless control technique for a bidirectional AC/DC converter. *IEEE Trans. PowerElectron.*, Vol. 18, No. 6, 2003, Pp. 1346–1355.
187. E. F. Vidal, I. Barbi. AC-DC Bidirectional Single-Phase Step-DownConverter with High Power Factor. *Proc. IEEE IECON'06*, Paris, France, Nov. 2006, Pp. 2043–2048.
188. G. R. Stanley, K. M. Bradshaw. Precision DC-to-AC Power Conversion byOptmiz - tion of the Output Current Waveform-The Half Bridge Revisited. *IEEETrans. Power Electron.*, vol. 14, no. 2, 1999, Pp. 372–380.
189. J. Liu, Y. Yan. A Novel Hysteresis Current Controlled Dual Buck HalfBridge Inverter. *Proc. IEEE PESC*, Acapulco, Mexico, Jun. 2003, pp. 1615-1620.
190. H. Qian, J.-S. Lai, J. Zhang, W. Yu. High-Efficiency Bidirectional AC-DCCConverter for Energy Storage Systems. *Proc. IEEE ECCE*, Atlanta, GA, Sep. 2010, pp. 3224-3229.
191. M.-T. Tsai, W. I. Tsai. Analysis and design of three-phase AC-to-DCconverters with high power factor and near-optimum feedforward. *IEEE Trans. Ind.Electron.*, vol. 46, 1999, Pp. 535–543.
192. D.-C. Lee, G.-M. Lee, K.-D. Lee. DC-bus voltage control of three-phaseAC/DC PWM converters using feedback linearization. *IEEE Trans. Ind.Applicat.*, Vol.36, 2000, Pp. 826–833.
193. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. / Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Руденко Ю.В.. *Вісник НТУ «ХПІ»*, серія:Нові рішення в сучасних технологіях. Харків:НТУ «ХПІ», 2018. Вип.26 (1302). Т.1 С.25-33
194. Andrii Zharkin, Volodymyr Novskyi, Viacheslav Martynov. Development of Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. DOI: [10.1109/ESS.2019.8764177](https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764177). 2019 IEEE 6th International Conference / Conferenceproceedings. April 17-19, 2019- Kyiv, Ukraine. pp.144-149
195. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів./ Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г. *Віс-*

ник НТУ «ХПИ», серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. Харків:НТУ «ХПИ», 2019. Вип.20 (1345). С.4-14

196. Русин Ю.С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. Л.: Энергия, 1973. 152 с.
197. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Радио и связь, 2005. 424 с.
198. Чеймберс Д., Скапеллати К. Выбор высоковольтного источника питания. Основные технические характеристики. *Компоненты и технологии*. 2005. №6
199. Awang Jusoh, A. J. Forsyth & Zainal Salam. Analysis And Control Of The Unloaded Bi-Directional DC/DC Converter To Perform An Active Damping Function. *Jurnal Teknologi*, 44(D) Jun 2006: 65–84. DOI:[10.11113/jt.v44.376](https://doi.org/10.11113/jt.v44.376)
200. Комаров Н.С. Теоретические основы построения мощных преобразователей с импульсной модуляцией. *Труды Института электродинамики НАН Украины*, №3(12), Киев, 2005, С87-100.
201. Сливинская А.Г. Электромагниты и постоянные магниты. М.: Энергия, 197. 248с.
202. Сканапи Г.И. Физика диэлектриков (область сильных полей). М.: ГИФМЛ, 1958. 907с.
203. Бейер М., Бек К., Меллер К., Цангль В. Техника высоких напряжений: теоретические и практические основы применения. М.: Энергоатомиздат, 1989. 555с.
204. Петров Г. Н. Трансформаторы. т. 1. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1934. 446с.
205. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Л.: Судпромгиз, 1961. 367 с.
206. Левинштейн М.Л. Операционное исчисление в задачах электротехники. Л.: Энергия, 1972. 360с.
207. Основы теории цепей./ Зевеке Г.В., Ионкин П.А., Нетушил А.В., Страхов С.В. М.: Энергия, 1975. 752с.
208. Эсибян Э.Мэ Плазменно-дуговая аппаратура. К., Техника, 1971, 162с.
209. Сом А.И. Новые плазмотроны для плазменно-порошковой наплавки. *Автоматическая сварка* №7, 1999, С. 44-48.

210. Планковский С.И. Плазменные технологии утилизации ТБО, современное состояние и перспективы. *Труды 4-й международной конференции «Сотрудничество для решения проблемы отходов»*, Харьков, 2007
211. Возный В.А., Комаров Н.С. Сверхмощный транзисторный регулятор постоянного тока с высокочастотной импульсной модуляцией. *Праці інституту електродинаміки НАН України, збірник наукових праць №2(5)*, К, 2003, С. 27-43
212. Жуков М.Ф., Смоляков В.Я., Урюков Б.А. электродуговые нагреватели газа (плазмотроны). Наука, М., 1973, 232с.
213. Highvoltage referencemanual, 4/2014 rev. 4, SpellmanHighVoltageElectronicsCorp. [//https://www.spellmanhv.com/en](https://www.spellmanhv.com/en)
214. Попов В.М. Об абсолютной устойчивости нелинейных систем автоматического регулирования. *Автоматика и телемеханика*. 1961. № 8. С. 24-32
215. Джури Э., Ли Б. Абсолютная устойчивость систем с многими нелинейностями. *Автоматика и телемеханика*. 1965 . № 6. С.14-21
216. Гаспарян О.Н. Исследование абсолютной устойчивости нелинейных многосвязных систем методом характеристических передаточных функций. *Изв. АН АрмССР. Сер. ТН*. 1986. Т. 39. С. 23-29
217. Булгаков А.А. Исследование квазинепрерывных систем. М.: Наука, 1973. 101с.
218. Шипилло В.П., Чикотоло И.И. Устойчивость замкнутых систем с широтно-импульсным преобразователем. *Электричество*. 1978. №1. С. 50-54.
219. Гладышев С.П., Павлов В.Б. Динамика дискретно-управляемых полупроводниковых преобразователей. Киев.: Наукова Думка, 1983. 224с.
220. Гладышев С.П. Синтез быстродействующих преобразователей с широтно-импульсной модуляцией второго рода. *Электротехника*. 1984. №7. С.27-29
221. Шипилло В.П. Исследование процессов в замкнутых вентильных системах методом Z-преобразования. *Электричество*. 1969. №11. С.63-68
222. Манаков А.В., Иванчура В.И., Соустин Б.П. *Техническая электродинамика*. 1987. №1. С.43-51.
223. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. М.: Физматгиз, 1963. 968с.

ДОДАТОК А

Список публікацій за темою дисертації

1. Мартинов В.В., Москаленко Г.А., Бойко П.С. Сравнение характеристик трехфазных преобразователей с улучшенной электромагнитной совместимостью с гистерезисным и ШИМ управлением. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2001. Вип.3. С. 50-59.
2. Мартынов В.В. Источники электропитания для технологических установок. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2004. Вип. 2. С. 89-90.
3. Мартынов В.В., Источники электропитания для электронно-лучевого и плазменного технологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2004. Вип. 3(9). С. 43-49.
4. Мартынов В.В. Влияние индуктивности рассеяния на процесс выпрямления трехфазного прямоугольного напряжения. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Збірник наук. праць № 2, 2005. С. 74-75.
5. Мартынов В.В. Распределение токов в фазах пятифазного інвертора. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2006, № 2. С. 104-105.
6. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Развитие теории транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 1. Ч. 2. С. 73-75.
7. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Особенности электропитания энергоемкого электротехнологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 3. С. 67-72.
8. Липківський К.О., Мартинов В.В., Ю.В. Руденко, В.А. Халіков, А.Г. Можаровський, Б.Б. Лебедєв. Дослідження та розробка напівпровідниково-трансформаторних перетворювачів для живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2009. Вип. 23. С. 72-82.
9. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П. Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазмовими та променевими техно-

- логічними навантаженнями. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. Вип. 25. С. 145-150.
10. Шидловская Н.А., Мартынов В.В. Согласование высоковольтного источника питания с электронно-лучевой установкой. *Техн. електродинаміка*, 2010. № 1. С. 73-79.
 11. Мартинов В.В., Монжеран Ю.П., Можаровський А.Г., Лебедев Б.Б., Смитюх Г.Е., Чайка Н.В., Иванов А.М. Высоковольтный источник питания для электронно-лучевого нагрева. *Современная электрометаллургия*, 2010. № 2. С. 57-60.
 12. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Системы электропитания, адаптированные к потребностям современных технологий. *Материалы докладов VI МНТК "Материалы и покрытия в экстремальных условиях: исследования, применение, экологически чистые технологии производства и утилизации изделий"*, 20-24.09.2010, Ялта, Крым. Изд-во КИМ. Киев, 2010. С.63- 64.
 13. Martynov V.B., Monzheran Yu.P., Mozharovskii A.G., Lebedev B.B., Smityukh G.E., Chaika N.V., Ivanov A.M. A high-voltage power source for electron beam heating. *Advances in electrometallurgy*, 2010. № 2. V. 8. P. 149-153.
 14. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз та оптимізація процесів у перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2010. Вип.26. С. 99-105.
 15. Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания мощного электротехнического оборудования. *Электроника и связь. Тем. выпуск «Электроника и нанотехнологии»*, 2011. № 2. С. 98-100.
 16. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високопотенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2011. Вип. 29. С.81-83.
 17. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Можаровський А.Г., Халіков В.А. Основні наукові здобутки відділу регулювання параметрів електроенергії протягом 2011 року. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ. Вип. 32. С. 83-97

18. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Специализированные системы электропитания для электротехнологического оборудования. *Технічна електродинаміка*, 2012. № 3. С. 101 – 102
19. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Моделирование электромагнитных процессов в системе электропитания со стабилизирующим преобразователем. *Техн. Електродина-міка. Тем. Вип. «Силова електроніка та енергоефективність»*, 2012. Ч. 2. С. 143–146.
20. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2013. Вип. 35. С. 81-90.
21. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания для энергоемких технологий. *Електроніка и связь*, 2013. № 3 (74). С. 14-18.
22. Мартынов В.В., Лебедев Б.Б. Энергия выходной цепи источника ускоряющего напряжения. *Технічна електродинаміка*, 2013. №4. С. 50-55.
23. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2014. Вип. 38. С. 99-106.
24. Липківський К.О., Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Дослідження та проектування напівпровідникових перетворювачів для стабілізації та регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2015. Вип. 41. С. 73-80.
25. Мартинов В.В. Исследование динамики многофазного регулятора постоянного тока по однофазной модели. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. № 4 (1). С. 47-51.
26. Мартинов В.В., Мартинов Д.В. Исследование электромагнитных процессов в микроинверторе для фотоэлектрических приложений на основе обратныхходовых источников тока. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. №4 (1). С. 52-55.

27. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с высоковольтным трансформатором. *Електротехніка і електромеханіка*, 2016. № 4 (1). С. 64-68.
28. Мартинов В.В., Лебедев Б.Б. Геометрическая оптимизация силового трансформатора импульсного источника электропитания. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2016. Вип. 45. С. 50-59.
29. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дросселем. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Вип. 27. С. 234-237.
30. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. Київ, 2018. Вип. 50. С. 79-83.
31. Щерба А.А., Мартинов В.В. Високовольтні багатофазні напівпровідникові перетворювачі зі зменшеним накопиченням енергії для газорозрядних установок. *Технічна електродинаміка*, 2018. № 4. С. 65-69.
32. Жаркін А.Ф., Новський В.А., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Руденко Ю.В. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Серія: Нові рішення в сучасних технологіях. Харків: НТУ «ХПИ», 2018. Вип. 26 (1302). Т. 1. С. 25-33.
33. Andrii Zharkin, Volodymyr Novskyi, Viacheslav Martynov. Development of Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. *2019 IEEE 6th International Conference. Proceedings*. April 17-19, 2019. Kyiv, Ukraine. Pp. 144-149.
34. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г., Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. *Вісник НТУ «ХПИ»*. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. Харків: НТУ «ХПИ», 2019. Вип. 20 (1345). С. 4-14.
35. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Джерело живлення для електровакуумного устаткування. Патент України на корисну модель № 76695, H02M 7/10. Опубл. 10.01.2013. Бюл. №1

36. Вошинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Источник электропитания плазмотрона. Патент России № 2523066, H05H 1/36. Опубл. 20.07.2014. Бюл.№20.
37. Возный В.А., Комаров Н.С., Марченко Н.Б., Мартынов В.В. Силовой транзисторный ключ. Авт. свид. СССР № 1721818. БИ № 11. 1992 г.
38. Комаров Н.С., Мартынов В.В., Салацкий В.А. Силовой транзисторный ключ. Авт. свид. СССР № 1817236. БИ № 19. 1993 г.
39. Комаров М.С., Москаленко Г.А., Мартинов В.В., Кулешов А.Ю. Перетворювач змінної напруги у постійну. Патент України № 20830 А. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 5, 2000.
40. Комаров М.С., Мартинов В.В. Устройство электропитания электронно-лучевой установки. Патент України №29547. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 6, 2000.
41. Вознюк В.П., Іванов А.М., Козлов Ю.В., Комаров М.С., Матринов В.В., Трофименко О.П., Чайка М.В. Джерело електроживлення електронно-променевої установки. Патент України UA № 42942. Промислова власність. Офіційний бюлетень № 9, 2001.

Відомості про апробацію результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-технічних конференціях:

1. 2019 IEEE 6th International Conference on ENERGY SMART SYSTEMS (2019 IEEE ESS) (Conference proceedings. April 17-19, 2019- Kyiv, Ukraine., форма участі – публікація тез).
2. XXV Міжнародна науково-технічна конференція «Силовая электроника та енергоефективність-2019» (Харків, 13 – 15 вересня, 2019 р., форма участі – публікація тез).
3. XXIV Міжнародна науково-технічна конференція «Силовая электроника та енергоефективність-2018» (Харків, 13 – 15 вересня, 2018 р., форма участі – публікація тез).
4. міжнародні конференція «Проблеми сучасної електротехніки» (Київ, 2018р., форма участі – публікація тез).
5. XXIII Міжнародна науково-технічна конференція «Силовая электроника та енергоефективність-2017» (Харків, 13 – 15 вересня, 2017 р., форма участі – публікація тез).
6. XXII Міжнародна науково-технічна конференція «Силовая электроника та енергоефективність-2016» (Одеса, 5 – 8 вересня, 2016 р., форма участі – публікація тез).
7. міжнародні конференція «Проблеми сучасної електротехніки» (Вінниця, 2012р., форма участі – публікація тез).
8. XXXI Міжнародна науково-технічна конференція «Електроніка та нанотехнології» (Київ, 12-14 квітня, 2011 р., форма участі – публікація тез).
9. 6-й Международная конференция «Материалы и покрытия в экстремальных условиях: исследования, применение, экологически чистые технологии производства и утилизации изделий» - Ялта, Украина, 2010р., форма участі – публікація тез)..
10. Міжнародна конференція «Проблеми сучасної електротехніки» (Київ, 2002р., форма участі – публікація тез).

ДОДАТОК Б

Акти впровадження

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Інституту
електродинаміки НАН Украї-

ни,
академік НАН України



О.В.Кириленко

" _____ 2020 р.

А К Т

впровадження результатів дисертаційної роботи Мартинова Вячеслава Володимировича «ВИСОКОВОЛЬТНІ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ З СИНХРОННИМИ НЕСИНФАЗНИМИ СТРУКТУРАМИ ДЛЯ ПОТУЖНИХ ГАЗОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК», яка подається на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 "Напівпровідникові перетворювачі електроенергії" (141 Енергетика, електротехніка та електромеханіка).

В Інституті електродинаміки НАН України в період з 2001 р. по 2019 р. за безпосередньої участі Мартинова Вячеслава Володимировича були проведені науковотехнічні дослідження, направлені на розвиток теорії та принципів побудови високовольтних напівпровідникових джерел з синхронними несинфазними структурами для підвищення їх динамічних і енергетичних параметрів та стійкості до стохастичних збурень їх режимів при живленні потужних газорозрядних установок. Наукові положення та результати досліджень відображені в дисертаційній роботі Мартинова В.В. і отримані здобувачем особисто в процесі виконання наступних науково дослідних робіт з тематики фундаментальних досліджень НАН України: "Дослідити взаємодію силових транзисторних перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією з дуговими, плазовими та променевими технологічними навантаженнями" ("Фінал", ДР № 0105U002316); "Розвиток та узагальнення теоретичних основ перетворення електроенергії та розробка на цій основі ефективних спеціалізованих високочастотних перетворювачів для потужного електротехнологічного устаткування" ("Джерело", ДР № 0109U05582); "Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням" (Джерело-2, ДР № 0113U006534). У цих НДР здобувач був науковим керівником і особисто розробив нові наукові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел живлення з виконанням їх синхронних несинфазних структур на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів і нової стратегії багатоконтурного керування і стабілізації їх

режимів з формуванням у навантаженні короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення, що підвищує динамічні параметри і енергоефективність джерел живлення потужних газорозрядних установок.

Дисертаційні дослідження виконувались також відповідно до планів НДР Інституту електродинаміки НАН України: «Розвиток теорії та створення комплексу уніфікованих модулів з поліпшеною електромагнітною сумісністю на основі транзисторних автоматичних систем з високочастотною імпульсною модуляцією» ("Номінал" ДР № 01031U000355); "Номінал-2" (ДР № 0101U003650); «Моделювання та дослідження електромагнітних режимів потужних напівпровідникових перетворювачів з електротехнологічним навантаженням» (ДР №0107U002097); , «Розробка принципів побудови та оптимізація режимів роботи потужних напівпровідникових перетворювачів для енергозберігаючих технологічних процесів» ("Енергозбереження" ДР № 0107I02097); , «Розвинути теорію електромагнітних процесів та побудови нових засобів забезпечення електромагнітної сумісності в системах електроживлення з напівпровідниковими перетворювачами та нестаціонарними і нелінійними навантаженнями» ("Сігма Ш2" (ДР №01071002368); , «Розробка енергоефективних електротехнічних систем з високочастотним перетворенням параметрів електроенергії для реалізації новітніх технологій індукційної та електронно-променевої обробки металів» ("Еліна П" ДР № 010906890); "Сігма-Ш4", (ДР № 0117U000291). Та у рамках науково-технічних робіт: за договором № ДЗ / 10-2017 від 17.11. 2017 р. «Розроблення багатофункціональних потужних перетворювачів для систем накопичення енергії в електроенергетиці» згідно плану робіт МОН України за державним замовленням; «Безвідказні пристрої електроживлення для енергоємних ресурсозберігаючих технологій» та «Адаптація силових модулів системи електроживлення до використання в іонно плазмовій технологічній установці та їх натурні випробування» спільно з Українським Науково-Технологічним Центром (УНТЦ) проекти №490d та № P101. У цих НДР дисертант був відповідальним виконавцем розділів НДР.

До найбільш вагомих результатів відноситься наступне:

- Розроблено нові принципи побудови високовольтних напівпровідникових джерел на основі виконання їх синхронних несинфазних структур, як двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження, і введення двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, що дає змогу підвищити динамічні характеристики та енергоефективність таких джерел і реалізувати в них примусові безколивальні паузи струму та його відновлення.

- Розроблено нову стратегію багатоконтурного керування вихідними напругою і струмом джерел електроживлення з використанням лінійних і нелінійних зворотних зв'язків, контролю і запам'ятовування їх стану та реалізації безколивальних переривань і швидкого відновлення струму, що дає змогу суттєво підвищити динамічні режими потужних газорозрядних систем.

- Створено нову однофазну модель N-фазних джерел живлення на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів з широтно-імпульсною модуляцією і встановлено аналітичні вирази для розрахунку якості вихідної напруги джерел та їх статичних і динамічних характеристик шляхом вирішення диференціальних рівнянь на $1/N$ частині періоду комутацій кожної

структури (тобто на інтервалі її сталості) при довільних початкових умовах, що спрощує визначення кількості необхідних структур (фаз) таких джерел.

- Розроблено новий метод визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі з використанням методу їх усереднення в просторі станів і урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій).

- Вперше визначено, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази високовольтного багатофазного напівпровідникового джерела живлення газорозрядних установок до приведенного опору навантаження, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності, що передається в навантаження.

- Вперше розроблено метод визначення впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів високовольтних напівпровідникових джерел з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами, що дає змогу визначити умови підвищення якості їх вихідної напруги.

- Розвинуто теорію високовольтних напівпровідникових джерел живлення в напрямку реалізації в їх синхронних несинфазних структурах одноступеневого перетворення параметрів електроенергії, захисту комутаторів від перенапруг і надструмів, відсутності реактивних елементів у колі навантаження та стратегії стабілізації вихідних напруги і струму та умов його короткочасного переривання і його швидкого відновлення, що забезпечує підвищення динамічних характеристик і енергоефективності джерел живлення та потужних газорозрядних установок.

Результати робіт підтверджені зареєстрованими заключними звітами та актами приймання результатів робіт

Зав. Відділу транзисторних
перетворювачів, д. т. н.

 О.М.Юрченко

Вчений секретар відділу
транзисторних перетворювачів,
к.т.н

 В.Я.Гуцалюк

ЗАТВЕРДЖУЮ

Декан факультету електроенерготехніки та
автоматики Національного технічного
університету України "Київський політехнічний
інститут ім. Ігоря Сікорського", д.т.н., професор



Олександр ЯНДУЛЬСЬКИЙ

А К Т

використання наукових і практичних результатів к.т.н. Мартинова В.В.

Акт складено з приводу того, що наукові та практичні результати провідного наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України, к.т.н. Мартинова В.В., спрямовані на розробку високовольтних напівпровідникових систем з синхронними несинфазними структурами для електроживлення потужних установок, використано на кафедрі теоретичної електротехніки факультету електроенерготехніки та автоматики при виконанні НДР "Створення енергоефективної резонансної установки для нормативних випробувань вітчизняних кабелів зі зшитою поліетиленовою ізоляцією на надвисокі напруги" (тема № 2723-п, № ДР 0114U000580) за рішенням Вченої ради КПІ ім. Ігоря Сікорського.

В.В. Мартинов здійснив розвиток теорії високовольтних напівпровідникових систем електроживлення з синхронними несинфазними структурами шляхом їх розробки на основі двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у їх вихідних колах та створення нової стратегії багатоконтурного керування і стабілізації напруги і струму в навантаженні з можливістю формування короткочасних пауз струму та умов його швидкого відновлення для підвищення динамічних характеристик і енергоефективності потужних систем електроживлення різних установок.

У своїй роботі Мартинов В.В. вперше визначив, що зменшення постійної часу, тобто відношення індуктивності розсіювання вихідного кола кожної фази

високовольтної багатофазної напівпровідникової системи електроживлення до приведенного опору навантаження потужних установок, порівняно з періодом комутацій в цій фазі, підвищує відсоток потужності системи, що передається в навантаження. Він розробив метод визначення впливу потужності, частоти комутацій у кожній фазі та параметрів затухання індуктивно-ємнісних фільтрів високовольтних напівпровідникових систем з двотактними асиметричними напівмостовими інверторами на умови підвищення якості їх вихідної напруги. Розроблено також метод визначення статичних і динамічних характеристик напівпровідникових імпульсних стабілізаторів з широтно-імпульсною модуляцією на основі розрахунку параметрів однофазної еквівалентної математичної моделі, отриманих методом їх усереднення в просторі станів і з урахуванням їх модуляційної нелінійності (фактору пульсацій).

Отримані В.В. Мартиновим наукові і практичні результати впроваджено також в навчальних дисциплінах "Електротехнологічні установки та системи" і "Силова перетворювальна техніка" кафедри теоретичної електротехніки факультету електроенерготехніки та автоматики НТУУ "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

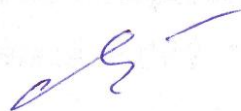
Зав. кафедри теоретичної електротехніки ФЕА

КПІ ім. Ігоря Сікорського, д.т.н., професор



Микола ОСТРОВЕРХОВ

Професор кафедри ТЕ, д.т.н., професор



Антон СИЛЬВЕСТРОВ

ЕЛЕКТРОТЕХІМПУЛЬС

системи електроживлення

“ЗАТВЕРДЖУЮ”

Технічний директор

ТОВ “Електротехімпульс”

С.О. Ханенко

2019 р.



А К Т

впровадження наукових і практичних результатів при виконанні науково-технічних робіт по розробці
принципових схем та налаштуванні джерел живлення для газорозрядного навантаження

Чинний акт складено про те що наукові та практичні результати провідного наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України к.т.н. Мартинова В.В. використанні при виконанні робіт за договорами між Інститутом електродинаміки НАН України та ТОВ “Електротехімпульс”, по розробці потужних джерел живлення для газорозрядного навантаження.

Стислий зміст проведених робіт: Розроблені принципові схеми джерел живлення потужністю 15 кВт, для електронно-променевого зварювання, потужністю 200 кВт для живлення плазмотронів постійного струму, потужністю 450 кВт для високовольтних потужних джерел живлення електронного променевого нагріву, проведено їх налагодження та випробовування.

Одержані результати: за рахунок використання результатів досліджень по розрахунку основних параметрів силової частини та системи керування потужних перетворювачів, виходячи з допустимих параметрів накопичуваної енергії, з урахуванням паразитних параметрів їх вихідних кіл – вдалося реалізувати мінімальні по тривалості і відхиленню перехідні процеси при імпульсній зміні струму навантаження від холостого ходу до номінального значення при розробці принципових схем високоефективних джерел живлення для динамічного навантаження.

Від ТОВ «Електротехімпульс»

Провідний інженер-конструктор

 В.Г. Барановський

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Директор СВП «Київські ТЕЦ»
ПАТ «Київенерго»

Ю.І. Гладішев

« 12 » « вересня » 2018р.

АКТ

впровадження результатів науково- технічної роботи
**«Розроблення багатофункціональних потужних перетворювачів
 для систем накопичення енергії в електроенергетиці»**

Результати даної НТР за договором ДЗ/10 - 2017 від 14 листопада 2017 року *«Розроблення багатофункціональних потужних перетворювачів для систем накопичення енергії в електроенергетиці»* між Інститутом електродинаміки НАН України і МОН України використовуються на нашому підприємстві для оцінювання зниження втрат електричної енергії та підвищення пропускної здатності електромережі підприємства за допомогою розробленого і створеного в ІЕД НАН України в рамках цього договору колективом фахівців: д.т.н.Новським В.О., к.т.н. Мартиновим В.В., к.т.н. Руденком Ю.В. універсального інверторного модуля (УІМ-300), що виконаний на основі чотириквadrантного перетворювача повної потужності на базі IGBT – модулів і дозволяє здійснити реверс напрямку передавання електроенергії.

Розроблений та виготовлений в ІЕД НАН України перетворювач типу УІМ-300 для систем передачі та перетворення електроенергії був експериментально перевірений в умовах виробництва при підключенні до електромережі з розподільчим трансформатором власних потреб потужністю 1000 кВА в режимах нерівномірних пікових навантажень в електромережі підприємства у період високого і низького споживання електричної енергії та дозволяє забезпечити резервне електропостачання відповідальних споживачів підприємства і підтримання його в аварійних режимах за рахунок використання електроакумуляуючого устаткування. Застосування УІМ-300 дозволило зменшити втрати електроенергії на (8-10)% та, як наслідок, підвищити ККД системи енергопостачання підприємства у середньому на (4 – 5)% і зменшити споживання електроенергії із мережі в 1,1 – 1,2 рази.

Розрахунок економічної ефективності від впровадження УІМ-300 на даному етапі робіт не проводився.

Керівник департаменту

Турос Г.А.

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
 Директор СВП «КИЇВСЬКІ ТЕЦ»
 ПАТ «КИЇВЕНЕРГО»
 _____ Ю.І. Гладишев

« 16 » « травня » 2018р.

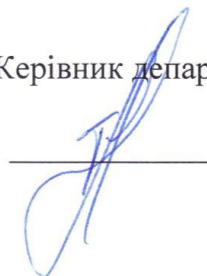
АКТ

впровадження результатів науково-дослідної роботи «Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням (Джерело-2)»

Під час виконання відновлюваних та регламентних робіт на силових інверторах системи резервного електроживлення ТЕЦ-5 ПАТ КИЇВЕНЕРГО були проведені заходи, направлені на зниження втрат електричної енергії та потужності напівпровідникових перетворювачів при виникненні перевантажень, під час яких використовувались розроблені пров.наук.співр. Інституту електродинаміки НАН України Мартиновим В.В. способи зменшення втрат енергії в активних елементах силового інвертора, а також результати моделювання і оптимізації перехідних процесів у силових вузлах, виконаних ст.наук.співр. Руденком Ю.В. в рамках науково-дослідної роботи №: ПІ-10-14 «Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням» (Державний реєстраційний номер роботи 0113U006534).

Результатом є застосування в інверторі струмообмежуючих та рекупераційних кіл з оптимальними значеннями параметрів елементів, що не викликають насичення силового трансформатора та перевантажень інвертору. Проведені випробування підтверджують, що запропоновані рішення можуть сприяти суттєвому економічному ефекту за рахунок зниження втрат електроенергії, підвищення технологічної ефективності обладнання при використанні модернізованого обладнання у порівнянні з існуючим.

Керівник департаменту



Турос Г.А.

Генеральний директор



ТОВ «Міжнародна компанія «АНТАРЕС»,

Б.А. Кошовий

2014 р.

АКТ

Використання наукових і практичних результатів при виконанні науково-технічної роботи

«Розробка та виготовлення джерел живлення електронного нагріву»

Чинний акт складено про те що наукові та практичні результати старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України к. т. н. Мартинова В.В. використанні при виконанні робіт за договором № 927-08 між Інститутом електродинаміки НАН України та ТОВ «МК «АНТАРЕС», на проведення науково-технічних робіт по розробці та виготовленню високовольтних потужних джерел живлення для електронного променевого нагріву.

За рахунок аналізу складових накопиченої енергії в вихідних колах високовольтних систем електроживлення електронно-променевих гармат, розроблені рекомендацій по розрахунку основних параметрів джерел живлення виходячи з допустимих параметрів накопичувальної енергії з урахуванням паразитних параметрів високовольтних трансформаторів. Це призвело до того що вдалося реалізувати в потужному (450 кВт) високовольтному (30кВ) перетворювачі мінімальний по тривалості та відхиленню перехідні процеси при імпульсному зміні струму навантаження від холостого ходу до номінального значення.

Від ТОВ «Міжнародна компанія «АНТАРЕС»

М.В. Чайка



АКТ

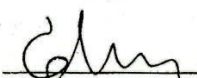
Використання наукових і практичних результатів при виконанні науково-технічної роботи «Розробка та виготовлення експериментального зразка високовольтного джерела живлення для електронно-променевого зварювання»

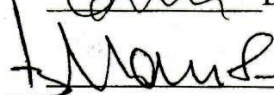
Під час розробки експериментального джерела живлення для електронно-променевого зварювання з підвищеними динамічними характеристиками при модуляції струму електронного променя, були використані розроблені старшим науковим співробітником Інституту електродинаміки НАН України Мартиновим В.В. принципи побудови потужних високовольтних багатофазних перетворювачів та їх систем керування.

Результатом є застосування при розробці експериментального високовольтного джерела живлення двотактних асиметричних напівмостових інверторів без реактивних елементів у колі навантаження з використанням двообмоткових дроселів, магнітний потік яких не змінює напрямку при перемагнічуванні силового трансформатора, що дає змогу підвищити динамічні характеристики таких джерел і реалізувати в них безколивальні перехідні процеси при динамічній зміні навантаження. Це дає змогу суттєво підвищити динамічні режими потужних перетворювачів для електронно-променевого обладнання..

Впровадження наукових результатів виконувалось в рамках виконання робіт за договорами №931-10 «Розробка схеми принципової джерела живлення для електронно-променевого зварювання» та №932-11 «Роботи з налагування та випробування джерела живлення для електронно-променевого зварювання»

От ЦТТ ИЭС им. Е.О. Патона

 В.В.Галушка

 В.А.Матвейчук