

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

РУДЕНКО ЮРІЙ ВОЛОДИМИРОВИЧ

УДК 621.314

ДИСЕРТАЦІЯ

**Основи теорії розрахунку багатоінтервальних процесів у
напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами для
електровакуумного обладнання**

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

 Ю.В. Руденко

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

Київ – 2019

АНОТАЦІЯ

Руденко Ю.В. Основи теорії розрахунку багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами для електровакуумного обладнання. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 «Напівпровідникові перетворювачі електроенергії». – Інститут електродинаміки НАН України, Київ, 2019.

Дисертація присвячена вирішенню важливої науково-прикладної проблеми розвитку теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами для електровакуумного обладнання шляхом розробки ефективних методів та математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних електромагнітних процесів з урахуванням постійних і пульсаційних складових змінних станів перетворювачів. Для вирішення зазначеної проблеми сформувано основні наукові задачі досліджень у наступних напрямках.

1. Обґрунтування необхідності удосконалення методів і математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами для живлення електровакуумного обладнання.

2. Розробка нового методу аналізу багатоінтервальних електромагнітних процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах з визначенням середніх та пульсаційних складових змінних станів перетворювачів та тривалості інтервалів їхньої комутації.

3. Розробка нових математичних моделей напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними трансформаторами для розрахунку їх параметрів в джерелах живлення електровакуумного обладнання.

4. Розробка математичних моделей перетворювачів та методу визначення їх динамічних характеристик при регулюванні анодного струму в джерелах

живлення накалу катода прямонакальної електронно-променевої гармати з урахуванням термодинамічних властивостей катода.

5. Розробка рекомендацій щодо розрахунку напівпровідникових перетворювачів у напрямку вдосконалення регулювальних характеристик джерел живлення електромагнітних фокусуєчих і відхиляючих систем електровакуумного обладнання.

6. Аналітичне та експериментальне дослідження багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах для живлення електровакуумного обладнання з використанням розроблених методів і математичних моделей.

В результаті вирішення задач дослідження отримано наукові та практичні результати, що полягають у наступному.

На основі використання теорем Лагранжа розроблено метод аналізу багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів. Метод полягає у визначенні середніх значень змінних станів та їх похідних на всіх інтервалах незмінності структури, що дає змогу розраховувати середні і пульсаційні складові усталених процесів та тривалості інтервалів комутації. Запропонований метод дозволяє аналізувати процеси не тільки в одноктактних, але й в двотактних напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії.

Розроблено нові математичні моделі високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними трансформаторами на основі усереднених змінних та визначено графо-аналітичні закономірності між параметрами трансформаторів та навантажувальними характеристиками перетворювачів. Це дозволяє спростити та уточнити процес розрахунків багатоінтервальних процесів в перетворювачах, а також врахувати взаємний вплив процесів у перетворювачах та технологічному електровакуумному навантаженні.

В результаті проведених досліджень визначено, що застосування розробленого методу та математичних моделей для розрахунку середніх та пульсаційних складових багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів дозволяє скоротити кількість обчислювальних процедур,

виключити проміжні математичні перетворення, що підвищує швидкодію розрахунку завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість вихідних диференціальних.

Вперше встановлено кількісні зв'язки між параметрами незавершених перехідних процесів у RLC -схемах заміщення (постійні часу і власні частоти контурів) на інтервалах незмінності структури та періодом комутації напівпровідникових перетворювачів для визначення точності розрахунків. Отримані вирази на порядок уточнюють відомі емпіричні обмеження та розширюють діапазон застосування методів на основі усереднення в просторі станів. Точність розробленого нового методу аналізу є порівнянною з класичними методами розрахунку та визначається лише ступенем нелінійності форми функцій змінних станів.

Визначено, що алгебраїчна форма системи рівнянь, отримана за допомогою запропонованого методу в результаті усереднення змінних у вихідних диференціальних рівняннях і яка відповідає математичним моделям перетворювачів з усередненими змінними, дає змогу обирати необхідні комбінації її параметрів в якості базису невідомих змінних. Це означає, що розроблені моделі дозволяють здійснювати розрахунки процесів в перетворювачах без додаткових перетворень в багатьох напрямках, які відповідають базисам незалежних змінних.

Розроблено методика, яка дозволяє розрахувати необхідні значення параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатору високочастотних напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електровакуумного обладнання для забезпечення максимальної вихідної потужності в діапазоні робочих струмів заданої навантажувальної характеристики.

Для підвищення ефективності аналізу електромагнітних процесів в високовольтних багатосекційних джерелах живлення потужного електровакуумного обладнання використано еквівалентні електричні схеми заміщення вузлів перетворювачів у їх складі з урахуванням внутрішніх параметрів високопотенціальних трансформаторів, що дало змогу запропонувати

методику розрахунку навантажувальних, пульсаційних та регулювальних характеристик багатосекційних джерел живлення.

Запропоновано математичну модель вихідного кола напівпровідникового перетворювача в струмообмежуючих комірках високовольтних багатосекційних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання. В даній моделі враховуються параметри реактивних елементів контуру і початкових умов на них та опір схеми обмеження струму, що підвищує точність розрахунку перехідних процесів в режимах струмообмеження. З урахуванням розробленої математичної моделі запропоновано методику визначення параметрів системи струмообмеження у вихідних колах перетворювачів багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання, що забезпечує заданий припустимий рівень енергії на виході перетворювачів при перехідних процесах.

На основі рекурентного розв'язку рівняння термодинамічної рівноваги катоду з урахуванням температурних залежностей енергії випромінювання катоду, його теплоємності та опору, а також електричної енергії на виході перетворювача джерела живлення з високопотенціальним трансформатором розроблено метод визначення динамічних характеристик регулювання анодного струму джерела живлення накалу катода прямонакальної гармати. Застосування розробленого методу дозволяє уточнити розрахунки процесів в джерелі живлення.

На підставі результатів моделювання та експериментів розроблено рекомендації щодо розрахунку параметрів напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання, що дає змогу зменшити коефіцієнт пульсацій, збільшити точність регулювання струму та покращити технічні характеристики джерел живлення.

Визначено аналітичні співвідношення та умови для узгодження параметрів струмообмежуючих комірок багатосекційних джерел прискорювальної напруги та напівпровідникових регуляторів струму електромагнітних систем зварювальних електронно-променевих гармат, що дозволяють забезпечити задану припустиму нестабільність струму магнітної котушки при нестабільності прискорювальної

напруги, яка забезпечує ефективне керування електронним променем гармати в заданому діапазоні прискорювальних напруг.

Отримані результати у своїй сукупності мають важливе значення для підвищення техніко-економічних та енергетичних показників високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами в джерелах живлення електровакуумного обладнання.

Результати дисертаційної роботи використано у вигляді науково обґрунтованих рекомендацій для розробки та створення шестиканального регулятора струму та джерела внутрішнього живлення кіл керування силовими модулями для іонно-плазмового обладнання по нанесенню захисних покриттів в рамках проекту УНТЦ №Р101, розробки та створення напівпровідникових джерел живлення для плазмових технологій в Інституті колоїдної хімії та хімії води ім. А.В. Думанського НАН України в рамках прикладних досліджень «Ресурс» (№ ДР 0113U005240), в Інституті металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України в рамках НДР «Сігма-Ш4» (№ ДР 0117U000291), у вигляді результатів аналізу та рекомендацій по удосконаленню режимів потужних напівпровідникових джерел живлення на підприємстві СВП «Київські ТЕЦ» ПАТ «Київенерго» в рамках НДР «Джерело-2» (№ ДР 0113U006534) та в рамках НТР по договору за держзамовленням № ДЗ/10-2017 від 17.11.2017р. між Інститутом електродинаміки НАН України і МОН України.

Отримані результати впроваджені також у навчальному процесі кафедри теоретичної електротехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського».

Наукові результати роботи рекомендуються для використання при розробці і модернізації напівпровідникових перетворювачів, в електричних колах яких виникають багатоінтервальні електромагнітні процеси, зокрема в джерелах живлення електровакуумного обладнання. Результати рекомендуються також до використання в навчальних програмах кафедр електротехнічного профілю ВНЗів України.

Ключові слова: високочастотний напівпровідниковий перетворювач електроенергії, метод усереднення в просторі станів, багатоінтервальні електромагнітні процеси.

Список публікацій здобувача.

1. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. №3. С. 42–48.
2. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 37–46.
3. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип.49. С.88-97 (Особистий внесок - дослідив вплив нелінійностей функцій змінних станів перетворювачів на точність розрахунку усталеного процесу).
4. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. № 50. С. 79–83 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачі, розробив методіку розрахунку параметрів перетворювача).
5. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Влияние индуктивности рассеяния трансформатора в преобразователях на их выходную мощность. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015. Вип.42. С.91-95 (Особистий внесок – розробив математичні моделі перетворювачів та дослідив їх вихідні характеристики).
6. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Взаимосвязь неустойчивости тока электромагнитной системы и ускоряющего напряжения электронно-лучевой пушки технологического оборудования. *Электроника и связь*. 2015. №4. С.15-21 (Особистий внесок - визначив аналітичні співвідношення та умови для узгодження параметрів багатосекційних джерел прискорюючої напруги та джерел струму магнітних систем зварювальних електронно-променевих гармат).
7. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Дослідження та проектування напівпровідникових перетворювачів для стабілізації та регулювання напруги в джерелах живлення

електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015. Вип.41. С.73-80 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання).

8. Руденко Ю.В. Влияние неидеальности трансформатора на процессы в прямоходовом двухтактном преобразователе. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.39. С.79-82.

9. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.38. С.99-106 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання).

10. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.35. С.81-90 (Особистий внесок – провів моделювання електромагнітних процесів в перетворювачах та визначив параметри, що підвищують їх ефективність).

11. Шидловская Н.А., Руденко Ю.В. Применение теории дифференциальных уравнений с импульсным воздействием к анализу процессов в импульсных преобразователях напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С.14-17 (Особистий внесок – дослідив перехідні процеси в перетворювачі понижуючого типу з використання теорії диференціальних рівнянь).

12. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания для энергоемких технологий. *Электроника и связь*. 2013. № 3 (74). С.14-18 (Особистий внесок – дослідив процеси у високовольтних багатосекційних джерелах живлення дл електровакуумного обладнання).

13. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмозероизионной обработки гетерогенных токопроводящих сред.

Технічна електродинаміка. 2016. №6. С.30 – 37 (Особистий внесок – дослідив процеси регулювання електричних параметрів у високочастотних перетворювачах для плазмових технологій).

14. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П., Руденко Ю.В. Покращення електромагнітної сумісності розрядно-імпульсних систем з мережею живлення. *Технічна електродинаміка*. 2018. №3. С.28 – 42 (Особистий внесок – провів розрахунок режимів перетворювача для плазмових технологій).

15. Руденко Ю.В., Липковский К.А. Анализ выходных характеристик выпрямителя при несимметрии трехфазной системы питающих напряжений. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.34. С.69-76 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та провів розрахунок процесів у вихідних колах випрямлячів багатосекційних джерел живлення).

16. Руденко Ю.В. Переходные процессы в выходных цепях источника питания, работающего на нестационарную технологическую нагрузку. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 2. С.50 – 57.

17. 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 багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

18. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратном преобразователе с учетом неидеальности трансформатора. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.30. С.108-116.

19. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високопотенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.29. С.81-83 (Особистий внесок – дослідив особливості процесів у багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

20. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П. Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазмовими та променевими

технологічними навантаженнями. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.25. С.145 – 159 (Особистий внесок – провів моделювання та розрахунок процесів у багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

21. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз та оптимізація процесів в перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.26. С.99-105 (Особистий внесок – провів моделювання процесів у вузлах багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

22. Руденко Ю.В. Субгармонические колебания в импульсном стабилизаторе понижающего типа. *Технічна електродинаміка*. 2006. №4. С.28 – 34.

23. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Процессы в выходной цепи источника электропитания электронно-лучевой пушки при пробоях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.21. С.109 – 117 (Особистий внесок – провів моделювання процесів у вихідних колах багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

24. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Режимы стабилизации выходного напряжения в секционированных системах электропитания. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.27. С.97-100 (Особистий внесок – провів розрахунки режимів стабілізації вихідної напруги багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

25. Руденко Ю.В. Показатели качества электроэнергии на входе и выходе секционированного высоковольтного источника электропитания для электротехнологий. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.19. С.99 – 105.

26. Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики секционированного источника питания для электронно-лучевых технологий. *Технічна електродинаміка*. 2009. №1. С.67 – 70.

27. Гаврилюк О.Я., Несынов В.И., Комаров Н.С., Руденко Ю.В., Лебедев Б.Б., Подольцев А.Д. Регулятор анодного тока электронно-лучевых пушек с подогреваемым катодом. *Современная электротехнология*. 2004. № 3. С.25 – 32

(Особистий внесок – приймав участь у розробці математичних моделей перетворювача для джерела струму накала електронно-променевої гармати).

28. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики источника тока для питания магнитных катушек вакуумных технологических установок. *Технічна електродинаміка*. 2002. №2. С.19 – 24 (Особистий внесок – приймав участь у розрахунках параметрів джерела живлення та експериментальних дослідженнях).

29. Комаров М.С., Руденко Ю.В. Высоковольтне джерело живлення для електронно-променевого обладнання: пат. 85316 Україна; № а 2007 06961; заявл. 21.06.2007; опубл. 12.01.2009, Бюл. №1. (Особистий внесок – розробив розрахункові моделі та дослідив процеси в перетворювачі багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

30. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Джерело живлення для електровакуумного устаткування: пат. на корисну модель 76695 Україна; № и 201208302; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. №1. (Особистий внесок - розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачі багатосекційних джерел живлення з урахуванням системи струмообмеження).

31. Вощинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П., Андриенко П.Д., Переславцев А.В., Тресвятский С.С., Крутяков Ю.А., Кудринский А.А. Источник электропитания плазмотрона: пат. 2523066 Россия; №а 2012157746/07; завл. 28.12.2012; опубл. 20.07.2014, Бюл. №20 (Особистий внесок – дослідив процеси у вузлах джерела живлення для потужного електротехнологічного обладнання).

32. Руденко Ю.В., Мартынов В.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дроселем. *Вісник НТУ«ХП»*: мат. XXIII Міжнародної науково-технічної конференції, Харків, 13 – 15 вересня 2017 р. Харків: НТУ «ХП», 2017. Вип.27. С.234–237.

33. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с высоковольтным трансформатором. *Електротехніка і електромеханіка*: мат. XXII Міжнародної науково-технічної

конференції, Одеса, 5 – 8 вересня 2016 р. Харків: НТУ «ХП», 2016. Том 1. № 4(1) С.64-68. Спец.вип.

34. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Динамика процессов в высоковольтном источнике питания, работающем на технологическую нагрузку. *Электроника и связь*: мат. XXXI Міжнародної науково-технічної конференції, Київ, 12-14 квітня 2011 р. Київ: НТУУ «КПІ», 2011. №4. С.103-108. Темат.випуск «Електроника и нанотехнологии».

35. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Багатомодульне джерело для електроживлення нестационарних технологічних навантажень. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*: мат. II Міжнародної конференції «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'11», Мукачєво, 7 – 10 червня 2011 р. Київ: ІЕД НАНУ, 2011. С.104-109. Спец. випуск, Частина 2.

ANNOTATION

Rudenko Yu. V. Fundamentals of the calculation theory of multi-interval processes in semiconductor converters with high-potential units for electro vacuum equipment. – Manuscript.

The thesis for a Doctor of Engineering Sciences degree by specialty 05.09.12 – «Semiconductor converters of electric energy». – Institute of electrodynamics of National Academy of Science of Ukraine, Kyiv, 2019.

The dissertation is devoted to solution of important scientifically applied problem of the development of theory of high - frequency semiconductor converters with high - potential units for electrovacuum equipment by developing effective methods and mathematical models for the calculation of multi - interval electromagnetic processes taking into account constant and pulsating components. To solve this problem, the basic scientific tasks of research in the following directions have been formed.

1. Substantiation of necessity of methods and mathematical models improvement for calculation of multi-interval processes in high-frequency semiconductor converters with high-potential units for power supply of vacuum equipment.

2. Development of a new method of analysis of multi-interval electromagnetic processes in high-frequency semiconductor converters with determination of the average and pulsating components of the variable states of the converters and the duration of their switching intervals.

3. Development of new mathematical models of semiconductor converters with high-potential transformers for the calculation of their parameters in power sources of vacuum equipment.

4. Development of mathematical models of converters and a method for determining their dynamic characteristics in the regulation of anode current in the sources of power supply of cathode of the filament electron beam gun, taking into account the thermodynamic properties of the cathode.

5. Development of recommendations for calculation of semiconductor converters in the direction of improving the regulating characteristics of power sources of electromagnetic focusing and deflection systems of electrovacuum equipment.

6. Analytical and experimental study of multi-interval processes in semiconductor converters for power supply of electrovacuum equipment using the developed methods and mathematical models.

As a result of solving the research problems, the scientific and practical results are obtained, which are as follows.

Based on the use of Lagrange theorems, a method of analysis of multi-interval processes of semiconductor converters was developed. The method lies in determination of average values of the variable states and their derivatives at all intervals of invariance of the structure, which makes it possible to calculate the average and ripple components of steady-state processes and the duration of switching intervals. The proposed method allows to analyze processes not only in single-stroke, but also in two-stroke semiconductor converters of electricity parameters.

New mathematical models of high-frequency semiconductor converters with high-potential transformers are developed on the basis of averaged variables, and graph-analytic regularities between transformer parameters and load characteristics of converters are determined. This makes it possible to simplify and refine the process of

calculating multi-interval processes in converters, as well as to take into account the mutual influence of processes in converters and technological electrovacuum load.

As a result of the conducted researches it is determined that the application of the developed method and mathematical models for the calculation of average and pulsating components of multi-interval processes of semiconductor converters allows to reduce the number of computational procedures, to eliminate intermediate mathematical transformations, which increases the speed of calculation by transfer to solution of the system of algebraic equations instead of the original differential equations.

For the first time, quantitative relationships have been established between the parameters of unfinished transients in *RLC* substitution circuits (time constants and eigenfrequencies) at fixed structure intervals and the switching period of semiconductor converters to determine the accuracy of the calculations. The resulting expressions clarify known empirical constraints and extend the range of application of methods based on averaging in state space. The accuracy of the developed new method of analysis is comparable to the classical methods of calculation and is determined only by the degree of nonlinearity of the form of functions of the variable states.

It is determined that the algebraic form of the system of equations obtained by the proposed method as a result of averaging variables in the original differential equations and which corresponds to mathematical models of converters with averaged variables, allows us to choose the necessary combinations of its parameters as the basis of unknown variables. This means that the developed models allow to calculate processes in converters without additional transformations in many directions that correspond to the bases of independent variables.

A technique has been developed that allows to calculate the required values of the replacement parameters of a high-potential transformer of high-frequency semiconductor converters of power sources of the vacuum equipment to ensure maximum output power in the range of working currents of a given load characteristic.

To improve the efficiency of the analysis of electromagnetic processes in high-voltage multisection power sources of powerful electrovacuum equipment, equivalent electrical circuits of substitution of converters in their composition were used, taking

into account the internal parameters of high-potential transformers, which made it possible to propose the methodology of calculation of loading, pulsating and regulating characteristics of multisection power supplies.

The mathematical model of the output circuit of a semiconductor converter in current-limiting units of high-voltage multisection power sources of powerful electrovacuum equipment is proposed. This model takes into account the parameters of the reactive elements of the circuit and the initial conditions on them and the resistance of the current limiting circuit, which increases the accuracy of the calculation of transients in the current limiting modes. Taking into account the developed mathematical model, the methodology of determining the parameters of the current limiting system in the output circuits of the converters of multi-section power supplies of the vacuum equipment is provided, which provides a given acceptable level of energy at the output of the converter during transients.

Based on the recurrent solution of the thermodynamic equilibrium equation of the cathode, taking into account the temperature dependences of the cathode radiation energy, its heat capacity and resistance, as well as the electric energy at the output of the power source converter with a high-potential transformer, a new method for determining the dynamic characteristics of the regulation of filament power supply for electron beam gun was developed. The application of the developed method allows to clarify the calculations of processes in the power source.

Based on the results of the simulations and experiments, recommendations have been developed to calculate the parameters of the semiconductor converters of power sources of electromagnetic systems of electrovacuum equipment, which allows to reduce the ripple coefficient, to increase the accuracy of current regulation and to improve the technical characteristics of power sources.

Analytical relations and conditions for harmonization of parameters of current-limiting units of multisection sources of accelerating voltage and semiconductor current regulators of electromagnetic systems of welding electron-beam guns are determined, which allow to provide a given permissible instability of current of magnetic coil when

accelerating voltage is unstable, which provides effective control of the electron beam of the gun in a given range of accelerating voltages.

The results obtained in their totality are important for enhancing the technical, economic and energy performance of high-frequency semiconductor converters with high-potential units in the power supplies of vacuum equipment.

The results of the dissertation were used in the form of scientifically substantiated recommendations for the development and creation of a six-channel current regulator and power source for circuits of control of power modules for ion-plasma equipment for the application of protective coatings in the framework of the STCU project R101, development and creation of semiconductor converters for plasmas technology at A.V.Dumanski Institute of Colloid Chemistry and Water Chemistry (NAS of Ukraine) in the framework of applied research "Resource" (№ DR 0113U005240), at G.V.Kurdyumov Institute of Physics of Metal (NAS of Ukraine) within the framework of the Sigma-Sh4 R&D (No. DR 0117U000291), in the form of the results of analysis and recommendations for improving the modes of high-power semiconductor power supplies at the PJSC "Kyivenergo" enterprise of the Kiev TPP within the framework of Source- 2 R&D (No. DR 0113U006534) and within the framework of the R&D under the contract on state order No. D3 / 10-2017 dated 17.11.2017 between the Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine and the Ministry of Education and Science of Ukraine.

The obtained results are also implemented in the educational process of the Department of Theoretical Electrical Engineering of the National Technical University of Ukraine « I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute ».

The scientific results of the work are recommended for use in the development and modernization of semiconductor converters, in which the multi-interval electromagnetic processes occur, in particular, in the power supplies of electrovacuum equipment. The results are also recommended for use in the curriculum of the departments of electrotechnical profile of Universities in Ukraine.

Keywords: high-frequency semiconductor power converter, method of averaging in state space, multi-interval electromagnetic processes.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	20
ВСТУП.....	21
РОЗДІЛ 1 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ В ДЖЕРЕЛАХ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ.....	35
1.1 Основні вимоги та проблеми аналізу електромагнітних процесів в джерелах живлення електровакуумного обладнання.....	35
1.2 Особливості структур напівпровідникових перетворювачів в джерелах живлення електровакуумного обладнання.....	47
1.3 Методи аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах.....	61
1.4 Висновки до розділу 1.....	75
РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ БАГАТОІНТЕРВАЛЬНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ.....	77
2.1 Метод аналізу усталених процесів перетворювачів на основі усереднення в просторі станів	77
2.2 Аналіз точності розрахунку електромагнітних процесів у перетворювачах з еквівалентними RL – схемами заміщення.....	87
2.3 Точність розрахунку процесів у перетворювачах з еквівалентними RLC – схемами заміщення.....	93
2.4 Розвиток методу усереднення в просторі станів для розрахунку багатоінтервальних процесів в перетворювачах.....	106
2.5 Висновки до розділу 2.....	123
РОЗДІЛ 3 МОДЕЛЮВАННЯ БАГАТОІНТЕРВАЛЬНИХ ПРОЦЕСІВ У ВИСОКОЧАСТОТНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЗА УСЕРЕДНЕНИМИ ЗМІННИМИ.....	125
3.1 Аналіз процесів у зворотноходових перетворювачах з високопотенціальним трансформатором.....	126
3.2 Електромагнітні процеси у двотактних перетворювачах з урахуванням	

	18
індуктивних паразитних параметрів високопотенціального трансформатору..	142
3.3 Вплив індуктивності розсіювання високопотенціального трансформатору на вихідну потужність перетворювачів.....	150
3.4 Розрахунок навантажувальних характеристик у перетворювачах з високопотенціальним трансформатором.....	155
3.5 Дослідження процесів і вибір граничних параметрів перетворювачів з високопотенціальними колами.....	164
3.6 Висновки до розділу 3.....	183
РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНОК ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОТУЖНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ.....	
	185
4.1 Структура та алгоритми роботи високовольтних багатосекційних джерел живлення для електровакуумного обладнання.....	185
4.2 Аналіз режимів струмообмеження у високовольтних багатосекційних джерелах живлення	195
4.3 Навантажувальні та регулювальні характеристики високовольтних багатосекційних джерел живлення.....	198
4.4 Розрахунок перехідних процесів у вихідних колах перетворювача багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання.....	217
4.5 Висновки до розділу 4.....	231
РОЗДІЛ 5 ВИЗНАЧЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ В СИСТЕМАХ РЕГУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ.....	
	233
5.1 Регулювання анодного струму електронно-променевих установок з прямонакальним катодом.....	233
5.2 Регулювальні характеристики перетворювачів для живлення електромагнітних систем електронно-променевих та іонно-плазмових установок.....	247
5.3 Керування характеристиками перетворювачів джерел струму	

електромагнітної системи електронно-променевої гармати з урахуванням нестабільності прискорювальної напруги.....	263
5.4 Висновки до розділу 5.....	270
РОЗДІЛ 6 РОЗРАХУНОК ТА ДОСЛІДЖЕННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ.....	272
6.1 Аналіз пускових режимів багатосекційних джерел живлення для потужного електровакуумного обладнання.....	272
6.2 Експериментальні дослідження характеристик джерел живлення кіл накалу електронно-променевої гармати з непрямим нагрівом катоду.....	279
6.3 Блок живлення електромагнітної системи іонно-плазмової установки.....	288
6.4 Дослідження характеристик вузлів живлення потужного електровакуумного обладнання.....	291
6.5 Висновки до розділу 6.....	302
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	305
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	310
ДОДАТОК А Список основних публікацій за темою дисертації та відомості про апробацію результатів дисертації.....	335
ДОДАТОК Б Акти впровадження.....	341

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БКА – блок комутації та автоматики

ДБ – джерело бомбардування

ДВ – джерело живлення вакуумно-дугового випаровувача

ДВС – джерело живлення відхиляючої системи

ДКЕ – джерело живлення керуючого електроду

ДПЗ – джерело потенціального зсуву

ДПК – дистанційний пульт керування

ДПН – джерело прискорювальної напруги

ДСН – джерело струму накалу

ДФС – джерело живлення фокусуючої системи

ЕВО – електронно-вакуумне обладнання

ЕПГ – електронно-променева гармата

МП – магнітний підсилювач

СТОР – струмообмежуючий регулятор

СТК – струмообмежуюча комірка

ТВМ – трансформаторно-випрямляючий модуль

ВСТУП

Напівпровідникові перетворювачі параметрів електричної енергії є основою створення джерел живлення сучасного електротехнологічного обладнання, що включає в себе великий сегмент електровакуумного устаткування. Високі показники енергоефективності та швидкодії, відносно низькі масо-габаритні розміри напівпровідникових перетворювачів обумовлюють зростаюче їх застосування в джерелах живлення електровакуумного обладнання. Важливою задачею при створенні таких джерел живлення є удосконалення характеристик напівпровідникових перетворювачів в напрямку узгодження їх параметрів з потребами технологічного обладнання на основі ефективного та адекватного аналізу і розрахунку електромагнітних процесів в них.

Обґрунтування вибору теми дослідження. Аналіз та розрахунок електромагнітних процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання пов'язаний наступними проблемами.

Перебування вихідних ланцюгів джерел живлення електровакуумного обладнання під високим потенціалом (від одиниць до сотень кіловольт) вимагає використання високопотенціального розділювального трансформатору у високочастотних напівпровідникових перетворювачах джерела живлення, що забезпечує необхідну електричну ізоляцію між колами джерела живлення. Однак конструкція високочастотного високопотенціального трансформатору з підвищеною електричною ізоляцією між обмотками неминує веде до погіршення магнітного зв'язку між ними внаслідок істотно збільшених рівнів енергії полів розсіювання, що виражається значними індуктивними паразитними параметрами трансформатора. Ці параметри визначають індуктивний опір і працюють послідовно з навантаженням у схемі заміщення трансформатору. Чим вище частота перетворення і чим більше індуктивність розсіювання зазначеного параметра, тим більше вплив індуктивного опору, включеного послідовно з навантаженням, що безумовно негативно впливає на коефіцієнт передачі енергії в

перетворювачі та його навантажувальну характеристику. Крім того, наявність значних індуктивностей розсіювання в схемах заміщення високопотенціального трансформатору у високочастотних перетворювачах викликає появу додаткових інтервалів незмінності структури із збільшеною тривалістю, що є співрозмірною з основними інтервалами комутації перетворювачів. Наявністю таких додаткових інтервалів у високочастотних перетворювачах з високопотенціальним трансформатором не можна нехтувати і їх необхідно враховувати при аналізі та розрахунках процесів в перетворювачах, які здобувають багатоінтервальний характер роботи. Багатоінтервальним назвемо характер роботи перетворювача, в якому число інтервалів перевищує два та крім основних інтервалів комутації існують додаткові, що обумовлені процесами перерозподілу енергії в індуктивних елементах перетворювача, включаючи значні індуктивності розсіювання високочастотних високопотенціальних трансформаторів.

Таким чином, забезпечення жорсткої навантажувальної характеристики джерел живлення електровакуумного обладнання з високочастотними напівпровідниковими перетворювачами потребує застосування ефективних методів аналізу та розрахунку процесів. Методи розрахунку мають враховувати як багатоінтервальність режимів роботи, так і параметри схеми заміщення високопотенціального трансформатору в перетворювачі при необхідних вимогах до електричної ізоляції обмоток трансформатору - величини необхідного діелектричного проміжку між обмотками, що виражається суттєво збільшеним параметром індуктивності розсіювання.

Вимога вдосконалення стабільності навантажувальної характеристики та ефективності передачі електроенергії перетворювачем при жорстких вимогах до електричної ізоляції високопотенціальних вузлів джерел живлення властива не тільки джерелам прискорювальної напруги електронно-променевих гармат, але й джерелам живлення накалу гармат, джерелам негативного потенційного зсуву на підложці та джерелам живлення і керування вакуумно-дуговими генераторами плазми іонно-плазмового обладнання, тому викликає необхідність розробки нових методів аналізу та розробки нових розрахункових математичних моделей

перетворювачів систем живлення різного призначення, що враховують багатоінтервальність режимів роботи та індуктивні параметри схеми заміщення високопотенціального трансформатору.

Вплив пульсацій струмів та напруг систем живлення електровакуумного обладнання на якість технологічних процесів вимагає аналізу пульсаційних складових процесів в межах періоду комутації, тому потребує їх врахування в математичних моделях перетворювачів для розрахунку та пошуку шляхів зменшення.

Забезпечення необхідної динаміки та точності регулювання анодного струму (з похибкою $<1\%$) джерелами живлення накалу прямонакальних електронно-променевих гармат при досить великій термодинамічній інерційності катоду гармати потребує розробки нових методів та математичних моделей для аналізу і вдосконалення характеристик джерел накалу з урахуванням електрофізичних властивостей катоду в системі автоматичного регулювання.

Для підвищення точності регулювання (з похибкою $<1\%$) та зниження пульсацій ($<1\%$) струму живлення електромагнітних систем фокусування та відхилення електронного променя або іонізованої плазми в електровакуумному обладнанні необхідним є врахування підвищених значень індуктивності електромагнітних елементів вказаних систем як додаткової інерційної ланки системи автоматичного регулювання. Це вимагає розробки і аналізу розрахункових математичних моделей перетворювачів для живлення вказаних систем та синтезу ефективних структур керування за критерієм зниження пульсацій джерела струму.

Керування технологічними процесами за допомогою мікропроцесорних засобів в системі автоматичного регулювання джерел живлення електровакуумного обладнання в режимах реального часу потребує застосування не тільки швидкодіючих процесорів, але й використання в їх програмному забезпеченні швидкодіючих обчислювальних алгоритмів на основі ефективних математичних моделей вузлів системи живлення. Тривалість розрахунків математичних моделей в автоматизованій системі керування технологічними

процесами має бути мінімізованою для уникнення затримки в керуванні, що веде до погіршення якості технологічних процесів.

Зазначені проблеми при вдосконаленні характеристик джерел живлення електровакуумного обладнання свідчать про необхідність застосування методів розрахунку процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами, що враховують постійні і пульсаційні складові в багатоінтервальних режимах роботи, та забезпечують швидкодіючі алгоритми обчислень.

Вагомий внесок у розробку теорії і схемотехники напівпровідникових перетворювачів різного призначення внесли вітчизняні вчені І.Л. Каганов [1], В.Т. Долбня [2,3], І.В. Волков [4], В.І. Мелешин [5], Ю.К. Розанов [6], А.К. Шидловський [7], А.А. Щерба [8], В.М. Михальський [9], К.О. Липківський [10], Ю.І. Драбович [11,12], В.С. Руденко [13], В.Я. Жуйков [14], В.Б. Павлов [15], М.Ю. Артеменко [16], М.С. Комаров, М.М. Юрченко [17], Ю.О. Денисов [18], В.Я. Ромашко [19], С.П. Денисюк [20], Г.В. Павлов, В.Г. Ягуп, а також закордонні вчені С. Кук (США), Н. Мохан (США), Р. Міддлбрук (США), С. Сандерс (США), Ф. Вольтер (Англія), Е. Едер (Німеччина) та ін. [21-33]. Зусиллями вітчизняних і закордонних вчених і фахівців досягнуто значних результатів у вирішенні однієї з головних задач підвищення енергоефективності напівпровідникових систем живлення - задачі удосконалення теорії аналізу і схемотехніки їх побудови. Подальший розвиток методів розрахунку та аналізу перетворювальних пристроїв пов'язаний з урахуванням специфічних властивостей та особливостей конкретних схем. Урахування особливостей конкретного перетворювача і математичної моделі, обраної для його опису, є основою для розробки ефективних, але, як правило, більше часткових методів. Розрахунок електромагнітних процесів перетворювальних пристроїв і подальша їхня оцінка за допомогою інтегральних характеристик (постійних, середніх, діючих значень, коефіцієнта гармонік і т.п.) провадиться по миттєвим значенням досліджуваних функцій. При використанні більшості із традиційних методів аналізу (припасовування, різницевого рівняння та ін.) основним необхідним етапом залишається розв'язання вихідної системи

диференціальних рівнянь високих порядків, які описують електромагнітні процеси в перетворювачі на інтервалах його роботи. Процес аналізу з використанням традиційних методів завжди пов'язаний із трудомісткими та тривалими процедурами проміжних математичних перетворень, особливо в багатоінтервальних режимах незмінності структури перетворювача. До того ж, відомі методи не дають прямої відповіді при різнонаправленому аналізі параметрів перетворювача, коли необхідно розрахувати не тільки зовнішні характеристики при відомих внутрішніх параметрах, але і навпаки, розрахувати внутрішні параметри при заданих зовнішніх характеристиках. Ефективність розрахунку визначається саме тим, наскільки використовуваний метод відповідає простоті застосування, кількості обчислювальних процедур, умовам завдань дослідження та враховує особливості досліджуваного пристрою.

У період останніх десятиліть дослідженнями в галузі електровакуумних технологій, включаючи джерела його електроживлення, займалися та займаються вчені і фахівці Інституту електрозварювання ім. Патона НАН України (Назаренко О.К., Мовчан Б.А., Сидорець В.М., Локшин В.Е., Борисов Ю.С.) [34-43], Національного технічного університету України ім.І.Сікорського (Денбновецький С.В., Мельник І.В.) [44,45], Національного аерокосмічного університету ім. М.Є.Жуковського «ХАІ», м.Харків (Сисоєв Ю.О.) [46], ПО «СЕЛМІ», м.Суми (Чайка М.К.) [47,48], НДЦ ХФТІ, м. Харків (Аксенов І.І., Белоус В.О.) [49], ВНДЦ ВЕІ, Росія (Матвеев Н.В., Щербаков О.В.) [50,51] та ін. В Інституті електродинаміки НАН України свій внесок у розвиток теорії аналізу, досліджень та створення систем електроживлення електронно-променевого обладнання внесли М.С. Комаров, В.В. Мартинов, М.М. Юрченко, В.М. Спірін, Г.Ф. Пазеев, П.М. Шевченко. [17,52,53]. Зокрема, при створенні джерел прискорювальної напруги електронно-променевого обладнання Комаровим М.С. та Мартиновим В.В. науково обґрунтовано принципи побудови потужних джерел живлення з мінімізацією енергії у вихідних колах для протидії пробоям у навантаженні. Однак більшість робіт і публікацій характеризується недостатньою увагою до аналізу і розрахунку процесів в джерелах живлення електровакуумного

обладнання з урахуванням вимог високопотенціального характеру та електрофізичних особливостей його вузлів при керуванні параметрами електроенергії через відсутність ефективних методів і розрахункових математичних моделей, направлених на вирішення поставлених задач. Існуючі методи та моделі не забезпечують належним чином виконання вимог аналізу та розрахунку процесів у вказаних пристроях. Тому подальший розвиток теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами для електровакуумного обладнання шляхом розробки ефективних методів розрахунку електромагнітних процесів в багатоінтервальних режимах з урахуванням постійних і пульсаційних складових змінних станів перетворювачів є актуальною науково-прикладною проблемою.

Важливість дисертаційних досліджень підтверджується проведенням її в рамках держбюджетних фундаментальних та прикладних науково-дослідницьких робіт.

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

Дослідження з теми дисертаційної роботи виконувалися в Інституті електродинаміки НАН України відповідно до планів досліджень НАН України: *за темами фундаментальних досліджень:*

- «Розвинути теорію, розробити принципи побудови джерел електроживлення на базі силових транзисторних модулів з високочастотною імпульсною модуляцією для плазмового, лазерного та променевого технологічного обладнання й впровадити нові системи живлення в промислове технологічне устаткування» (Номінал-2), державний реєстраційний номер 0101U003650, виконана у відповідності з Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 26.04.2001 р., протокол №5 (2001-2005 р.р.);

- «Дослідити взаємодію силових транзисторних перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями і впровадити нові системи живлення в промислове технологічне устаткування» (Фінал), державний

реєстраційний номер 0105U002316, виконана у відповідності з Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 22.02.2005 р., протокол №4 (2005-2009 р.р.);

- «Розвиток та узагальнення теоретичних основ перетворення електроенергії та розробка на цій основі ефективних спеціалізованих високочастотних перетворювачів для потужного електротехнологічного устаткування» (Джерело), державний реєстраційний номер 0109U005582, виконана у відповідності з Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 02.06.2009 р., протокол №9 (2009-2013 р.р.);

- «Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням» (Джерело-2), державний реєстраційний номер 0113U006534, виконана у відповідності з Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 15.10.2013 р., протокол №14 (2014-2018 р.р.);

- «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» (Сігма-Ш4), державний реєстраційний номер 0117U000291, виконується у відповідності з Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 08.11.2016 р., протокол №16 (2017-2021р.р.);

за темами прикладних досліджень:

- у рамках цільової комплексної програми прикладних досліджень НАН України «Проблеми ресурсу і безпеки експлуатації конструкцій, споруд та машин», шифр «Ресурс», Р.5.11. «Розробка обладнання електроерозійного коагуляційного очищення в системах водопідготовки теплових агрегатів», державний реєстраційний номер 0113U005240, (2013–2015 р.р.);

- у рамках науково-технічної роботи 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 (код І.2 13 «Дослідження та розробки в галузі енергетики за ДК 015-97»), наказ Міністерства освіти і науки України

№1462 від 10.10.2017 р.

У перерахованих науково-дослідних роботах автор був виконавцем розділів теми, а в НДР «Джерело» та «Джерело 2» - відповідальним виконавцем. У рамках перелічених робіт автором розвинуто метод усереднення в просторі станів для аналізу процесів у напівпровідникових перетворювачах, розроблено математичні розрахункові моделі та методики розрахунків напівпровідникових перетворювачів у джерелах живлення електровакуумного обладнання з урахуванням вимог технологічного навантаження, обґрунтовано електромагнітні режими та визначено характеристики нової структури високовольтних багатосекційних джерел потужного електровакуумного обладнання зі зменшеною кількістю ланок перетворення параметрів електроенергії.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розробка нових методів і математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних електромагнітних процесів з урахуванням постійних і пульсаційних складових змінних станів високочастотних напівпровідникових перетворювачів для електровакуумного обладнання, спрямованих на підвищення їхніх електроенергетичних та технічних показників.

Для досягнення поставленої мети необхідним є вирішення наступних науково-технічних завдань:

1. Обґрунтування необхідності удосконалення методів і математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами для живлення електровакуумного обладнання.

2. Розробка нового методу аналізу багатоінтервальних електромагнітних процесів у високочастотних напівпровідникових перетворювачах з визначенням середніх та пульсаційних складових змінних станів перетворювачів та тривалості інтервалів їхньої комутації.

3. Розробка нових математичних моделей напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними трансформаторами для розрахунку їх параметрів в джерелах живлення електровакуумного обладнання.

4. Розробка математичних моделей перетворювачів та методу визначення їх динамічних характеристик при регулюванні анодного струму в джерелах живлення накалу катода прямонакальної електронно-променевої гармати з урахуванням термодинамічних властивостей катода.

5. Розробка рекомендацій щодо розрахунку напівпровідникових перетворювачів у напрямку вдосконалення регулювальних характеристик джерел живлення електромагнітних фокусуєчих і відхиляючих систем електровакуумного обладнання.

6. Аналітичне та експериментальне дослідження багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах для живлення електровакуумного обладнання з використанням розроблених методів і математичних моделей.

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси у високочастотних напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії в джерелах живлення електровакуумного обладнання.

Предметом дослідження є методи аналізу, математичні моделі та методики розрахунку багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами джерел живлення електровакуумного обладнання.

Методи досліджень. При вирішенні завдань, що поставлені в дисертаційній роботі, використовувались методи розрахунку лінійних електричних кіл, класичний метод розрахунку перехідних процесів, метод усереднення в просторі станів, теорія диференціальних рівнянь, теорія автоматичного регулювання, методи математичного моделювання.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Здійснено подальший розвиток теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів параметрів електричної енергії з високопотенціальними вузлами на основі використання розроблених нових методів і математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних електромагнітних процесів перетворювачів, що дозволяє підвищити техніко-економічні та енергетичні показники джерел живлення електровакуумного обладнання.

2. На основі використання теорем Лагранжа розроблено новий метод аналізу багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів шляхом визначення середніх значень змінних станів та їх похідних на всіх інтервалах незмінності структури, що дає змогу спростити розрахунок середніх і пульсаційних складових усталених процесів та тривалості інтервалів комутації.

3. Вперше встановлено кількісні зв'язки між параметрами незавершених перехідних процесів у *RLC*-схемах заміщення, зокрема, постійними часу і власними частотами контурів на інтервалах незмінності структури та періодом комутації напівпровідникових перетворювачів для визначення точності розрахунків, що на порядок уточнює відомі емпіричні обмеження та розширює діапазон застосування методів на основі усереднення в просторі станів.

4. Розроблено нові математичні моделі високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами за усередненими змінними та визначено графо-аналітичні закономірності між параметрами високопотенціальних трансформаторів і навантажувальними характеристиками цих перетворювачів, що дає змогу спростити та уточнити розрахунки багатоінтервальних процесів в них, а також врахувати взаємний вплив процесів у перетворювачах та технологічному навантаженні.

5. На основі рекурентного розв'язку рівняння термодинамічної рівноваги катоду з урахуванням температурних залежностей енергії випромінювання катоду, його теплоємності та опору, а також електричної енергії на виході перетворювача джерела живлення з високопотенціальним трансформатором розроблено новий метод визначення динамічних характеристик регулювання анодного струму джерела живлення накалу катода прямонакальної гармати.

6. Розроблено нову математичну модель вихідного кола напівпровідникового перетворювача в струмообмежуючих комірках високовольтних багатосекційних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання, в якій враховано параметри реактивних елементів контуру і початкові умови та опір схеми обмеження струму, що підвищує точність розрахунку перехідних процесів в режимах струмообмеження.

Практичне значення отриманих результатів:

Використання розробленого методу аналізу багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами забезпечує скорочення кількості обчислювальних процедур і проміжних перетворень, що підвищує швидкість і точність розрахунків та створює суттєві переваги при керуванні перетворювачами в режимі реального часу. Розроблено методику розрахунку необхідних значень параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатора напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електровакуумного обладнання, що забезпечує реалізацію максимальної вихідної потужності в діапазоні заданої навантажувальної характеристики. На підставі результатів моделювання та експериментів розроблено рекомендації щодо розрахунку параметрів напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання, що дає змогу зменшення коефіцієнту пульсацій і збільшення точності регулювання струму та покращення технічних характеристик джерел живлення.

Запропоновані математичні моделі та рекомендації для розрахунку багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах використано при розробці джерела електроживлення електромагнітної системи та джерела внутрішнього живлення кіл керування силовими модулями для іонно-плазмового обладнання по нанесенню захисних покриттів за допомогою pvd-технологій.

Результати теоретичних та експериментальних досліджень знайшли застосування і впровадження на підприємстві СВП «Київські ТЕЦ» ПАТ «Київенерго» у вигляді рекомендацій по розрахункам електромагнітних процесів та визначенню ефективних параметрів вузлів в перетворювачах резервного електроживлення, а також рекомендацій по удосконаленню усталених процесів розробленого перетворювача УІМ-300, в Інституті колоїдної хімії та хімії води ім. А.В. Думанського НАН України у вигляді розробленого та створеного напівпровідникового високочастотного джерела живлення для плазмових технологій, в Інституті металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України у вигляді розробленого та створеного джерела струму для плазмових технологій.

Отримані результати також впроваджено в учбовий процес кафедри теоретичної електротехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського».

Оригінальність основних технічних результатів підтверджена отриманими на них патентом України на винахід (№85316), патентом Росії на винахід (№2523066), патентом України на корисну модель (№76695).

Особистий внесок здобувача. Усі наукові положення та результати, що виносяться на захист, отримані автором особисто на основі самостійних досліджень, узагальнень та висновків. У дисертації не використовувались ідеї та розробки, що належать співавторам, з якими спільно опубліковані наукові праці. Публікації [54, 55, 60, 68, 70, 74, 75, 77, 78, 80] написані здобувачем одноосібно.

У роботі [56] автор особисто розробив математичні моделі з усередненими змінними перетворювача напруги з RLC – схемами заміщення за допомогою розробленого методу аналізу та дослідив вплив нелінійностей функцій змінних станів перетворювачі на точність розрахунку усталеного процесу за допомогою цих моделей відносно методу числового інтегрування диференціальних рівнянь.

У роботах [57, 59, 61-63, 83-85] здобувач особисто розробив математичні моделі однотактних та двотактного перетворювачів напруги для чисельних експериментів, які враховують індуктивні паразитні параметри високопотенціальних високочастотних трансформаторів джерел живлення електровакуумного обладнання. Розрахував та провів аналіз навантажувальних характеристик та визначив характер впливу індуктивності розсіювання високопотенціального високочастотного трансформатору на вихідну потужність різних типів перетворювачів. На основі аналізу математичних моделей перетворювачів розроблено методику розрахунку коефіцієнту трансформації високопотенціального розділювального трансформатору із заданим рівнем гальванічної ізоляції обмоток, що забезпечує необхідну навантажувальну характеристику перетворювача в джерелах живлення електровакуумного обладнання та методику розрахунку граничних параметрів елементів перетворювача для джерел живлення електровакуумного обладнання.

Серед основних публікацій у колективних працях здобувачеві також особисто належать: дослідження особливостей та обґрунтування процесів у високовольтних багатосекційних джерелах живлення потужного електровакуумного обладнання зі зменшеною кількістю ланок перетворення енергії [64, 69, 71-73, 82]; розробка математичних моделей, моделювання, розрахунків та аналіз електромагнітних процесів у вхідних та вихідних колах високовольтних багатосекційних джерел живлення та вироблення рекомендацій по застосуванню режимів, що підвищують енергоефективність джерел живлення електротехнологічного обладнання [66, 67, 76, 86]; розробка математичних моделей напівпровідникових перетворювачів в системах керування електричних параметрів електровакуумного обладнання та визначення на цій основі нових методик для розрахунку основних режимів джерел живлення [58, 65, 79,81].

Апробация результатів дисертації. Основні положення, наукові та практичні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на міжнародних конференціях: XV Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми сучасної електротехніки - 2018», Київ, 4 – 8 червня, 2018; XXIII Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність-2017», Харків, 13 – 15 вересня, 2017; XXII Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність-2016», Одеса, 5 – 8 вересня, 2016; IV Міжнародна конференція «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'15», Київ, 9 – 12 червня, 2015; XVIII Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність-2012», Алушта, 17 – 21 вересня, 2012; XII Міжнародна науково-технічна конференція «Проблеми сучасної електротехніки - 2012», Вінниця, 4 – 8 червня, 2012; II Міжнародна конференція «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'11», Мукачеве, 7 – 10 червня, 2011; XXXI Міжнародна науково-технічна конференція «Електроніка та нанотехнології», Київ, 12-14 квітня, 2011; VI Міжнародна науково-технічна конференція «Матеріали та покриття в екстремальних умовах: дослідження, застосування, екологічно чисті технології виробництва та утилізації виробів», Ялта, 20-24 вересня, 2010.

Структура та обсяг дисертації. Дисертаційна робота викладена на 347 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, шести розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та двох додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 307 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 25 таблицями, 114 рисунками. Список використаних джерел містить 257 найменувань, з них 198 кирилицею та 59 латиницею.

РОЗДІЛ 1

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ В ДЖЕРЕЛАХ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ

1.1 Основні вимоги та проблеми аналізу електромагнітних процесів в джерелах живлення електровакуумного обладнання

Розвиток сучасних галузей металургії нерозривно пов'язаний з удосконалюванням нових технологій, що забезпечують, з одного боку, одержання нових матеріалів та виробів, а з іншого боку - зниження енерго- і ресурсовитрат, підвищення екологічних показників виробництва. Значне місце в ряді нових технологій займають електровакуумні (електронно-променеві та іонно-плазмові), що пов'язане з різноманіттям електрофізичних ефектів, які лежать у їхній основі, простотою контролю та керування електротехнологічними процесами, можливістю їхньої комплексної автоматизації [87,88]. Методи електронно-променевої та іонно-плазмової обробки займають провідне місце в технологіях модифікації властивостей виробів, в обробці і одержанні нових матеріалів [89-97].

Широке впровадження сучасних електровакуумних технологій у промисловість неможливо без створення джерел електроживлення, параметри яких повинні бути адаптовані до потреб технологічного обладнання [98]. Функціональні схеми електровакуумних технологічних установок, що реалізують електронно-променеві та іонно-плазмові процеси, зображено на рис.1.1. На рис. 1.1,а представлено функціональну схему електронно-променевої гармати (ЕПГ) із прямонакальним катодом, на рис.1.1,б - схему електронно-променевої гармати з непрямим нагріванням катоду, на рис. 1.1,в – схему іонно-плазмової установки для рvd-технологій з вакуумно-дуговим випарником.

До джерел електроживлення названих установок належать пристрої для формування пучків електронів або іонізованої плазми із заданими параметрами, а також пристрої керування їхньою потужністю і конфігурацією. Вузли

електроживлення даних технологічних установок містять джерела прискорювальної напруги ДПН (в іонно-плазмових установках їхню роль грають джерела потенціального зсуву ДПЗ), джерела живлення накалу катода ДСН, джерела живлення ланцюга бомбардування основного катода ДБ, джерела живлення вакуумно-дугового випаровувача ДВ, джерела живлення керуючого електроду - керування струмом ДКЕ, джерела живлення фокусувальної ДФС і відхиляючої систем ДВС. На схемах також позначено: СЧ – силова частина

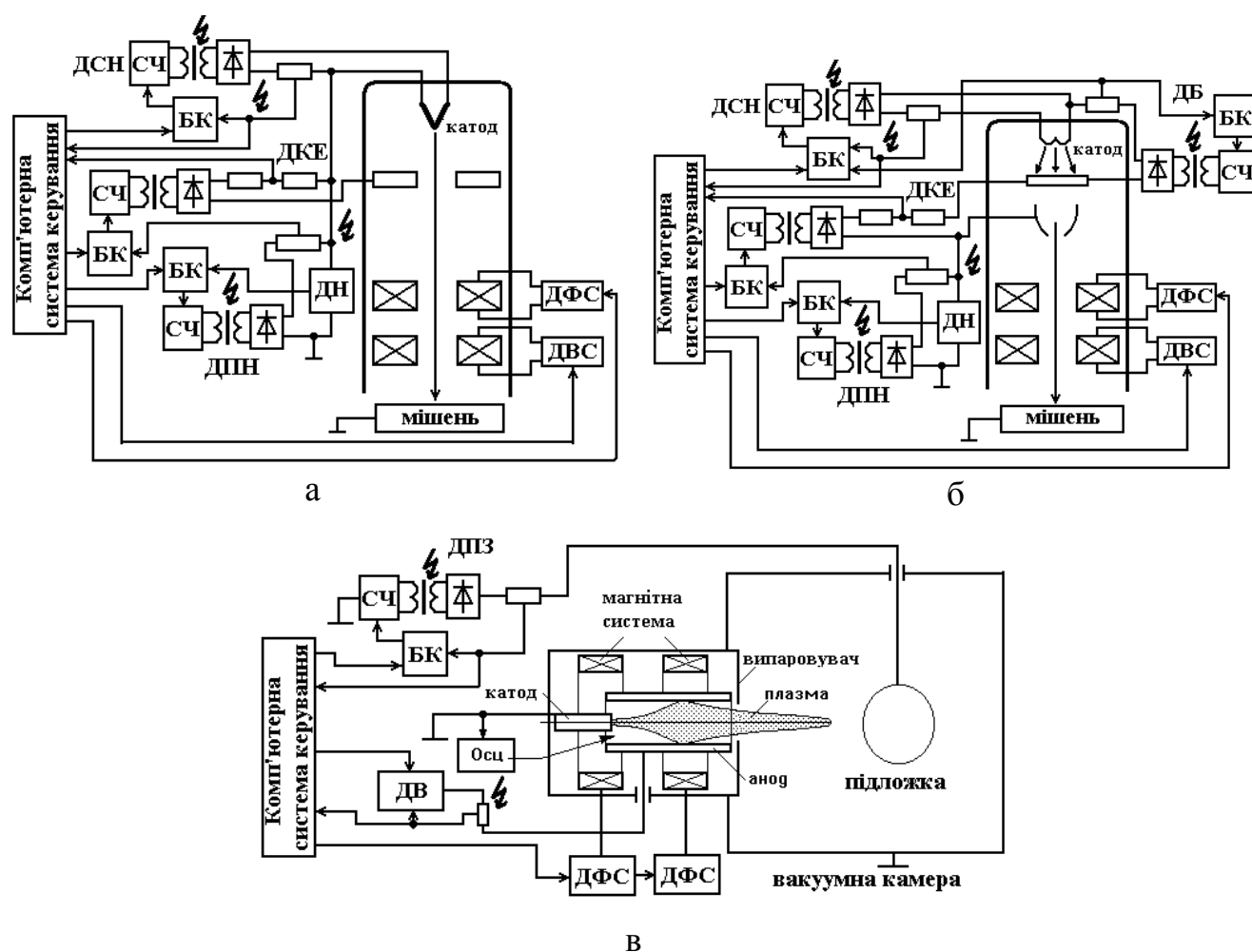


Рис.1.1. Функціональні схеми електронно-променевого та іонно-плазмового технологічного устаткування

джерела живлення, БК – блок керування джерела живлення.

Як видно із наведених схем, сучасні структури вузлів живлення об'єднані в системи автоматичного регулювання параметрами технологічного процесу із внутрішніми та зовнішніми контурами керування, включаючи мікропроцесорну

обробку інформації в режимах реального часу. Необхідною складовою джерел живлення електровакуумного обладнання є високопотенціальні трансформатори, що забезпечують необхідний рівень гальванічної ізоляції вхідних та вихідних кіл живлення.

Джерела для живлення електровакуумних технологій почали свій розвиток одночасно з їхньою появою. На початковому періоді розвитку електронно-променевих технологій в установках для мікрозварювання та розмірної обробки матеріалів у більшості випадків використовувалися висока прискорювальна напруга 30-100 кВ [99]. Формування високого рівня прискорювальної напруги в них здійснювалося без розділювальних трансформаторів, за допомогою схем каскадних помножувачів на основі електровакуумних приладів.

Для зварювання металів середньої та великої товщини використовувалися джерела живлення потужністю 5-30 кВт [99]. Як правило, використовувалися багатофазні схеми випрямлення, живлення випрямлячів здійснювалася від силової мережі промислової частоти через регулятори напруги в первинній обмотці високовольтного розділювального трифазного трансформатору (джерела високовольтного живлення ОБ-449, У-250, 25 кВ, 0,5А) [99].

Перехід на напівпровідникову елементну базу дозволив перейти на більш високі значення робочої частоти в джерелах живлення електронно-променевих гармат. На ранніх стадіях розвитку електронно-променевого обладнання робоча частота 400 - 1000 герців уже дозволила істотно зменшити габарити підвищувального високовольтного трансформатора і фільтру, що згладжує, [99,100]. У даних джерелах живлення використовувався генератор на первинній стороні напругою 230 вольтів і потужністю 50 кВа. Для перетворення напруги промислової частоти в напругу більше високої частоти використовувалися електромашинні перетворювачі і генератори типу П-4 - 200-5 , ГТ-500-50-111 і інші. Такі джерела живлення були здатні забезпечити живлення як однієї, так і декількох електронно-променевих установок.

В останні десятиліття для живлення електровакуумних установок застосування знаходять пристрої із проміжним випрямленням змінної мережевої

напруги і його наступним перетворенням на більш високій частоті з використанням високочастотних перетворювачів і розділювальних високовольтних трансформаторів. Основними розробниками і виготовлювачами джерел електроживлення електротехнологічних установок у цей час є такі відомі організації, як Інститут електрозварювання НАН України ім. Патона, м.Київ, ТОВ ЕЛТ - "Електронно-променеві технології", м.Суми, ТОВ «Торсион», м. Харків, за рубежом - ВДЦ ВЕІ (Росія), «Spellman» (США), «Technix» (Франція) та ін.

Використання проміжного високочастотного перетворення параметрів електроенергії дозволяє значно скоротити масогабаритні характеристики апаратури, але одночасно приводить до істотного ускладнення та подорожчання. Підвищення частоти в перетворювачі із широтно- імпульсним регулюванням при формах напруги і струму близьким до прямокутної призводить також до динамічних втрат, особливо у високовольтних системах, що працюють на трансформатор з великим коефіцієнтом трансформації та випрямними ланками. У результаті ефективність застосування систем даного виду джерел живлення не завжди є оптимальною.

Як показує аналіз існуючих джерел для живлення електронно-променевого і іоно-плазмового обладнання, рівень електричного потенціалу вихідних ланцюгів цих систем щодо корпусу обладнання може перебувати в межах від одиниць до сотень кіловольтів, що визначається фізикою роботи застосовуваних технологічних пристроїв. Це викликає необхідність високопотенціального розділення ланцюгів у структурах джерел живлення, а також узгодження рівнів напруги для забезпечення необхідних параметрів електроенергії. Цей фактор визначає першу принципову вимогу для електроживлення електронно-променевого та іонно-плазмового обладнання, що полягає в необхідності використання високопотенціальних трансформаторів у джерелах їх живлення.

Другим фактором, що визначає вимоги до джерел живлення електровакуумного обладнання є періодичне виникнення електричного пробою прискорювальних проміжків у вакуумних камерах у процесі експлуатації технологічних установок [98,99,101,102]. Причина цих явищ пов'язана з

фізичними процесами, що протікають у вакуумних камерах при формуванні і транспортуванні інтенсивних електронних або іонних потоків у взаємодії з об'єктами технологічного процесу [103,104]. Різноманіття різних явищ і механізмів порушення електричної міцності прискорювального проміжку у вакуумних камерах обумовлює складність вирішення цієї проблеми в практиці технологічних процесів. Для комплексного розв'язання проблеми запобігання електричних пробойів виникає необхідність в удосконаленні експлуатованих і розроблюваних джерел живлення. На ранніх етапах розвитку електронно-променевого обладнання було встановлено, що усунути пробої та інтенсивні перехідні процеси в джерелі живлення, що ними викликані, можна включивши в ланцюг струму додаткову індуктивність. Однак конструкція таких індуктивностей у край складна через нелінійний розподіл напруги по витках, а перехідний процес у системі має коливальну форму і супроводжується значною перенапругою на елементах джерела [98].

Як показує практика експлуатації електронно-променевого обладнання [98,100], більш раціональним у боротьбі із пробоями є відключення джерела прискорювальної напруги від технологічного навантаження в момент пробою із застосуванням схем швидкодіючого автоматичного повторного включення. Час безструмової паузи вибирається з технологічних міркувань і не повинен бути менше часу відновлення електричної міцності вакуумного проміжку [103, 104, 105].

Протягом тривалого періоду в джерелах живлення електронно-променевих технологічних установок використовувалися наступні елементи захисту від короткого замикання в навантаженні:

- зустрічно паралельно включені тиристори в первинному ланцюзі живильного трансформатора;
- вакуумний контактор змінного струму в тій же ланцюзі [106];
- вакуумний вимикач у ланцюзі постійного струму [107];
- електронно-променевий вентиль, електронна лампа в ланцюзі постійного струму [108].

Пристрій захисту із застосуванням тиристорів або вакуумних контакторів на первинній стороні підвищувального трансформатора по динамічних характеристиках майже ідентичні: тривалість відключення струму короткого замикання - (40-60) мс, кратність струму к.з. 5-10. Застосування вакуумного контактора в ланцюзі постійного струму дозволяє знизити час відключення і кратність струму к.з. приблизно до 3. Такий великий час відключення і кратності струму при к.з. несприятливо позначаються на роботі і джерела живлення, і електронної гармати, тому що при побоях в електронній гарматі в цих умовах швидко руйнуються електроди, а елементи джерела живлення піддаються динамічним ударам [106, 107].

Значно кращі динамічні показники мають пристрої захисту із застосуванням повністю керованих електронних приладів (електронно-променевої вентиль, лампа). Як показано в [108], повний час відключення струму к.з. у цьому випадку становить (200-300) мкс, амплітуда струму к.з. обмежується електронним вентиляем і, у принципі, може не перевищувати номінальний. Створення більш досконалих схем керування комутуючим пристроєм на електронно-променевому вентилі дозволило поліпшити його динамічні характеристики. Як показано в [109], повний час відключення струму к.з. електронно-променевої гармати вдалося зменшити до 20 мікросекунд.

В теперішній цей час із розвитком напівпровідникової перетворювальної техніки з'являються нові засоби запобігання розвитку дугоутворення в технологічному навантаженні на основі високочастотних перетворювачів. Керування високочастотним перетворювачем дозволяє зменшувати передану джерелом прискорювальної напруги потужність енергії в навантаження практично до нуля до повного переривання струму навантаження при високовольтному пробі. Джерело живлення прискорювальної напруги повинне забезпечувати обмеження потужності. Пробій характеризується стрибкоподібним зниженням омичного опору ланцюга анод- катод практично до нульового значення за час порядку до 1 мкс [110]. Такі вимоги до джерел електроживлення, поряд з вимогами до стабільності вихідної напруги в сполученні з високим рівнями цих

напруг, що досягають десятків кіловольт, багато в чому стримують появу нових розробок у цій області [111]. Тому, використання електронно-променевих вентилів, включених послідовно з електронно-променевою гарматою з метою запобігання розвитку пробоїв у пушку, згладжування пульсацій, стабілізації й регулювання прискорювальної напруги, залишається затребуваним і в цей час при використанні традиційної системи електроживлення на частоті живильної мережі [112,113].

У багатьох технологічних процесах із застосуванням іонно-плазмових установок, де основна роль належить тліючому розряду, також виникає проблема несанкціонованого його переходу в дуговий розряд. Таке мимовільне дугоутворення спостерігається в стаціонарному тліючому розряді [114], при іонному очищенні перед нанесенням покриттів [115]. В іонно-плазмових технологічних процесах подібне дугоутворення є одним з основних недоліків, що знижують якість обробки матеріалів. Зниження якості полягає в тому, що виникаючі катодні плями залишають на оброблюваній поверхні характерний ерозійний слід, так звані кратери. Тому, запобігання цього негативного явища дугоутворення є актуальним завданням, повноцінне вирішення якого дозволить істотно підвищити якість обробки виробів в іонно-плазмових технологічних процесах [116]. Незважаючи на прийняті заходи щодо усунення по усуненню електрофізичних причин дугоутворення, повністю усунути їхню ймовірність появи на поверхні виробу не вдається [117]. У цьому випадку при виникненні мікродуг на перший план виходить завдання гасіння вже існуючого дугового розряду. Досягається це шляхом застосування різних технічних рішень – включенням індуктивності в ланцюг підложки, застосуванням коливальних контурів, короткочасним відключенням джерел потенційного зсуву від навантаження, причому тривалість відключення повинна бути не менше часу відновлення електричної міцності проміжку з урахуванням особливостей технологічного процесу (для технічного вакууму – кілька сотень мікросекунд) [118,119]. У сучасних іонно-плазмових установках (Булат-8 [120], МАП-1М [121]) джерела потенційного зсуву дозволяють придушувати вже виниклий дуговий

розряд. Однак використання релейних схем, застосування в якості датчиків струму струмових реле, а також наявність в електричному колі між виходом джерела і вакуумною камерою кабелів як накопичувача енергії не дозволяє забезпечити необхідну швидкодію при гасінні мікродуг. Одним з рішень, що дозволяють прискорити гасіння мікродуг, є розміщення шунтувальних ключів безпосередньо наприкінці лінії з'єднання перед вакуумною камерою, що перешкоджає подальшій передачі енергії, запасеної в лінії [117,122].

Таким чином, другою вимогою, що пред'являються до сучасних джерел електроживлення електровакуумних технологічних установок, є здатність у швидкодіючому захисті технологічного навантаження і своїх вихідних ланцюгів від ушкоджень при нестационарних процесах, викликаних порушенням електричної міцності прискорювальних проміжків вакуумних камер при внутрішніх пробоях [98,99,103-105,117,123-125]. Якщо в системі живлення відсутній надійний засіб відключення аварійного струму і енергія, що запасується у вихідних ланцюгах джерела живлення, набагато перевищує встановлений безпечний поріг, повинен використовуватися метод захисту шунтуванням, при якому вихід системи живлення повинен замикається накоротко за допомогою високовольтного потужнострумовевого пристрою [98,99,105,112,123,126,127].

Джерела живлення електровакуумних установок повинні забезпечувати жорсткі вимоги до якості керування параметрами електроенергії, що надходить у вузли технологічного встаткування - ланцюги живлення накалу електронно-променевих гармат, що визначають керування струму променя, а також живлення фокусуєчих і відхиляючих систем, що визначають конфігурацію електронного променя або іонізованої плазми, фокусну відстань і кут відхилення променя [98-100]. Мова йде про регульовальні характеристики, пульсації і нестабільність струмів і напруг вихідних параметрів джерел живлення цих вузлів. Так, керування струмом променю в електронно-променевих установках із прямонакальним катодом здійснюється зміною температури катода, що веде до зміни струму емісії катода і в остаточному підсумку - до збільшення або зменшення струму в промені (анодного струму). Зміна температури катода здійснюється за рахунок керування

струмом накалу катода. Отже, для одержання необхідних регулювальних характеристик і динаміки керування струмом променю необхідно забезпечувати відповідні параметри джерела струму накалу електронно-променевої гармати.

Вимоги, яким повинна відповідати система електроживлення на прикладі електронно-променевої установки для зварювання виробів малих і середніх розмірів описані в [98]. Параметри зварного шову при роботі такої установки стабільні, якщо джерело прискорювальної напруги забезпечує необхідну сталість щільності потужності в пучку на виробі при загальній постійній потужності пучка. На потужність і конфігурацію електронного променю, а отже, і на геометрію зварного шову впливають крім стабільності і пульсацій прискорювальної напруги також стабільність і пульсації струмів електронного променю та фокусуєчої лінзи [99,128]. Коливання величини прискорювальної напруги або струму магнітної лінзи приводять до зміни фокусної відстані і форми променю на виробі, що викликає коливання питомої потужності променю та приводить до зміни параметрів зварювального шову при постійному струмі відхиляючої котушки. Нестабільність прискорювальної напруги викликає зміну кута відхилення променю і призводить до його зсуву щодо необхідної траєкторії. Це вимагає узгодження характеристик джерела прискорювальної напруги і джерела живлення фокусуєчої та відхиляючої котушок [98, 100].

Перераховані фактори визначають третю вимогу до джерел живлення електровакуумного обладнання - забезпечення джерелами живлення необхідних характеристик керування параметрами електроенергії, що визначають якість технологічного процесу.

Удосконалення технології і техніки електровакуумних технологій, поступовий перехід до комплексної автоматизації технологічних процесів висувають додаткові вимоги до точності і швидкодії розроблених раніше пристроїв локальної автоматики. У першу чергу це стосується пристроїв автоматичного керування основними параметрами електронного променю, струмів термоємисії катода, фокусування і положення променю в просторі та інш. в режимах реального часу [129-132].

Перераховані основні вимоги при створенні джерел живлення електровакуумного обладнання свідчать про необхідність всебічного, ефективного та адекватного аналізу режимів, розробки розрахункових математичних моделей для визначення параметрів напівпровідникових перетворювачів у джерелах живлення, що сприятиме забезпеченню цих вимог. Але, процес аналізу та розрахунку напівпровідникових перетворювачів для джерел живлення електровакуумного обладнання пов'язаний із принциповими проблемами, що постають у результаті необхідності дотримання описаних вище факторів:

1. Використання високопотенціального розділювального трансформатору у високочастотних перетворювачах джерел живлення забезпечує необхідну електричну ізоляцію між первинною і вторинною обмотками трансформатора та відповідно - між вхідними та вихідними ланцюгами джерела живлення. Однак конструкція трансформатора з підвищеною електричною ізоляцією між обмотками неминуче веде до істотного погіршення магнітного зв'язку між ними внаслідок значних рівнів полів розсіювання, що виражається таким поздовжнім паразитним параметром трансформатора як індуктивність розсіювання. Даний параметр визначає індуктивний опір і працює послідовно з навантаженням у схемі заміщення трансформатору. Чим вище частота перетворення і чим більше індуктивність розсіювання, тим більше вплив індуктивного опору, включеного послідовно з навантаженням, що безумовно негативно впливає на коефіцієнт передачі енергії в перетворювачі та його навантажувальну характеристику. Крім того, наявність суттєвих індуктивностей розсіювання в схемах заміщення перетворювача викликає появу додаткових інтервалів сталості структури, тривалість яких є порівнянною з тривалістю інтервалів комутації. Це вимагає врахування багатоінтервального характеру роботи перетворювача при його аналізі та проектуванні. Таким чином, підвищення коефіцієнту передачі енергії високочастотним перетворювачем при наявності високопотенціального трансформатору в ньому потребує ефективного аналізу процесів та пошуку параметрів перетворювача, які дозволяють врахувати як багатоінтервальність

режимів, так і параметри трансформатору (коефіцієнт трансформації) при необхідних вимогах до гальванічної ізоляції обмоток трансформатору - величини необхідного діелектричного проміжку між обмотками, що виражається параметром індуктивності розсіювання.

Вимога ефективності передачі електроенергії перетворювачем при жорстких вимогах до електричної ізоляції високопотенціальних кіл системи живлення властива не тільки джерелам прискорювальної напруги електронно-променевих гармат, але й джерелам живлення накалу гармат, джерелам негативного потенційного зсуву на підложці та джерелам живлення і керування вакуумно-дуговими генераторами плазми іонно-плазмового обладнання. Тому це потребує вдосконалення теорії розрахунку електромагнітних процесів в напівпровідникових високочастотних перетворювачах та розробки розрахункових математичних моделей перетворювачів різного призначення, що враховують високопотенціальний характер вузлів джерел живлення.

2. Вплив пульсацій струмів та напруг джерел живлення електровакуумного обладнання на якість технологічних процесів вимагає аналізу пульсаційних складових процесів в межах періоду комутації, тому потребує їх врахування в математичних моделях перетворювачів для пошуку шляхів мінімізації. Застосування перетворювачів з високопотенціальними колами джерел живлення електровакуумного обладнання вимагає аналізу граничних (максимальних) режимів перемикаючих елементів перетворювачів для забезпечення їх безпечного функціонування, що також потребує на стадії проектування враховувати в математичних моделях перетворювачів можливість розрахунку не тільки середніх, але й пульсаційних складових процесів у межах періоду комутації.

3. При проектуванні джерел живлення накалу прямонакальних електронно-променевих гармат протиріччям є забезпечення необхідної швидкодії і точності регулювання анодного струму (струму променю) при досить великій термодинамічній інерційності катоду гармати. Тому виникає необхідність розробки методів та математичних моделей для аналізу і вдосконалення

регулювальних характеристик джерел накали з урахуванням електрофізичних властивостей катоду.

4. Для живлення електромагнітних систем фокусування та відхилення електронного променя або іонізованої плазми в електровакуумному обладнанні необхідним є врахування підвищених значень індуктивності електромагнітних котушок, як навантаження перетворювача, для забезпечення необхідних величин пульсацій струмів і точності їх регулювання. Це вимагає розрахунку процесів перетворювачів для живлення вказаних систем в напрямку вдосконалення регулювальних та пульсаційних характеристик.

5. Забезпечення необхідної якості технологічного процесу в електронно-променевому зварювальному устаткуванні потребує дотримання заданих обмежень між нестабільністю прискорювальної напруги та струмом фокуруючої і відхиляючої електромагнітної системи електронно-променевої гармати. Тому при проектуванні джерел живлення зварювальних електронно-променевої гармат необхідним є визначення аналітичних співвідношень та умов для узгодження параметрів перетворювачів для живлення вказаних систем з урахуванням реальних параметрів технологічного устаткування.

6. Керування технологічними процесами за допомогою мікропроцесорних засобів в системі автоматичного регулювання джерел живлення електровакуумного обладнання в режимах реального часу потребує застосування не тільки швидкодіючих процесорів, але й використання в їх програмному забезпеченні швидкодіючих обчислювальних алгоритмів на основі ефективних математичних моделей вузлів системи живлення. Тривалість розрахунків математичних моделей в автоматизованій системі керування технологічними процесами має бути мінімізованою для уникнення затримки в керуванні, що веде до погіршення якості технологічних процесів.

1.2 Особливості структур напівпровідникових перетворювачів в джерелах живлення електровакуумного обладнання

В теперішній час в електронно-променевому технологічному обладнанні застосовуються триелектродні гармати з катодами непрямого підігріву, а також пушки зі стрічковими прямонакальними катодами. Поступово одержують поширення гармати із плазмовим емітером електронів. Поза залежності від типу використовуваної електронно-променевої гармати найважливішу роль для забезпечення керованості і відтворюваності процесу грає високовольтне джерело живлення - джерело прискорювальної напруги. Головною умовою для високовольтного джерела живлення є забезпечення стабільності прискорювальної напруги між анодом і катодом пушки і його регулювання в заданих межах.

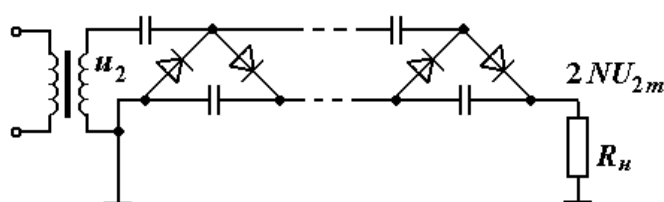
Основним узгоджуючим елементом високовольтного джерела прискорювальної напруги, що забезпечує високопотенціальний поділ низьковольтних і високовольтних ланцюгів системи живлення, а також необхідний рівень високої напруги на виході, є високовольтний високопотенціальний трансформатор і високовольтний випрямляючий модуль на стороні високої напруги, що являє собою трансформаторно-випрямляючий модуль (ТВМ).

У структурах випрямляючих модулів для досягнення необхідної величини вихідної високої напруги використовується послідовне (каскадне) з'єднання модулів, кожний з яких з'єднаний зі своєю (окремою) обмоткою або обмотками високовольтного трансформатору [133].

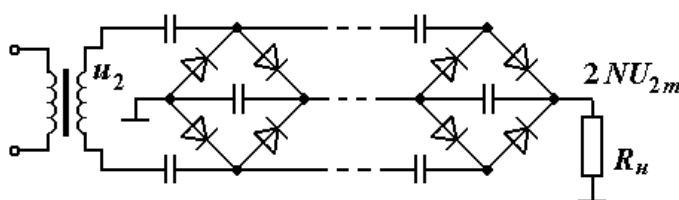
У схемах джерел з підвищеною вихідною напругою (більше 10 кВ) у малопотужних системах живлення часто застосовуються випрямлячі із помноженням напруги. Такі ТВМ відносяться до модулів з послідовною ємнісною передачею енергії. Вони являють собою діодно-конденсаторні помножувачі напруги. Поширення одержали як несиметричні, так і симетричні схеми помноження напруги [134,135].

На рис.1.2 показано схеми ТВМ із помноженням напруги довільного порядку N з несиметричною структурою (рис.1.2,а) і симетричною структурою (рис.1.2,б)

Симетричні схеми являють собою паралельне з'єднання двох несиметричних схем помноження, робота яких зміщена відносно один одного на напівперіод живлячої напруги. У несиметричних схемах помноження один вивід обмотки трансформатора з'єднується із заземленим полюсом навантаження. Це дозволяє зменшити робочий потенціал і вимоги до ізоляції між обмотками, а також вплив струму витoku трансформатора на вимірювальні ланцюги випрямляча, оскільки вони зазвичай з'єднані із «землею». До недоліків несиметричних схем помноження відносяться підмагнічування магнітопроводу трансформатора і рівність значень частоти пульсацій і частоти живлячої напруги. У симетричних схемах принципово відсутнє підмагнічування трансформатора, а частота пульсацій дорівнює подвоєній частоті живлячої напруги. Завдяки цьому є можливим, за інших рівних умов, зменшити в 2-4 рази ємності конденсаторів у порівнянні з несиметричними схемами.



а



б

Рис.1.2. Схеми ТВМ з послідовним ємнісним способом передачі енергії

Перші джерела такого типу, оснащені високочастотними імпульсними трансформаторами з феритовими осердями та високовольтними каскадними помножувачами, застосовувалися для живлення електронних мікроскопів, іонізаційних камер ще у вісімдесятих-дев'яностих роках минулого століття [136,137]. Основними властивостями таких джерел є відносно невеликі маса і габарити трансформаторів, низька інерційність регулювання, менша запасена енергія, що вивільняється при пробоях, а також можливість побудови схеми трансформаторних випрямляючих пристроїв по модульному принципу з використанням уніфікованих елементів.

У високовольтних джерелах живлення для потужного обладнання в основному використовуються ТВМ із індуктивним (трансформаторним) зв'язком з використанням паралельної або послідовної передачі енергії. У джерелах на основі індуктивного зв'язку найпоширенішими є пристрої, побудовані з використанням паралельної передачі енергії [99,100,138-142] (рис.1.3,а), а джерела з послідовною передачею енергії (рис.1.3,б) у зв'язку зі складністю конструкції зустрічаються рідко [143]. У таких схемах високовольтна вихідна напруга забезпечується індуктивним зв'язком через підвищувальні трансформатори.

Структура з послідовним живленням секцій зручна тим, що в ній немає необхідності передавати всю енергію через високовольтний проміжок з повною вихідною напругою, робоча напруга ізоляції для трансформаторів дорівнює кроку напруги між секціями трансформаторів. Недоліком схеми подібного роду є складність узгодження каскадів, оскільки через падіння напруг всі трансформатори повинні мати різні коефіцієнти трансформації. По тим самим причинам схема дуже чутлива до термостабілізації. Також велика проблема експлуатації такої структури зв'язана зі способом передачі енергії. По-перше, і ця

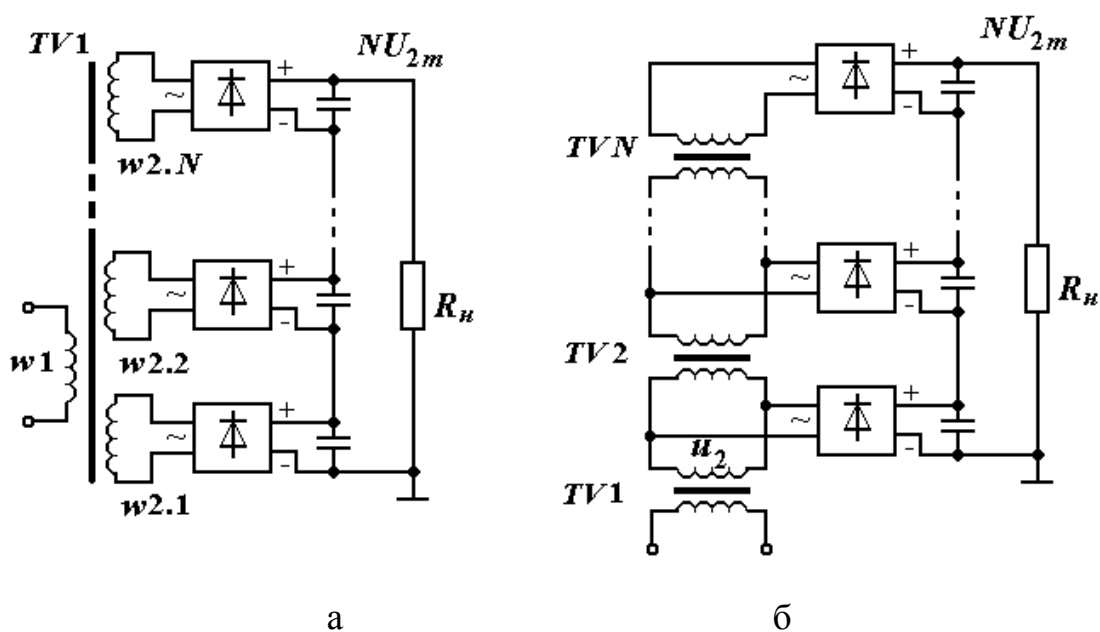


Рис.1.3. Схеми ТВМ з індуктивним способом передачі енергії

проблема актуальна так само й для схем із помноженням напруги (рис.1.2), потік енергії через нижню секцію в N раз (де N - число секцій) більше, ніж через саму верхню секцію. По-друге, ненульова величина індуктивності розсіювання передавальних трансформаторів приводить до нерівномірного розподілу напруги по секціях і залежності цього розподілу від навантаження. При наявності відбору потужності від такого каскадного ТВМ це приводить до того, що подальше збільшення кількості секцій не приведе до збільшення напруги. При паралельній передачі енергії такої проблеми немає. Однак необхідно вирішувати завдання ізоляції первинної й вторинної обмоток трансформатора на повну вихідну напругу. Ізоляцію до ста кіловольт можна забезпечити використанням відповідних ізолюючих матеріалів між обмотками. При більше високих напругах уже необхідно організовувати ізолюючий проміжок в магнітопроводі, через який магнітний потік подається у високовольтні секції.

Донедавна в електронно-променевих технологіях в основному застосовувалися високовольтні джерела, що працюють на частоті 50 Гц промислової мережі. Такі джерела крім трифазних мережевих трансформаторів з високовольтними обмотками і високовольтними випрямлячами містять також додаткові вузли, призначені для обмеження струму короткого замикання при

електричних пробоях, що виникають у ланцюзі електронно-променевої гармати. У перших системах живлення достатню ефективними були пристрої, у яких обмеження струму при пробіі досягалося за рахунок введення дроселя у високовольтний ланцюг постійного струму після високовольтного випрямляча [143,144]. На рис.1.4 зображена схему джерела живлення з каскадним послідовним способом передачі енергії [143]. У такій схемі джерело живлення

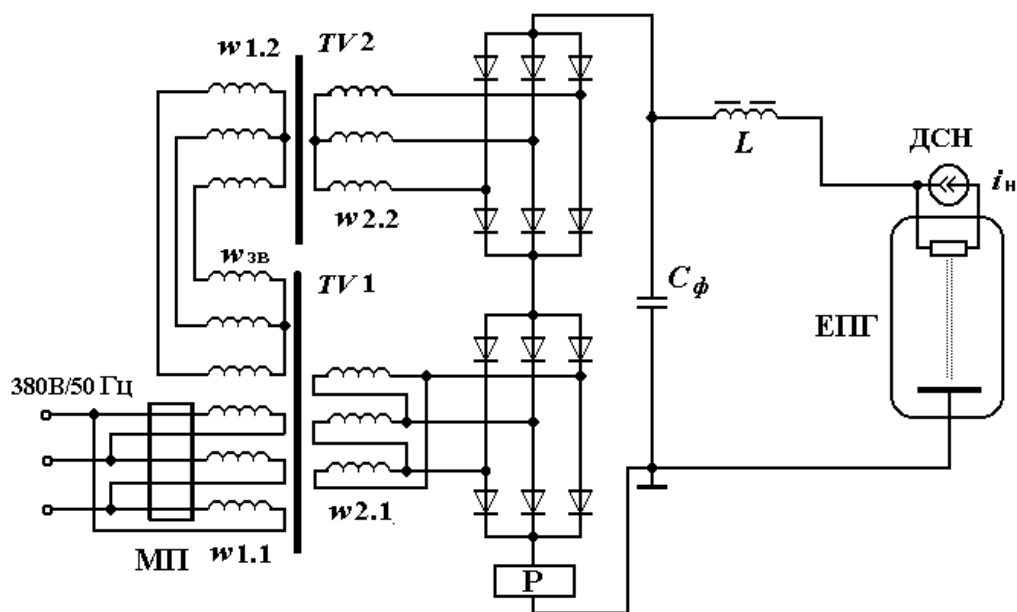


Рис.1.4. Схема джерела живлення ЕПГ з послідовним способом передачі енергії

розділене на два каскади з вихідною напругою по 30 кВт. Нижній трансформатор $TV1$ має додаткові низьковольтні обмотки (обмотки зв'язку $w_{зв}$), напруга з яких підводиться до первинних обмоток $w_{1,2}$ верхнього трансформатору $TV2$. Лінійні напруги трансформаторів зміщені відносно один одного на 30 градусів. При послідовному включенні виходів трифазних мостових випрямлячів каскадів сумарна напруга дорівнює 60 кВ і по кратності пульсації відповідає 12-фазній схемі випрямлення з розрахунковим рівнем пульсацій 1,4%. Для стабілізації високої напруги використовується окремий підсилювач напруги зворотного зв'язку, регулюючі елементи якого - магнітні підсилювачі МП - включені послідовно із первинними обмотками нижнього трансформатору. Величина високої напруги встановлюється ступенями 30-40-50-60 кВ шляхом зміни струму обмоток зсуву магнітних підсилювачів, а струм обмоток керування, пропорційний

напрузі зворотного зв'язку, забезпечує стабільність високої напруги на кожному ступені при зміні струму навантаження від нуля до 10 мА.

Для захисту джерела живлення від струмів короткого замикання при пробоях у гарматі використовується реле максимального струму P , обмотка якого включена в плюсовий ланцюг випрямляча, і котушка індуктивності L , що включена між негативним виводом випрямляча і гарматою. Час спрацьовування реле складає 30-50 мс. Індуктивність L зменшує крутість наростання струму короткого замикання та служить для захисту напівпровідникових діодів високовольтного випрямляча.

На рис.1.5 показано схему джерела з діодом D , підключеним паралельно обмежуючій індуктивності L у високовольтному ланцюзі [144]. Таке рішення сприяє придушенню повторних пробіів при загасанні розряду у зварювальній гарматі шляхом виключення перенапруг і регулювання швидкості відновлення прискорювальної напруги на електронній гарматі. Однак пробіі, які слідують із частотою, що у кілька разів перевищують частоту живильної мережі, самовідновлювані пробіі, а також тривалі пробіі можуть викликати значні фазні струми випрямляча навіть при наявності дроселя, що викликає неприпустимі

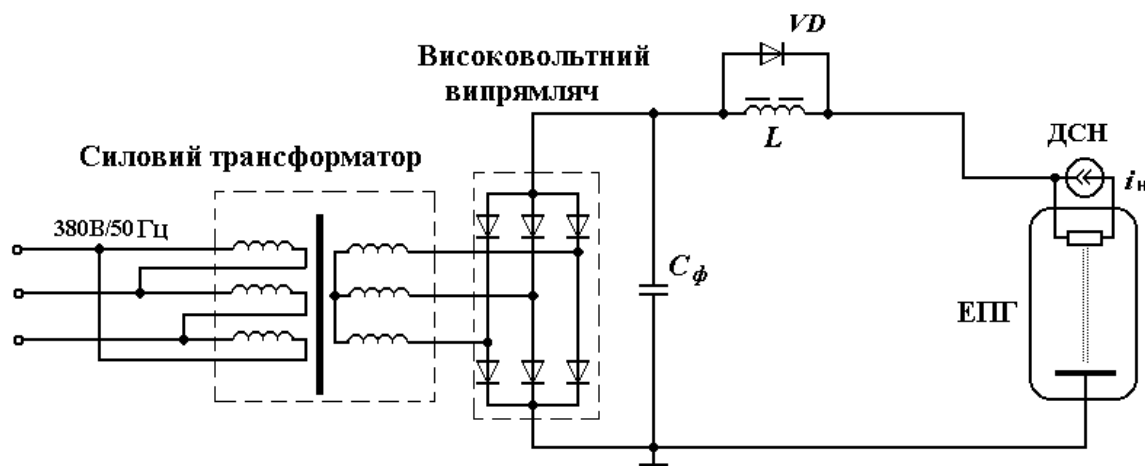


Рис.1.5. Схема джерела живлення ЕПГ на частоті живлячої мережі

перевантаження силового трансформатора, випрямляча та спрацьовування аварійної автоматики електричної мережі [99]. Збільшення індуктивності дроселя у вихідному високовольтному ланцюзі викликає тільки підвищення стійкості

розрядів, що сприяє збільшенню частоти тривалих пробіів. Зазначені недоліки утруднюють ефективну експлуатацію електронно-променевої установок.

Значно підвищити ефективність джерел прискорювальної напруги вдається за допомогою використання обмежувача пристрою на стороні низької напруги [145]. Даний пристрій - вузол струмообмеження, зображений на схемі джерела рис.1.6, являє собою додатковий трифазний випрямляч, вихід якого підключений до струмообмежувачого дроселя, а виходи включені в розрив первинних обмоток силового трансформатора. Важливою перевагою такого рішення є використання дроселя в низьковольтному ланцюзі, що значно знижує вимоги до ізоляції та, відповідно, і його вартість. При короткочасних електричних пробоях відбувається різке зниження напруги катод-анод електронної гармати і, отже, напруги на обмотках трансформатора. Вхідна напруга через додатковий випрямляч прикладається до дроселя та викликає підвищення його струму. При відновленні опору проміжку катод-анод збільшується напруга на гарматі, а надлишковий струм дроселя замикається через послідовно з'єднані діоди додаткового випрямляча, що виключає перенапругу на гарматі при відновленні

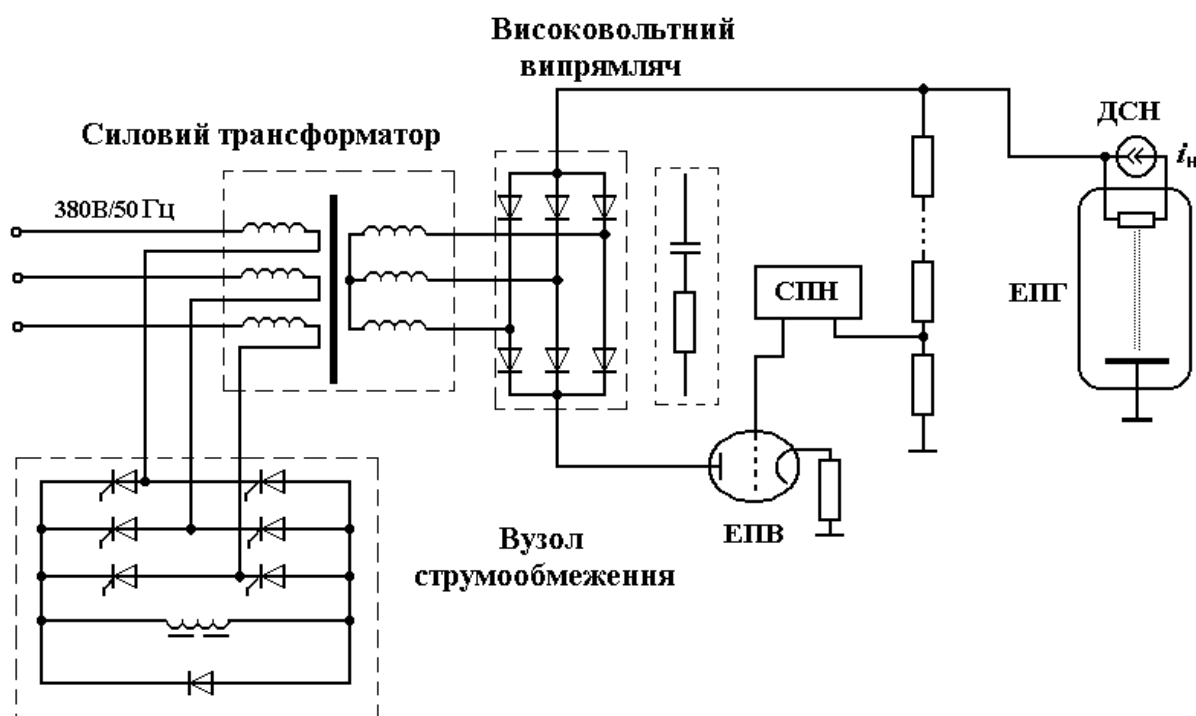


Рис.1.6. Схема джерела прискорювальної напруги з вузлом струмообмеження

опору міжелектродного проміжку гармати. Тим самим здійснюється обмеження фазних струмів при короткочасних і тривалих пробоях. Однак, істотним недоліком розглянутого пристрою є неможливість обмеження струму при тривалих пробоях (дугових розрядах) і пов'язаних із цим перевантажень по струму трансформатора, дроселя і додаткового випрямляча, що приводить до зниження надійності та порушенню технологічного процесу за рахунок спрацьовування ланцюгів протиаварійної автоматики. Тому розвитком технічного рішення стали роботи [98,100], де в обмежуючій пристрій додатково введений розрядний діод, включений паралельно дроселю. Це дозволило обмежити фазні струми та виключити перевантаження при короткочасних пробоях. У роботі [146] введений також додатковий опір послідовно розрядному діоду, що дозволяє виключити перевантаження при часто повторюваних пробоях.

Для регулювання і стабілізації напруги в джерелах застосовувалися та застосовуються стабілізатори компенсаційного типу [100]. В якості регуляторів напруги в теперішній час використовуються високовольтні електронно-променеві вентиля, встановлені послідовно з анодним ланцюгом гармати (рис.1.6) [112]. У такому джерелі катод вентиля з'єднується з корпусом установки через резистор, що служить для виміру струму променя. На рисунку також позначено: СПН - стабілізатор прискорювальної напруги, ДСН - джерело струму накалу, ЕПГ - електронно-променева гармата. Такі джерела відрізняються простою схеми, широкими діапазонами регулювання напруги і струмів та високою надійністю, однак мають більші вихідні ємності, що знижує швидкодію регуляторів і підвищує ймовірність виникнення пробоїв.

У деяких розробках з урахуванням позитивного досвіду попередніх робіт пропонується в якості пристрою захисту від пробоїв у таких джерелах використання саме зазначених електронно-променевих вентилів [112]. Такі прохідні лампи переривають ланцюг струму навантаження при його перевищенні. Зазвичай інтервал переривання становить порядку 0,5-1,0 секунди, після чого знімається замикаючий потенціал з лампи.

Розвиток елементної бази силових перетворювачів, поява потужних високочастотних транзисторів, силових IGBT модулів і зниження їхньої вартості привело до широкого поширення джерел живлення з перетворенням параметрів електроенергії на високій частоті (10 - 100 кГц). Такі джерела дозволяють забезпечити низький рівень пульсації (0,5-0,05 %) при невеликій вихідній ємності фільтра через те, що працюють на підвищеній частоті. Застосування ланки підвищеної частоти дозволяє зменшити масу і габарити високовольтних трансформаторів, підвищити швидкодію при відпрацьовуванні збурюючих впливів і спрацьовування захисту, зменшити енергоємність вихідного фільтра, що, у свою чергу, приводить до підвищення експлуатаційної надійності електронно-променевої апаратури в умовах неминучих електричних пробоїв.

Структурна схема високовольтного джерела живлення являє собою послідовне з'єднання силового випрямляча з ємнісним фільтром, високочастотним інверторним вузлом і ТВМ (рис.1.7). Високочастотний інверторний вузол містить власне трифазний інвертор. Іноді на його вході підключають регулюючий елемент на основі високочастотного однотактного регулятора напруги [142]. В якості високочастотного інвертору використовуються мостові та напівмостові перетворювачі з імпульсною модуляцією, що формують на виході двополярну напругу прямокутної форми, яке у ТВМ трансформується до необхідного рівня.

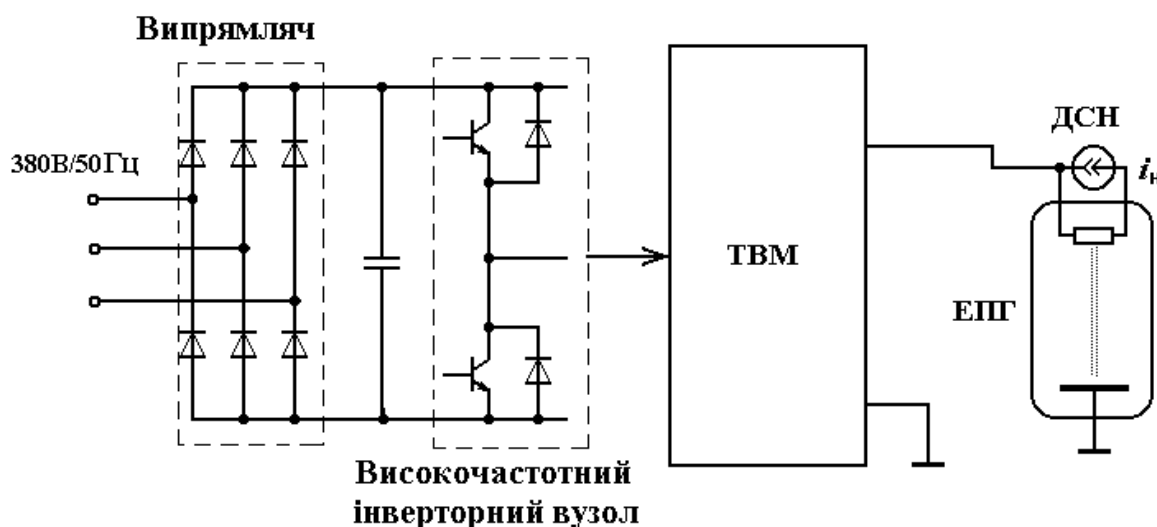


Рис.1.7. Схема джерела з використанням високочастотних інверторів

В теперішній час накопичено достатньо великий досвід у створенні високовольтних високочастотних джерел прискорювальної напруги для електронно-променевого обладнання, побудованих на основі трансформаторного (індуктивного) зв'язку з використанням паралельної передачі енергії [98,100,110,111,140-149].

Структурна схема системи електроживлення потужністю 10 кВт, пропонована в [148], представлена на рис.1.8 і складається із вхідного випрямляючого мосту В, вторинного джерела живлення ВД, мережного фільтра Ф, попереднього транзисторного регулятора ПР, що стабілізує вихідну напругу. Далі в послідовному ланцюзі включено високочастотний інвертор ВІ, що забезпечує перетворення постійної напруги в напругу підвищеної частоти 50 кГц і дросель насичення ДН у режимі змушеного намагнічування із власним керуванням джерелом живлення. Високовольтна напруга формується шляхом підсумовування постійні напруги секцій трансформаторно-випрямного модуля ТВМ, кожна з яких забезпечує високопотенціальну гальванічну розв'язку на повну напругу з

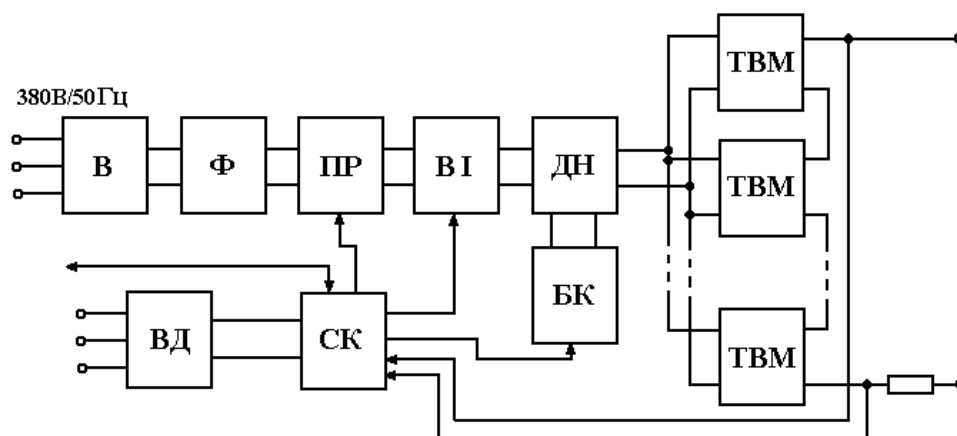


Рис.1.8. Структурна схема системи живлення потужністю 10 кВт

необхідним експлуатаційним запасом (близько 70кВ). Для захисту силових транзисторів інвертора від перевантаження і обмеження струму короткого замикання при пробії гармати використовується параметричний стабілізатор напруги на основі дроселя насичення (ДН), що перебуває в змушеному режимі

підмагнічування. У ланцюзі керування ДН перебуває блок керування (БК), що встановлює струм обмеження. Високовольтна частина системи виконана на основі секцій трансформаторно-випрямляючого модуля, що забезпечують підсумовування перетвореної напруги, що істотно зменшує реактивну енергію необхідну для перезаряду ємності вторинної обмотки. Система керування (СК) забезпечує повний контроль параметрів високовольтного джерела, задає робочу напругу, робочу частоту нерегульованого інвертора, управляє струмом підмагнічування і стежить за температурою силових транзисторів і випрямних діодів. СК також проводить тестування кожного модуля блоку після включення, що дозволяє уникнути аварійних ситуацій під час роботи і точно визначати місце несправності. Описана структура дозволяє змінювати межі регулювання вихідної напруги, змінюючи кількість випрямних секцій ТВМ. Це дозволяє застосовувати необхідне рішення в джерелах з різними значеннями вихідної напруги без значної доробки конструкції пристрою.

У розробках ВДІЦ ВЕІ (Росія) [110,111,126] для систем електроживлення електронно-променевих гармат потужністю 100 - 300 кВт використані принципи побудови за структурою, зображеною на рис.1.9, у якій введено коректор потужності КП і використовується єдиний трансформаторно-випрямляючий модуль ТВМ, у якому вторинні обмотки високовольтного трансформатора підключені до високовольтних випрямлячів, а їхні виходи об'єднані послідовно. Стабілізація вихідної напруги та обмеження вихідного струму під час пробоїв у навантаженні здійснюється за допомогою високочастотного інвертора ВІ. Як витікає з концепції побудови даних систем живлення, застосування цих елементів у різних сполученнях за умови їх єдиного конструктивного оформлення у вигляді самостійних модулів, дає можливість забезпечувати велике різноманіття вимог до систем технологічних установок шляхом компонування окремих модулів у типових конструктивних рішеннях. Дана структура забезпечує необхідні характеристики системи живлення по якості вихідної напруги і по впливу на живильну мережу завдяки можливості використання коректору вхідної потужності.

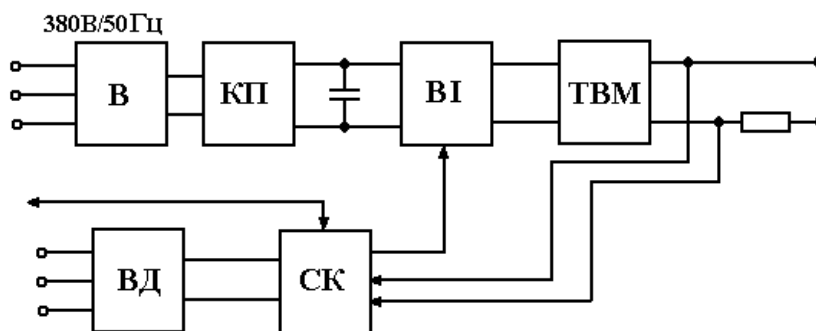


Рис.1.9. Структурна схема системи живлення 100-300 кВт

Із проведеного аналізу слідує, що для формування високої напруги в джерелах прискорювальної напруги в електронно-променевому обладнанні широко використовуються каскадні структури ТВМ:

- для джерел з напругою до 100 кВ застосовуються структури з високовольтними трансформаторами або структури з помножувачами напруги. При використанні джерел живлення з помножувачами напруги не виникає гострої проблеми ізоляції на повну напругу, вони простіше і дешевше, однак джерела з високовольтними трансформаторами дозволяють одержувати більший вихідний струм і, відповідно, більшу вихідну потужність;
- для джерел від 100 кВ до 500 кВ в основному застосовуються схеми з помножувачами напруги.

Наведені результати досвіду використання структур ТВМ можна використовувати при проектуванні потужних високовольтних джерел напруги електровакуумного обладнання різного призначення.

Аналіз практики застосування високовольтних джерел напруги для електроживлення електровакуумного обладнання також показав, що в теперішній час на тлі триваючого використання систем живлення на частоті промислової мережі, усе більше обґрунтовані позиції займають системи з високочастотними напівпровідниковими перетворювачами. Однак не у всіх випадках використання високочастотних джерел живлення дає позитивний результат. У роботі [150] показано, що існуючі високочастотні джерела мають досить м'яку форму навантажувальної характеристики і не завжди дозволяють досягти гарних

результатів у режимі імпульсної модуляції струму променя тому, що не завжди забезпечують необхідну стабільність прискорювальної напруги. Тим часом, імпульсна модуляція струму променя є ефективним технологічним прийомом і широко застосовується при електронно-променевому зварюванні тонколистових матеріалів.

Варто помітити також, що існуючі високочастотні джерела прискорювальної напруги внаслідок наявності ланки постійної напруги у своїй структурі, здійснюють багаторазове перетворення параметрів електроенергії, включаючи вузли вхідного низькочастотного випрямляча, високочастотного інвертора, високочастотного високовольтного трансформатора, високовольтного випрямляча. Зазначена кількість ланок перетворення енергії безумовно позначається на величині сумарного коефіцієнту передачі енергії системи живлення. Тому перспективним завданням при проектуванні потужних систем живлення електровакуумного обладнання є мінімізація ланок перетворення параметрів енергії для підвищення її коефіцієнта передачі.

Аналіз розвитку електроустаткування для іонно-плазмових установок на прикладі комплексу Булат (розробки Харківського наукового центра «Харківський фізико-технічний інститут») визначив, що до складу їхніх систем живлення входять наступні системи[116,117,120-122]:

- джерело негативного потенційного зсуву на підложці
- джерело живлення електромагнітних котушок
- джерела живлення і керування вакуумно-дуговими генераторами плазми.

В якості джерела потенційного зсуву в основному використовуються мережеві випрямлячі і керовані контактори для захисту від дугоутворення. Для більш ефективного захисту від дугоутворення на оброблюваному виробі в роботах [116,122] запропоновано встановлювати додатковий комутуючий елемент безпосередньо перед технологічною установкою наприкінці сполучного силового кабелю джерела зсуву.

На рис.1.10. показана блок-схема процесу іонного очищення в іонно-плазмовому устаткуванні. На рисунку позначено: ВДО - високовольтний блок

іонного очищення, у якому розміщені: В - випрямляч, КЕ - комутуючий елемент, ДС - датчик струму, ЗЛ - силова лінія зв'язку, ВК - вакуумна камера з оброблюваними виробами (мішень М) і джерелом плазми ДП, ДКЕ - додатковий комутуючий елемент. При відключенні за допомогою комутуючого елемента КЕ високовольтний блок очищення ВДО протягом декількох мікросекунд буде проводити підживлення катодної плями за рахунок енергії, що накопичилася в кабелі ЗЛ. При цьому, у припущенні, що швидкість катодної плями має певне кінцеве значення, на поверхні оброблюваного виробу може утворюватися ерозійний слід довжиною до одного міліметра. Введений додатковий комутуючий елемент ДКЕ, що забезпечує закорачування живильної лінії з боку вакуумної камери при виникненні мікродуг, дозволяє здійснити швидке придушення вже виниклого дугового розряду.

В установках іонно-плазмового обладнання в основному використовуються джерела зсуву з відносно невеликою напругою (не більше одиниць кіловольта). На практиці в основному використовуються низькочастотні перетворювачі

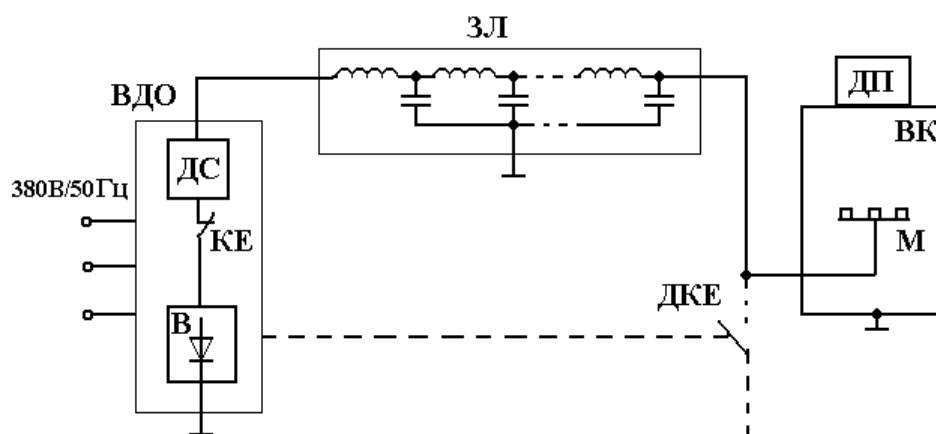


Рис.1.10. Структурна схема кіл живлення іонно-плазмової установки

напруги в якості джерела живлення, хоча також використовуються й високочастотні. Основним завданням при проектуванні джерел зсуву є боротьба з дугоутворенням у вакуумному проміжку, забезпечення надійності й ефективності функціонування.

Таким чином, вирішення проблем, пов'язаних з підвищенням техніко-економічних та енергетичних показників напівпровідникових перетворювачів для електровакуумного обладнання, вимагає розробки методів та моделей для розрахунку електромагнітних процесів в перетворювачах для їх ефективного проектування та створення із забезпеченням мінімізації ланок перетворення параметрів електроенергії та швидкодіючого захисту вихідних кіл і технологічного навантаження від пробоїв у навантаженні. Методи розрахунку режимів перетворювачів повинні враховувати як багатоінтервальний характер їх роботи, обумовлений впливом паразитних параметрів высокопотенціальних трансформаторів у їхньому складі, так і необхідність аналізу середніх і пульсаційних складових струмів і напруг, що визначають необхідні інтегральні характеристики перетворювачів.

1.3 Методи аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах

Основа джерел живлення сучасного електровакуумного обладнання, як було зазначено в попередніх розділах, становлять напівпровідникові перетворювачі електроенергії. Створення напівпровідникових перетворювачів містить у собі такі основні етапи, як вибір способу перетворення параметрів електроенергії первинних джерел, вибір принципів реалізації даного способу перетворення, побудова принципової схеми перетворювача, конструкторську розробку і т.д. Серед багатьох завдань, що виникають при проектуванні і створенні нових пристроїв з напівпровідниковими перетворювачами, важливим етапом є розрахунок і аналіз електромагнітних процесів у них. Ефективність розрахунків визначається тим, наскільки використовуваний метод відповідає умовам завдань дослідження та враховує особливості проектного пристрою.

В теперішній час методи аналізу електромагнітних процесів у пристроях перетворювальної техніки є достатньо розвинутими. Основа аналізу електромагнітних процесів у перетворювачах становлять математичні моделі, які

описуються диференціальними рівняннями з кусочно-безперервними коефіцієнтами. Розв'язання таких рівнянь можна отримати в замкнутому вигляді класичним кусочно-припасовочним методом [151] або у вигляді ряду Фур'є [152-154] і операторним методом [154, 155-157]. Для названих перетворювальних пристроїв метод окремих складових [154, 155, 157, 158] дозволяє більш ефективно в порівнянні з кусочно-припасовочним методом знайти усталені процеси в замкнутому вигляді. На відміну від операторного методу, де розв'язання проводиться відносно полюсів схеми і впливаючих функцій, у методі окремих складових замкнуте рішення на окремих інтервалах знаходиться у вигляді різниці двох складових. Перша складова рішення визначається щодо полюсів схеми і впливаючої функції інтервалу безперервності, продовженого нескінченно. Друга складова визначається тільки щодо полюсів схеми при впливі на неї всієї кусочно-безперервної періодичної функції. Незважаючи на переваги даного методу, він володіє тим недоліком, що рішення необхідно визначати стільки разів, скільки інтервалів безперервності містить період впливаючої функції.

При великій кількості інтервалів безперервності впливаючої функції, або інтервалів незмінності структури перетворювача, більш ефективним виявляється модифікований метод окремих складових [154, 159-161]. Сутність його полягає в тому, що для розрахунку сталого процесу проводиться вирахування вільної складової з повного рішення в комплексній області. Для знаходження оригіналу сталого рішення на всій часовій осі вводяться дві системи ортогональних періодичних функцій: кусочно-лінійна і кусочно-постійна. Інтервали визначення цих систем збігаються з інтервалами безперервності впливаючої функції.

Широке застосування в теоретичних дослідженнях і розрахунках процесів у перетворювальних пристроях знаходять і інші як аналітичні, так і практичні методи, засновані на спектральному аналізі за допомогою рядів Уолша [162], розв'язанні різницевих рівнянь [154, 163-168], аналізі зміни графа стану [169, 170], чисельних методах [171-175].

Подальший розвиток методів розрахунку та аналізу перетворювальних пристроїв пов'язаний з врахуванням специфічних властивостей і особливостей

конкретних схем. Врахування особливостей конкретного перетворювача і математичної моделі, обраної для його опису, є основою для розробки ефективних, але, як правило, більш часткових методів. Розрахунок електромагнітних процесів перетворювальних пристроїв і подальша їх оцінка за допомогою інтегральних характеристик (постійних, середніх, діючих, пульсаційних значень, коефіцієнта гармонік і т.п.) провадиться по миттєвим значенням досліджуваних функцій. Слід зазначити, що при використанні більшості із традиційних методів аналізу основним необхідним етапом залишається розв'язання вихідної системи диференціальних рівнянь, які описують електромагнітні процеси в перетворювачі. Цей процес завжди пов'язаний із трудомісткими процедурами проміжних математичних перетворень. Крім того, отримані результати у формі миттєвих значень змінних станів перетворювача на інтервалах його роботи не дають прямої відповіді при зворотному аналізі, а саме, при визначенні параметрів внутрішніх елементів перетворювача, які забезпечують необхідні зовнішні інтегральні характеристики..

Уникнути необхідності розв'язання вихідної системи диференціальних рівнянь як математичної моделі перетворювача для оцінки його інтегральних характеристик дозволяють методи, засновані на усередненні моделей перетворювачів.

Методи усереднення забезпечують аналітичну основу для більшості процедур проектування перетворювальних пристроїв силової електроніки на системному рівні. Для широтно-імпульсних перетворювачів постійної напруги в теперішній час достатньо добре розроблені підходи, відомі як методи усереднення в просторі стану і прямого усереднення кола [176-188].

Метод усереднення в просторі стану базується на аналітичному усередненні рівнянь у просторі стану, що описують лінійні схеми заміщення перетворювача системами диференціальних рівнянь у формі Коші на різних інтервалах роботи. Уперше даний метод був розроблений С.Куком і Р.Мидлбруком у роботі [177]. У цій роботі в якості математичної моделі одноконтурного перетворювача, що працює в режимі безперервної передачі енергії,

розглянуто системи диференціальних рівнянь для двох інтервалів безперервності – імпульсу (T_i) і паузи ($T-T_i$) для k -го періоду T :

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) \text{ на інтервалі імпульсу: } kT \leq t \leq kT + T_i, \quad (1.1)$$

$$u_{o1}(t) = \mathbf{c}_1^T \mathbf{x}(t) \quad (1.2)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \text{ на інтервалі паузи: } kT + T_i \leq t \leq (k+1)T, \quad (1.3)$$

$$u_{o2}(t) = \mathbf{c}_2^T \mathbf{x}(t), \quad (1.4)$$

де рівняння (1.1), (1.3) описують процеси в силовій частині, рівняння (1.2), (1.4) - рівняння зворотного зв'язку, \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 - матриці коефіцієнтів стану схеми перетворювача на відповідних інтервалах, $\mathbf{x}(t)$ - вектор змінних стану, \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 - матриці, що визначають стан впливаючих функцій на інтервалах, $\mathbf{u}(t)$ - вектор впливаючих функцій, $u_o(t)$ - вихідна напруга, $\mathbf{c}_1^T, \mathbf{c}_2^T$, - транспонований вектор, що визначає зв'язок змінних стану і вихідної напруги на інтервалах.

Для одержання усередненої моделі перетворювача в розгляд вводяться так звані вагові коефіцієнти, що визначають відносну тривалість інтервалів безперервності для k -го періоду: $d_k = T_i/T$ і $d'_k = (T - T_i)/T$.

Відповідно до [177] для одержання усередненої моделі необхідно застосувати оператор усереднення $\bar{X} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t X(\tau) d(\tau)$ до всіх членів отриманих рівнянь (1.1) – (1.4) на двох інтервалах, підсумовуючи члени рівняння для інтервалу імпульсу, помножених на d_k , і члени рівняння для інтервалу паузи, помножених на d'_k . Після заміни всіх змінних стану і їхніх похідних середніми значеннями, одержимо усереднену систему для k – го періоду:

$$d_k \overline{\frac{d}{dt} \mathbf{x}_1} + (1-d_k) \overline{\frac{d}{dt} \mathbf{x}_2} = d_k \mathbf{A}_1 \bar{\mathbf{x}}_1 + d_k \mathbf{B}_1 \bar{\mathbf{u}}_1 + (1-d_k) \mathbf{A}_2 \bar{\mathbf{x}}_2 + (1-d_k) \mathbf{B}_2 \bar{\mathbf{u}}_2 \quad (1.5)$$

$$d_k \bar{u}_{o1} + (1-d_k) \bar{u}_{o2} = d_k \mathbf{c}_1^T \bar{\mathbf{x}}_1 + (1-d_k) \mathbf{c}_2^T \bar{\mathbf{x}}_2 \quad (1.6)$$

де $\overline{\mathbf{x}}_1, \overline{\mathbf{x}}_2, \overline{\mathbf{u}}_1, \overline{\mathbf{u}}_2$ - середні значення векторів \mathbf{x}, \mathbf{u} на інтервалах імпульсу і паузи,
 $\overline{\frac{d}{dt}\mathbf{x}}_1, \overline{\frac{d}{dt}\mathbf{x}}_2$ - середні значення похідних вектору \mathbf{x} на інтервалах імпульсу і паузи
на k -ому періоді відповідно.

Згідно визначення, ліва частина виразу (1.5) являє собою похідну середнього значення вектора \mathbf{x} на всьому k – ому періоді, тому ліву частину позначимо $\overline{\frac{d}{dt}\mathbf{x}}$.

У періодичному режимі роботи перетворювального пристрою, якщо власні частоти системи (резонансні частоти LC – фільтрів) і частоти вихідних сигналів набагато менше частоти комутації, що зазвичай виконується для перетворювачів, дотримується рівність середніх значень змінних на окремих інтервалах.

Розглянемо k – ий період перемикання, у якому виконані рівності:

$$\overline{\mathbf{x}}_1 = \overline{\mathbf{x}}_2 = \overline{\mathbf{x}}, \quad \overline{\mathbf{u}}_1 = \overline{\mathbf{u}}_2 = \overline{\mathbf{u}}.$$

У такому випадку вирази (1.5) і (1.6) приймають вигляд:

$$\overline{\frac{d}{dt}\mathbf{x}} = (d_k \mathbf{A}_1 + (1 - d_k) \mathbf{A}_2) \overline{\mathbf{x}} + (d_k \mathbf{B}_1 + (1 - d_k) \mathbf{B}_2) \overline{\mathbf{u}} \quad (1.7)$$

$$\overline{u_o} = (d_k \mathbf{c}_1^T + (1 - d_k) \mathbf{c}_2^T) \overline{\mathbf{x}} \quad (1.8)$$

Отримані вирази (1.7), (1.8) є класичною базовою усередненою моделлю в просторі стану, отриманою С.Куком і Р.Мидлбруком в [177].

Варто помітити, що в сталому режимі зміна середніх значень змінних стану за період дорівнює нулю, отже у такому режимі $\overline{\frac{d}{dt}\mathbf{x}} = 0$. Тому дорівнюючи праву частину виразу (1.7) до нуля, запишемо для сталого режиму:

$$\mathbf{A} \overline{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \overline{\mathbf{u}} = 0, \quad (1.9)$$

де $\mathbf{A} = d \mathbf{A}_1 + (1 - d) \mathbf{A}_2$, $\mathbf{B} = d \mathbf{B}_1 + (1 - d) \mathbf{B}_2$, $d = d_k$,

звідки можна визначити середні за період значення змінних стану $\overline{\mathbf{x}}$ в сталому режимі при відомому коефіцієнті заповнення d .

У роботі [182] для одержання усередненої в просторі стану моделі використане поняття комутаційної функції.

Розглянемо комутаційну функцію $\gamma(t)$, визначену на інтервалах постійності структури перетворювача:

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1, kT \leq t \leq kT + T_i, \\ 0, kT + T_i \leq t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (1.10)$$

Рівняння стану перетворювача на інтервалах постійності структури (1.1) - (1.4) можна записати в загальному вигляді для двох інтервалів з використанням комутаційної функції в такий спосіб:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = (\gamma(t)\mathbf{A}_1 + (1 - \gamma(t))\mathbf{A}_2)\mathbf{x}(t) + (\gamma(t)\mathbf{B}_1 + (1 - \gamma(t))\mathbf{B}_2)\mathbf{u}(t) \quad (1.11)$$

$$u_o(t) = (\gamma(t)\mathbf{c}_1^T + (1 - \gamma(t))\mathbf{c}_2^T)\mathbf{x}(t) \quad (1.12)$$

Рівняння (1.11), (1.13) являють собою імпульсну модель перетворювача. При одержанні усередненої моделі необхідно використовувати властивості оператора усереднення змінних стану за період T робочої частоти $\bar{X} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t X(\tau) d(\tau)$, застосовуючи його до всіх членів рівняння (1.11), (1.12):

Даний оператор усереднення має характерні для нього властивості:

1. Лінійність: $\overline{ax(t) + by(t)} = a\overline{x(t)} + b\overline{y(t)}$.

(Тут a і b – постійні, що не залежать від часу).

2. Диференційованість: $\frac{d\overline{x(t)}}{dt} = \overline{\frac{dx(t)}{dt}}$

3. Інваріантність до зсуву: $\overline{x(t - \tau)} = \overline{x(t - \tau)}$

Перераховані властивості можуть бути доведені за допомогою формули визначення оператора усереднення.

При використанні оператора усереднення варто враховувати, що середнє значення добутку двох функцій у загальному випадку не дорівнює добутку середніх значень цих функцій. Однак, приблизно можна записати:

$$\overline{\gamma(t)X(t)} \approx \overline{\gamma(t)} \cdot \overline{X(t)} = d(t)\overline{X(t)} \quad (1.13)$$

де $d(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \gamma(\tau) d\tau$ - безперервний коефіцієнт заповнення.

Умовою виконання виразу (1.13) може бути допущення про те, що змінні складові вектору $X(t)$ є незначними в порівнянні з його постійними (середніми) складовими. Така умова зазвичай виконується у високочастотних перетворювачах при низьких пульсаціях змінних стану.

Таким чином, усереднення імпульсної моделі перетворювача здійснюється застосуванням оператора усереднення на періоді T до кожного члену системи (1.11), (1.12), у результаті чого миттєві значення змінних стану замінюються їхніми середніми значеннями, а миттєві значення похідних замінюються середніми значеннями похідних цих функцій:

$$\overline{\frac{dx(t)}{dt}} = (d(t)\mathbf{A}_1 + (1-d(t))\mathbf{A}_2)\bar{\mathbf{x}} + (d(t)\mathbf{B}_1 + (1-d(t))\mathbf{B}_2)\bar{\mathbf{u}}, \quad (1.14)$$

$$\bar{u}_o = (d(t)\mathbf{c}_1^T + (1-d(t))\mathbf{c}_2^T)\bar{\mathbf{x}}. \quad (1.15)$$

Отримана система (1.14), (1.15) є усередненою в просторі станів моделлю силової частини перетворювача та повністю збігається з базовою моделлю (1.7), (1.8). Метод усереднення в просторі станів широко використовується фахівцями при аналізі пристроїв перетворювальної техніки з використанням усереднених моделей [176,180,181,183].

Метод прямого усереднення кола успішно застосовується до схем імпульсних перетворювачів починаючи з робіт В.Вестера і Р.Мидлбука [178]. Багато авторів [179,183,185] удосконалили цей метод різними шляхами, у тому числі для резонансних перетворювачів [186-188]. Метод прямого усереднення заснований на заміні кожного елемента схеми моделлю для середніх значень. Метод містить у собі також усереднення та заміну перемикаючих елементів перетворювача нелінійними залежними джерелами постійного струму і напруги з наступною їхньою лінеаризацією на періоді T . Також метод використовує застосування оператора усереднення за період $\bar{X} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t X(\tau) d(\tau)$ до кожної змінної стану гілки $x(t)$. Таким чином, синтезуються усереднені елементи кола, які

задовольняють усередненим змінним стану гілки. Процес такого перетворення проілюстрований на рис.1.11.

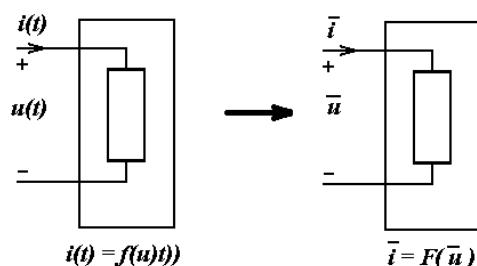


Рис.1.11. Схема переходу до усередненої моделі елемента

На рисунку зображено миттєві змінні стану гілки $i(t)$, $u(t)$, реальна функціональна залежність між ними для функціонального елемента ланцюга $i(t) = f(u(t))$ і усереднені змінні стану \bar{i} , \bar{u} , усереднена залежність елемента кола $\bar{i} = F(\bar{u})$.

Фундаментальною властивістю отриманих усереднених змінних стану гілки є те, що ці змінні задовольняють тим же топологічним умовам кіл, що називаються законами Кірхгофа, як і відповідні змінні в реальному не усередненому ланцюзі. Це витікає з того факту, що умови, що накладаються на змінні стану гілок законами Кірхгофа, є істотно лінійними алгебраїчними умовами і виконуються однаково в будь-який момент як для усереднених, так і реальних гілок ланцюгів перетворювача. Тому для середніх значень струмів і напруг у колі також справедливі закони Кірхгофа:

$$\sum_k \bar{i}_k = 0, \quad \sum_k \bar{u}_k = 0$$

Компонентні рівняння лінійних елементів для середніх значень аналогічні рівнянням для миттєвих значень:

для резистора $\bar{u}(t) = R\bar{i}(t)$, для індуктивного елемента $\bar{u}(t) = L \frac{d\bar{i}(t)}{dt}$, для ємнісного

елемента $\bar{i}(t) = C \frac{d\bar{u}(t)}{dt}$.

Нелінійним елементам, а також елементам з кусочно-лінійною в часі характеристикою відповідають схеми заміщення на основі керованих джерел. В якості ілюстрації на рис.1.12,а показано підвищувальний імпульсний регулятор, а на рис.2,б - схема заміщення для середніх значень.

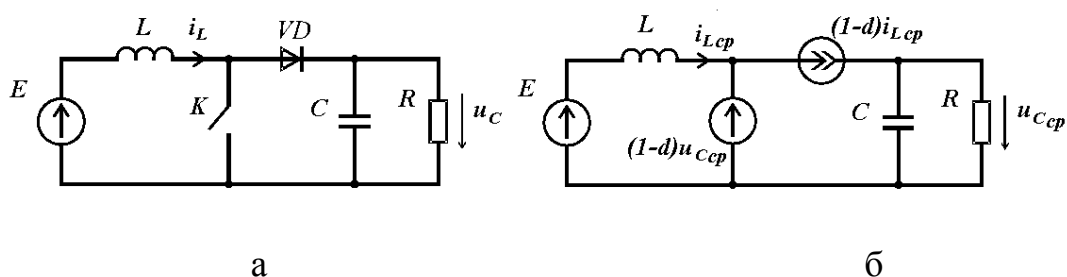


Рис.1.12. Структурна схема підвищувального регулятора напруги та його усереднена модель

У схемі на рис.1.12,б показані усереднені значення змінних стану гілок, а також керовані джерела напруги і струми, режими роботи яких залежать від коефіцієнта заповнення d .

Внаслідок того, що процедура застосування методу виконується безпосередньо на принциповій схемі перетворювача, а не в просторі рівнянь змінних стану, даний метод прямого усереднення кола часто дає більший фізичний ефект в інтерпретації процесів у моделі, чим інші методи.

Метод прямого усереднення може бути застосований напряму до різних перетворювачів, включаючи керовані випрямлячі, широтно-імпульсні перетворювачі, резонансні інвертори в режимах безперервної і переривчастої передачі енергії. У зв'язку з його універсальністю та зручністю, з яким одержувані моделі розраховуються за допомогою стандартних імітаційних пакетів моделювання, даний метод знаходить широке застосування і використання фахівців для подальшого розвитку.

Однак, як показує аналіз публікацій по даній тематиці, основна увага до розвитку і використання усереднених моделей імпульсних перетворювачів приділяється в основному закордонними фахівцями. Серед фахівців країн СНД можна виділити роботи Белова Г.А. [189,190], де розглядаються і

обґрунтовуються структурні моделі імпульсних перетворювачів. У роботі [189] основна увага приділяється усередненим моделям, які найбільш зручні для практики, оскільки дозволяють застосовувати до нелінійних дискретних систем, до яких відносяться імпульсні перетворювачі із замкнутими системами керування, добре розроблені й відомі методи аналізу та синтезу лінійних безперервних систем. У роботі дається порівняння структурних моделей із широко використовуваними в закордонній літературі усередненими схемними моделями. Приклад використання структурних моделей імпульсних перетворювачів показаний на рис.1.13, на якому зображені нелінійні імпульсні моделі понижувального, підвищувального і інвертуючого перетворювачів. На рис.1.13,а показано імпульсні моделі для режиму переривчастого струму понижувального перетворювача, на рис.1.13,б показані імпульсні моделі підвищувального та інвертуючого перетворювача. Ключі в структурних схемах (рис.1.13) являють собою односпрямовані ланки, що замикаються на час, записаний під їхнім зображенням.

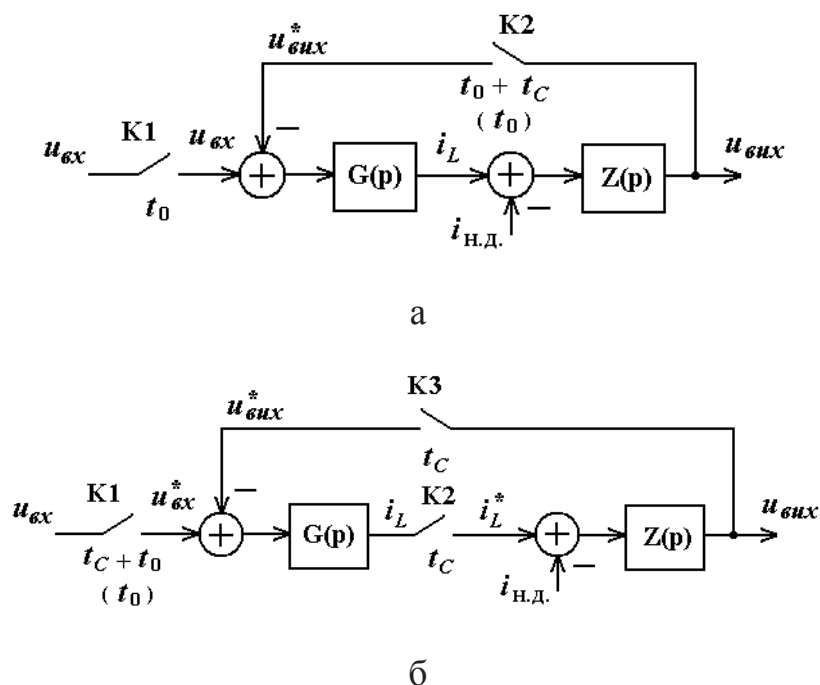


Рис.1.13. Лінійні імпульсні моделі перетворювачів

Під зображенням ключа К1 на рис.1.13,б без дужок подано час замкненого стану в підвищувальній схемі, у дужках — у схемі, що інвертує; t_0 - час включеного

стану силового транзистора; t_c - час спаду струму дроселя. Вихідна величина ключа позначена так само, як і вхідна, але із зірочкою (u_{ex}^* , i_{L}^* , $u_{вих}^*$). У режимі безперервного струму в цих моделях треба прийняти $t_c = T - t_0$, де T — період дискретизації. Лінійні інерційні блоки в структурних схемах (рис.1.13) мають передаточні функції:

$$G(p) = 1/(r(T_1 p + 1)),$$

$$Z(p) = (R(1 + r_c C p))/(1 + (R + r_c) C p),$$

де r — активний опір кола дроселя; $T_1 = L/r$ — постійна часу кола дроселя; r_c — еквівалентний послідовний активний опір вихідного конденсатора.

Нелінійні імпульсні структурні моделі (рис.1.13) точно відображають процеси в перетворювачах і можуть бути основою для обґрунтування лінійних імпульсних, а також нелінійних усереднених і лінеаризованих моделей [189,190]. Вони справедливі як у режимі безперервного струму дроселя, так і в режимі переривчастого струму.

На рис.1.14 показані структурна (а) і схемна (б) усереднені моделі понижувального перетворювача в режимі безперервного струму. Нелінійна структурна модель (рис.1.14,а) утворюється із нелінійної імпульсної моделі (рис.1.13,а) заміною ключа К1 пропорційною ланкою з коефіцієнтом передачі, рівним відносній тривалості замкненого стану ключа $\gamma = t_0/T$, і заміною струму та напруг середніми значеннями $i_{L,cp}$, $u_{ex,cp}$ і т.д., що припустимо в режимі безперервного струму. У результаті аналізу в роботі [189] показано переваги застосування структурних моделей при синтезі систем керування, оскільки вони повністю відповідають методам дослідження і синтезу, розробленим у теорії автоматичного керування.

Наведений аналіз методів усереднення моделей імпульсних перетворювачів показує достатню простоту їхнього використання і наочність застосування, вони дозволяють досліджувати характеристики сталого процесу (у тому числі й динамічні характеристики), однак, - тільки у відношенні середніх за період значень змінних стану. Поводження змінних стану усередині періоду комутації

(їхні пульсації), а також часові параметри сталого процесу (тривалість інтервалів стану, особливо в багатоінтервальних режимах передачі енергії) залишаються невідомими. Більше того, класичні методи усереднення є прийнятними лише для

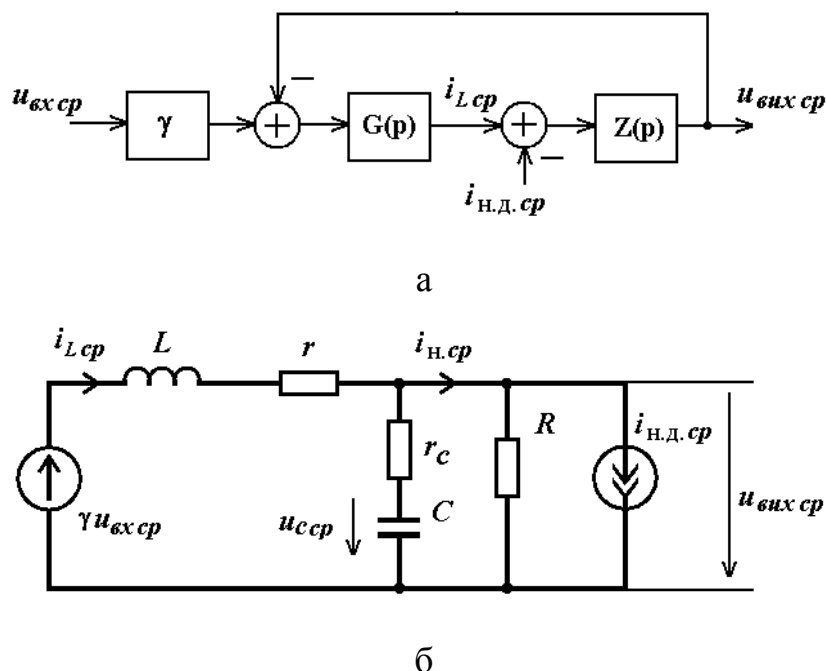


Рис.1.14. Усереднені моделі перетворювача в режимі безперервного струму

двохінтервальних режимів роботи однотактних перетворювачів та при умові, що пульсаційні складові його змінних станів є незначними в порівнянні з постійними складовими. Проте, основною перевагою класичного методу усереднення в просторі станів є уникнення необхідності розв'язання системи диференціальних рівнянь та безпосередній перехід до розв'язання алгебраїчних рівнянь, що значно скорочує трудомісткість розрахунків.

Методом, що дозволяє визначати пульсаційні складові змінних стану однотактних перетворювачів є метод балансу амплітуд пульсаційних функцій для розрахунку сталих режимів і динамічних характеристик [191]. У даному методі, так само як і в методі усереднення в просторі станів, розв'язання диференціальних рівнянь замінюється розв'язанням алгебраїчних рівнянь після відповідних перетворень шляхом представлення сталого значення змінних станів у вигляді суперпозиції степеневих функцій.

У даній роботі в основу аналізу покладено систему диференціальних рівнянь для двох інтервалів безперервності силових частини перетворювача у вигляді (1.1) і (1.2). Використовуючи визначення комутаційної функції (1.10), систему рівнянь (1.1), (1.2) можна переписати у вигляді:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = (\mathbf{A}_2 + \Delta \mathbf{A} \gamma(t)) \mathbf{x}(t) + (\mathbf{B}_2 + \Delta \mathbf{B} \gamma(t)) \mathbf{u}, \quad (1.15)$$

де $\Delta \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2$, $\Delta \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2$

У стійкому усталеному режимі запишемо середнє значення комутаційної функції за період комутації через коефіцієнт заповнення d :

$$\frac{1}{T} \int_0^T \gamma(t) dt = \frac{T_i}{T} = d$$

Далі в роботі [191] вводиться функція пульсацій нульового порядку:

$$Q_0(t) = \gamma(t) - d \quad (1.16)$$

З визначення цієї пульсаційної функції слідує, що вона має одиничний розмах і нульову постійну складову.

Виразивши $\gamma(t)$ з (1.16) і підставивши в (1.15), одержимо диференціальне рівняння з функцією пульсацій:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = (\mathbf{A}_0 + \Delta \mathbf{A} Q(t)) \mathbf{x}(t) + (\mathbf{B}_0 + \Delta \mathbf{B} Q_0(t)) \mathbf{u}(t), \quad (1.17)$$

де $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1 - d)$, $\mathbf{B}_0 = \mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1 - d)$.

Для знаходження наближеного рішення (1.17) у сталому режимі в [191] вводиться функція пульсацій вищих порядків, що мають властивість одиничного розмаху:

$$Q_i(t) = q_i \int_{-\infty}^t Q_{i-1}(\xi) d\xi, \quad i = 1, 2, \quad (1.18)$$

де $q_i = q_i(d)$ – нормувальні коефіцієнти, що забезпечують одиничний розмах введених функцій.

Вираз (1.18) визначає пульсаційні функції з точністю до величини постійної складової. Далі приймається, що постійна складова $Q_1(t)$ повинна рівнятися нулю,

а значення $Q_2(t)$ у моменти комутації повинні рівнятися нулю. Після відповідного аналізу слідує, що $q_1 = 1/d(1-d)T$, $q_2 = 8/T$.

Наближене рішення рівняння (1.17) визначається виразом вектору змінних стану для сталого режиму у вигляді [191]:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{x}_0 + \mathbf{x}_1 Q_1(t) + \mathbf{x}_2(t), \quad (1.19)$$

де \mathbf{x}_0 – постійна складова вектора змінних стану, \mathbf{x}_1 – вектор амплітуд пульсаційної функції $Q_1(t)$, $\mathbf{x}_2(t)$ – вектор параболічно змінюваних пульсаційних функцій, представлений у вигляді:

$$\mathbf{x}_2(t) = \mathbf{x}'_2 Q(t) + \mathbf{x}''_2 Q''(t) + \mathbf{x}_{02}$$

У даному виразі \mathbf{x}'_1 , \mathbf{x}''_2 – вектори амплітуд відповідних пульсаційних функцій, \mathbf{x}_{02} – вектор корекції початкових значень пульсаційних функцій другого порядку, що забезпечує рівність нулю їх постійних складових.

Диференціюючи вираз (1.19) з урахуванням визначення пульсаційних функцій, в [191] отримано наближений опис похідної вектору змінних стану. Після підстановки виразу для похідної даного вектора, а також виразу для самого вектору (1.19) у вираз (1.17) і прирівнюючи коефіцієнти при однакових пульсаційних функціях, отримано рекурентну систему рівнянь для постійної складової вектора змінних стану і векторних амплітуд пульсаційних функцій.

Описаний метод балансу амплітуд пульсаційних функцій дозволяє визначати постійну і змінну складові сталого режиму імпульсних перетворювачів. Однак обмеженням даного методу є ускладнення при аналізі одноктактних перетворювачів в багатоінтервальних режимах, непридатність для розрахунку двотактних перетворювачів та додаткові ускладнення при зворотному розрахунку.

Таким чином, найбільш близьким до позначеного в попередніх розділах завдання розрахунків та аналізу процесів у перетворювачах із багатоінтервальним характером їх роботи є метод усереднення в просторі стану, що дозволяє уникнути необхідності розв'язання вихідної системи диференціальних рівнянь як математичної моделі перетворювача для оцінки його інтегральних характеристик та обмежитися лише розв'язанням системи алгебраїчних рівнянь. Це зменшує

кількість обчислювальних процедур та підвищує швидкодію алгоритмів розрахунків. Підвищення швидкодії розрахунків має важливе значення при аналізі процесів за допомогою автоматизованих засобів обчислень, особливо при застосуванні мікропроцесорних засобів в системах автоматичного регулювання джерел живлення електровакуумного обладнання в режимах реального часу [192].

1.4 Висновки до розділу 1

1. Розгляд існуючих структур електровакуумного обладнання та джерел його живлення показав, що особливості технологічних процесів в них визначають принципові вимоги при аналізі та розрахунках напівпровідникових перетворювачів джерел живлення, які полягають у наступному:

- а) забезпечення необхідних навантажувальних характеристик високочастотних напівпровідникових перетворювачів при жорстких вимогах до високопотенціальної ізоляції трансформаторів в їх складі;
- б) забезпечення високої якості регульовальних характеристик джерел живлення з перетворювачами за умов високої інерційності технологічного навантаження, мінімізація їх пульсаційних характеристик;
- в) формування ефективних математичних моделей перетворювачів, що забезпечують швидкодіючі обчислення з мінімізацією їх трудомісткості.

2. Реалізація вказаних вимог при розрахунках багатоінтервальних електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання з високопотенціальними колами потребує застосування методів розрахунку та математичних моделей, що враховують постійні і пульсаційні складові, враховують електрофізичні властивості електровакуумного обладнання, забезпечують швидкодіючі алгоритми обчислень для керування в режимах реального часу.

3. Аналіз та розрахунок електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах джерел живлення з високопотенціальними вузлами традиційними методами пов'язаний з розв'язанням диференціальних рівнянь високих порядків,

що призводить до значної кількості обчислювальних операцій та проміжних перетворень, ускладнює їх застосування при керуванні в режимах реального часу. До того ж, відомі методи не дають прямої відповіді при зворотному розрахунку перетворювачів, коли необхідно розрахувати внутрішні параметри при заданих його зовнішніх характеристиках.

4. Найбільш близьким для вирішення поставлених задач розрахунку та аналізу є класичний метод усереднення в просторі стану, що дозволяє уникнути необхідності розв'язання вихідної системи диференціальних рівнянь, замінюючи це розв'язанням системи алгебраїчних рівнянь. Такий метод значно скорочує кількість обчислювальних процедур, виключає проміжні перетворення та підвищує швидкодію розрахунків. Проте недолік класичного методу усереднення полягає в неможливості визначати пульсаційні складові процесів. Більше того, класичний метод усереднення є прийнятним лише для аналізу двохінтервальних процесів в роботі одноктактних перетворювачів та при умові, що пульсаційні складові його змінних станів є незначними в порівнянні з постійними складовими.

5. Подальший розвиток теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами для живлення електровакуумного обладнання потребує розроблення нових методів розрахунку електромагнітних процесів в них та математичних моделей для їх аналізу, оскільки існуючі методи та моделі не забезпечують належним чином виконання вимог розрахунку процесів у вказаних пристроях.

Посилання: [87-192] див. список використаних джерел стор. 317 – 328.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ БАГАТОІНТЕРВАЛЬНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ

2.1 Метод аналізу ustalених процесів перетворювачів на основі усереднення в просторі станів

Стан фізичного об'єкта являє собою поняття, що позначає множину стійких значень змінних параметрів цього об'єкта. Стан характеризується тим, що описує змінні властивості об'єкта. Послідовна зміна станів об'єкта визначає фізичний процес.

Пристрої живлення з напівпровідниковими перетворювачами параметрів електроенергії, внаслідок характерних для них властивостей, можна розглядати як системи, що визначаються станом. У системах, що визначаються станом, майбутні значення вихідної змінної не залежать від способу досягнення ними свого теперішнього стану. Для того, щоб система була саме такою, необхідно та достатньо, щоб її змінні задовольняли наступній системі диференціальних рівнянь [193]:

$$\frac{dx_1}{dt} = f_1(x_1, \dots, x_k);$$

$$\frac{dx_k}{dt} = f_k(x_1, \dots, x_k),$$

де f_1, \dots, f_k – однозначні функції, x_1, \dots, x_k – змінні стану системи.

Тоді конкретний стан системи можна описати множиною k чисел. Множина точок k – мірного простору, що описує можливі стани системи, є простором стану системи.

Розглянемо систему диференціальних рівнянь, складену відповідно до законів Кірхгофа [194] для відображення процесів в еквівалентних схемах заміщення напівпровідникового перетворювача електроенергії на інтервалах сталості структури за період робочої частоти. При цьому напівпровідникові

елементи перетворювача представимо у вигляді кусочно-лінійних моделей [169], що змінюють свій стан миттєво. Вважаємо також, що усталений процес роботи перетворювача є періодичним із частотою комутації T . За один період роботи перетворювач здобуває різні конфігурації відповідно до стану напівпровідникових елементів у режимах імпульсу і паузи. Відповідні величини накопиченої на попередніх інтервалах енергії в індуктивних елементах перетворювача в процесі її передачі сприяють появі режимів відсікання, коли всі напівпровідникові елементи перебувають у замкненому стані, що збільшує число інтервалів сталості структури – з'являються інтервали переривчастих струмів індуктивних елементів. Розділювальні високопотенціальні трансформатори у структурі високочастотних перетворювачів джерел живлення електровакуумного обладнання також впливають на якість процесів в перетворювачах. Підвищена енергія полів розсіювання обмоток у високопотенціальних трансформаторах при значно послабленому магнітному зв'язку між ними характеризується великими значеннями індуктивності розсіювання в схемах заміщення. Необхідність перерозподілу значної енергії полів розсіювання, накопиченої в таких індуктивностях розсіювання, призводить до появи в роботі перетворювачів додаткових інтервалів постійності структури із збільшеною тривалістю. Тривалість додаткових інтервалів є співрозмірною з інтервалами комутації, тому ними не можна нехтувати і слід враховувати при розрахунках. Таким чином, робота перетворювача характеризується множиною станів за період комутації або множиною інтервалів сталості структури, яка може перевищувати число інтервалів в найпростішому двохінтервальному режимі роботи. Тому назвемо режими роботи перетворювачів із множиною станів більше двох за період комутації – багатоінтервальними режимами.

Розглянемо електромагнітні процеси в перетворювачі в режимах двох інтервалів - імпульсу та паузи, що характерно для найпростіших одноктактних перетворювачів у режимах безперервних струмів дроселя.

Запишемо диференціальні рівняння в загальному вигляді для кожного інтервалу сталості структури:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t); & nT < t < nT + t_n \\ \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t); & nT + t_n < t < (n+1)T \end{cases} \quad (2.1)$$

де $\mathbf{x}(t)$ – вектор змінних станів, $\mathbf{u}(t)$ – вектор вхідних впливаючих функцій, \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 - матриці коефіцієнтів стану системи і матриці, що зв'язують вхідні сигнали зі змінними стану системи на інтервалах сталості структури, t_n – тривалість першого інтервалу сталості структури на n -ому періоді роботи перетворювача в сталому режимі.

Далі перейдемо від системи диференціальних рівнянь у вигляді (2.1) до рівнянь із середніми значеннями. У класичному методі усереднення в просторі станів [33, 180-184, 195-201] здійснюється заміна всіх функцій змінних станів і їхніх похідних у рівняннях (2.1) середніми значеннями на періоді. Для одержання усередненої системи рівнянь вводяться так звані вагові коефіцієнти, які дорівнюють відношенням тривалості замкнутого і розімкнутого стану силового ключа до періоду комутації. Підсумкова усереднена система являє собою результат підсумовування всіх усереднених членів вихідних диференціальних рівнянь із множенням їх на відповідні вагові коефіцієнти для кожного зі станів перетворювача. Якщо в класичному методі формується усереднена за весь період система рівнянь, у якій сумарні середні значення похідних функцій за період у сталому режимі дорівнюють нулю із втратою інформації про величину приростів функцій змінних станів на інтервалах роботи, то в даній роботі зробимо усереднення рівнянь на кожному інтервалі сталості структури. Тоді об'єднана система усереднених рівнянь на всіх інтервалах періоду буде містити не тільки інформацію про прирости функцій усередині періоду, але й значення тривалості цих інтервалів.

Розглянемо більш докладно усереднення системи рівнянь (2.1). Для цього до похідних функцій вектора змінних станів $\mathbf{x}'(t) = \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t)$ застосуємо теорему про середні значення (теорему Лагранжа) [202], відповідно до якої середнє значення

похідної функції \mathbf{x}'_{cp} дорівнює миттєвому значенню похідної цієї функції $\mathbf{x}'(t_{px})$ в певний момент часу t_{px} :

$$\mathbf{x}'_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}'(t) dt = \frac{\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a)}{(t_b - t_a)} = \mathbf{x}'(t_{px}). \quad (2.2)$$

З теорем Лагранжа про середні значення [202] витікає, що середнє значення функції \mathbf{x}_{cp} також дорівнює миттєвому значенню цієї функції $\mathbf{x}(t_x)$ у деякий момент часу t_x :

$$\mathbf{x}_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}(t) dt = \mathbf{x}(t_x). \quad (2.3)$$

Якщо зазначені моменти часу є рівними між собою з певним ступенем точності $t_x \sim t_{px}$, то закони, записані у вигляді вихідних диференціальних рівнянь (2.1), будуть виконуватися і для середніх значень функцій, рівних миттєвим значенням у зазначені моменти часу: $\mathbf{x}_{cp} = \mathbf{x}(t_x)$, $\mathbf{x}'_{cp} = \mathbf{x}'(t_{px})$. Це означає, що у випадку синхронності досягнення змінними стану і їхніми похідними своїх відповідних середніх значень на інтервалах, стан перетворювача в момент часу $t_x \sim t_{px}$ буде відповідати простору станів, що визначається системою (2.1). Названа відповідність дає можливість переписати систему рівнянь (2.1) з урахуванням співвідношень (2.2), (2.3) у наступному вигляді, замінюючи функції змінних стану і їхні похідні середніми значеннями на інтервалах постійності структури:

$$\begin{cases} \mathbf{x}'_{1cp} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_{1cp} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{1cp}; \\ \mathbf{x}'_{2cp} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_{2cp} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}_{2cp}. \end{cases} \quad (2.4)$$

Використовуючи співвідношення (2.2), введемо наступні позначення:

$$\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a) = \Delta \mathbf{x}, \quad (t_b - t_a) = \Delta t, \quad (2.5)$$

де $\Delta \mathbf{x}$ – зміна (прирости) функції на інтервалі сталості структури тривалістю Δt .

Підставляючи позначення (2.5), систему рівнянь (2.4) можемо переписати в усередненому вигляді:

$$\begin{cases} \frac{\Delta \mathbf{x}_1}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* \mathbf{x}_{1cp} + \mathbf{B}_1^* \mathbf{u}_{1cp}; \\ \frac{\Delta \mathbf{x}_2}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* \mathbf{x}_{2cp} + \mathbf{B}_2^* \mathbf{u}_{2cp}. \end{cases} \quad (2.6)$$

де \mathbf{A}_1^* , \mathbf{A}_2^* , \mathbf{B}_1^* , \mathbf{B}_2^* - матриці, члени яких відповідають членам матриць \mathbf{A}_1 , \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 із точністю до знака (+/-) перед ними у відповідності зі знаком приросту функцій вектора змінних станів $\Delta \mathbf{x}$ і законами Кірхгофа для контурів схем заміщення на інтервалах.

З огляду на допущення про практично лінійний характер зміни функцій вектора змінних станів $\mathbf{x}(t)$ на інтервалах сталості структури перетворювача помітимо, що середні значення цих функцій у двохінтервальному режимі є рівними між собою. Для розглянутого випадку роботи перетворювача прирости функцій на інтервалах сталості структури також є рівними між собою в сталому режимі в силу періодичного характеру зміни функцій. Це значить, що при періодичній зміні функцій $\mathbf{x}(t)$ на інтервалах роботи, можемо замінити позначення середніх значень цих функцій і їхніх приростів єдиними символами: $\mathbf{x}_{1cp} = \mathbf{x}_{2cp} = \mathbf{x}_{cp}$, $\Delta \mathbf{x}_1 = \Delta \mathbf{x}_2 = \Delta \mathbf{x}$. Так само запишемо для векторів $\mathbf{u}(t)$: $\mathbf{u}_{1cp} = \mathbf{u}_{2cp} = \mathbf{u}_{cp}$.

Тому систему з рівняннями (2.6) перепишемо в такому вигляді:

$$\begin{cases} \frac{\Delta \mathbf{x}}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{B}_1^* \mathbf{u}_{cp}; \\ \frac{\Delta \mathbf{x}}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* \mathbf{x}_{cp} + \mathbf{B}_2^* \mathbf{u}_{cp}. \end{cases} \quad (2.7)$$

Таким чином, після проведених перетворень отримано систему алгебраїчних рівнянь (2.7) як усереднену модель перетворювача. При заданих значеннях вектора вхідних впливів \mathbf{u}_{cp} , періоді комутації T , тривалості керуючого сигналу силовим ключем T_i , рівної тривалості першого інтервалу Δt_1 (тривалість другого інтервалу $\Delta t_2 = T - T_i$), невідомими параметрами системи (2.7) є вектор приростів $\Delta \mathbf{x}$ і вектор середніх значень функцій змінних станів \mathbf{x}_{cp} на інтервалах комутації. Причому, для двохінтервального режиму роботи перетворювача

середні значення функцій змінних станів на інтервалах відповідають середньому значенню цих функцій за період комутації. В отриманій системі алгебраїчних рівнянь (2.7) число невідомих параметрів відповідає кількості рівнянь, система є сумісною і визначеною (має єдиний розв'язок), і для розглянутого режиму система розв'язується в аналітичному вигляді. Розв'язком системи (2.7) є наступні вирази:

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{G}^{-1} \times \mathbf{r}, \quad (2.8)$$

$$\mathbf{x}_{cp} = (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \times \left[\frac{\Delta \mathbf{x}}{T_i} - \mathbf{B}_1^* \mathbf{u}_{cp} \right], \quad (2.9)$$

де $\mathbf{G} = \left(\frac{T - T_i}{T_i} \right) \mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} - \mathbf{I}$, $\mathbf{r} = (T - T_i) \mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \times (\mathbf{B}_1^* - \mathbf{B}_2^*) \mathbf{u}_{cp}$, \mathbf{I} – одинична матриця.

Для прикладу розглянемо механізм усереднення моделі одноктного понижувального перетворювача в режимі безперервного струму дроселя, структура якого показана на рис.2.1, де також позначено: $U_{вх}$ – величина вхідної постійної напруги, R_H – величина опору навантаження γ – кусочно-постійний періодичний коефіцієнт, що дорівнює одиниці на інтервалі накопичення T_H енергії дроселем і дорівнює нулю на інтервалі віддачі $T - T_H$ енергії в навантаження, T – період робочої частоти.

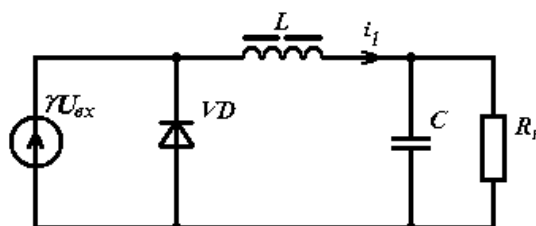


Рис. 2.1. Схема одноктного понижувального перетворювача

Диференціальні рівняння, що описують процеси в перетворювачі, запишемо в такий спосіб:

$$\begin{cases} L \frac{di_1}{dt} + u_c = \gamma U_{ex} \\ C \frac{du_c}{dt} + \frac{u_c}{R_n} = i_1 \end{cases}$$

Відповідно до матричної форми запису у вигляді (2.1), вектора функцій стану і матриці коефіцієнтів стану даної системи визначаються в наступному вигляді:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} i_1 \\ u_c \end{pmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ 1 & -\frac{1}{R_n C} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = 0.$$

На рис.2.2 показано часові діаграми процесів, що протікають у схемі перетворювача.

Для пояснення на діаграмах показано процеси, близькі до сталого режиму на інтервалах накопичення енергії (інтервал T_n) і її віддачі в навантаження (інтервал $T-T_n$). Очевидно, що, відповідно до теореми Лагранжа (2.2), прирости функції струму дроселя ΔI_1 на даних інтервалах сталості структури, як різниця функції на його границях, мають протилежні знаки. Тому в усередненій системі матричні коефіцієнти стану в першому рядку матриць \mathbf{A}_1^* і \mathbf{A}_2^* будуть мати протилежні знаки в силу виконання закону Кирхгофа для напруг контуру схем заміщення.

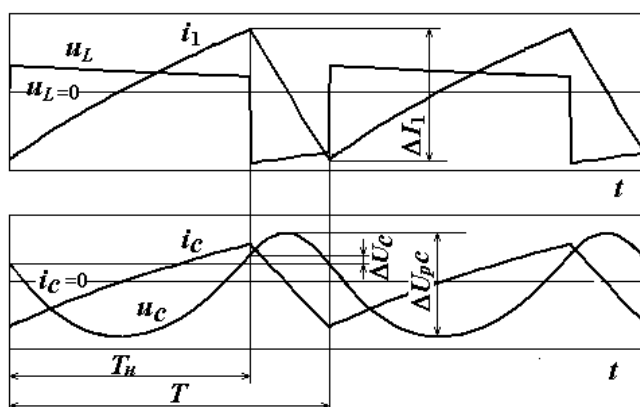


Рис. 2.2. Часові діаграми змінних станів у понижувальному перетворювачі

На діаграмах процесів у конденсаторі C у перехідному режимі показано наявність приросту функції напруги ΔU_C на інтервалах. Однак в усталеному режимі, умовою якого є рівність нулю середнього значення струму через конденсатор, приріст напруги на інтервалах дорівнює нулю. Дійсно, інтегруючи співвідношення для струму через конденсатор $C du_C/dt = i_C$ для кожного з інтервалів, помножуючи члени співвідношення на $1/\Delta t$ і дорівнюючи отриманий вираз до нуля, одержимо:

$$\frac{C}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u'_C dt = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} i_C dt = 0.$$

Відповідно до теореми Лагранжа, ліва частина даного виразу відповідає співвідношенню

$$\frac{1}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u'_C dt = \frac{\Delta U_C}{\Delta t},$$

а інтеграл у правій частині виразу відповідає середньому струму через конденсатор, що підтверджує рівність нулю приростів напруги ΔU_C . Із цього слідує, що в усередненій системі матричні коефіцієнти стану в другому рядку матриць \mathbf{A}_1^* і \mathbf{A}_2^* будуть мати однакові знаки. Тому, структуру матриць для усередненої системи запишемо в наступному вигляді:

$$\mathbf{A}_1^* = \begin{vmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{A}_2^* = \begin{vmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{vmatrix}, \quad \mathbf{B}_1^* = \mathbf{B}_1, \quad \mathbf{B}_2^* = 0. \quad (2.10)$$

Вектори змінних станів усередненої системи мають вигляд:

$$\mathbf{x}_{cp} = \begin{vmatrix} I_{1cp} \\ U_{Ccp} \end{vmatrix}, \quad \Delta \mathbf{x} = \begin{vmatrix} \Delta I_1 \\ \Delta U_C \end{vmatrix}, \quad \mathbf{u}_{cp} = \begin{vmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Використовуючи записані матриці коефіцієнтів стану (2.10), за допомогою виразів (2.8), (2.9) можна обчислити пошукові величини середніх значень змінних стану досліджуваного перетворювача і їх приростів на протязі періоду комутації в сталому режимі. Варто помітити, що для струму дроселя прирости його функції ΔI_1 на інтервалах відповідає величині пульсації струму, по якій можна визначити

розрахунковий коефіцієнт пульсацій струму дроселя, а також максимальний струм у перемикаючому елементі перетворювача на етапі його розрахунку та проектування. Приріст напруги на конденсаторі ΔU_C на інтервалах у сталому режимі, як було показано вище, дорівнює нулю і його величина не відповідає пульсаціям за період комутації ΔU_{pC} (рис.2.2), які визначаються величиною ємності конденсатора, а їхній аналіз не входить у завдання даного дослідження.

Розглянутий метод аналізу дозволяє аналізувати перетворювачі в режимах із числом інтервалів сталості структури більше двох, наприклад, у режимі переривчастих струмів дроселя. У таких режимах з'являється додатковий інтервал стану перетворювача, на якому одна зі змінних станів - струм дроселя - дорівнює нулю, що приводить до зниження порядку ланцюга на цьому інтервалі і системи диференціальних рівнянь на одиницю. У такому випадку система диференціальних рівнянь однакового порядку не може бути визначена і використовуватися на всім періоді. Позитивний результат дає заміна конденсатора у вихідному ланцюзі дроселя джерелом постійної е.р.с. за умови, що пульсації напруги на конденсаторі нехтувано малі в порівнянні із середньою складовою. Таке допущення виконується при досить великих значеннях ємності конденсатора і часто здійснюється на практиці. У результаті такої заміни конденсатора зменшується число змінних станів, що дозволяє розглядати диференціальні рівняння тільки на інтервалах протікання струму в дроселі – накопичення та віддачі енергії дроселем. Після усереднення такої системи диференціальних рівнянь на інтервалах роботи для одержання сумісної та визначеної системи алгебраїчних рівнянь її необхідно доповнити умовами, які визначають величину середнього струму дроселя, що надходить у ланцюг навантаження з конденсатором, заміщеним джерелом постійної е.р.с.

Розглянемо усереднення змінних станів моделі одноктного перетворювача понижувального типу (рис.2.1) у режимі переривчастих струмів дроселя, замінюючи конденсатор C у його вихідному ланцюзі джерелом постійної е.р.с. з напругою U_C . У такому режимі в роботі перетворювача з'являється третій інтервал сталості структури, рівний по тривалості $(T-T_i -T_0)$, а схеми заміщення мають

перший порядок ланцюга на інтервалі накопичення і віддачі енергії в навантаження щодо одної змінної стану – струму дроселя. Часову діаграму струму дроселя перетворювача в даному режимі зображено на рис.2.3.

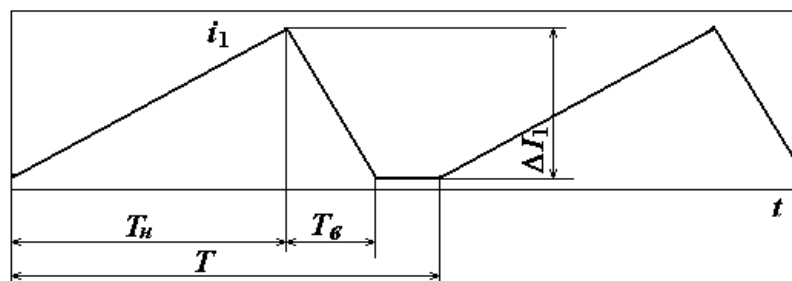


Рис. 2.3. Часова діаграма струму дроселя перетворювача у переривчастому режимі

Диференціальні рівняння на інтервалах накопичення та віддачі енергії запишемо тільки для функції струму дроселя:

$$L \frac{di_1(t)}{dt} + U_C = U_{ex},$$

$$L \frac{di_1(t)}{dt} + U_C = 0.$$

Усереднюючи змінні стани в записаних рівняннях на даних інтервалах з використанням теорем Лагранжа, одержимо наступні співвідношення:

$$L \frac{\Delta I_1}{T_n} + U_C = U_{ex}, \quad (2.11)$$

$$L \frac{\Delta I_1}{T_g} = U_C. \quad (2.12)$$

До даних рівнянь варто додати вирази для середнього струму дроселя, що є струмом навантаження I_n :

$$\Delta I_1 \frac{T_n + T_g}{2T} = \frac{U_C}{R_n} = I_n. \quad (2.13)$$

Отримана система із трьох рівнянь (2.11)-(2.13) при відомій величині T_n має три невідомі параметри: величину приросту струму дроселя (пульсація струму дроселя) ΔI_1 , напругу на навантаженні $U_n = U_C$ і тривалість інтервалу віддачі енергії T_g . Така система розв'язується або в аналітичному вигляді, або за

допомогою прикладних пакетів, наприклад MathCad. Дана система рівнянь є моделлю розглянутого перетворювача з усередненими змінними, що працює в режимі переривчастих струмів дроселя (у триінтервальному режимі).

Розроблений метод аналізу дає змогу визначити в усталеному режимі величину пульсацій змінних станів перетворювача, величину їх середніх значень, часові інтервали періодичного процесу. Використання розробленого методу знижує кількість обчислювальних процедур завдяки розв'язанню систем алгебраїчних рівнянь замість диференціальних, що дає змогу застосовувати швидкодіючі розрахунки при керуванні в режимах реального часу. Крім того, алгебраїчна форма системи рівнянь в якості моделі перетворювача дає змогу обирати необхідні комбінації її параметрів в якості базисних невідомих змінних та здійснювати розрахунки без додаткових перетворень в багатьох напрямках, що відповідають цим базисам незалежних змінних.

2.2 Аналіз точності розрахунку електромагнітних процесів у перетворювачах з еквівалентними RL -схемами заміщення

Аналіз математичних моделей перетворювачів електроенергії джерел живлення електровакуумного обладнання, отриманих за допомогою розробленого методу усереднення дозволяє визначати в усталеному режимі величину пульсацій змінних станів Δf_n , величину їхніх середніх значень f_{ncp} , часові інтервали періодичного процесу Δt_v , навантажувальні та регулювальні характеристики перетворювача в результаті аналізу всієї системи [54].

Однак точність розрахунку залежить від ступеня наближення форми функцій змінних станів до лінійного характеру. Тільки при формі функцій, близької до лінійної, їхні середні значення на інтервалах роботи будуть рівними між собою, що дозволяє замінити ці функції спільною змінною на всіх інтервалах сталості структури. Також на точність розрахунку може впливати ступінь несинхронності досягнення середніх значень змінними стану і їхніх похідних на інтервалах в силу нелінійного характеру функцій.

Визначимо, який вплив має припущення про лінійний характер функцій змінних станів на точність розрахунку процесів по моделі перетворювача з усередненими змінними та еквівалентними RL -схемами заміщення. Задамо величину δ , що дорівнює відносній різниці середніх значень функції змінної стану f_{cp} і лінійної функції f_{cpl} , що визначена на тому ж інтервалі сталості структури і збігається з функцією змінної стану в початковій і кінцевій точках інтервалу:

$$\delta = \frac{f_{cp} - f_{cpl}}{f_{cpl}}. \quad (2.14)$$

Розглянемо для прикладу процеси в найпростішому перетворювачі з ланцюгом першого порядку – регуляторі понижувального типу (рис.2.4), що працює при заданій величині коефіцієнту заповнення $d = T_n/T$, де T_n – величина інтервалу накопичення енергії дроселем L , U_{ex} – величина вхідної постійної напруги, R_n – величина опору навантаження, T – період робочої частоти. В якості діоду VD використаємо його кусочно-лінійну S -модель.

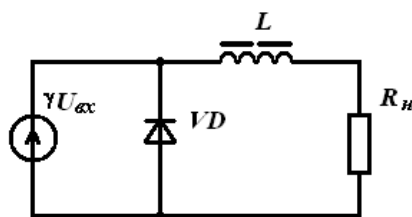


Рис. 2.4. Структурна схема одноктного перетворювача з еквівалентними RL -схемами заміщення

Ґрунтуючись на розробленому методі усереднення, запишемо диференціальні рівняння, що описують еквівалентні схеми перетворювача на двох робочих інтервалах роботи (розглядаємо безперервний режим роботи без нульових струмів дроселя). На кожному інтервалі маємо по одному робочому контуру еквівалентної схеми, тому запишемо два рівняння, визначених на цих інтервалах.

На інтервалі накопичення тривалістю T_n :

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_n i(t) = U_{ex}. \quad (2.15)$$

На інтервалі віддачі тривалістю $T_e = T - T_n$:

$$L \frac{di(t)}{dt} + R_n i(t) = 0. \quad (2.16)$$

Усреднюючи дані рівняння, запишемо підсумкову систему рівнянь із урахуванням протилежних знаків похідної $di(t)/dt$ на різних інтервалах:

$$\begin{cases} L \frac{\Delta I}{T_i} = U_{ex} - R_n I_{cp} \\ L \frac{\Delta I}{T_e} = R_n I_{cp} \end{cases} \quad (2.17)$$

Розв'язуючи цю систему із двома невідомими: величиною пульсації струму дроселя ΔI і величиною середнього значення струму дроселя I_{cp} , одержимо наступні вирази:

$$\begin{cases} \Delta I = \frac{(T - T_n) T_n}{LT} U_{ex} \\ I_{cp} = \frac{T_n}{T} \frac{U_{ex}}{R_n} \end{cases} \quad (2.18)$$

Визначимо відносну різницю середніх значень на інтервалі накопичення δ_n і на інтервалі віддачі енергії δ_v згідно з виразом (2.14).

Розв'язком рівняння (2.15) з урахуванням ненульової початкової умови $i(0) = I_{0n}$ є вираз для функції струму на інтервалі накопичення:

$$i_n(t) = \frac{U_{ex}}{R_n} + A e^{-t/\tau}, \quad (2.19)$$

де $A = I_{0n} - U_{ex}/R_n$, $\tau = L/R_n$ - постійна часу ланцюга.

Середнє значення даної функції на інтервалі T_n :

$$I_{cpn} = \frac{U_{ex}}{R_n} - \frac{A}{\lambda_n} (e^{-\lambda_n} - 1), \quad (2.20)$$

де $\lambda_n = T_n/\tau$.

Середнє значення лінійної функції, визначеної в точках $i(0)$ і $i(T_n)$, запишемо у вигляді:

$$I_{срлн} = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{ex}}{R_n} + A e^{-\lambda_n} \right) + \frac{I_{0n}}{2}, \quad (2.21)$$

Використовуючи вирази (2.20), (2.21), запишемо вираз для відносної різниці середніх значень на інтервалі накопичення:

$$\delta_n = \frac{1 + e^{-\lambda_n} - \frac{2}{\lambda_n} (1 - e^{-\lambda_n})}{1 - e^{-\lambda_n} + \mu}, \quad (2.22)$$

де $\mu = 2I_0 / (U_{ex} / R_n - I_0)$ – коефіцієнт, що залежить від початкових умов.

Необхідно помітити, що при нульових початкових умовах вираз для відносної різниці приймає спрощений вигляд:

$$\delta_{нс} = \frac{1 + e^{-\lambda_n} - \frac{2}{\lambda_n}}{1 - e^{-\lambda_n}}. \quad (2.23)$$

Виходячи з аналізу впливу коефіцієнта μ на величину відносної різниці середніх значень у виразі (2.22) слідує, що збільшення μ з ростом I_0 в області значень, що мають фізичний сенс $0 \leq I_0 < U_{ex} / R_n$, призводить до зменшення величини δ_n . Граничним випадком є $\mu=0$, коли величина $I_0=0$, тоді значення δ_n є максимальним. Тому очевидно, що самим показовим для оцінок є режим з нульовими початковими умовами, коли відносна різниця є максимальною, а її аналітичний вираз спрощується до вигляду (2.23).

Оцінимо відносну різницю середніх значень функції струму і лінійної функції на інтервалі віддачі енергії. Вираз для функції струму на цьому інтервалі має вигляд:

$$i(t) = I_{0\epsilon} e^{-t/\tau}, \quad (2.24)$$

де $I_{0\epsilon}$ – початкове значення струму на інтервалі віддачі енергії.

Середнє значення функції (2.24) на інтервалі T_ϵ :

$$I_{ср\epsilon} = \frac{I_{0\epsilon}}{\lambda_\epsilon} (1 - e^{-\lambda_\epsilon}), \quad (2.25)$$

де $\lambda_\epsilon = T_\epsilon / \tau$.

Запишемо середнє значення лінійної функції, що збігається з функцією струму в точках границі інтервалу віддачі:

$$I_{срл\epsilon} = \frac{I_{0\epsilon}}{2} (1 + e^{-\lambda_\epsilon}). \quad (2.26)$$

Використовуючи отримані вирази (2.25), (2.26), визначимо відносну різницю середніх значень δ_ϵ на інтервалі віддачі:

$$\delta_\epsilon = 1 - \frac{2}{\lambda_\epsilon} \frac{1 - e^{-\lambda_\epsilon}}{1 + e^{-\lambda_\epsilon}}. \quad (2.27)$$

Таким чином, маємо два вирази (2.22), (2.27) для величини відносної різниці середніх значень функцій струму і лінійної функції на інтервалах роботи перетворювача. Для їхнього аналізу розглянемо графічні зображення цих функцій на рис.2.5. Графіки залежностей рис.2.5 ілюструють той факт, що величини відносної різниці середніх значень лінійної функції та наростаючою або спадаючою експонентною функцією, якими описуються струми в ланцюгах першого порядку перетворювача на інтервалах роботи, значно відрізняються в межах до певного рівня співвідношення між постійною часу і тривалістю інтервалу роботи перетворювача: $\lambda \sim \delta$.

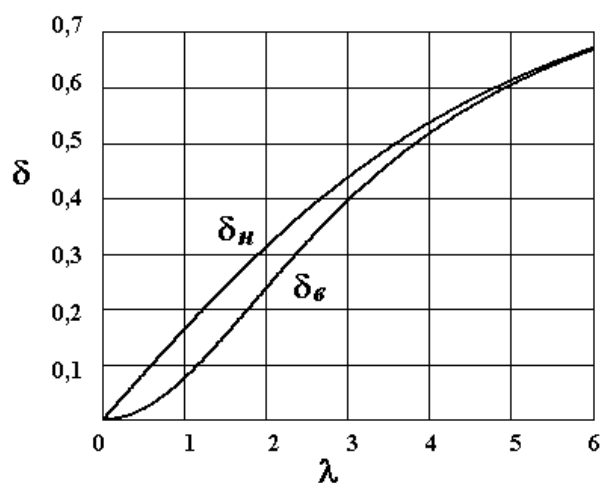


Рис. 2.5. Графіки відносної різниці середніх значень функцій струму і лінійної функції на інтервалах роботи перетворювача

При $\lambda > 6$ величини відносної різниці δ_n і δ_e збігаються. Однак практичний інтерес представляють значення λ , при яких відносна різниця середніх значень δ перебуває в межах 10-15% у процентному вираженні. У такому випадку необхідно, щоб співвідношення постійної часу еквівалентної RL схеми заміщення та тривалості інтервалу (періоду) не перевищувало величини $\lambda=0,6-0,9$. Для визначення граничного значення вказаного співвідношення, що забезпечує припустиму точність розрахунку за усередненими змінними, за основу взято класичний метод чисельного інтегрування диференціальних рівнянь в рамках імітаційного моделювання в пакеті PSpice. Як показують порівняльні розрахунки, вплив нелінійності функцій змінних станів на похибку розрахунків параметрів розглянутого перетворювача по отриманих виразах (2.18) викликають похибку не більше 3%, що є цілком припустимим. Основні результати розрахунків по формулах (2.18) за допомогою моделі з усередненими змінними (УМ) і за допомогою імітаційного моделювання (ІМ) для параметрів $U_{вх}=100$ В, $T=40$ мкс, $L=10$ мГн, $\gamma=0,8$ наведені в таблиці 2.1 при аналізі величини I_{cp} . Пульсації ΔI

Таблиця 2.1.

Результати розрахунку похибки при аналізі за математичною усередненою моделлю та імітаційним моделюванням

R_n , Ом	λ	δ , %	I_{cp} , А		Похибка розрахунку, %
			УМ	ІМ	
50	0,2	3,3	1,6	1,605	0,3
75	0,3	5	1,0667	1,0698	0,29
100	0,4	6,6	0,8	0,802	0,25
150	0,6	9,9	0,533	0,535	0,37
300	1,2	19,8	0,266	0,263	1,13

залишаються незмінними та у зазначеному діапазоні становлять: розрахункове значення $\Delta I_{розр}=0,064$ А, результат моделювання $\Delta I_{мод}=0,0624$ А, похибка розрахунку становить 2,5 %.

Таким чином, використовуючи отримані аналітичні вирази (2.22), (2.27) можна визначити максимальний ступінь нелінійності при припустимих параметрах λ як відносну різницю середніх значень δ експоненціальної функції змінної стану і прямолінійної функції, що вносить похибку розрахунку по запропонованій моделі не більше заданої величини.

Необхідно відзначити також наступне. Аналіз виразів функцій змінних станів і їхніх похідних на інтервалах сталості структури для розглянутого перетворювача з ланками першого порядку в схемах заміщення дозволив визначити, що момент синхронності досягнення ними їхніх середніх значень описується однаковою виразом, як на інтервалі накопичення енергії, так і на інтервалі її віддачі в навантаження у всьому діапазоні регулювання:

$$t_{px} = t_x = \tau \ln(\lambda / (1 - e^{-\lambda})).$$

Із цього слідує, що в ланках першого порядку еквівалентних схем заміщення перетворювача змінні стани і їхні похідні синхронно здобувають середні значення в момент часу $t_x = t_{px}$ навіть при їхній істотній нелінійності, обумовленою величиною $\delta(\lambda)$. Цей факт підтверджує коректність заміни змінних станів і їхніх похідних на інтервалах періоду в перетворювачах з ланцюгами першого порядку середніми значеннями на даних інтервалах при зазначеному співвідношенні λ .

У результаті аналізу визначено границі впливу нелінійності змінних станів на похибку розрахунку. Показано, що для забезпечення прийнятної точності розрахунків (до 3% похибки) достатньо, щоб постійна часу RL еквівалентних схем заміщення і період T роботи перетворювача задовольняли нерівності $T < (0,6 \div 0,9)L/R$.

2.3 Точність розрахунку процесів у перетворювачах з еквівалентними RLC -схемами заміщення

У попередньому розділі на прикладі перетворювача з ланкою першого порядку (з еквівалентними RL -схемами заміщення) показано, що змінні стани і

їхні похідні для такого кола синхронно здобувають середні значення на інтервалах сталості структури при будь-якому ступені нелінійності експонентних функцій змінних станів. Рівність середніх значень на інтервалах залежить від ступеня нелінійності функцій змінних, котра у свою чергу визначається постійною часу ланцюга першого порядку. У попередньому розділі проведено аналіз точності розрахунку за допомогою розробленого методу усереднення для ланки першого порядку залежно від ступеня нелінійності функцій змінних станів в порівнянні з методом імітаційного моделювання. Однак великий сегмент перетворювальних схем являють собою перетворювачі з ланками другого порядку (з еквівалентними RLC -схемами заміщення). Розглянемо тому аналіз точності усереднення в просторі станів у застосуванні до перетворювачів з ланками другого порядку з урахуванням ступеня нелінійності функцій змінних станів [56].

Розглянемо в якості прикладу перетворювач понижувального типу з ланкою другого порядку (рис.2.6) з урахуванням активних втрат енергії в обмотці дроселя, що працює в режимі безперервних струмів дроселя.

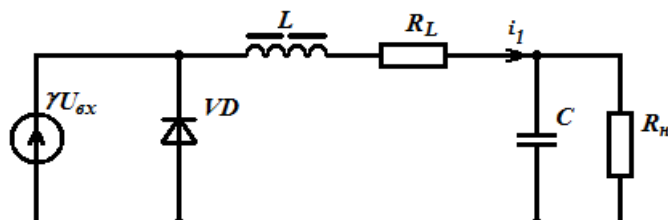


Рис. 2.6. Схема перетворювача з ланкою другого порядку

На рисунку позначено: R_L – активний опір обмотки дроселя, R_H – опір навантаження, C – ємність конденсатора, L – індуктивність дроселя, γ – кусочно-постійний періодичний коефіцієнт, що дорівнює одиниці на інтервалі накопичення T_n енергії дроселем і дорівнює нулю на інтервалі віддачі енергії в навантаження $T - T_n$, T – період робочої частоти. Вважаємо комутаційні процеси перемикаючих елементів миттєвими, а самі елементи замінюємо S-моделями. Для одержання усередненої моделі такого перетворювача, запишемо відповідно до законів Кірхгофа систему диференціальних рівнянь, що описують процеси в схемі:

$$L \frac{di_1}{dt} + R_L i_1 + u_C = \gamma U_{\text{ex}}, \quad (2.30)$$

$$C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_H} = i_1, \quad (2.31)$$

Перейдемо до усередненої системи рівнянь, записаних для двох робочих інтервалів перетворювача, застосовуючи теорему Лагранжа для похідних змінних станів:

$$L \frac{\Delta I_{1н}}{T_n} + R_L I_{1ср.н} + U_{Cср.н} = U_{\text{ex}}, \quad (2.32)$$

$$C \frac{\Delta U_{Cн}}{T_n} + \frac{U_{Cср.н}}{R_n} = I_{1ср.н}, \quad (2.33)$$

$$L \frac{\Delta I_{1н.в}}{T - T_n} - R_L I_{1ср.в} - U_{Cср.в} = 0, \quad (2.34)$$

$$C \frac{\Delta U_{Cв}}{T - T_n} + \frac{U_{Cср.в}}{R_n} = I_{1ср.в}. \quad (2.35)$$

де змінні $\Delta U_{Cн}$, $\Delta U_{Cв}$, $U_{Cср.н}$, $U_{Cср.в}$, $\Delta I_{1н}$, $\Delta I_{1в}$, $I_{1ср.н}$, $I_{1ср.в}$ є приростами і середніми значеннями функцій напруги u_C і струму i_1 на інтервалах накопичення й віддачі енергії відповідно.

Розглянемо докладніше зазначені змінні в сталому режимі (Рис.2.7). Як було показано в розділі 2.1, у сталому режимі прирости ΔU_C функції u_C на інтервалах дорівнюють нулю. Тому в рівняннях (2.33) і (2.35) прирости функції u_C на інтервалах можна прийняти рівними нулю: $\Delta U_{Cн} = \Delta U_{Cв} = \Delta U_C = 0$, і з усередненої системи виключається змінна, пов'язана з приростом напруги на конденсаторі на інтервалах періоду. Функція напруги на конденсаторі u_C має явно виражений параболічний вид на інтервалах і величини його середнього значення на цих інтервалах не рівні між собою. Однак за умови про достатньо малі пульсації напруги на конденсаторі можна допустити, що, незважаючи на істотно нелінійний характер функції напруги на конденсаторі, його середні значення на інтервалах є рівними між собою і їх можна замінити спільною змінною для всього

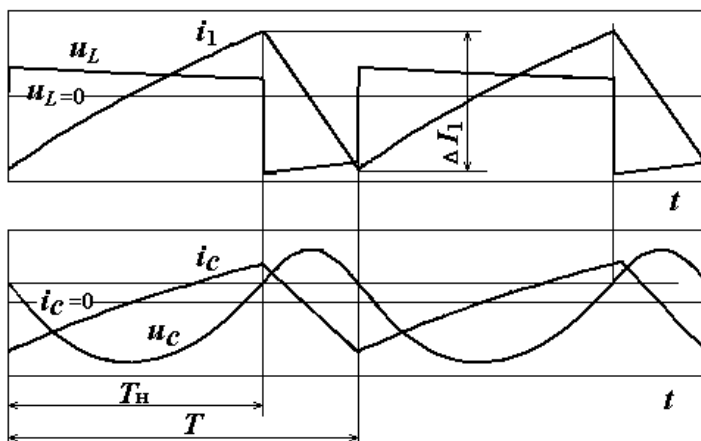


Рис.2.7. Часові діаграми змінних станів перетворювача в усталеному режимі

періоду: $U_{Ccp.n} = U_{Ccp.в} = U_{Ccp}$. Варто помітити, що моменти синхронізації миттєвих значень зі своїми середніми значеннями для функцій напруги й струму конденсатора на інтервалах періоду також не збігаються між собою. Однак, при переході до усередненої системи, через виключення з рівнянь (2.33), (2.35) члена із середньою похідною напруги на конденсаторі з огляду того, що $\Delta U_{Cн} = \Delta U_{Cв} = 0$, виконання умови про рівність моментів синхронізації миттєвих і середніх значень струму й напруги для конденсатора залишається незатребуваним.

В усталеному режимі прирости ΔI_1 функцій струму i_1 на інтервалах є рівними між собою, тому замінимо їх загальною змінною: $\Delta I_{Iн} = \Delta I_{Iв} = \Delta I_1$. У силу допущення про лінійний характер функцій струму i_1 , його середні значення на інтервалах є рівними між собою, що дає підставу замінити їх єдиною змінною для всього періоду: $I_{Icp.n} = I_{Icp.в} = I_{Icp}$.

Через зроблені припущення, усереднена система рівнянь (2.32)-(2.35) спрощується, що дозволяє переписати її наступному вигляді:

$$L \frac{\Delta I_1}{T_n} + R_L I_{Icp} + U_{Ccp} = U_{ax}, \quad (2.36)$$

$$L \frac{\Delta I_1}{T - T_n} - R_L I_{Icp} - U_{Ccp} = 0, \quad (2.37)$$

$$I_{Icp} = \frac{U_{Ccp}}{R_H}. \quad (2.38)$$

Розв'язком отриманої системи є наступні вирази:

$$\begin{aligned}\Delta I_1 &= \frac{U_{ex}}{L} \frac{T_n(T - T_n)}{T}, \\ U_{Ccp} &= \frac{T_n}{T} \frac{U_{ex}}{(R_H/R_L + 1)}, \\ I_{1cp} &= \frac{U_{Ccp}}{R_H}.\end{aligned}\tag{2.39}$$

Від ступеня виконання описаних вище допущень (від ступеня нелінійності змінних станів) залежить точність отриманої усередненої моделі (2.36)-(2.38) розглянутого перетворювача і отриманих з її виражень (2.39) для розрахунку усталеного режиму. І якщо мінімізація пульсацій напруги на конденсаторі шляхом збільшення його ємності знімає вимоги до лінійності характеру функції напруги u_C і рівності середніх і миттєвих значень u_C і i_C , то допущення про близькість до лінійного характеру струму дроселя i_L залишається актуальним і залежить від постійних часу ланцюга перетворювача. Це ж стосується і до допущення про рівність моментів синхронізації середніх і миттєвих значень змінних станів і їхніх похідних, однак стосується тільки функції струму дроселя i_L і його похідної u_L (напруги на дроселі). А ці два останні фактори, що відносяться до функції струму дроселя, прямо залежать від характеру ланцюга, у розглянутому випадку – від характеру ланцюга другого порядку. Функція струму такого ланцюга виражається комбінацією або експонентними функціями, або тригонометричних функцій з експонентним загасанням залежно від знаку дискримінанту характеристичного рівняння. Ступінь нелінійності такої функції визначається постійними часу RL еквівалентного кола і власною частотою LC контуру перетворювача.

У зв'язку з викладеним, виникає основне питання аналізу в даному розділі – при яких постійних часу RL еквівалентного кола і власних частотах LC – контуру перетворювача ступінь нелінійності функції струму і різниця моментів синхронізації середніх і миттєвих значень струму і його похідної є мінімальними

або дорівнюють такому значенню, коли погрішність обчислення по отриманій усередненій моделі не перевищує мінімальних заданих значень.

Задамо величину δ_i , що визначає ступінь нелінійності функції струму, яка дорівнює відносній різниці середнього значення функції струму дроселя i_{cp} і лінійної функції f_{cpl} , що визначена на тій же інтервалі сталості структури й збігається функцією струму в початковій і кінцевій точках інтервалу:

$$\delta_i = \frac{I_{1cp} - f_{cpl}}{f_{cpl}}. \quad (2.40)$$

Також задамо величину ступеня несинхронності δ_t , що дорівнює відносній різниці моментів досягнення миттєвими значеннями функції струму своєї середньої величини t_i на інтервалі та моментів досягнення миттєвими значеннями похідної цієї ж функції своєї середньої величини t_u на цьому ж інтервалі:

$$\delta_t = \frac{t_i - t_u}{t_u}. \quad (2.41)$$

В якості прикладу розглянемо характер функцій струму дроселя на інтервалі накопичення енергії дроселем T_H . Для аналізу співвідношень (2.40), (2.41) необхідно визначити вирази для функцій струму і його похідної. Залежно від знаку дискримінанту маємо наступні вирази:

- у випадку дійсних коренів при $D > 0$

$$i_1(t) = K_1 e^{p_1 t} + K_2 e^{p_2 t} + U_{ex} / (R_L + R_H), \quad (2.42)$$

$$u_L(t) = L K_1 p_1 e^{p_1 t} + L K_2 p_2 e^{p_2 t}, \quad (2.43)$$

де $p_1 = (\sqrt{D} - B)/2$, $p_2 = -(\sqrt{D} + B)/2$ - корінь характеристичного рівняння;

$D = (1/\tau_L - 1/\tau_C)^2 - 4\omega^2$ - дискримінант характеристичного рівняння;

$B = 1/\tau_L + 1/\tau_C$; $\tau_L = L/R_L$, $\tau_C = R_H C$ - постійні часу ланцюга; $\omega = 1/\sqrt{LC}$ - частота

власних коливань ідеального LC контуру; K_1 , K_2 - постійні інтегрування, що визначаються в результаті розв'язання системи рівнянь

$$K_1 + K_2 = I_{1H} - U_{ex} / (R_L + R_H),$$

$$K_1 p_1 + K_2 p_2 = U_{ex} / L - I_{1H} R_L / L - U_{Cn} / L,$$

у якій $I_{1н}$, $U_{Cн}$ – початкові значення струму дроселя і напруги на конденсаторі на інтервалі накопичення енергії;

- у випадку комплексно-сполучених коренів при $D < 0$

$$i_1(t) = e^{\tau t} (M_1 \cos(\omega_p t) + M_2 \sin(\omega_p t)) + U_{ex} / (R_L + R_H), \quad (2.44)$$

$$u_L(t) = L e^{\tau t} ((\tau M_1 + \omega_p M_2) \cos(\omega_p t) + (\tau M_2 - \omega_p M_1) \sin(\omega_p t)), \quad (2.45)$$

де $\tau = -B/2$; $\omega_p = \sqrt{|D|}/2$ - частота реального LC контуру; M_1 , M_2 - постійні інтегрування, визначені в результаті розв'язання системи рівнянь

$$M_1 = I_{1н} - U_{ex} / (R_L + R_H),$$

$$M_1 \tau + M_2 \omega_p = U_{ex} / L - I_{1н} R_L / L - U_{Cн} / L.$$

Для використання отриманих рівнянь (2.42)-(2.45) необхідна перевірка знака дискримінанта D характеристичного рівняння. Вираз для дискримінанта можна записати також у наступному вигляді:

$$D = (1/\tau_L - 1/\tau_C - 2\omega)(1/\tau_L - 1/\tau_C + 2\omega) = F_1 F_2,$$

де $F_1 = 1/\tau_L - 1/\tau_C - 2\omega$, $F_2 = 1/\tau_L - 1/\tau_C + 2\omega$.

На рис.2.8 зображено графіки функцій F_1 (рис.2.8,а), F_2 (рис.2.8,б), D (рис.2.8,в). Функції F_1 , F_2 є розривними із точкою розриву другого роду при $R_H = 0$. Розташування графіків даних функцій щодо осі зміни параметра R_H залежить від величини R_L . При $R_L = 2\omega L$ функція F_1 не має коренів і має вираз $F_1 = -1/R_H C$. Функція $F_2 = 4\omega - 1/R_H C$ має корінь $R_H = 1/4\omega C$. При $R_L = 0$ функції зміщені вниз. Корінь функції F_1 визначається виразом $R_{H1} = -1/2\omega C$ і не має фізичного сенсу. Корінь функції F_2 дорівнює $R_{H2} = 1/2\omega C$. При значеннях $R_L > 2\omega L$ функції F_1 , F_2 зміщені угору, причому функція D в області, що має фізичний сенс значень аргументу $R_H > 0$, має два корені: $R_{H1} = 1/C(R_L/L - 2\omega)$, $R_{H2} = 1/C(R_L/L + 2\omega)$. Теоретично, при $R_L \rightarrow \infty$ корінь функцій F_1 , F_2 прагнуть до нульових значень $R_{H1} \rightarrow 0$, $R_{H2} \rightarrow 0$, що слідує з визначення межі функції $\lim_{R_L \rightarrow \infty} (1/C(R_L/L \pm 2\omega)) = 0$.

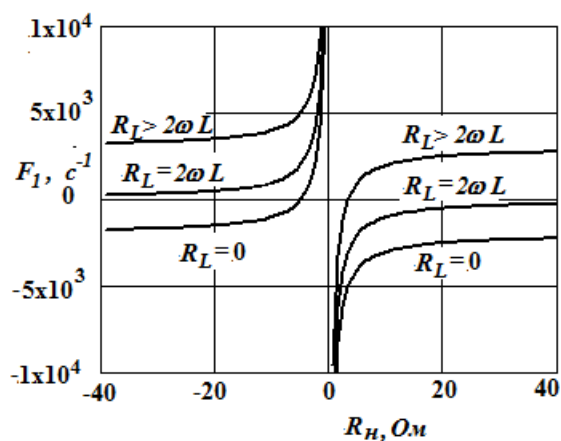
Таким чином, для значень, що мають фізичний сенс опору навантаження $R_H > 0$ позитивні значення дискримінанта $D > 0$ визначаються в такий спосіб:

- в області $0 < R_L \leq 2\omega L$ дискримінант позитивний за умови $0 < R_H < 1/C(R_L/L + 2\omega)$;

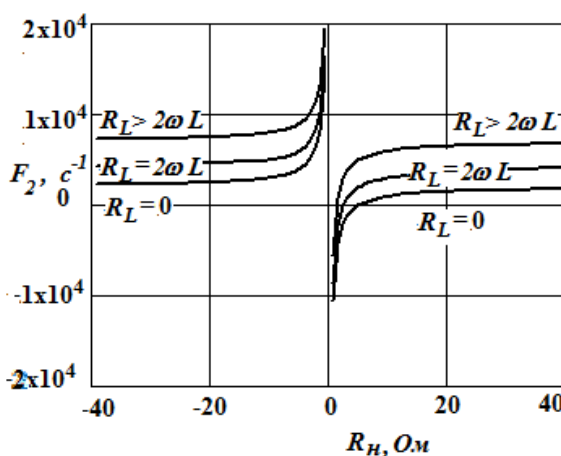
- в області $R_L > 2\omega L$ дискримінант позитивний у двох діапазонах: $0 < R_H < 1/C(R_L/L + 2\omega)$ і $R_H > 1/C(R_L/L - 2\omega)$.

Далі визначимо середні значення функції струму дроселя, його похідної (напруги дроселя) і лінійної функції, що збігається із функцією струму дроселя в початковий і кінцевий моменти часу інтервалу T_H відповідно до виразів:

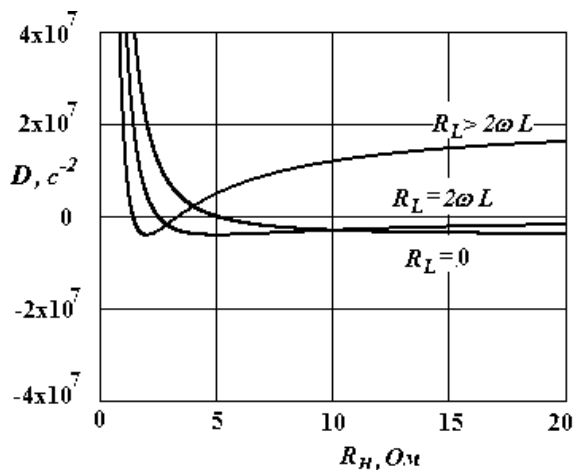
$$I_{lcp} = \frac{1}{T} \int_0^{T_H} i_1(t) dt, \quad U_{Lcp} = \frac{1}{T_H} \int_0^{T_H} u_L(t) dt, \quad f_{cp.l} = \frac{I_{1H} + i_1(T_H)}{2}.$$



а



б



В

Рис. 2.8. Графіки функцій дискримінанту характеристичного рівняння

Моменти синхронізації середнього і миттєвого значення струму t_i і його похідної t_u визначимо, порівнюючи отримані функції (2.42) - (2.45) до знайденого раніше середнього значення:

$$i_1(t_i) = I_{lcp}, \quad u_L(t_u) = U_{lcp}.$$

Підставляючи отримані значення у вирази (2.40), (2.41), розрахуємо величини δ_i і δ_u , які визначають ступінь нелінійності функції струму дроселя.

Для оцінки точності розробленої моделі перетворювача за усередненими змінними з ланкою другого порядку необхідно розрахувати за допомогою отриманих раніше рівнянь (2.39) параметри функції струму дроселя – середнє значення й амплітуду пульсацій – при різному ступені нелінійності цієї функції. Оцінку точності розрахунків по отриманій моделі з усередненими змінними зробимо в порівнянні з результатами розрахунків за допомогою класичного методу інтегрування диференціальних рівнянь в рамках імітаційного моделювання в пакеті PSpice. Це дає змогу зробити висновки про найбільш прийнятні діапазони параметрів (постійної часу RL кола і власної частоти LC контуру перетворювача) у яких точність розрахунку по розробленій моделі за усередненими змінними є максимальною.

Зробимо відповідні розрахунки величин δ_i і δ_u , середнього значення I_{lcp} і амплітуди пульсацій ΔI_l струму дроселя для перетворювача з ланцюгом другого

порядку (рис.2.6) при наступних його параметрах: вхідна напруга $U_{вх} = 100$ В, період робочої частоти $T = 40$ мкс, тривалість інтервалу накопичення енергії $T_n = 30$ мкс. Основні результати розрахунків наведено в таблиці 2.2. Розрахунки проведені для чотирьох комбінацій параметрів LC – контуру перетворювача, що відбивають найпоширеніший на практиці діапазон їхнього змінення: при мінімальному періоді частоти власних коливань контуру $T_k = 2\pi\sqrt{LC} = 200$ мкс ($L=100$ мкГн, $C = 10$ мкФ), проміжній величині періоду $T_k = 1$ мс (двох комбінаціях $L=250$ мкГн, $C = 100$ мкФ і $L=125$ мкГн, $C = 200$ мкФ), максимальній величині періоду $T_k = 5$ мс ($L=1,25$ мГн, $C = 500$ мкФ). У кожній із зазначених комбінацій LC параметрів варіювалися значення опору навантаження R_H від 1 Ом до максимальної величини, що забезпечує режим безперервного струму дроселя при кожному із трьох значень R_L : 1 Ом, 5 Ом, 10 Ом. При відповідних отриманих значеннях δ_i і δ_t визначена похибка розрахунку, проведеного за допомогою моделі з усередненими змінними УМ (по виразах (2.39)) і за допомогою методів імітаційного моделювання ІМ.

Аналіз результатів розрахунків, основні з яких наведені у таблиці 2.2, показує наступне. Величина похибки виражена у відсотках.

Самим прийнятним з погляду мінімальної похибки розрахунків є варіант параметрів при максимальному періоді власних коливань LC -контуру перетворювача – $T_k = 5$ мс, що в 125 разів перевищує робочий період пристрою $T = 40$ мкс. При значеннях τ_L у діапазоні $0,125 \div 1,25$ мс і τ_z у діапазоні $0,5 \div 40$ мс похибка розрахунку не перевищує 1,7 %.

При періоді $T_k = 1$ мс для забезпечення похибки розрахунків не більше 3 %, достатньо забезпечити величину τ_L не менше 50 мкс, тобто порівнянної з періодом робочої частоти перетворювача. При постійній часу $\tau_L=12,5$ мкс, що майже в три рази менше періоду T , похибка розрахунків підвищується до 16%. При збільшенні τ_L до величини 250 мкс, що майже в 6 разів перевищує період робочої частоти, похибка розрахунків зменшується до 1,7 %.

При періоді $T_k = 0,2$ мс (що в 5 разів перевищує період робочої частоти) достатньо забезпечити $\tau_L > 50$ мкс, щоб похибка розрахунків не перевищувала 1%.

Таким чином, на відміну від загальноприйнятих наближених припущень про те, що достатня точність методу усереднення забезпечується в діапазоні, у якому постійні часу ланцюгів і період частоти LC фільтрів перетворювача на порядок більше періоду частоти комутації [176], у даному аналізі розраховано більш точні діапазони зміни параметрів, у яких точність розрахунків не перевищує 5,5%.

Таблиця 2.2

Результати розрахунку похибки при аналізі за математичною усередненою моделлю та імітаційним моделюванням

$R_L, \text{Ом}$ ($\tau_L, \text{мкс}$)	$R_H, \text{Ом}$	$\delta_i, \%$	$\delta_t, \%$	$\Delta I_1, \text{А}$			$I_{1cp}, \text{А}$		
				ІМ	УМ	Похибка %	ІМ	УМ	Похибка %
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$T_k = 0,2$ мс, $L = 100$ мкГн, $C = 10$ мкФ									
1 (100)	1	0,67	10,3	7,52	7,5	0,27	37,6	37,5	0,27
	3	1,21	15,5	7,56	7,5	0,79	18,78	18,75	0,16
	5	1,74	16,5	7,55	7,5	0,66	12,52	12,5	0,16
	8	2,58	16,9	7,55	7,5	0,66	8,35	8,33	0,2
	11	3,38	17,2	7,55	7,5	0,66	6,26	6,25	0,16
	13	3,94	17,3	7,55	7,5	0,66	5,37	5,357	0,24
5 (20)	15	4,5	17,4	7,55	7,5	0,66	4,7	4,688	0,27
	1	7,79	3,63	7,05	7,5	6,38	12,52	12,5	0,16
	3	10,5	5,18	7,1	7,5	5,6	9,39	9,375	0,16
	7	16,17	5,4	7,12	7,5	5,34	6,27	6,25	0,32
10 (10)	10	20,7	5,46	7,13	7,5	5,19	5,02	5	0,4
	1	23,7	2,5	6,06	7,5	23,76	6,84	6,818	0,32
	2	26,4	3,3	6,09	7,5	23,15	6,27	6,25	0,32
	4	31,8	3,54	6,11	7,5	22,75	5,37	5,357	0,24
	6	37,4	3,58	6,12	7,5	22,55	4,69	4,637	0,05
	8	43,7	3,74	6,12	7,5	22,55	4,17	4,167	0,08
$T_k = 1$ мс, $L = 250$ мкГн, $C = 100$ мкФ									
1 (250)	1	0,079	2,4	2,96	3	1,35	37,6	37,5	0,27
	4	0,2	2,45	2,95	3	1,69	15,1	15	0,66
	8	0,36	2,45	2,97	3	1,01	8,39	8,33	0,67
	12	0,52	2,45	2,96	3	1,35	5,8	5,763	0,53

Продовж.табл.2.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1 (250)	16	0,67	2,45	2,95	3	1,69	4,4	4,412	0,27
	20	0,83	2,45	2,95	3	1,69	3,6	3,57	0,79
	24	0,99	2,45	2,95	3	1,69	3,04	3	1,32
	28	1,15	2,45	2,95	3	1,69	2,6	2,586	0,53
	32	1,31	2,45	2,95	3	1,69	2,31	2,27	1,61
	36	1,47	2,45	2,94	3	2,04	2,03	2,027	0,15
	40	1,62	2,45	2,94	3	2,04	1,87	1,839	0,53
5 (50)	1	1,18	0,52	2,93	3	2,39	12,54	12,5	0,32
	4	1,77	0,52	2,93	3	2,39	8,37	8,33	0,44
	8	2,58	0,53	2,94	3	2,04	5,82	5,77	1,04
	12	3,37	0,53	2,91	3	3,1	4,46	4,41	1,08
	16	4,2	0,53	2,92	3	2,74	3,63	3,57	1,61
	20	5,04	0,53	2,93	3	2,39	3,05	3	1,64
	24	5,87	0,53	2,93	3	2,39	2,65	2,59	2,4
	28	6,7	0,53	2,93	3	2,39	2,33	2,27	2,46
	32	7,56	0,53	2,94	3	2,04	2,09	2,027	3,01
	36	8,42	0,53	2,93	3	2,39	1,839	1,829	0,53
10 (25)	1	4,2	0,28	2,86	3	4,89	6,84	6,818	0,32
	2	4,59	0,28	2,85	3	5,26	6,26	6,25	0,16
	4	5,39	0,28	2,85	3	5,26	5,37	5,357	0,24
	6	6,19	0,28	2,85	3	5,26	4,7	4,687	0,45
	8	6,99	0,28	2,85	3	5,26	4,185	4,167	0,44
	10	7,82	0,28	2,85	3	5,26	3,76	3,75	0,27
	12	8,63	0,28	2,85	3	5,26	3,42	3,409	0,32
	14	9,49	0,28	2,86	3	4,89	3,14	3,125	0,48
	16	10,33	0,28	2,85	3	5,26	2,9	2,88	0,531
	18	11,21	0,28	2,85	3	5,26	2,685	2,679	0,24
20	12,07	0,28	2,85	3	5,26	2,51	2,5	0,4	
$T_k = 1 \text{ мс}, L = 125 \text{ мкГн}, C = 200 \text{ мкФ}$									
1 (125)	1	0,32	1,25	5,9	6	1,69	37,59	37,5	0,24
	2	0,47	1,26	5,9	6	1,69	25,06	25	0,24
	4	0,79	1,26	5,9	6	1,69	15,06	15	0,4
	6	1,12	1,26	5,9	6	1,69	10,74	10,71	0,24
	8	1,43	1,26	5,9	6	1,69	8,37	8,33	0,44
	10	1,76	1,26	5,9	6	1,69	6,83	6,818	0,17
	12	2,07	1,26	5,9	6	1,69	5,79	5,77	0,36
	14	2,4	1,26	5,9	6	1,69	5,02	5	0,4
	16	2,73	1,26	5,9	6	1,69	4,43	4,412	0,41
	18	3,05	1,26	5,9	6	1,69	3,96	3,947	0,32
20	3,38	1,26	5,9	6	1,69	3,58	3,57	0,24	
2 (25)	1	4,6	0,28	5,7	6	5,26	12,53	12,5	0,24
	2	5,39	0,28	5,7	6	5,26	10,8	10,71	0,8
	4	7,01	0,28	5,7	6	5,26	8,37	8,33	0,44
	6	8,66	0,28	5,7	6	5,26	6,83	6,82	0,17

Продовж.табл.2.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2 (25)	8	10,33	0,28	5,7	6	5,26	5,79	5,769	0,36
	10	12,04	0,28	5,7	6	5,26	5,02	5	0,4
	12	13,79	0,28	5,7	6	5,26	4,43	4,42	0,41
	14	15,6	0,28	5,7	6	5,26	3,96	3,947	0,32
	16	17,39	0,28	5,7	6	5,26	3,58	3,571	0,24
10 (12,5)	1	15,26	0,17	5,17	6	16	6,83	6,818	0,17
	2	16,8	0,17	5,17	6	16	6,26	6,25	0,16
	4	20	0,17	5,17	6	16	5,38	5,357	0,42
	6	23,28	0,17	5,17	6	16	4,7	4,687	0,27
	8	26,77	0,17	5,17	6	16	4,17	4,167	0,08
	10	30,26	0,17	5,17	6	16	3,74	3,75	0,27
	12	34,1	0,17	5,17	6	16	3,42	3,401	0,32
$T_k = 5 \text{ мс}, L = 1250 \text{ мкГн}, C = 500 \text{ мкФ}$									
1 (1250)	1	0,003	0,48	0,59	0,6	1,7	37,6	37,5	0,27
	8	0,014	0,5	0,59	0,6	1,7	8,37	8,33	0,44
	16	0,027	0,5	0,59	0,6	1,7	4,43	4,412	0,41
	24	0,04	0,5	0,59	0,6	1,7	3,02	3	0,66
	32	0,052	0,5	0,59	0,6	1,7	2,28	2,273	0,32
	40	0,065	0,5	0,59	0,6	1,7	1,84	1,829	0,58
	48	0,077	0,5	0,59	0,6	1,7	1,56	1,531	1,88
	56	0,09	0,5	0,59	0,6	1,7	1,32	1,316	0,32
	64	0,1	0,5	0,59	0,6	1,7	1,16	1,154	0,53
	72	0,12	0,5	0,59	0,6	1,7	1,03	1,027	0,25
	80	0,128	0,5	0,59	0,6	1,7	0,93	0,926	0,44
5 (250)	1	0,047	0,1	0,59	0,6	1,7	12,54	12,5	0,32
	8	0,103	0,1	0,59	0,6	1,7	5,78	5,769	0,19
	16	0,166	0,1	0,59	0,6	1,7	3,58	3,571	0,24
	24	0,186	0,1	0,59	0,6	1,7	2,59	2,586	0,15
	32	0,293	0,1	0,59	0,6	1,7	2,03	2,027	0,15
	40	0,356	0,1	0,59	0,6	1,7	1,67	1,667	0,2
	48	0,419	0,1	0,59	0,6	1,7	1,42	1,415	0,34
	56	0,484	0,1	0,59	0,6	1,7	1,24	1,23	0,85
	64	0,546	0,1	0,59	0,6	1,7	1,1	1,087	1,19
	72	0,607	0,1	0,59	0,6	1,7	0,98	0,974	0,61
10 (125)	80	0,669	0,1	0,59	0,6	1,7	0,88	0,852	0,27
	1	0,173	0,05	0,59	0,6	1,7	6,84	6,82	0,32
	8	0,283	0,05	0,59	0,6	1,7	4,18	4,167	0,32
	16	0,411	0,05	0,59	0,6	1,7	2,9	2,88	0,53
	24	0,537	0,05	0,59	0,6	1,7	2,21	2,206	0,19
	32	0,663	0,05	0,59	0,6	1,7	1,8	1,786	0,8
	40	0,792	0,05	0,59	0,6	1,7	1,51	1,5	0,7
	48	0,922	0,05	0,59	0,6	1,7	1,3	1,293	0,53
	56	1,04	0,05	0,59	0,6	1,7	1,4	1,136	0,32
	64	1,18	0,05	0,59	0,6	1,7	1,017	1,014	0,34
72	1,31	0,05	0,59	0,6	1,7	0,92	0,915	0,58	

В результаті проведених досліджень встановлено кількісні зв'язки між параметрами RLC -схем заміщення (постійні часу і власні частоти контурів) на інтервалах та періодом комутації напівпровідникових перетворювачів для визначення точності розрахунків при усередненні змінних станів, що на порядок уточнює відомі емпіричні обмеження та розширює діапазон застосування розробленого нового методу та класичних методів усереднення.

2.4 Розвиток методу усереднення в просторі станів для розрахунку багатоінтервальних процесів в перетворювачах

Як було відзначено раніше, основним недоліком існуючого класичного методу усереднення в просторі станів є втрата інформації про величину приростів функцій змінних станів на інтервалах роботи перетворювача системи живлення, що виключає одержання інформації про величину пульсацій змінних станів. Крім того, класичний метод усереднення можна застосовувати тільки для перетворювачів постійної напруги, для яких в усталеному режимі характерна рівність між собою приростів змінних станів на інтервалах роботи за період і при певних допущеннях – рівність їхніх середніх значень. Наприклад, у схемі одноктного понижувального перетворювача рис.2.4 у сталому режимі прирости функції струму дроселя i_1 на інтервалах накопичення ΔI_{1n} і віддачі ΔI_{1e} енергії є рівними між собою (з урахуванням знаку похідної), так само як і середні значення цього струму з урахуванням припущення про практично лінійний характер функції струму на інтервалах (рис.2.9). На відміну від зазначеного характеру змінення змінних станів, у перетворювачах постійної напруги можливі режими, при яких форма функцій змінних станів має більш складний характер з декількома інтервалами послідовного й нерівномірного наростання та спаду. Яскравим прикладом таких перетворювачів є двотактні перетворювачі на основі інверторів з розділювальним високопотенціальним трансформатором. У випадку істотної величини індуктивності розсіювання розділювального високопотенціального трансформатора даний параметр істотно впливає на

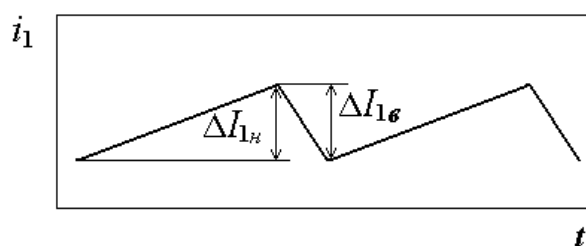


Рис. 2.9. Часова діаграма змінної стану струму дроселя в перетворювачі на інтервалах накопичення та віддачі енергії дроселем

процеси в перетворювачі, додаючи інтервали постійності структури для перерозподілу енергії розсіювання. Цей вплив також позначається в тім, що прирости і середні значення струму первинної обмотки (струму індуктивності розсіювання) у трансформаторі перетворювача стають не рівними між собою на інтервалах роботи. Часові діаграми змінних станів і струмів у перемикаючих елементах у двотактному перетворювачі в керованому режимі за схемою рис.2.10 показані на рис.2.11.

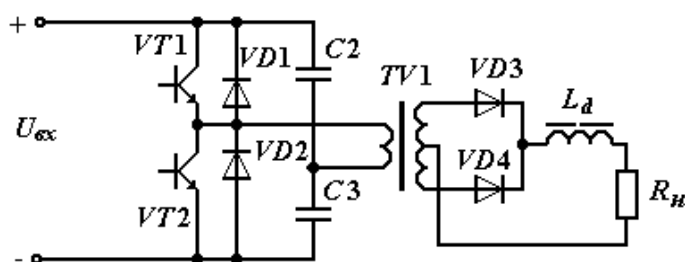


Рис. 2.10. Структурна схема силової частини двотактного перетворювача

Схеми заміщення перетворювача на інтервалі накопичення енергії дроселем L_d показані на рис. 2.12,а, на інтервалі віддачі при перезарядках індуктивності розсіювання L_s – на рис.2.12,б, при нульовому струмі індуктивності розсіювання – на рис.2.12,в.

У схемах заміщення перетворювача розглядаємо режим, коли струм індуктивності намагнічування розділювального трансформатора практично

дорівнює нулю в порівнянні із струмом навантаження, а індуктивність розсіювання обмоток L_s і опір навантаження R'_n приведені до первинної сторони.

Активні опори обмоток трансформатора і опори діодів випрямляча прийняті рівними нулю через їх несуттєвий вплив на загальні втрати енергії в перетворювачі. На рис.2.12 також позначено: L'_d , i'_{Ld} - індуктивність і струм дроселя, приведені до первинної сторони трансформатора.

На часових діаграмах показано, що на інтервалі відкритого стану T_i одного із транзисторів струм первинної сторони трансформатора, що відповідає струму індуктивності розсіювання, має два етапи наростання з різною швидкістю зміни. Перший етап відповідає схемі заміщення рис.2.12,б, коли відбувається етап

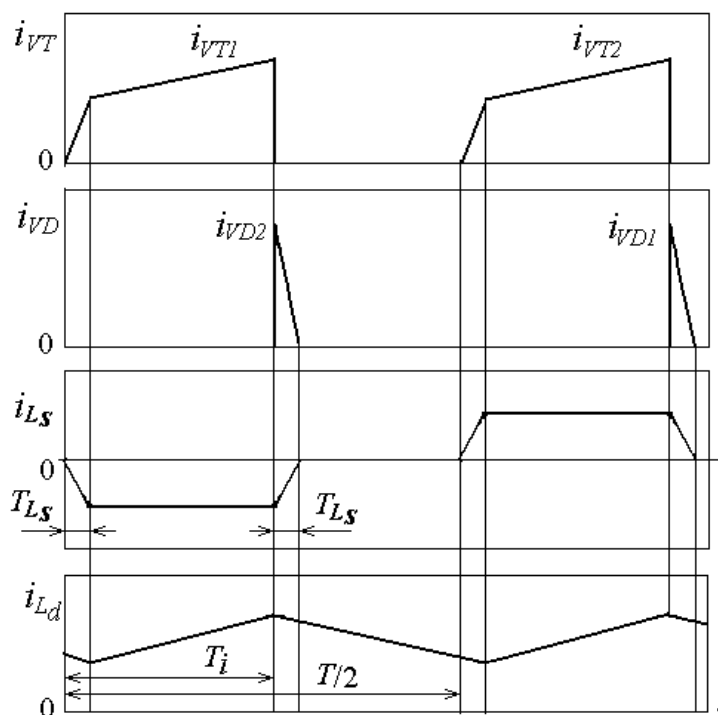


Рис.2.11. Часові діаграми змінних станів двотактного перетворювача

перезаряду індуктивності розсіювання струмом первинної обмотки від нульового значення в момент початку нового імпульсу керування до моменту досягнення значення, рівному приведеному до первинної сторони струму дроселя, що знаходився у режимі віддачі енергії в навантаження (інтервал часу T_{Ls}). Другий етап відповідає схемі заміщення рис.2.12,а, під час якого відбувається

Перейдемо від системи диференціальних рівнянь у вигляді (2.46) до рівнянь із середніми значеннями. Для цього проведемо усереднення змінних станів і їхніх похідних у системі (2.46) на кожному інтервалі сталості структури. Застосовуючи теореми про середні значення [202] до функцій змінних станів і їхніх похідних, запишемо рівняння, у яких миттєві значення векторів змінних станів і їхніх похідних на відповідних інтервалах у системі (2.46) замінюються векторами середніх значень цих функцій:

$$\begin{cases} \mathbf{x}'_{1cp} = A_1 \mathbf{x}_{1cp} + B_1 \mathbf{u}_1 ; \\ \mathbf{x}'_{2cp} = A_2 \mathbf{x}_{2cp} + B_2 \mathbf{u}_2 ; \\ \dots\dots\dots \\ \mathbf{x}'_{ncp} = A_n \mathbf{x}_{ncp} + B_n \mathbf{u}_n , \end{cases} \quad (2.47)$$

де $\mathbf{x}_{1cp}, \mathbf{x}_{2cp}, \dots, \mathbf{x}_{ncp}, \mathbf{x}'_{1cp}, \mathbf{x}'_{2cp}, \dots, \mathbf{x}'_{ncp}$ – вектори середніх значень змінних станів, і вектори середніх значень їхніх похідних, визначених на n інтервалах сталості структури. Далі, вектора середніх значень похідних запишемо відповідно до теореми Лагранжа у вигляді векторів приростів функцій, віднесених до тривалості відповідного інтервалу роботи перетворювача. У результаті, система з усередненими змінними записується щодо векторів приростів у наступному вигляді:

$$\begin{cases} \Delta \mathbf{x}_1 = \Delta t_1 (A_1^* \mathbf{x}_{1cp} + B_1^* \mathbf{u}_1); \\ \Delta \mathbf{x}_2 = \Delta t_2 (A_2^* \mathbf{x}_{2cp} + B_2^* \mathbf{u}_2); \\ \dots\dots\dots \\ \Delta \mathbf{x}_n = \Delta t_n (A_n^* \mathbf{x}_{ncp} + B_n^* \mathbf{u}_n), \end{cases} \quad (2.48)$$

де $\Delta \mathbf{x}_1, \Delta \mathbf{x}_2, \dots, \Delta \mathbf{x}_n$ – прирости функцій змінних станів на n інтервалах; $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$ – тривалості всіх n інтервалів сталості структури перетворювача.

Отримана система (2.48) є системою алгебраїчних рівнянь, однак її рішення в представленому вигляді може бути ускладнено, тому що число невідомих змінних може перевищувати число рівнянь. Привести отриману систему до розв'язуваного виду (сумісно-визначеного виду) дозволяє визначення базису незалежних змінних, кількість яких повинна відповідати числу рівнянь системи.

Це дозволяє виключити залежні змінні і замінити їх функціональною залежністю мінімального числа незалежних змінних. Після приведення отриманої усередненої системи (2.48) до сумісного і визначеного вигляду в мінімальному базисі незалежних змінних, вона може бути вирішена будь-якими аналітичними або чисельними методами, наприклад за допомогою комп'ютерного пакету MathCad.

Розв'язання системи рівнянь (2.48) дозволяє визначити в усталеному режимі, минаючи аналіз перехідного режиму, величину приростів змінних станів Δx_n і величину їхніх середніх значень x_{ncp} на інтервалах сталості структури перетворювача, часові інтервали періодичного процесу Δt_n . Маючи інформацію про зазначені величини, можна далі обчислити сумарне значення пульсацій змінних і їх середнє значення за період. Змінення параметрів опору навантаження в усередненій моделі (2.48) дає можливість обчислити сімейство точок сталого режиму, що визначають навантажувальні характеристики перетворювача в нерегульованому режимі, а зміна параметрів тривалості імпульсу керування перемикаючими елементами - регульовальні характеристики перетворювача.

Розглянемо застосування описаного методу до усереднення моделі перетворювача на прикладі асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем [147], у якому індуктивний елемент накопичення енергії перебуває в первинному ланцюзі силового трансформатора. Структурна схема зазначеного перетворювача зображена на рис.2.13. У даній структурі інвертора досягається необхідний рівень якості параметрів електроенергії (пульсацій вихідної напруги і струму) з одночасною мінімізацією енергії, що запасається у вихідних ланцюгах перетворювача. Така структура сприяє зменшенню ймовірності дугоутворення в технологічному навантаженні і знаходить застосування в системах електроживлення електронно-променевого обладнання [64, 203].

У схемі (рис.2.13) позначено: L_d – дросель, що має обмотки з індуктивностями $L1=L2$ і ідеальним магнітним зв'язком між ними, СК – система керування, що формує імпульси керування з напівперіодним фазовим зсувом. Для подальшого аналізу будемо вважати процеси перемикання в ключових елементах схеми миттєвими, пульсації напруги на конденсаторах нехтувано малими, тому

замінимо їх джерелами постійних е.р.с. Будемо також розглядати процеси в режимі безперервних струмів дроселя L_d при тривалості імпульсів керування транзисторами $VT1$, $VT2$ менше половини напівперіоду робочої частоти перетворювача.

Особливістю роботи розглянутого перетворювача є те, що його еквівалентні схеми заміщення на інтервалах сталості структури змінюються з періодичністю, рівній половині періоду робочої частоти. Тому достатнім є аналіз процесів у

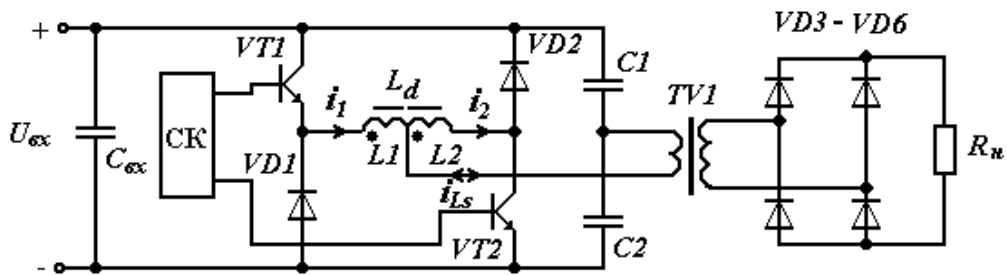


Рис. 2.13. Структурна схема двотактного перетворювача з асиметричним інвертором

пристрої на одній половині періоду, на другій половині якого процеси повторюються. Як показує аналіз, у процесі роботи інвертора на одній половині періоду в режимі безперервних струмів дроселя можна виділити три інтервали незмінності структури: інтервал паузи, коли всі транзистори замкнені, і два інтервали протягом імпульсу керування, коли відкритий черговий транзистор перетворювача. Наявність двох інтервалів під час імпульсу керування обумовлюється впливом індуктивності розсіювання трансформатора, величина якої визначає їхню відносну тривалість. Варто помітити, що від величини індуктивності розсіювання, так само як і від інших параметрів (тривалість часових інтервалів, початкових значень змінних станів на інтервалах) залежить і конфігурація схем заміщення перетворювача на інтервалах сталості структури. Індуктивність розсіювання є внутрішнім параметром трансформатора і її величина може відігравати істотну роль у зв'язку з необхідністю забезпечення необхідного діелектричного проміжку між обмотками трансформатора в задачах

електроживлення високовольтного обладнання. Чим більше необхідний діелектричний проміжок, тим більше величина індуктивності розсіювання обмоток [204]. Незважаючи на наявність різних режимів конфігурацій схем заміщення залежно від параметрів перетворювача, при його проектуванні необхідно аналізувати всі можливі режими в заданому діапазоні параметрів. У даному дослідженні обмежимося розглядом двох режимів конфігурацій схем заміщення P1 і P2 при різних значеннях індуктивності розсіювання трансформатора для ілюстрації техніки усереднення моделі аналізованого перетворювача.

На рис.2.14 представлені схеми заміщення перетворювача для трьох

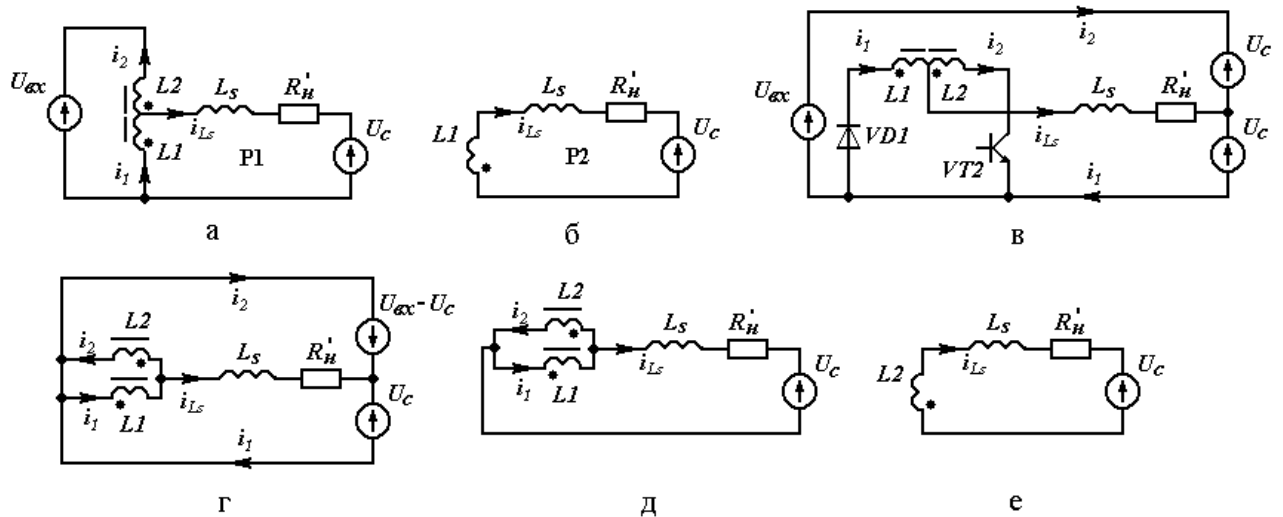


Рис. 2.14. Схеми заміщення двотактного перетворювача з асиметричним інвертором

інтервалів у режимах P1 і P2. На рис.2.15 зображені часові діаграми процесів для даних режимів: P1 – рис.2.15,а і P2 – рис.2.15,б. Зазначені режими відрізняються друг від друга контурами протікання струмів дроселя i_1 , i_2 на першому інтервалі незмінності структури. Умовою існування режиму P1 є виконання нерівності $\Delta I_{1a} < \Delta I_{Lsa}$, де ΔI_{1a} – прирости струму i_1 на першому інтервалі Δt_a , ΔI_{Lsa} – прирости струму i_{Ls} на інтервалі Δt_a . При такій умові виконується необхідна нерівність, коли $i_1 > i_{Ls}$ і через відкритий діод VD2 протікає струм i_2 . У протилежному

випадку, у режимі P2 виконується рівність $i_1 = i_{Ls}$, струм $i_2 = 0$ і діод VD2 перебуває в замкненому стані. Для режиму P1 схема заміщення на першому інтервалі показана на рис.2.14,а, для режиму P2 - на рис.2.14,б. На другому і третьому інтервалах схеми заміщення перетворювача збігаються і вони зображені відповідно на рис.2.14, в-д і рис.2.14, е. У схемах заміщення перетворювача розділювальний трансформатор замінений ідеальним, у якому струм індуктивності намагнічування приймаємо рівним нулю, а індуктивність розсіювання обмоток L_s і опір навантаження R'_n приведені до первинної сторони.

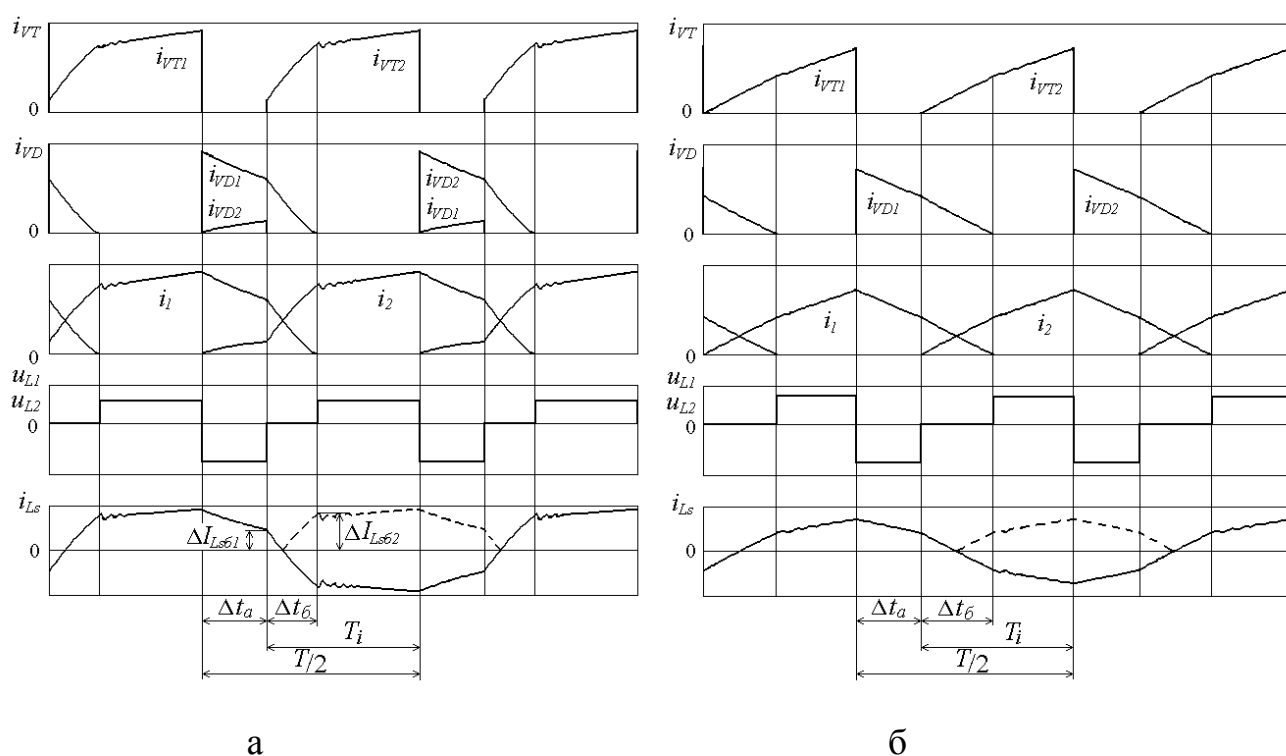


Рис. 2.15. Часові діаграми змінних станів двотактного перетворювача з асиметричним інвертором в двох режимах роботи

Активні опори обмоток трансформатора прийняті рівними нулю, всі транзистори й діоди перетворювача замінені S – моделями. На схемах заміщення показані резистор R'_n , індуктивність розсіювання обмоток трансформатора L_s , дроселі $L1$, $L2$, джерело е.р.с. U_{ex} із величиною напруги, рівної входній напрузі, і джерела е.р.с. $U_c = U_{ex}/2$, якими замінені два конденсатори перетворювача.

Починаючи з моменту запирання, наприклад транзистору $VT1$ маємо інтервал паузи (перший інтервал – Δt_a). На протязі цього інтервалу відбувається віддача енергії, накопиченої в дроселі $L1$ на попередньому інтервалі під час відкритого стану транзистора $VT1$. На даному інтервалі в режимі P1 енергія дроселя передається частково в навантаження через діод $VD1$ (струм i_{Ls}), інша частина (струм i_2) – у джерело е.р.с. U_{ex} через діоди $VD1, VD2$ (рис.2.14,а, рис.2.15,а), причому, $i_{Ls}=i_1-i_2$. Тут необхідно відзначити, що коли струм i_{Ls} , переданий у навантаження, є порівнянним зі струмом i_1 дроселя $L1$, то протікаючий у вхідне джерело е.р.с. струм i_2 стає рівним нулю, діод $VD2$ замикається, що відображається іншою конфігурацією схеми заміщення в режимі P2 (рис.2.14,б, рис.2.15,б). У цьому режимі на інтервалі паузи Δt_a включений тільки діод $VD1$, всі інші ключі замкнені, струм спадає по первинному ланцюгу трансформатору, при цьому $i_{Ls} = i_1$.

Далі за інтервалом паузи слідує стадія імпульсу керування T_i , коли відкривається транзистор $VT2$. Протягом імпульсу керування мають місце інші два із трьох інтервалів роботи перетворювача. У першій частині імпульсу керування (інтервал Δt_b) в обох режимах P1 і P2 відбувається подальше зниження струму i_1 до нуля по контуру $VD1, L1, L_s, R'_n, C2$ і наростання струму i_2 через транзистор $VT2$, що відкрився, по контуру від вхідного джерела е.р.с. U_{ex} через конденсатор $C1$, елементи $L_s, R'_n, L2$. На рис.2.14,в показано схему заміщення з названими контурами, що, внаслідок того, що $U_{ex} = 2U_c$, може бути перетворена до вигляду рис.2.14,г і, остаточно, до вигляду рис.2.14, д. Для подальшого аналізу необхідно помітити, що на даному інтервалі в схемі заміщення магнітопов'язані обмотки $L1, L2$ включені відносно i_{Ls} паралельно, тому е.р.с. самоіндукції цих обмоток є рівними між собою, але протилежні за знаком. При рівних значеннях індуктивностей обмоток, прирости струмів у них є рівними між собою, але також протилежні за знаком, а при ідеальному магнітному зв'язку між обмотками е.р.с. взаємної індукції «урівноважує» до нуля сумарну напругу на кожній з обмоток: $U_{L1} = L1 di_1/dt + L2 di_2/dt = 0, U_{L2} = L2 di_2/dt + L1 di_1/dt = 0$.

Друга стадія імпульсу керування (третій інтервал сталості структури) характеризується нульовим значенням струму i_1 і продовженням наростання струму i_2 до максимального значення I_0 у момент запирання транзистору $VT2$. Схема заміщення на цьому інтервалі для двох режимів P1, P2 показано на рис.2.14,е.

Для повноти інформації запишемо умову існування режимів P1 і P2. Визначаючи шляхом розв'язання відповідних диференціальних рівнянь струми i_1 , i_{Ls} у часовій області з однаковим початковим значенням I_0 на першому інтервалі $i_{1a} = -(U_c/L1)t + I_0$, $i_{Ls} = I_0 e^{-t/\tau}$, де $\tau = L_s/R'_n$, можна визначити їх прирости за час інтервалу Δt_a і записати пошукову умову існування режиму P1 у наступному вигляді: $U_c \Delta t_a / L1 < I_0 (1 - e^{-\Delta t_a / \tau})$. Як слідує з даної нерівності, умови існування режиму P1 і P2 визначаються як величиною інтервалу Δt_a і величиною початкового струму I_0 , так і величиною постійної часу ланцюга L_s, R'_n .

Аналіз часових діаграм рис.2.15 свідчить, що форма функцій змінних станів перетворювача – струми i_1, i_2, i_{Ls} – має багатоступінчастий характер з декількома послідовними етапами наростання і спаду, а для струму i_{Ls} – навіть знакозмінний характер. Запишемо диференціальні рівняння на трьох інтервалах для перетворювача, що працює в режимі P1.

На першому інтервалі після перетворень маємо для кожного із двох контурів рис.2.14,а:

$$L_s \frac{di_{Ls}}{dt} + R'_n i_{Ls} = 0, \quad (2.49)$$

$$L1 \frac{di_1}{dt} - L2 \frac{di_2}{dt} = U_c. \quad (2.50)$$

На другому інтервалі для контуру рис.2.14,д:

$$L_s \frac{di_{Ls}}{dt} + R'_n i_{Ls} = U_c. \quad (2.51)$$

Для контуру на третьому інтервалі рис.2.14,е запишемо:

$$L2 \frac{di_2}{dt} + L_s \frac{di_{Ls}}{dt} + R'_n i_{Ls} = U_c. \quad (2.52)$$

Після усереднення системи (2.49)-(2.52) отримуємо наступні вирази з урахуванням знака функцій змінних станів на інтервалах:

$$L_s \frac{\Delta I_{Lsa}}{\Delta t_a} - R'_H I_{Lscpa} = 0, \quad (2.53)$$

$$L1 \left(\frac{\Delta I_{1a}}{\Delta t_a} - \frac{\Delta I_{2a}}{\Delta t_a} \right) = U_c, \quad (2.54)$$

$$L_s \frac{\Delta I_{Lsb}}{\Delta t_b} + R'_H I_{Lscpb} = U_c, \quad (2.55)$$

$$L2 \frac{\Delta I_{2b}}{T_u - \Delta t_b} + L_s \frac{\Delta I_{Lsb}}{T_u - \Delta t_b} + R'_H I_{Lscpb} = U_c, \quad (2.56)$$

де ΔI_{1a} – приріст струму дроселя $L1$ на першому інтервалі; ΔI_{2a} – приріст струму дроселя $L2$ на першому інтервалі; ΔI_{Lsa} – приріст струму первинної обмотки трансформатора на першому інтервалі; I_{Lscpa} – середнє значення струму первинної обмотки на першому інтервалі; тривалість першого інтервалу $\Delta t_a = T/2 - T_i$, T_i – задана тривалість імпульсу керування; ΔI_{Lsb} – приріст струму первинної обмотки на другому інтервалі; I_{Lscpb} – середнє значення струму первинної обмотки на другому інтервалі; Δt_b – тривалість другого інтервалу; ΔI_{2b} – збільшення струму дроселя $L2$ на третьому інтервалі; I_{Lscpb} – середнє значення струму первинної обмотки на третьому інтервалі.

З аналізу отриманої системи з усередненим змінними (2.53) – (2.56) і часових діаграм рис.2.15,а слідує, що прирости змінних станів і їх середні значення не є рівними між собою на розглянутих інтервалах роботи перетворювача, тому в такій системі не можна зробити мінімізацію числа змінних шляхом їхньої заміни єдиними змінними на всьому періоді, як це виконувалося в класичних методах усереднення. Однак і розв'язання даної системи в представленому вигляді ускладнено, тому що число невідомих змінних перевищує число рівнянь, така система є несумісною і невизначеною. Привести отриману систему до розв'язуваного вигляду дозволяє виключення залежних змінних (приростів і їхніх середніх значень) і їхня заміна функціональною залежністю мінімального числа незалежних змінних. Аналіз процесів і їх часових

діаграм у режимі P1 (рис.2.15,а) показує, що в якості незалежних змінних можна вибрати прирости струмів дроселя на першому і другому інтервалах роботи перетворювача: ΔI_{1a} , ΔI_{2a} , $\Delta I_{1\bar{b}} = \Delta I_{2\bar{b}}$, а також тривалість другого інтервалу $\Delta t_{\bar{b}}$. Тоді, внаслідок того, що струм первинної обмотки i_{Ls} дорівнює різниці струмів $i_1 - i_2$, але знаки похідних цих струмів протилежні, а прирости на першому інтервалі не є рівними між собою, то на цьому інтервалі запишемо приріст струму i_{Ls} як суму приростів струмів дроселів L1,L2: $\Delta I_{Lsa} = \Delta I_{1a} + \Delta I_{2a}$. На другому інтервалі внаслідок рівності приростів струмів дроселів між собою, приріст струму первинної обмотки дорівнює подвоєному значенню приростів струмів дроселя: $\Delta I_{Ls\bar{b}} = 2\Delta I_{1\bar{b}} = 2\Delta I_{2\bar{b}}$. На третьому інтервалі струм дроселя L2 дорівнює по модулю струму первинної обмотки, оскільки струм i_{Ls} на попередньому інтервалі змінює напрямок протікання, а струм дроселя L1 дорівнює нулю. Тому, приріст цього струму на третьому інтервалі відповідає наступному співвідношенню: $\Delta I_{2e} = |\Delta I_{Lse}|$.

Для подальшого опису змінних необхідно визначити прирости модуля функції струму первинної обмотки i_{Ls} на другому інтервалі. Відповідно до введених позначень на діаграмах рис.2.15,а,: $\Delta I_{Ls\bar{b}1} = \Delta I_{1\bar{b}} - \Delta I_{2a}$ і $\Delta I_{Ls\bar{b}2} = \Delta I_{2\bar{b}} + \Delta I_{2a}$. Тоді середнє значення струму i_{Ls} на першому інтервалі відповідає виразу:

$$I_{Lscpa} = \Delta I_{Ls\bar{b}1} + 0,5\Delta I_{Lsa} = \Delta I_{1\bar{b}} + 0,5(\Delta I_{1a} - \Delta I_{2a}),$$

а середнє значення струму i_{Ls} на другому інтервалі: $I_{Lscp\bar{b}} = |0,5(\Delta I_{Ls\bar{b}1} - \Delta I_{Ls\bar{b}2})| = |\Delta I_{2a}|$.

Далі знайдемо величину приросту струму i_2 на третьому інтервалі. Дану величину визначимо як різницю значень по модулю струму первинної обмотки наприкінці третього інтервалу $I_{Ls\bar{b}k}$ і на його початку: $I_{Ls\bar{b}h}$. Через те, що розглядається усталений режим роботи перетворювача, то модуль струму первинної обмотки наприкінці третього інтервалу $|I_{Ls\bar{b}k}|$ збігається з величиною цього струму на початку першого інтервалу I_{Lsan} . Визначаючи названі величини

через відповідні прирости функції змінних станів, запишемо: $I_{L_{сан}} = \Delta I_{L_{\delta 1}} + \Delta I_{1a}$ і $I_{L_{сен}} = \Delta I_{L_{\delta 2}}$. Тому вирази для приростів струму i_2 на третьому інтервалі після перетворень має вигляд: $\Delta I_{2e} = I_{L_{сан}} - I_{L_{сен}} = \Delta I_{1a} - \Delta I_{2a}$. Величину середнього значення функції i_{L_S} на третьому інтервалі визначимо через прирости функцій:

$$I_{L_{ср\delta}} = \Delta I_{L_{\delta 2}} + 0,5\Delta I_{2e} = \Delta I_{1\delta} + 0,5(\Delta I_{1a} + \Delta I_{2a}).$$

Таким чином, всі залежні змінні в системі (2.53) – (2.56) визначені через обрані незалежні прирости функцій ΔI_{1a} , ΔI_{2a} , $\Delta I_{1\delta}$, які разом зі змінною Δt_{δ} становлять базис із чотирьох незалежних змінних для чотирьох рівнянь отриманої усередненої системи, що робить її сумісною і визначеною в даному базисі змінних. Маючи інформацію про незалежні змінні (прирости функцій), можна визначити інтегральні характеристики всього перетворювача: величину середнього струму навантаження (навантажувальні характеристики), сумарне значення пульсації струму в дроселях $L1$, $L2$, що відповідає величині максимального струму в силових транзисторах. Так, приведене до первинної сторони середнє значення струму навантаження дорівнює середньому значенню модуля струму первинної обмотки трансформатора

$$I'_{нсп} = |i_{L_S}|_{cp} = (I_{L_{ср\delta}} + I'_{нсп\delta} + I_{L_{ср\delta}})/3,$$

де $I'_{нсп\delta} = 0,5(\Delta I_{L_{\delta 1}}/2 + \Delta I_{L_{\delta 2}}/2) = \Delta I_{1\delta}/2$.

Максимальний струм у транзисторах визначається по виразу $I_{VT\max} = \Delta I_{1a} + \Delta I_{1\delta}$.

Розглянемо усереднення змінних в моделі перетворювача, що працює в сталому режимі P2.

При складанні диференціальних рівнянь для контурів у кожній із трьох схем заміщення (рис.2.14,б,д,е) помітимо, що розходження із системою (2.49)-(2.52) стосується тільки першого інтервалу. Для режиму P2 диференціальне рівняння на першому інтервалі зі схемою заміщення рис.2.14,б відповідає тільки одному наявному контуру і має вигляд:

$$L1 \frac{di_1}{dt} + L_S \frac{di_{L_S}}{dt} + R'_H i_{L_S} = 0. \quad (2.57)$$

Рівняння для другого і третього інтервалів (рис.2.14,в,г) у точності відповідають рівнянням (2.51), (2.52) для режиму P1. Після усереднення змінних системи рівнянь (2.57), (2.51), (2.52) отримуємо наступні вирази з урахуванням знака похідної функції змінних станів на інтервалах:

$$L1 \frac{\Delta I_{1a}}{\Delta t_a} + L_s \frac{\Delta I_{Lsa}}{\Delta t_a} - R'_H I_{Lscpa} = U_c, \quad (2.58)$$

$$L_s \frac{\Delta I_{Ls\bar{\sigma}}}{\Delta t_{\bar{\sigma}}} = U_c, \quad (2.59)$$

$$L2 \frac{\Delta I_{2\bar{\sigma}}}{T_u - \Delta t_{\bar{\sigma}}} + L_s \frac{\Delta I_{Ls\bar{\sigma}}}{T_u - \Delta t_{\bar{\sigma}}} + R'_H I_{Lscpe} = U_c. \quad (2.60)$$

В отриманій системі з усередненими (2.58) – (2.60) позначення мають той же зміст, що й для рівнянь у режимі P1. Як показує аналіз, для другого інтервалу режиму P2 існує деяка особливість. В силу того, що функція струму первинної обмотки на цьому інтервалі є знакозмінною з нульовим середнім значенням на інтервалі, то в усередненій системі середня напруга на наведеному до первинної сторони опорі навантаження R'_H в схемі рис.2.14,в також дорівнює нулю. Тому усереднене рівняння (2.59) не містить члену, що відповідає середній напрузі на навантаженні.

Приведемо отриману систему (2.58) – (2.60) до сумісного і визначеного вигляду шляхом мінімізації незалежних змінних. Визначимо для цього в якості незалежних наступні змінні: прирости струму i_{Ls} на першому інтервалі – ΔI_{Lsa} , на другому інтервалі – $\Delta I_{Ls\bar{\sigma}}$, тривалість другого інтервалу – $\Delta t_{\bar{\sigma}}$. На першому інтервалі струм $i_l = i_{Ls}$, а значить є рівними і їх прирости. На третьому інтервалі струм дроселя $L2$ дорівнює модулю струму i_{Ls} , через що їх прирости також збігаються і є рівними між собою на першому й третьому інтервалах. Це дозволяє в рівняннях (2.58), (2.60) використовувати одну незалежну змінну ΔI_{Lsa} . Як показує аналіз, середнє значення струму i_{Ls} на першому інтервалі і середнє значення модуля струму i_{Ls} на третьому інтервалі є рівним між собою $I_{Lscpa} = I_{Lscpe} = 0,5(\Delta I_{Lsa} + \Delta I_{Ls\bar{\sigma}})$. Після мінімізації незалежних змінних отримана

система з усередненими змінними (2.58) – (2.60) для режиму P2 дозволяє визначити середнє значення приведенного до первинної сторони струму навантаження $I'_{ncp} = (\Delta I_{Lsa} + 5\Delta I_{Lsb}/4)/3$, максимальнє значення струму транзисторів $I_{VTmax} = \Delta I_{Lsa} + \Delta I_{Lsb}/2$.

Для оцінки точності отриманих моделей з усередненими змінними проведено розрахунок перетворювача за допомогою методу числового інтегрування диференціальних рівнянь на основі пакету PSpice та за допомогою розробленої моделі. В якості прикладу взяті наступні параметри перетворювача: вхідна напруга $U_{ex} = 300$ В, період робочої частоти $T = 20$ мкс, тривалість інтервалу імпульсу керування $T_i = 7$ мкс, індуктивність дроселя $L1 = L2 = 100$ мкГн, коефіцієнт магнітного зв'язку між обмотками дроселя $K_m = 1$. Основні результати розрахунків I'_{ncp} і I_{VTmax} при зміні R'_n в діапазоні 0,5 – 5 Ом, отриманих за допомогою імітаційного моделювання ІМ і по моделях з усередненими змінними УМ для режимів P1 і P2, представлені в таблиці 2.3. У таблиці також показана похибка результатів розрахунку ε (%).

Таблиця 2.3

Результати розрахунку похибки при аналізі за математичною моделлю з усередненими змінними та імітаційним моделюванням

R'_n , Ом	Режим P1, $L_s = 10$ мкГн						Режим P2, $L_s = 60$ мкГн					
	I'_{ncp} , А			I_{VTmax} , А			I'_{ncp} , А			I_{VTmax} , А		
	ІМ	УМ	ε	ІМ	УМ	ε	ІМ	У	ε	ІМ	УМ	ε
0.5	21,2	22,5	5,5	30,8	29,6	4,2	4,7	4,9	4,8	7,94	7,7	3,1
1	19,4	20,5	5,6	28,9	28,27	2,2	4,6	4,8	5,1	7,79	7,61	2,4
1.5	17,6	18,5	4,9	26,6	26,44	0,6	4,5	4,7	5,5	7,49	7,5	0,2
2	15,6	16,4	5,1	24,4	24,4	0,3	4,3	4,6	5,6	7,43	7,39	0,5
2.5	13,8	14,5	5,3	22,4	22,53	0,3	4,2	4,5	5,5	7,4	7,29	1,5
3	12,3	12,9	5,1	20,6	20,77	0,7	4,2	4,4	5,0	7,35	7,18	2,4
3.5	10,9	11,5	5,4	19,0	19,23	0,9	4,0	4,3	5,3	7,23	7,07	2,3
4	9,9	10,4	4,8	17,6	17,86	1,0	3,9	4,2	5,0	6,99	6,96	0,4
4.5	8,96	9,41	4,8	16,4	16,67	1,1	3,8	4,0	4,9	6,9	6,86	0,6
5	8,15	8,55	4,7	15,4	15,62	1,2	3,7	3,9	5,5	6,85	6,75	1,5

Результати показують, що похибка між розрахунком за допомогою імітаційного моделювання і розрахунком по моделі з усередненими змінними не перевершує 5,6%. При розрахунку середнього значення струму $I'_{нсп}$ похибка більше і лежить у межах 4,7 – 5,6 %. При розрахунку пульсації струму I_{VTmax} похибка менше і не перевищує 4,2 %. Похибка розрахунків обумовлена допущенням про лінійний характер змінних станів перетворювача. Чим більше реальна нелінійність форми змінних станів, тим більше проявляється відмінність результатів від імітаційного моделювання. Однак, якщо постійні часу ланцюгів змінних станів перетворювача є більшими за період комутації його перемикаючих елементів, що зазвичай виконується на практиці, то точність розрахунку по моделі з усередненими змінними є досить високою.

Як підтвердили результати розрахунків, великі величини індуктивності розсіювання трансформатора, використані як приклад при аналізі, істотно знижують коефіцієнт передачі енергії перетворювачем. Однак отримані математичні моделі з усередненими змінними саме і є тим інструментом, що дозволяє врахувати як параметри конструкції (коефіцієнт трансформації), так і вимоги до гальванічної ізоляції обмоток трансформатора - величині необхідного діелектричного проміжку між обмотками, що виражається параметром індуктивності розсіювання. Такий інструмент дозволяє уточнити процес проектування, домагаючись максимального коефіцієнта передачі енергії перетворювачем, не дивлячись на жорсткі вимоги до величини гальванічної ізоляції обмоток трансформатора.

Розглянутий приклад аналізу перетворювача на основі асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем і розрахунок його характеристик показали адекватність застосування розробленого методу аналізу на основі усереднення до перетворювачів зі складними функціями змінних станів. Основними етапами застосування даного методу є: визначення для кожного інтервалу роботи перетворювача схем заміщення і диференціальних рівнянь, що описують процеси в них; заміна функцій змінних станів у рівняннях їхніми

середніми значеннями на інтервалах, а похідних - приростами функцій, віднесених до тривалості інтервалів; приведення отриманої системи алгебраїчних рівнянь до спільного і визначеного вигляду в базисі незалежних змінних. Розв'язання такої системи може бути отримано або у вигляді аналітичних виразів або шляхом застосування чисельних розрахунків за допомогою комп'ютерних пакетів (MathCad і ін.).

Використання моделей в просторі станів для усереднення її змінних спрощує визначення і відображення в системі перетворювача як вхідних і вихідних сигналів, так і внутрішньої структури ланцюгів перетворювача, їхніх параметрів і взаємозв'язків, у тому числі магнітопов'язаних кіл.

2.5 Висновки до розділу 2

1. Розроблено метод аналізу усталених багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами, який полягає у визначенні усереднених значень змінних станів та їхніх похідних на всіх інтервалах незмінності структури на періоді комутації та дозволяє визначати не тільки середні значення змінних стану, але і їх пульсації протягом періоду, а також тривалість всіх інтервалів незмінності структури. Розроблений метод дає можливість аналізувати як однокітні, так і двокітні перетворювачі електроенергії в багатоінтервальних режимах незмінності структури.

2. В результаті розробки нового метода аналізу визначено, що його застосування для розрахунку середніх та пульсаційних складових багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів скорочує кількість обчислювальних процедур, виключає проміжні математичні перетворення, що підвищує таким чином швидкість розрахунку та знижує його трудомісткість завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість розв'язання диференціальних.

3. На основі розробленого метода аналізу вперше встановлено кількісні зв'язки між параметрами *RLC*-схем заміщення (постійні часу та власні частоти

контурів) на інтервалах незмінності структури та періодом комутації напівпровідникового перетворювача для визначення границь впливу ступеня нелінійності змінних станів на точність розрахунків при їх усередненні. Отримані вирази границь уточнюють відомі емпіричні обмеження та розширюють діапазон застосування розробленого нового методу та класичних методів усереднення. Показано, що при RL – схемах заміщення перетворювачів для забезпечення прийнятної точності розрахунків процесів в них (до 3% похибки) достатньо, щоб постійна часу RL їх еквівалентних кіл і період T роботи перетворювача задовольняли нерівності $T < (0,6 - 0,9)L/R$. При RLC – схемах заміщення точність розрахунків по усередненій моделі (з похибкою не більше 5 %) забезпечується при виконанні умов $\tau_L > T$ и $T_k > 5T$ (τ_L – постійна часу RL еквівалентного кола, T_k - період частоти власних коливань LC – контуру еквівалентного кола).

4. На основі розробленого методу на прикладі двотактного перетворювача по схемі асиметричного інвертору визначено похибку розрахунку його параметрів відносно імітаційних методів, яка не перевищує 5,6 %, що підтверджує адекватність застосування нового методу для аналізу багатоінтервальних процесів в перетворювачах з кусочно-лінійним знакозмінним характером функцій змінних стану.

5. На основі аналізу електромагнітних процесів в перетворювачах з еквівалентними RLC – колами показано, що для спрощення їх схем заміщення, зниження порядку системи рівнянь з усередненими змінними та спрощення її розв'язання допустимою є заміна конденсаторів в схемах заміщення джерелами постійної е.р.с. при нехтувано малих пульсаціях напруги на конденсаторах.

Посилання: [33], [54-56], [64], [147], [169], [176], [180-184], [193-204] див. список використаних джерел стор. 312, 314, 315, 323, 325 – 329.

РОЗДІЛ 3

МОДЕЛЮВАННЯ БАГАТОІНТЕРВАЛЬНИХ ПРОЦЕСІВ У ВИСОКОЧАСТОТНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ЗА УСЕРЕДНЕНИМИ ЗМІННИМИ

Високочастотні напівпровідникові перетворювачі застосовуються в джерелах прискорювальної напруги, системах живлення накалу, джерелах зсуву, інших системах електронно-променевого та іонно-плазмового електровакуумного обладнання [35, 47, 48, 205-218]. Особливістю функціонування таких систем живлення є те, що їхні вихідні ланцюги перебувають під високим потенціалом (від одного до десятків кіловольтів) щодо корпусу технологічного встаткування. Цей факт вимагає використання спеціальної конструкції розділювального трансформатора в перетворювачі, що забезпечує необхідну електричну ізоляцію між первинною і вторинною обмотками трансформатора та відповідно - між вхідними і вихідними ланцюгами джерела живлення. Однак конструкція трансформатора з підвищеною електричною ізоляцією між обмотками неминуче веде до погіршення магнітного зв'язку між ними внаслідок істотних рівнів полів розсіювання, що виражається таким поздовжнім паразитним параметром трансформатора як індуктивність розсіювання. Цей поздовжній паразитний параметр визначає індуктивний опір і працює послідовно з навантаженням у схемі заміщення трансформатора. Чим вище частота перетворення і чим більше індуктивність розсіювання, тим більше вплив індуктивного опору, включеного послідовно з навантаженням, що безумовно впливає на процеси передачі енергії в перетворювачі [47, 48]. Про проблеми і необхідність урахування паразитних параметрів трансформатора у зв'язку з підвищеними вимогами до ізоляції між обмотками вказується також у роботах [205, 206]. У зв'язку із цим необхідним є вибір оптимальних параметрів вузлів перетворювача, що дозволяють забезпечити його максимальну енергоефективність. Для цього необхідним є визначення аналітичних, графічних і експериментальних характеристик різних структур перетворювачів при різних вимогах з боку технологічного обладнання,

включаючи вимоги до забезпечення високопотенціального розділення ланцюгів перетворювача, забезпечення узгодження необхідних рівнів вихідних напруг та інше. Для вирішення цих завдань доцільним є використання математичних моделей перетворювачів, що дозволяють досліджувати їхні необхідні характеристики в складі джерел електроживлення електровакуумного обладнання.

3.1 Аналіз процесів у зворотноходових перетворювачах з високопотенціальним трансформатором

Однотактні зворотноходові перетворювачі напруги мають достатньо велику область використання. Це пов'язане з тим, що в діапазонах малої та середньої потужності (до 500 Вт) вони забезпечують найбільш оптимальне співвідношення між собівартістю пристрою та його ефективністю, а також можливість використання у високовольтних застосуваннях, зокрема для електроживлення кіл накалу, бомбардування і керування електродами в електронно-променевих гарматах.

Розглянемо процеси у високочастотному зворотноходовому перетворювачі з високопотенціальним трансформатором [70]. На рис.3.1 зображено структуру силової частини зворотноходового перетворювача на основі двохтранзисторної схеми. При аналізі процесів двохобмотковий трансформатор перетворювача можна представити у вигляді T- або Г- образної схеми заміщення з параметрами, приведеними до первинної обмотки через коефіцієнт трансформації K_{TP} , що включають в себе індуктивність намагнічування L_m , а також індуктивності розсіювання обмоток L_{S1} і $L'_{S2} = L_{S2} K_{TP}^2$ при нехтуванні активними опорами обмоток. В еквівалентних схемах заміщення перетворювача на інтервалах зробимо заміну вихідного конденсатора $C2$ джерелом постійної е.р.с. з величиною напруги, рівної U_C . Особливістю високопотенціальних високочастотних трансформаторів є значні величини індуктивностей розсіювання

обмоток, через вплив яких додаткові інтервали постійності структури перетворювача мають тривалості, співрозмірні з інтервалами комутації. З урахуванням значних індуктивностей розсіювання високопотенціального трансформатора в роботі зворотноходового перетворювача формуються чотири інтервали постійності структури в режимі переривчастого магнітного потоку трансформатора.

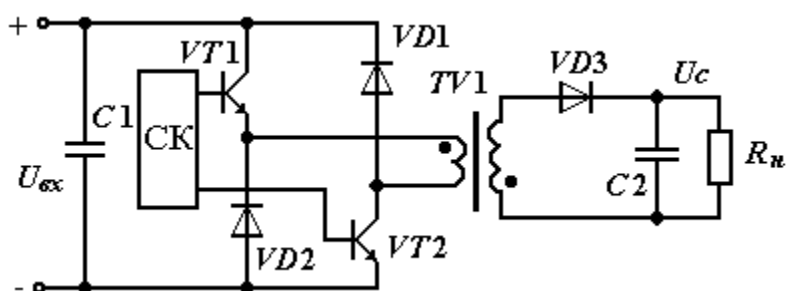


Рис.3.1. Структура силової частини зворотноходового перетворювача на основі двохтранзисторної схеми

Розглянемо еквівалентні схеми на різних інтервалах роботи зворотноходового перетворювача з урахуванням Т-образних схем заміщення трансформатора на рис.3.2,а,б,в.

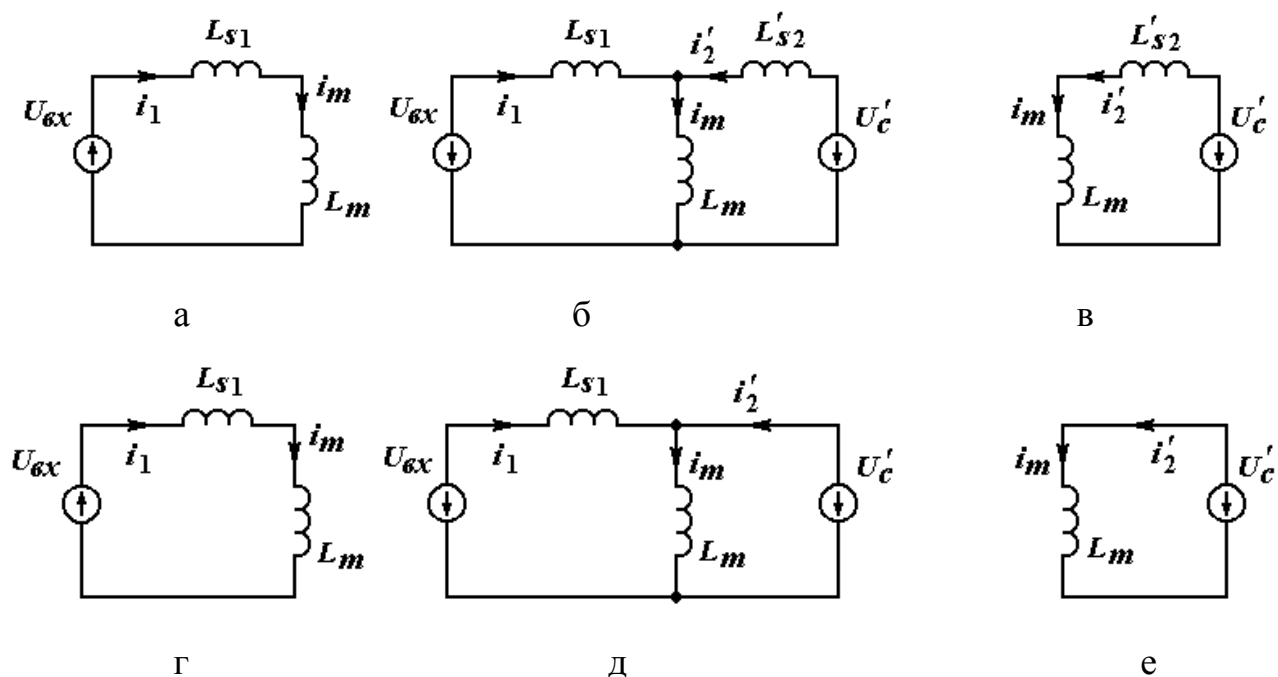


Рис 3.2. Еквівалентні схеми зворотноходового перетворювача з урахуванням Т-образних та Г-образних схем заміщення трансформатора

На рис.3.2,г,д,е зображені еквівалентні схеми з урахуванням Г-образних схем заміщення трансформатора, що є частковим варіантом від попереднього, коли вся індуктивність розсіювання обмоток представлена на первинній стороні L_{S1} . На схемах рис.3.2 позначено: U_{BX} - вхідна напруга, $U'_C = U_C K_{TP}$ - вихідна напруга, приведена до первинної сторони, $i_1, i'_2 = i_2 / K_{TP}$ - струм у первинній обмотці і вторинній обмотці, приведеній до первинної сторони, i_m - струм намагнічування. Схеми рис.3.2,а,г відповідають першому етапу роботи, коли транзисторні ключі $VT1$, $VT2$ замкнуті, діоди $VD1$, $VD2$ - розімкнуті. На першому етапі відбувається накопичення енергії в полі магнітопроводу (в індуктивності L_m) і в полі розсіювання обмоток трансформатора (в індуктивності L_{S1}). Схеми рис.3.2,б,д відповідають другому етапу, коли ключі $VT1$ і $VT2$ розімкнуті, діоди $VD1$, $VD2$, $VD3$ - замкнуті. На даному етапі відбувається передача енергії, накопиченої в полі розсіювання і в полі магнітопроводу, в джерела U_{BX} та U_C . Напруга на ключах $VT1$, $VT2$ є обмеженою на рівні U_{BX} . Третьюму етапу роботи відповідають еквівалентні схеми рис.2,в,е. До початку цього етапу енергія поля розсіювання є повністю розрядженою у вхідне джерело, струм у діодах $VD1$, $VD2$ досягає нуля і вони вимикаються. На цьому третьому етапі енергія поля магнітопроводу продовжує розряджатися в навантаження, діод випрямляча $VD3$ проводить струм до моменту, коли струм у ньому досягне нуля і він вимикається. Четвертий інтервал в режимі переривчастого магнітного потоку магнітопроводу відповідає режиму відсікання енергії, коли всі ключі перетворювача є замкненими до початку нового періоду комутації.

В ідеальному випадку, коли індуктивності розсіювання обмоток дорівнюють нулю, вся енергія, накопичена в полі магнітопроводу трансформатора, передається в навантаження. Цьому випадку відповідають тільки три етапи роботи перетворювача в режимі переривчастого магнітного потоку – накопичення, віддача енергії та її відсікання. Якщо припустити однаковими часові інтервали накопичення T_H і віддачі T_B , то можна представити змінення струму

первинної сторони i_1 і струму вторинної сторони i'_2 , приведеної до первинної, у вигляді діаграми на рис.3.3,а, де прямі струмів перетинаються в момент часу t_1 (момент закінчення інтервалу накопичення енергії та початку інтервалу віддачі енергії трансформатором у навантаження) на рівні $I_{1max} = I'_{2max}$ в точці A . Співвідношення балансу енергій на етапі накопичення та віддачі має вигляд $U_{BX} I_{1max} T_H / 2 = U'_C I'_{2max} T_B / 2$.

Таким чином високопотенціальність трансформатору яка призводить до послаблення магнітного зв'язку та відображається поздовжнім паразитним параметром у вигляді індуктивності розсіювання в еквівалентній схемі заміщення призводить до того, що етап віддачі енергії розпадається на два інтервали, які необхідно враховувати при аналізі.

Розглянемо Г-образну схему заміщення трансформатору в роботі перетворювача з урахуванням значної індуктивності розсіювання. В такому

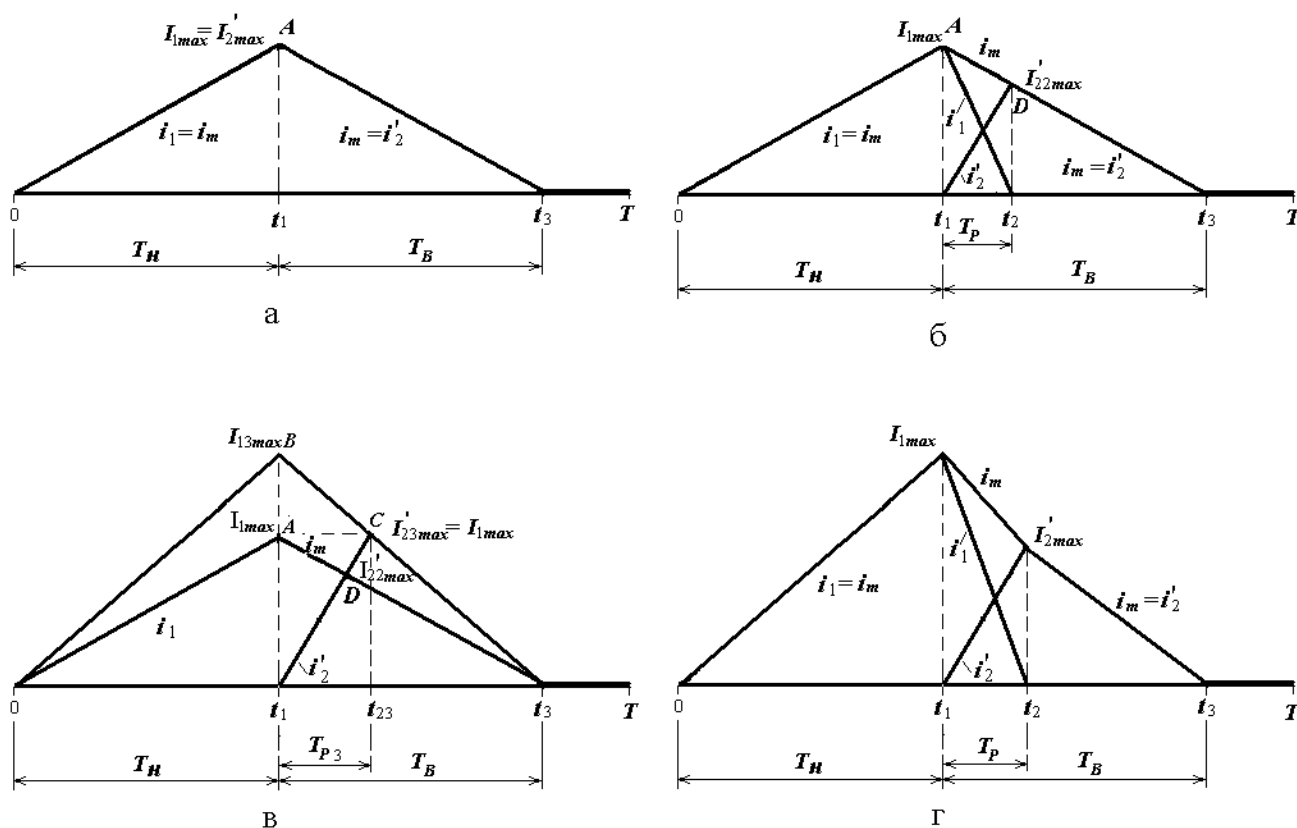


Рис.3.3. Діаграми змінення струмів в схемах заміщення зворотного перетворювача на інтервалах незмінності структури

випадку на інтервалі $t_1 < t < t_2$ струм i_1 в індуктивності розсіювання L_{S1} спадає до нуля, а струм намагнічування i_m спадає від рівня I_{1max} в точці A до рівня I'_{22max} в точці D . Струм у вторинній обмотці i'_2 є різницею струмів намагнічування i_m і струму через індуктивність розсіювання i_1 . Але через те, що струм розсіювання спадає швидше, ніж струм намагнічування, це викликає зростання струму i'_2 на цьому інтервалі від нуля до рівня I'_{22max} , що і відображено на рис.3.3,б. Енергія E_B , що надходить в навантаження на етапі віддачі визначається ампер-секундною площею кривої струму у вторинній обмотці, що обмежує область між точками t_1Dt_3 на рис.3.3,б і може бути оцінена виразом $E_B = U'_C I'_{22max} T_B / 2$. Очевидно, що дана ампер-секундна площа менше, ніж площа, що обмежується функцією струму i'_2 між точками t_1At_3 , що відповідає режиму ідеального трансформатора без паразитних індуктивностей розсіювання. Дана інтерпретація процесу дозволяє оцінити також ту частину енергії, що вертається в джерело живлення за рахунок індуктивності розсіювання як різниця ампер-секундних площ струму i_1 на етапі накопичення і струму i'_2 на етапі віддачі в навантаження. На рис.3.3,б видно, що ця різниця ампер-секундних площ дорівнює площі, обмеженої точками $t_1AI'_{22max}$.

Вся енергія в зворотногоходовому перетворювачі, передана трансформатором на етапі T_B у вихідний ланцюг, надходить у першу чергу на заряд і підтримку енергії у вихідному конденсаторі, звідки вона передається безпосередньо в навантаження. Заряджається конденсатор струмом вторинної обмотки. При струмі розсіювання, рівному нулю в точці t_2 , максимальний струм заряду вихідного конденсатора досягає свого найбільшого значення I'_{22max} , величина якого визначає запас енергії, що накопичується в ньому на етапі T_B . Як показано на рис.3.3,б, наявність струму розсіювання веде до зменшення ампер-секундної площі струму заряду конденсатора і відповідно, до зменшення тієї частини енергії, що передається в навантаження. Очевидно, що для підтримки величини вихідної

енергії на заданому рівні необхідно збільшувати ампер-секундну площу зарядного струму, приведеного до первинної сторони, до рівня, що відповідав би нульовому розсіюванню трансформатору. Однак це вимагає збільшення ампер-секундної площі також і струму первинної обмотки. Це можна проілюструвати побудовою діаграми струму на рис.3.3,в. Для того, щоб одержати ампер-секундну площу зарядного струму, що дорівнює площі при відсутності розсіювання (площа, обмежена точками t_1At_3), необхідно продовжити лінію струму i_2' до перетинання з рівнем струму I_{1max} (точка C). Далі необхідно лінію струму намагнічування провести через точки t_3 й C до перетинання з пунктирною прямою t_1A в точці B . Таким чином, якщо змінити значення індуктивності намагнічування до величини, що забезпечить зміну струму в первинній обмотці на етапі накопичення до рівня I_{13max} в точці B , то на етапі віддачі енергії при наявності індуктивності розсіювання одержимо ампер-секундну площу струму вторинної обмотки, що обмежена точками t_1Ct_3 (рис.3.3,в). Виходячи із законів геометрії, очевидно, що площі t_1At_3 та t_1Ct_3 є рівними між собою. Отримане тепер значення струму I_{13max} в точці B буде відповідати необхідному приросту струму намагнічування на етапі накопичення, що є достатнім для забезпечення заданої вихідної потужності перетворювача. У загальному випадку, при використанні Т-образної схеми заміщення трансформатора, цю вимогу можна проілюструвати за допомогою рис.3.3,г. У цьому випадку швидкість зменшення струму намагнічування на етапі віддачі енергії непостійна. На інтервалі $t_1 < t < t_2$ напруга на індуктивності намагнічування є більшою за величину вихідної напруги $U'_{Lm} > U'_C$, на інтервалі $t_2 < t < t_3$ напруга на індуктивності намагнічування є меншою за величину вихідної напруги $U'_{Lm} < U'_C$, на відміну від варіанта з Г-образною схемою заміщення, де на всьому протязі інтервалу віддачі енергії $U'_{Lm} = U'_C$. Однак, такий характер зміни струму намагнічування на етапі віддачі енергії в цьому випадку також не змінює потреби в збільшенні запасу вхідної енергії для забезпечення заданої величини вихідної потужності перетворювача.

Яка ж повинна бути величина приросту струму намагнічування на етапі накопичення при заданій вихідній потужності та розрахунковій індуктивності розсіювання? Відповідно, яка повинна бути величина індуктивності намагнічування, число витків первинної обмотки трансформатора і його коефіцієнт трансформації? Очевидно, що наявність великих індуктивностей розсіювання високопотенціального трансформатора в зворотноходовому перетворювачі не дозволяє однозначно відповісти на дані питання за допомогою методів, які допускаються при розрахунках з нульовим розсіюванням. З однієї сторони наявність розсіювання трансформатора однозначно зменшує частину енергії, передану в навантаження. З іншої сторони забезпечення необхідних параметрів енергії, переданої в навантаження перетворювача (забезпечення необхідної ампер-секундної площі струму вторинної обмотки), змушує збільшувати амплітуду вхідного струму (збільшувати запас вхідної енергії), як це проілюстровано на рис.3.3,в,г. Необхідна для цього зміна величини індуктивності намагнічування вимагає коректування числа витків первинної обмотки трансформатора, а це у свою чергу приводить до зміни величин індуктивності розсіювання, коефіцієнта трансформації і отже - до зміни параметрів енергії, що поступає в навантаження.

Проведений аналіз впливу індуктивності розсіювання на процеси в зворотноходовому перетворювачі свідчить про необхідність використання такого підходу, що дозволяє однозначно розраховувати параметри трансформатора. Для цього використаємо розроблений у розділі 2 метод на основі усереднення змінних математичної моделі перетворювача. Для цього використовуємо еквівалентні схеми заміщення перетворювача на різних інтервалах роботи з урахуванням загального випадку - Т-образної схеми заміщення трансформатора.

Для еквівалентних схем, зображених на рис.3.2,а,б,в, справедливі наступні диференціальні рівняння, що описують електромагнітні процеси на трьох інтервалах роботи з урахуванням схем заміщення трансформатора та коефіцієнта трансформації K_{TP} реального трансформатора:

- для першого інтервалу:

$$(L_m + L_{S1}) \frac{di_1}{dt} = U_{BX}, \quad (3.1)$$

- для другого інтервалу:

$$L_{S1} \frac{di_1}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = -U_{BX}, \quad (3.2)$$

$$L_m \frac{di_m}{dt} + \frac{L'_{S2}}{K_{TP}} \frac{di_2}{dt} = -(U_C + U_D) K_{TP}, \quad (3.3)$$

- для третього інтервалу:

$$\frac{(L_m + L'_{S2})}{K_{TP}} \frac{di_2}{dt} = -(U_C + U_D) K_{TP}, \quad (3.4)$$

де, $K_{TP} = \frac{w_1}{w_2}$, w_1 , w_2 – кількість витків первинної і вторинної обмоток

трансформатора, U_D падіння напруги на діоді випрямляча.

Вихідний струм перетворювача (струм навантаження) I_H дорівнює середньому значенню струму у вторинній обмотці трансформатора. Цей струм повністю формується струмом i'_2 вторинної сторони трансформатора: на інтервалі $t_1 < t < t_2$ цей струм дорівнює різниці струмів $i_m - i_1$, на інтервалі $t_2 < t < t_3$ – дорівнює струму намагнічування $i'_2 = i_m$. Тому середній струм вторинної обмотки трансформатора за період часу T дорівнює:

$$I_{m2} \frac{(t_3 - t_1)}{2T} = I_H, \quad (3.5)$$

де I_{2max} - максимальне значення струму на вторинній стороні.

Для подальшого розв'язання системи рівнянь (3.1) - (3.5) будемо нехтувати активними втратами в обмотках трансформатора, вважати пульсації напруги на вихідному конденсаторі незрівнянно малими в порівнянні з постійною складовою вихідної напруги і брати до уваги лінійний характер зміни струмів в індуктивностях схеми заміщення.

Виконаємо усереднення змінних отриманої системи диференціальних рівнянь, замінюючи похідні функцій змінних станів їхніми середніми значеннями

на відповідних інтервалах, використовуючи теорему Лагранжа. Через те, що похідні за часом функцій струмів i_m , i_1 , i_2 на різних інтервалах протилежні за знаком, то можемо записати прирости цих струмів через наступні параметри, вносячи відповідні позначення: для першого інтервалу тривалістю T_H : $\Delta I_1 = I_{1max}$; для другого інтервалу тривалістю T_P : $\Delta I_1 = -I_{1max}$, $\Delta I_2' = I_{2max}'$, $\Delta I_m = I_{2max}' - I_{1max}$; для третього інтервалу тривалістю $(T_B - T_P)$: $\Delta I_2' = -I_{2max}'$, де $T_B = T - T_H$ - тривалість всього етапу віддачі енергії перетворювачем у навантаження, T - період робочої частоти комутації перетворювача. Прийнемо також припущення, що в схемі заміщення індуктивності розсіювання первинної обмотки і вторинної обмотки (приведеної до первинних витків) розподілені між собою порівну: $L_{S1} = L_{S2} = \frac{L_S}{2}$, де L_S - сумарна індуктивність розсіювання обмоток. У такому випадку для опису процесів зручно скористатися безпосередньо відношенням індуктивності розсіювання до індуктивності намагнічування $\alpha = \frac{L_S}{L_m}$.

Після введених зауважень, перепишемо систему рівнянь (3.1) - (3.5) в усередненому вигляді:

$$L_m \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \frac{\Delta I_1}{T_H} = U_{BX}, \quad (3.6)$$

$$L_m \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \frac{\Delta I_1}{T_P} - L_m \frac{\Delta I_2}{K_{TP} T_P} = U_{BX}, \quad (3.7)$$

$$L_m \frac{\Delta I_1}{T_P} - L_m \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \frac{\Delta I_2}{K_{TP} T_P} = (U_C + U_D) K_{TP}, \quad (3.8)$$

$$L_m \left(1 + \frac{\alpha}{2}\right) \frac{\Delta I_2}{K_{TP} (T_B - T_P)} = (U_C + U_D) K_{TP}, \quad (3.9)$$

$$\Delta I_2 \frac{T_B}{2T} = I_H. \quad (3.10)$$

Отримана система містить п'ять алгебраїчних рівнянь і при заданих та відомих параметрах, наприклад, - тривалості імпульсів керування T_H ,

індуктивності намагнічування L_m і індуктивності розсіювання L_S трансформатора, напруги на навантаженні U_C , дає можливість визначити необхідне значення коефіцієнту трансформації K_{TP} , максимальні струми в його первинній і вторинній обмотках $\Delta I_1, \Delta I_2$, тривалості інтервалів сталого режиму T_P, T_B .

Для перевірки точності отриманої усередненої моделі досліджуваного зворотноходового перетворювача (3.6) - (3.10) проведено імітаційне моделювання за допомогою програмного пакету Orcad. Структурна схема імітаційної моделі однотактного перетворювача представлена на рис.3.4.

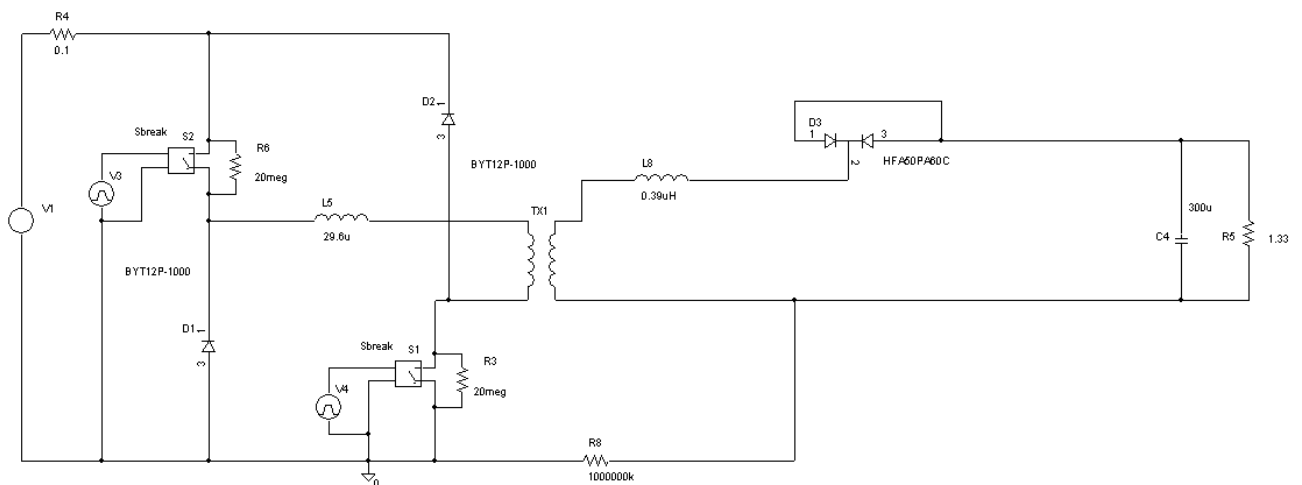


Рис 3.4. Структура імітаційної моделі для аналізу процесів у зворотноходовому перетворювачі

В імітаційній моделі силовий трансформатор представлений у вигляді ідеального трансформатора, у ланцюг первинної та вторинної обмоток якого введені індуктивності розсіювання L_{S1}, L_{S2} . В силу припущення про рівний розподіл величини індуктивності розсіювання первинної обмотки і вторинної обмотки в схемі, приведеній до первинної сторони, для реальної схеми маємо

$$L_{S2} = \frac{L'_{S2}}{K_{TP}^2} = \frac{L_{S1}}{K_{TP}^2}.$$
 На рис.3.5 приведено результати моделювання у вигляді

часових діаграм: струм у силовому ключі $S1$, струм у вторинному ланцюзі трансформатора – у діоді $D3$, напруга і струм у навантаженні $U(R_H), I(R_H)$. Заданими параметрами в схемі моделювання були: вхідна напруга $U_{ex} = 300$ В,

тривалість імпульсу керування $T_H = 12$ мкс, період комутації $T = 40$ мкс, індуктивність розсіювання первинної обмотки $L_{S1} = 29.6$ мкГн, індуктивність розсіювання вторинної обмотки $L_{S2} = 0.39$ мкГн, індуктивність первинної обмотки ідеального трансформатора $L_1 = 270$ мкГн, індуктивність вторинної обмотки ідеального трансформатора $L_2 = 3.5$ мкГн, опір навантаження $R_H = 1.3$ Ом.

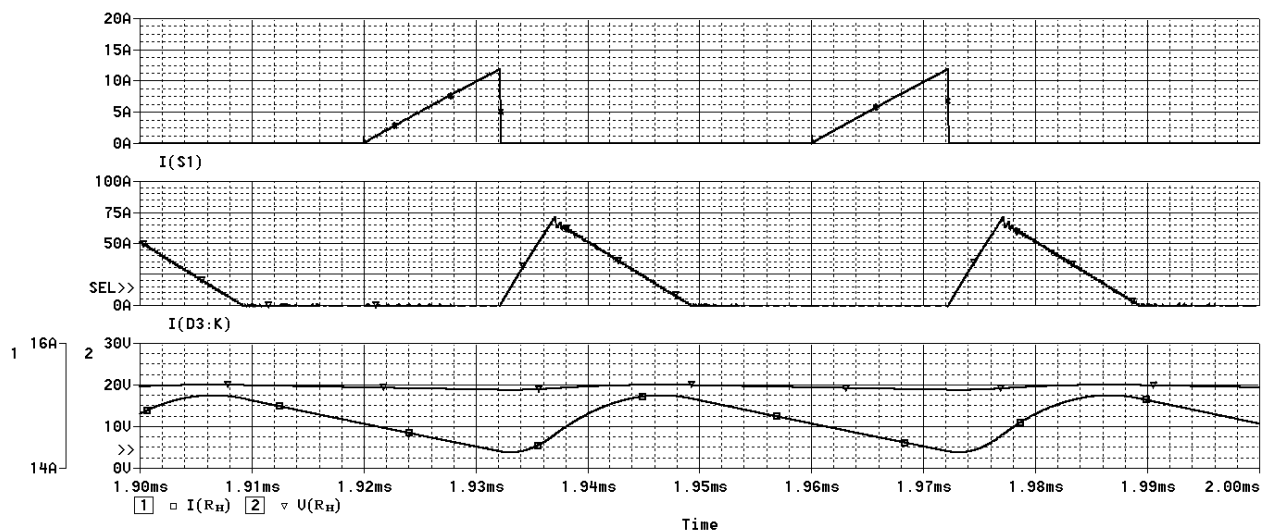


Рис. 3.5. Часові діаграми процесів у зворотногоходовому перетворювачі, отримані в результаті імітаційного моделювання

Результати моделювання дозволили отримати основні характеристики усталеного процесу, параметри якого відображено в табл.3.1 у графі "Результати ІМ". У таблиці зазначено максимальні значення в первинній і вторинній обмотках трансформатора I_{m1} , I_{m2} , час спаду струму в індуктивності розсіювання L_{S1} до нуля – T_P , час віддачі накопиченої трансформатором енергії в навантаження – T_B , напруга і струм у навантаженні U_H , I_H . Для співставлення результатів моделювання проведено розрахунок усталеного режиму за допомогою отриманої моделі з усередненими змінними згідно системи рівнянь (3.6) - (3.10) з використанням програмного пакету MathCad. Результати розрахунку наведено у відповідній графі УМ табл.3.1. Також проведено експериментальні дослідження діючого макетного зразку розглянутого зворотногоходового перетворювача. Результати експериментальних досліджень наведено в третій графі табл.3.1. Осцилограми

струмів у силових ключах і вторинній обмотці трансформатора розміщені на рис.3.6,а,б. Струм у силових ключах характеризує етап накопичення енергії в

Таблиця 3.1

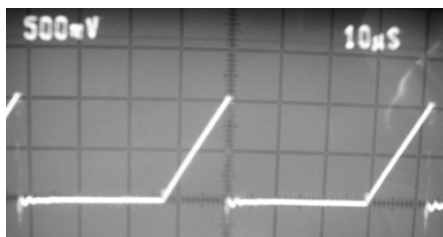
Характеристики усталеного процесу зворотно ходового перетворювача, отримані в результаті розрахунку по моделі з усередненими змінними (УМ), імітаційного моделювання (ІМ) та експериментальних досліджень

Параметри усталеного процесу	Результати ІМ	Результати УМ	Результати експерименту
I_{1max}, A	12,9	13,4	13
I_{2max}, A	71,9	71,6	69
$T_P, мкс$	5,1	5,25	5
$T_B, мкс$	19,5	19,2	20
U_H, B	19,4	20	19,2
I_H, A	14,6	15	14,4

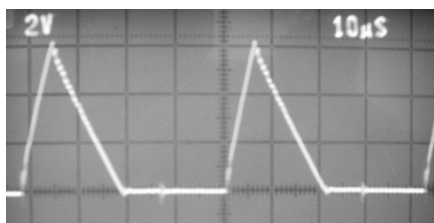
трансформаторі, а струм вторинної обмотки - етап віддачі енергії в навантаження. Масштаб поділів по осі ординат становить 6.5А/діл. для рис.3.6,а та 20А/діл. для рис.3.6,б.

Порівняння результатів моделювання, розрахунку та експерименту показує близькість величин досліджуваних параметрів з точністю до 5 %. Деяке розходження обумовлене погрішністю вимірювальних приладів, а також прийнятими допущеннями про ідеальність ключових елементів перетворювача на первинній стороні трансформатора і лінійності форм змінних станів перетворювача. Таким чином, розроблена математична модель з усередненими змінними зворотноходового перетворювача, що враховує такі паразитні параметри трансформатора, як його індуктивність розсіювання, досить точно відображає процеси в сталому режимі і дозволяє аналізувати властивості розглянутого типу перетворювача.

Розглянемо питання, наскільки відрізняються результати розрахунків і моделювання при використанні Т-образної схеми заміщення трансформатора та



а



б

Рис. 3.6. Часові діаграми процесів у зворотноходовому перетворювачі, отримані в результаті експериментальних досліджень

Г-образної схеми, коли вся величина індуктивності розсіювання трансформатора представлена на первинній стороні, а величина $L_{S2} = 0$. У таблиці 3.2 представлені результати таких розрахунків при Г-образній схемі заміщення трансформатора.

Таблиця 3.2

Характеристики зворотноходового перетворювача, отримані при Г-образній схемі заміщення трансформатора

Параметри усталеного процесу	Результати ІМ	Результати УМ	Результати експерименту
I_{1max} , А	12,8	13,2	13
I_{2max} , А	70	71,2	68
T_P , мкс	5,25	5,05	5
T_B , мкс	17,9	17,4	18
U_H , В	18,8	19,5	19,2
I_H , А	14,1	14,7	14,5

Як показують експериментальні дослідження, при певних параметрах роботи перетворювача в ньому можуть виникати режими, коли струм в індуктивності намагнічування в трансформаторі не досягає нульового рівня за інтервал часу $T_B = T - T_H$. Це свідчить про виникнення режимів безперервних магнітних потоків у трансформаторі. На рис.3.7 зображені часові діаграми, побудовані за допомогою імітаційного моделювання для режиму, коли $K_{TP} = 10$, $\alpha = 0.33$. Як видно, інтервал віддачі енергії переривається початком нового етапу накопичення енергії, коли відкриваються силові транзистори на первинній стороні трансформатора, а діод випрямляча ще не закрився, тому що струм у ньому не дорівнює нулю. Інтервал часу "форсованого" спаду струму діода до нуля триває протягом близько одиниці мікросекунди, причому напруга на обмотках трансформатора не міняє знак протягом цього часу, незважаючи на перехід силових транзисторів на первинній стороні у відкритий стан. Така інерційність процесу у цей момент обумовлена наявністю індуктивності розсіювання силового трансформатора.

Результати розрахунку за допомогою моделі з усередненими змінними (УМ), імітаційного моделювання (ІМ) процесів у перетворювачі в даному режимі представлено в табл.3.3. Там же представлено і експериментальні дані.

Таблиця 3.3

Результати аналізу характеристик зворотногоходового перетворювача в режимі безперервного магнітного потоку магнітопроводу

Параметри усталеного процесу	Результати ІМ	Результати УМ	Результати експерименту
I_{1max} , А	14,2	14,6	15
I_{2max} , А	50,2	49,1	48
T_P , мкс	13,4	13,5	14
T_B , мкс	25,7	24,9	26
U_H , В	20,3	20	20
I_H , А	15,6	15	15

Осцилограми струмів у силових ключах і вторинній обмотці трансформатора в розглянутому режимі показані на рис.3.8,а і рис.3.8,б відповідно. Масштаб поділів по осі ординат становить 9А/діл. для рис.3.8,а і 20А/діл. для рис.3.8,б.

Значення інтервалу часу віддачі енергії в навантаження, отримане з розрахунку, відповідає відрізку часу від початку інтервалу до мнимой точки перетинання змінної функції струму намагнічування з віссю часу. Цей відрізок T_B позначено на рис.3.7.

Як показують дані табл.3.1-табл.3.3, результати розрахунку збігаються з моделюванням і експериментом з точністю до 5 %. Таким чином, отримана система рівнянь (3.6) - (3.10) являє собою достатньо точну математичну модель досліджуваного зворотногоходового перетворювача з урахуванням прийнятих припущень.

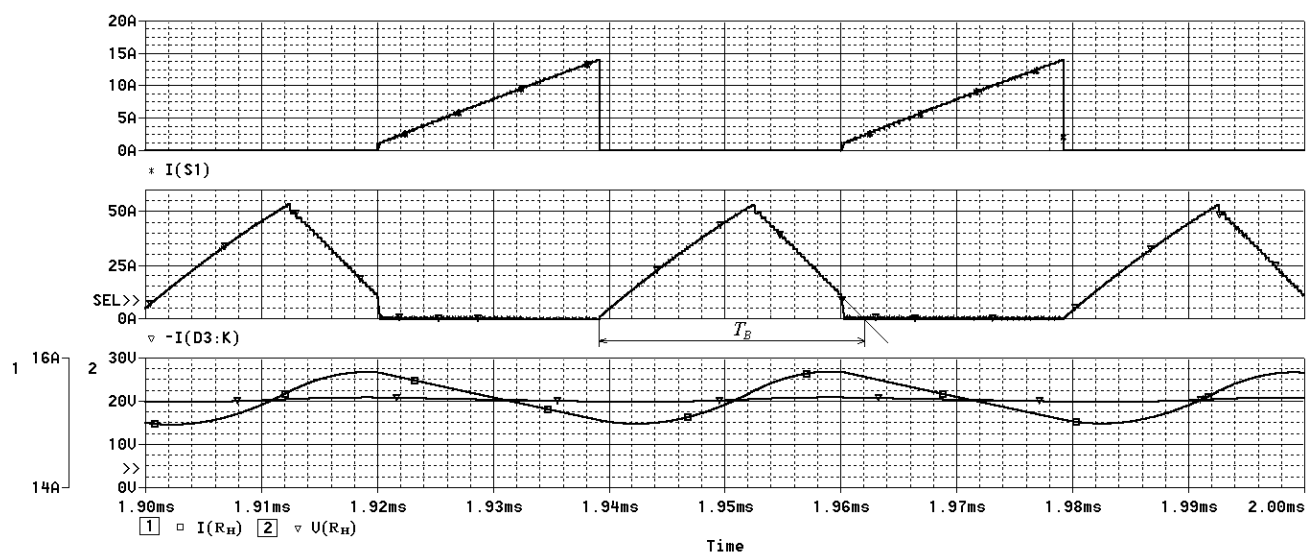
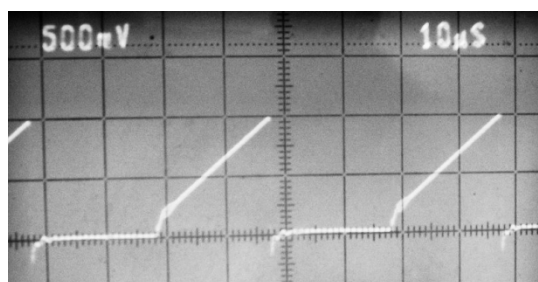


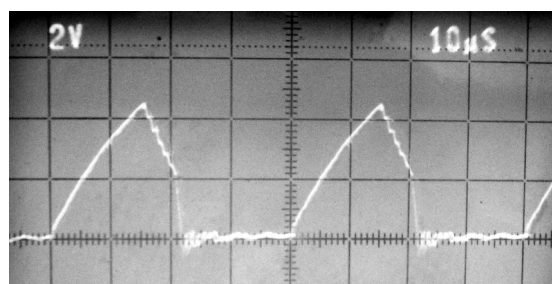
Рис.3.7. Часові діаграми процесів у зворотногоходовому перетворювачі в режимі безперервного магнітного потоку в магнітопроводі, отримані в результаті імітаційного моделювання

За допомогою чисельного розв'язання отриманих рівнянь проаналізовані властивості зворотногоходового перетворювача, що характеризують вплив індуктивності розсіювання трансформатора на енергетичні показники пристрою.

На рис.3.9 представлено залежність коефіцієнту передачі енергії $K_{ПЕ}^* = E_H/E_B$ в перетворювачі від співвідношення індуктивності розсіювання та індуктивності



а



б

Рис. 3.8. Часові діаграми процесів у зворотноходовому перетворювачі в режимі безперервного магнітного потоку магнітопроводу намагнічування трансформатора α при різних коефіцієнтах трансформації й наступних параметрів перетворювача: $U_{ax} = 300$ В, $U_c = 20$ В, $I_H = 15$ А, $T = 40$ мкс.

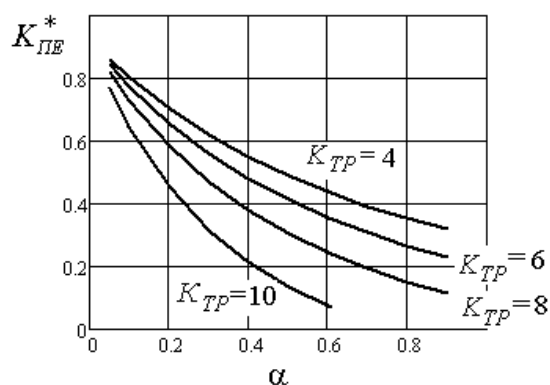


Рис. 3.9. Графік залежності коефіцієнту передачі енергії в зворотноходовому перетворювачі від індуктивності розсіювання трансформатора

У співвідношення коефіцієнту передачі енергії включено величину енергії, що відбирається від джерела на етапі накопичення $E_H = U_{BX} \Delta I_1 T_H / 2$ та енергії, що надходить у вихідний ланцюг на етапі віддачі $E_B = U_C \Delta I_2 T_B / 2$.

Розраховані залежності параметрів (рис.3.9) показують, що найкращі енергетичні показники зворотногододового перетворювача мають місце при мінімальних індуктивностях розсіювання обмоток, причому зі збільшенням коефіцієнта трансформації енергоефективність перетворювача зменшується.

Аналіз електромагнітних процесів в зворотногододовому перетворювачі проілюстрував, що його розроблена математична модель з усередненими змінними досить адекватно відображає процеси в пристрої з урахуванням поздовжнього паразитного параметра високопотенціального трансформатора, обумовленого індуктивністю розсіювання обмоток. Дана модель дозволяє однозначно визначати необхідні параметри силового трансформатора (індуктивність первинної обмотки, коефіцієнт трансформації) для забезпечення заданих вихідних параметрів перетворювача. Запропонована модель дає можливість одержати не тільки якісні, але й кількісні оцінки властивостей зворотногододового перетворювача з урахуванням параметрів трансформатора.

3.2 Електромагнітні процеси у двотактних перетворювачах з урахуванням індуктивних паразитних параметрів високопотенціального трансформатора

Двотактні перетворювачі лежать в основі побудови джерел електроживлення різного призначення в широкому діапазоні потужностей до одиниць і десятків кіловат [216, 218]. Особливістю використання таких джерел для живлення електронно-променевого і іонно-плазмового обладнання є необхідність використання розділювальних високопотенціальних трансформаторів у структурах перетворювача, що забезпечують, крім основних функцій узгодження рівнів напруги, також і гальванічну розв'язку між вхідними і

вихідними вузлами пристрою. Як було вказане раніше, конструктивне забезпечення високопотенціальної гальванічної розв'язки між обмотками у високочастотному трансформаторі обумовлює наявність значних по величині індуктивностей розсіювання обмоток, що характеризують поздовжні паразитні параметри трансформатора і знижують енергоефективність системи живлення [204]. Розглянемо застосування розробленого методу аналізу на основі усереднення в просторі станів [54] до розробки математичної моделі для аналізу процесів у двотактному перетворювачі [60].

Схема двотактного перетворювача на основі напівмостового інвертора зображена на рис.3.10. У режимі максимальної тривалості імпульсів керування T_i у некерованому режимі, що формуються системою керування СК, коли $T_i = T/2$ (T – період робочої частоти), схеми заміщення перетворювача мають вигляд, представлений на рис.3.11, де позначено $E = U_{ex}/2$.

В двотактних високочастотних перетворювачах електрична енергія за рахунок магнітного потоку розділювального високочастотного трансформатора безпосередньо передається з його первинної сторони у вторинну. Чим меншим є струм намагнічування високочастотного трансформатора, тим меншим є спотворення форми струму та напруг на виході трансформатора, тим ефективнішим є його функціонування в перетворювачі в номінальному режимі потужності. Створення двотактних високочастотних перетворювачів вимагає проектування і використання високочастотних імпульсних трансформаторів

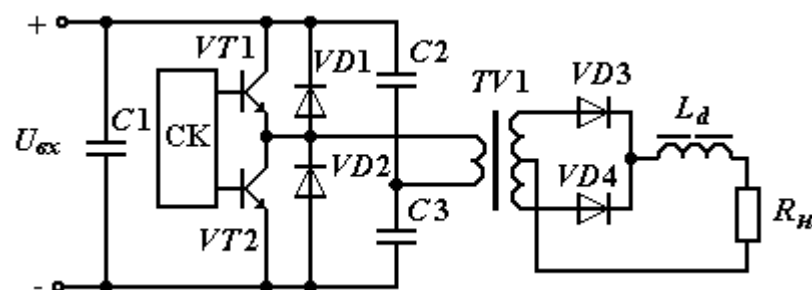


Рис. 3.10. Структурна схема двотактного перетворювача

з мінімальним струмом намагнічування. Тому, для подальшого аналізу нехтуємо струмом намагнічування трансформатора в двотактних перетворювачах,

розглядаючи режими, коли струм навантаження є набагато більшим за струм намагнічування. Також будемо нехтувати активними втратами енергії в обмотках трансформатора, досліджуючи режими, коли загальний опір обмоток є набагато меншим за опір навантаження. Вказані нехтування внутрішніми параметрами трансформатора не є принциповими при створенні математичної моделі перетворювача. При необхідності дані параметри можуть бути враховані відповідними елементами схем заміщення.

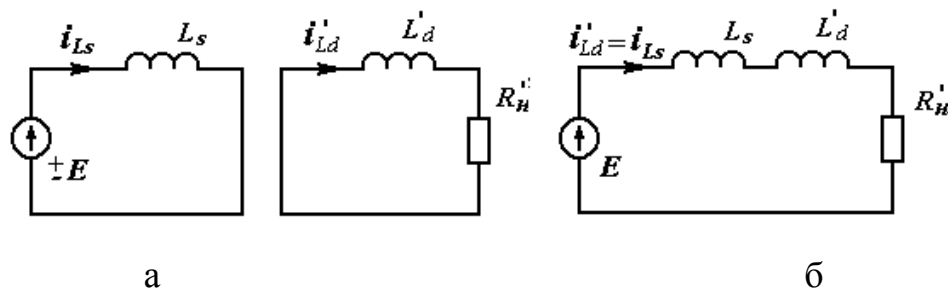


Рис.3.11. Еквівалентні схеми заміщення двотактного перетворювача на інтервалах незмінності структури

На еквівалентних схемах перетворювача у вказаних режимах визначено елементи, величини яких приведені до первинної сторони схеми заміщення трансформатора. На кожному півперіоді функціонування інвертора визначаються по два інтервали роботи. Після зміни полярності напруги на обмотках трансформатора струм дроселя I_{Ld} замикається через обидва діоди випрямляча на навантаження R_n . Цей відрізок часу T_B відповідає інтервалу віддачі енергії дроселя L_d , накопиченої на попередньому інтервалі, у навантаження (рис.3.11,а). На цьому відрізку часу напруга на обмотках трансформатора дорівнює нулю і вхідна напруга E прикладається до індуктивності розсіювання L_s . Струм індуктивності розсіювання змінюється від величини $+I_{Ls}$ до $-I_{Ls}$, де $I_{Ls} = I_{dcp} / K_{TP}$, I_{dcp} – середнє значення струму дроселя, K_{TP} – коефіцієнт трансформації силового трансформатора Tp . Позначаючи повну зміну струму індуктивності розсіювання як приріст ΔI_{Ls} , можемо записати:

$$\Delta I_{L_s} = 2 \frac{I_{dcp}}{K_{TP}} \quad (3.11)$$

Після досягнення величиною струму індуктивності розсіювання граничного значення I_{L_s} починається інтервал T_H накопичення дроселем L_d енергії від джерела E . При цьому напруга на індуктивності розсіювання практично дорівнює нулю. Напруга джерела E прикладається до дроселя, індуктивність якого приведено до первинної сторони $L'_d = K_{TP}^2 L_d$, та навантаження $R'_n = K_{TP}^2 R_n$ (рис.3.11,б). Даний інтервал накопичення енергії триває до наступного моменту перемикання транзисторів інвертора. Таким чином,

$$T_B + T_H = T/2. \quad (3.12)$$

Подібний розгляд процесів в інверторі дозволяє записати систему диференціальних рівнянь, що описують взаємозв'язок параметрів процесів у перетворювачі на інтервалах роботи:

$$\begin{aligned} L_S \frac{di'_{L_s}}{dt} &= E, \\ L'_d \frac{di'_d}{dt} &= -R'_n i'_d, \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$(L_S + L'_d) \frac{di'_d}{dt} + R'_n i'_d = E.$$

З огляду на взаємозв'язок наведених величин схеми заміщення трансформатора з реальними значеннями $L'_d = K_{TP}^2 L_d$, $R'_n = K_{TP}^2 R_n$, $i'_d = i_d / K_{TP}$, а також використовуючи в системі із записаними диференціальними рівняннями (3.13) додаткові співвідношення (3.11), (3.12) і переходячи до системи з усередненими змінними, одержимо остаточні вирази:

$$\begin{aligned} (L_S + L_d K_{TP}^2) \frac{\Delta I_d}{K_{TP} T_H} + K_{TP} R_n I_{dcp} &= E, \\ L_S \frac{\Delta I_{L_s}}{T_B} &= E, \\ L_d \frac{\Delta I_d}{T_B} &= R_n I_{dcp}, \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\Delta I_{L_s} = 2 \frac{I_{dcp}}{K_{TP}},$$

$$T_B + T_H = T/2.$$

Отримана система алгебраїчних рівнянь (3.14) дозволяє розрахувати основні параметри усталеного процесу інвертора з використанням програм чисельного розрахунку (Mathcad). Наприклад, задаючи параметри вхідної напруги $E = U_{ex}/2$, опору навантаження R_n , розрахованого значення індуктивності розсіювання обмоток L_s , величини індуктивності вихідного дроселя L_d , періоду T робочої частоти інвертору, а також необхідної величини середнього вихідного струму перетворювача (струму дроселя I_{dcp}), можна визначити не тільки необхідну величину коефіцієнту трансформації трансформатора, але також проаналізувати й величину пульсацій вихідного струму ΔI_d , часові інтервали усталеного процесу T_H, T_B .

За допомогою отриманої математичної моделі з усередненими змінними перетворювача визначено залежності його середнього вихідного струму (струму дроселя) I_{dcp} і коефіцієнту пульсацій вихідного струму K_{II} від величини індуктивності розсіювання L_s при різних коефіцієнтах трансформації K_{TP} . На рис.3.12 представлено дані залежності при заданих параметрах схеми: $U_{ex} = 300$ В, $R_n = 5$ Ом, $L_d = 1$ мГн, $T = 40$ мкс. Результати розрахунків підтверджують, що збільшення індуктивності розсіювання обмоток трансформатора призводить до зменшення середньої величини вихідного струму, яку можна забезпечити при даних параметрах. Причому найбільш різке зменшення величини середнього струму з найбільшим діапазоном його зміни відбувається при малих коефіцієнтах трансформації. Коефіцієнт пульсацій вихідного струму перетворювача $K_{II} = (\Delta I_d / I_{dcp}) \cdot 100\%$ також залежить від індуктивності розсіювання в різному ступені при різних коефіцієнтах трансформації. При малих коефіцієнтах трансформації величина індуктивності розсіювання має найбільший вплив на коефіцієнт пульсацій.

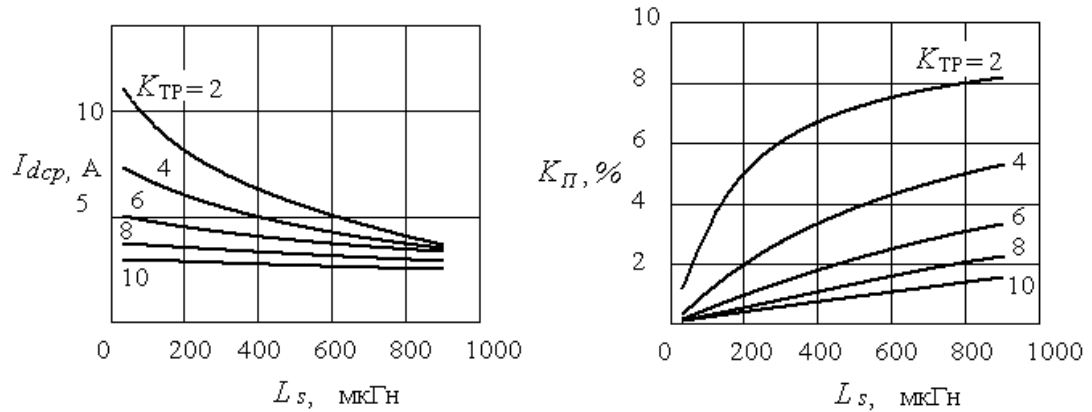


Рис. 3.12. Графіки залежності середнього вихідного струму та коефіцієнта пульсацій вихідного струму двотактного перетворювача від індуктивності розсіювання

Розглянемо процеси в перетворювачі з керованим інвертором, коли ширина керуючих імпульсів T_i системи керування може змінюватися від 0 до $T/2$. У цьому випадку схеми заміщення перетворювача мають той же вигляд, що зображені на рис.2.12, а часові діаграми процесів - на рис.2.11. В такому режимі етап віддачі енергії дроселем у навантаження після закінчення чергового імпульсу керування містить наступні інтервали:

- етап розряду індуктивності розсіювання струмом первинної обмотки від величини $+I_{L_s}$ до нуля, до індуктивності розсіювання прикладено напругу E ;
- етап нульового струму індуктивності розсіювання, що триває до початку нового імпульсу керування T_i ;
- етап перезаряду індуктивності розсіювання струмом первинної обмотки від нульового значення в момент початку нового імпульсу керування до моменту досягнення значення $-I_{L_s}$, до індуктивності розсіювання прикладено напругу $-E$ у зв'язку із вмиканням протилежної діагоналі напівмосту інвертора.

Таким чином, у керованому інверторі інтервал етапу накопичення енергії T_H у вихідному дроселі L_d менше інтервалу імпульсу керування T_i на величину часу перезаряду T_{L_s} індуктивності розсіювання L_s від 0 до I_{L_s} :

$$T_H = T_i - T_{L_s}. \quad (3.15)$$

Відповідно, інтервал часу віддачі енергії дроселем L_d у навантаження визначається в такий спосіб:

$$T_B = T/2 - T_i + T_{L_s} \quad . \quad (3.16)$$

Запишемо, отже, остаточну систему рівнянь як результат переходу від диференціальних рівнянь (3.13) до усередненої системи для перетворювача з керованим інвертором, використовуючи умови (3.15), (3.16):

$$\begin{aligned} (L_s + L_d K_{TP}^2) \frac{\Delta I_d}{K_{TP} T_H} + K_{TP} R_n I_{dcp} &= E, \\ L_s \frac{\Delta I_{L_s}}{T_{L_s}} = E, \quad L_d \frac{\Delta I_{dL_s}}{T_{L_s}} &= R_n I_{dcp}, \\ L_d \frac{(\Delta I_d - 2\Delta I_{dL_s})}{T_B} &= R_n I_{dcp} \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\Delta I_{L_s} = \frac{I_{dcp}}{K_{TP}},$$

$$T_H = T_i - T_{L_s}, \quad T_B = T/2 - T_i + T_{L_s}.$$

Отримана система рівнянь (3.17) дозволяє визначити розв'язок для усталеного процесу в перетворювачі з керованим інвертором з урахуванням індуктивності розсіювання. В якості заданих параметрів можуть служити наступні параметри: E , R_n , T , T_i , K_{TP} , L_s , L_d . Тоді розв'язуючи дану систему рівнянь можна визначити такі параметри: середнє значення вихідного струму I_{dcp} , величину пульсації вихідного струму ΔI_d , величину струму перезаряду індуктивності ΔI_{L_s} і час її перезаряду T_{L_s} між нульовим і максимальним значенням, часові інтервали сталого процесу – час накопичення T_H і віддачі T_B енергії дроселем L_d .

Скориставшись записаною системою рівнянь (3.17), визначимо залежності середнього значення вихідного струму I_{dcp} і коефіцієнту пульсацій K_{II} вихідного струму перетворювача від величини індуктивності розсіювання L_s при різних коефіцієнтах трансформації K_{TP} силового трансформатора. На рис.3.13 показано названі залежності. Аналіз даних залежностей також підтверджує, що збільшення індуктивності розсіювання обмоток високопотенціального

трансформатора призводить до зменшення можливого середнього значення вихідного струму перетворювача. Причому, чим вище коефіцієнт трансформації, тим менше можливий вихідний струм і діапазон його зміни в межах діапазону регулювання. Також характерно для розглянутого процесу зменшення коефіцієнту пульсацій вихідного струму при максимальних його середніх значеннях. Крім того, вплив коефіцієнту трансформації на досліджувані параметри в розглянутому діапазоні величин виражено достатньо слабо.

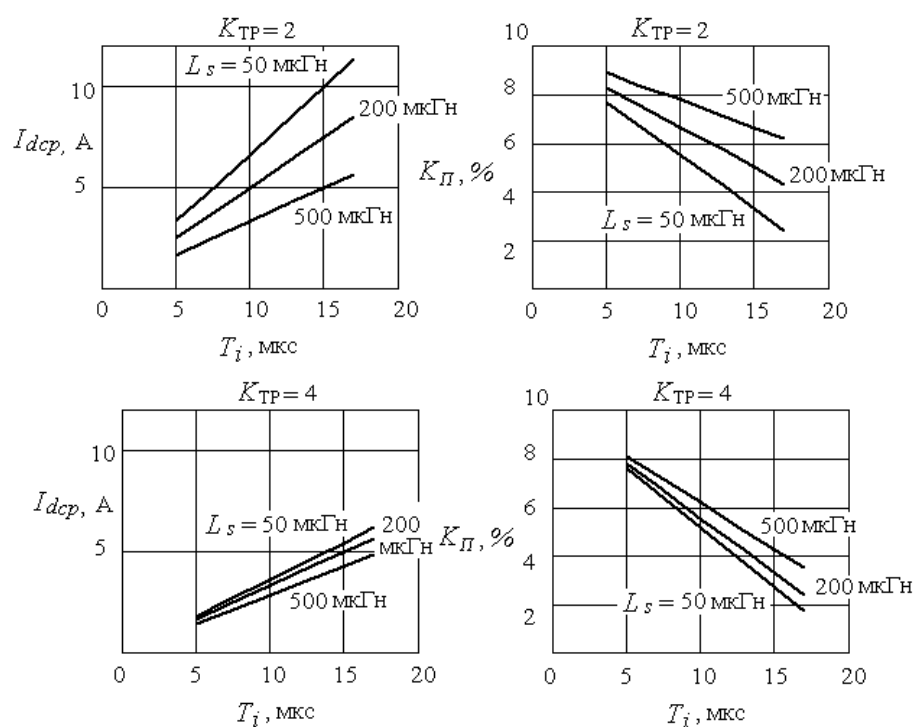


Рис. 3.13. Графіки залежності середнього вихідного струму та його коефіцієнту пульсацій двотактного перетворювача від тривалості сигналу керування

Отримані математичні моделі двотактного перетворювача з високопотенціальним трансформатором дозволяють розраховувати його внутрішні параметри в залежності від заданих зовнішніх характеристик.

3.3 Вплив індуктивності розсіювання високопотенціального трансформатору на вихідну потужність перетворювачів

Метою даного розділу є визначення характеру впливу індуктивності розсіювання силового високопотенціального трансформатора в напівпровідникових перетворювачах для забезпечення заданої вихідної потужності.

Для прикладу розглянемо найпоширеніші типи перетворювачів з високопотенціальним трансформатором – напівмостовий інвертор (рис.3.10) і зворотноходовою перетворювач (рис.3.1) [57]. Аналіз проведемо для випадку некерованих режимів з фіксованою тривалістю імпульсів керування. Для напівмостового інвертора використаємо режим максимальної тривалості, для зворотноходового перетворювача – режим із тривалістю керування T_H .

При аналізі процесів скористаємося математичними моделями з усередненими змінними зазначених перетворювачів, розробленими в попередніх розділах. Для напівмостового інвертора математична модель у вигляді системи алгебраїчних рівнянь представляється наступними виразами при умові $L_S \ll L_d$:

$$L_S \frac{\Delta I_{L_S}}{T_B} = \frac{U_{ex}}{2},$$

$$L_d \frac{\Delta I_d}{T_B} = U_n,$$

$$K_{TP} \left(L_d \frac{\Delta I_d}{T_H} + U_n \right) = \frac{U_{ex}}{2}, \quad (3.18)$$

$$\Delta I_{L_S} = 2 \frac{I_{dcp}}{K_{TP}},$$

$$T_B + T_H = T/2,$$

У цій системі введено наступні позначення: L_S – індуктивність розсіювання трансформатору, приведена до первинної сторони, ΔI_{L_S} – величина приросту струму індуктивності розсіювання на первинній стороні на інтервалі T_B віддачі енергії в навантаження R_n , ΔI_d – величина приросту струму індуктивності дроселя

L_d на інтервалі T_H накопичення енергії із джерела вхідної напруги, K_{TP} – коефіцієнт трансформації, I_{dcp} – середнє значення струму дроселя, що дорівнює струму навантаження $I_{dcp} = I_n$, T – період робочої частоти перетворювача. У даній моделі прийняте припущення про нехтування струмом намагнічування в схемі заміщення трансформатора, а також нехтування пульсаціями напруги на навантаженні в порівнянні з його середнім значенням $U_n = R_n I_n$.

Виходячи із системи рівнянь (3.18) отримаємо вирази для вихідної потужності напівмостового інвертора: $P_{вих} = U_n I_n$, де U_n - напруга на навантаженні. Амплітуда напруги на виході випрямляча $VD3, VD4$ у приведенному до первинної сторони вигляді дорівнює $U'_{mr} = U_{ex}/2$, тому напруга на навантаженні має вигляд:

$$U_n = \frac{U_{ex}}{2} K_3 = \frac{U_{ex}}{2} \left(1 - \frac{2T_B}{T} \right),$$

Переходячи від схеми заміщення до реального трансформатора, з урахуванням виразів у системі (3.18), запишемо:

$$U_n = \frac{U_{ex}}{2K_{TP}} \left(1 - \frac{8L_s I_n}{U_{ex} T K_{TP}} \right).$$

Тому вираз для вихідної потужності прийме вигляд:

$$P_{вих} = \frac{U_{ex} I_n}{2K_{TP}} \left(1 - \frac{8L_s I_n}{U_{ex} T K_{TP}} \right). \quad (3.19)$$

На рис.3.14 наведено сімейство графіків залежності потужності на виході $P_{вих}$ від струму навантаження I_n напівмостового інвертору, розраховані для наступних параметрів схеми: $U_{вх} = 300$ В, $T = 40$ мкс, двох значень коефіцієнту трансформації силового трансформатора K_{TP} і декількох значень індуктивності розсіювання L_s . Розрахунок проведений у тих діапазонах параметрів, які характерні при використанні перетворювача в якості джерело накалу прямонакальної електронно-променевої гармати зі струмами накалу до 100-150 А. Графічні залежності показують, що наявність індуктивності розсіювання істотно знижує здатність передачі енергії перетворювачем. Особливо це проявляється при

великих струмах навантаження, коли потужність на виході перетворювача різко знижується. Тому доцільним є використання робочого діапазону зміни вихідного струму перетворювача на ділянці від нуля до точки максимуму в кривій вихідної потужності. Отримані залежності дозволяють вибрати максимально припустимі значення індуктивності розсіювання, при яких можливо досягти заданого максимального значення вихідної потужності при заданому максимальному струмі навантаження. Однак, важливу роль у процесі розрахунку грає коефіцієнт трансформації. Наприклад, якщо задано максимальний струм навантаження $I_{нmax}=150$ А, максимальна вихідна потужність $P_{вихmax}=1,4$ кВт, то досягти заданих значень потужності при максимальному струмі з індуктивністю розсіювання 40 мкГн можливо тільки при коефіцієнті трансформації рівному восьми (рис.3.14).

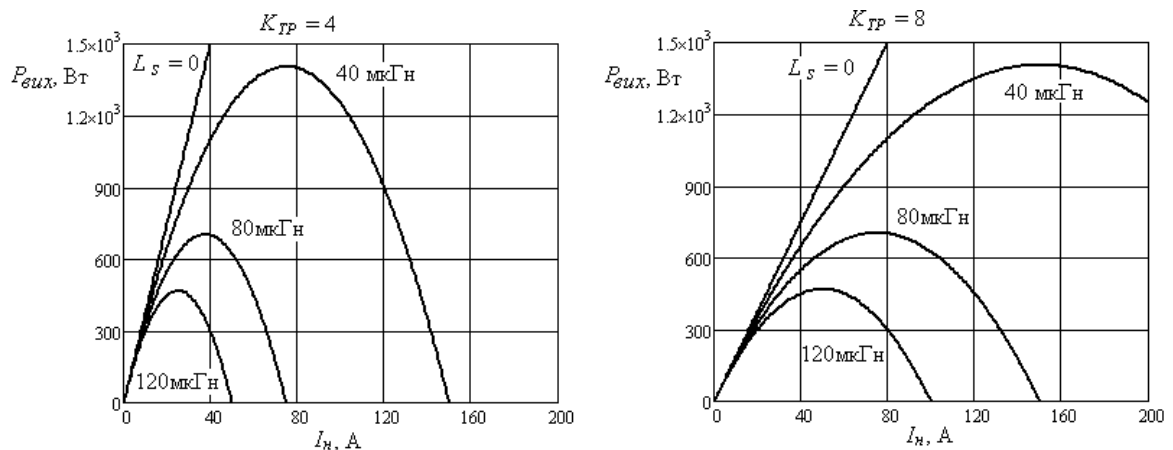


Рис. 3.14. Навантажувальні характеристики двотактного перетворювача

Оцінити необхідний коефіцієнт трансформації і припустиму величину індуктивності розсіювання для забезпечення заданої максимальної потужності $P_{вихmax}$ при заданому максимальному струмі навантаження $I_{нmax}$ можна виходячи з наступних виразів, отриманих з аналізу залежності (3.19): $L_s \leq \frac{U_{ex}^2 T}{64 P_{вихmax}}$;

$$K_{TR} = \frac{U_{ex} I_{нmax}}{4 P_{вихmax}} .$$

Розглянемо процеси в зворотногоходовому перетворювачі (рис.3.1) у режимі переривчастого магнітного потоку трансформатора. Використаємо для цього усереднену математичну модель без урахування спадання напруги на діоді VD3 у

вигляді системи алгебраїчних виразів із використанням схеми заміщення трансформатора, у якій його індуктивність розсіювання L_s приведена до первинної сторони:

$$\begin{aligned} (L_m + L_s) \frac{\Delta I_1}{T_H} &= U_{\text{вх}}, \\ (L_m + L_s) \frac{\Delta I_1}{T_P} - L_m \frac{\Delta I_2}{K_{TP} T_P} &= U_{\text{вх}}, \\ \frac{L_m}{T_P} \left(\Delta I_1 - \left(1 + L_s/L_m\right) \frac{\Delta I_2}{K_{TP}} \right) &= U_n K_{TP}, \\ \frac{L_m \Delta I_2}{K_{TP} (T_B - T_P)} &= U_n K_{TP}, \\ \Delta I_2 \frac{T_B}{2T} &= I_n. \end{aligned} \quad (3.20)$$

У даній системі рівнянь позначено: L_m – індуктивність намагнічування схеми заміщення трансформатора, ΔI_1 – приріст струму на первинній стороні трансформатора, ΔI_2 – приріст струму на вторинній стороні трансформатора, T_H – інтервал накопичення енергії в полі магнітопроводу і в полі розсіювання трансформатора, T_P – інтервал рекуперації енергії, накопиченої в полі розсіювання, в джерело вхідної напруги $U_{\text{вх}}$ через рекупераційні діоди $VD1$, $VD2$ і часткової передачі енергії з поля магнітопроводу у вихідний конденсатор CI через діод $VD3$, T_B – сумарний інтервал віддачі енергії з поля магнітопроводу і поля розсіювання у вхідне джерело та вихідний ланцюг, U_n – напруга на навантаженні R_n , T – період робочої частоти перетворювача, I_n – середнє значення струму навантаження.

Використовуючи введені позначення запишемо вирази для визначення потужності на виході даного перетворювача:

$$P_{\text{вих}} = U_n I_{2\text{max}} \frac{T_B}{2T}. \quad (3.21)$$

Для більше повного опису виразу для потужності (3.21) потрібне визначення параметрів сталого процесу: максимальних значень струмів $I_{1\text{max}}$, $I_{2\text{max}}$, напруги U_n , часових інтервалів T_P , T_B для заданих величин вхідної напруги $U_{\text{вх}}$,

тривалості інтервалу накопичення T_n , періоду робочої частоти T . Зазначені параметри сталого процесу дозволяє визначити розв'язання системи рівнянь (3.20). Розв'язання даної системи рівнянь за допомогою пакету Mathcad дозволило одержати чисельні залежності вхідної та вихідної потужності зворотноходового перетворювача при зміні струму навантаження для різних значень індуктивності розсіювання і коефіцієнту трансформації трансформатора. Залежності значень вихідної потужності $P_{вих}$ зворотноходового перетворювача від струму навантаження I_n при різних значеннях індуктивності розсіювання L_s і коефіцієнта трансформації K_{TP} представлені на рис.3.15 для наступних параметрів схеми: $U_{ex} = 300$ В, $T_n = 10$ мкс, $T = 40$ мкс, $L_m = 200$ мкГн. Розрахунок проведений у діапазоні параметрів, які були використані при проектуванні та створенні експериментального зразка накаливого джерела для електронно-променевої гармати з непрямым накалом катода.

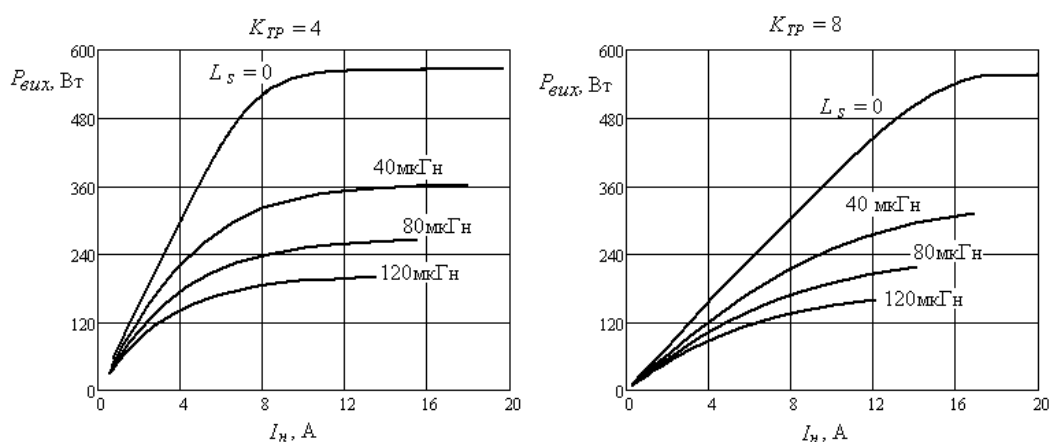


Рис. 3.15. Навантажувальні характеристики зворотноходового перетворювача

Отримані результати також дозволяють визначити максимально припустиме значення індуктивності розсіювання, при якому можливо досягти заданої максимальної потужності даного перетворювача при максимальному заданому струмі навантаження. Однак, якщо наприклад, при індуктивності розсіювання 40 мкГн досягти заданої потужності 360Вт при струмі навантаження 16А можливо при коефіцієнті трансформації 4, то при більшому коефіцієнті трансформації

цього виконати не вдається (рис.3.15). Визначити пошукові параметри індуктивності розсіювання і коефіцієнту трансформації дозволяє вираз (3.21) при розв'язанні системи (3.20).

Таким чином, у результаті аналізу з єдиних позицій отримано аналітичні і графічні залежності, що дозволяють визначити ступінь впливу індуктивності розсіювання трансформатора на вихідну потужність різних типів перетворювачів. Дані залежності дають можливість розрахувати максимально припустиме значення індуктивності розсіювання обмоток, що забезпечує необхідну потужність на виході розглянутих схем перетворювачів.

3.4 Розрахунок навантажувальних характеристик у перетворювачах з високопотенціальним трансформатором

Як показали проведені дослідження, для забезпечення необхідних параметрів навантажувальної характеристики в заданому діапазоні навантажень перетворювача необхідний адекватний вибір параметрів високопотенціального трансформатора [85]. У першу чергу це стосується величини коефіцієнту трансформації. Наявність необхідного ізоляційного проміжку між обмотками трансформатора, що викликає погіршення магнітного зв'язку між ними, ускладнює розрахунок величини коефіцієнту трансформації, що забезпечив би необхідну навантажувальну характеристику. Для вибору оптимального співвідношення в кількості витків первинної і вторинної обмотки високовольтного трансформатора при забезпеченні заданої вихідної потужності перетворювача з урахуванням необхідної гальванічної ізоляції необхідний всебічний аналіз процесів у перетворювачі. Для цього розглянемо аналіз математичної моделі високочастотного перетворювача, що містить високовольтний трансформатор із заданим рівнем гальванічної ізоляції між первинною і вторинною обмотками. Така модель сприяє обґрунтованому вибору оптимальних параметрів перетворювача і конструкції трансформатора, що забезпечують мінімальні втрати енергії на виході перетворювача.

Для прикладу розглянемо прямоходовий однотактний перетворювач із розділювальним трансформатором $TV1$, що має обмотки w_1, w_2 (рис.3.16).

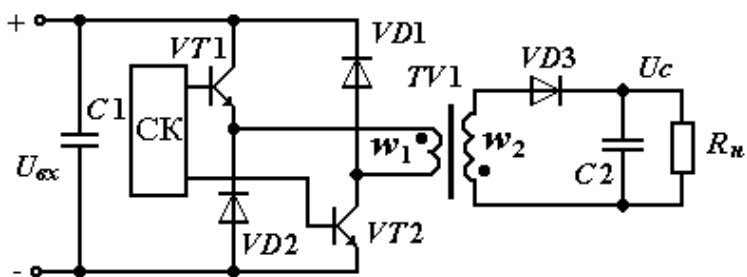


Рис.3.16. Структурна схема однотактного прямоходового перетворювача

Первинна сторона даного перетворювача являє собою двохтранзисторну схему асиметричного моста, у якому діоди моста $VD1, VD2$ служать для рекуперації енергії у вхідне джерело після запирання силових транзисторів. Вторинна сторона трансформатора в даному перетворювачі через прямоввімкнений діод випрямляча $VD3$ підключена до вихідного конденсатора і навантаження. Індуктивність розсіювання високопотенціального трансформатора являє собою поздовжній паразитний елемент. При її значній величині (більше 20 - 40 мкГн) виявляється доцільним відмовитися від застосування індуктивного накопичувача у вихідному колі перетворювача та використовувати індуктивність розсіювання трансформатора як індуктивний накопичувач. Це дає змогу використання індуктивності розсіювання трансформатора в якості такого накопичувача, що зменшує рівень енергії у вихідному колі перетворювача, запобігаючи розвитку дугових розрядів у електровакуумному обладнанні.

В алгоритмі роботи однотактного прямоходового перетворювача за основу розрахунків візьмемо два інтервали роботи: інтервал відкритого стану транзисторів тривалістю T_H , коли енергія вхідного джерела U_{ex} передається в навантаження і відбувається накопичення енергії в полі розсіювання трансформатора, і інтервал при закритих транзисторах тривалістю T_B , коли відбувається часткова рекуперація енергії з поля розсіювання у вхідне джерело через діоди моста і передача іншої частини енергії в навантаження через діод випрямляча. Будемо вважати, що пульсації напруги на вихідному конденсаторі

перетворювача нехтувано малі в порівнянні з постійною складовою, що дає можливість представити вихідний конденсатор джерелом постійної е.р.с. U'_c , величина напруги якого приведена до первинної сторони схеми заміщення трансформатору $U'_c = U_c K_{TP}$, $K_{TP} = w_1/w_2$. На рис.3.17 зображено схеми заміщення для етапу накопичення енергії в полі розсіювання трансформатору (а) і для етапу її віддачі у вхідне джерело і навантаження (б). Допускаючи величину к.к.д. трансформатору досить високою при використанні його в прямоходовому перетворювачі, індуктивністю намагнічування нехтуємо. Для подальшого аналізу будемо нехтувати активними втратами в обмотках трансформатора і припускати, що вся індуктивність розсіювання трансформатора приведена до первинної сторони і позначена як L_s . При аналізі нехтуємо струмом намагнічування, вважаємо, що в схемі заміщення струм первинної сторони трансформатора дорівнює струму вторинної сторони, приведеному до первинної, і відповідає струму індуктивності розсіювання i_{L_s} .

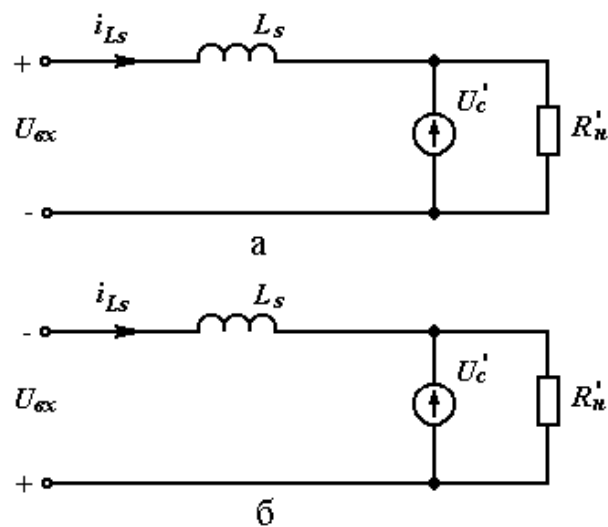


Рис.3.17. Схеми заміщення одноктного прямоходового перетворювача

На схемах також показаний опір навантаження, величина якого приведена до первинної сторони схеми заміщення трансформатору $R'_н = R_н K^2_{TP}$.

У такому випадку, система диференціальних рівнянь, що описують процеси в перетворювачі для двох інтервалів роботи, має вигляд:

$$L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} + U_c' = U_{ex}, \quad (3.22)$$

$$L_s \frac{di_{L_s}(t)}{dt} = U_{ex} + U_c'. \quad (3.23)$$

Переходячи від отриманої системи до рівнянь з усередненими змінними відповідно до розробленого методу, одержимо наступну систему:

$$L_s \frac{\Delta I_{L_s}}{T_H} + U_c K_{TP} = U_{ex}, \quad (3.24)$$

$$L_s \frac{\Delta I_{L_s}}{T_B} = U_{ex} + U_c K_{TP}, \quad (3.25)$$

де ΔI_{L_s} – величина приросту струму на первинній стороні трансформатора, що дорівнює повній зміні струму в індуктивності розсіювання.

До даних рівнянь необхідно додати вираз, що визначає середній струм на вторинній стороні трансформатора, що є струмом навантаження I_H :

$$\Delta I_{L_s} K_{TP} \frac{T_H + T_B}{2T} = \frac{U_c}{R_H} = I_H. \quad (3.26)$$

Отримана математична модель з усередненими змінними на основі рівнянь (3.24)-(3.26) для розглянутого однопольового прямоходового перетворювача дає можливість визначити граничні значення індуктивності розсіювання обмоток трансформатора перетворювача, що дозволяють забезпечити задані діапазони регулювання вихідної напруги U_c , максимальну пульсацію вхідного струму, що відповідає величині ΔI_{L_s} , і максимальне значення вихідної потужності. Необхідно помітити також, що інформація про величину пульсації вхідного струму корисна для оцінки максимального струму, що протікає через силові транзистори перетворювача при виборі типу транзистору.

Виходячи з розробленої моделі визначимо навантажувальну характеристику перетворювача $U_H(I_H)$ залежно від індуктивності розсіювання трансформатора. Для цього визначимо з рівняння (3.24) величину ΔI_{L_s} :

$$\Delta I_{L_s} = \frac{(U_{ex} - U_c K_{TP})}{L_s} T_H.$$

З вирази (3.25) визначимо величину T_B з урахуванням отриманого вище значення ΔI_{L_s} :

$$T_B = \frac{U_{ex} - U_c K_{TP}}{U_{ex} + U_c K_{TP}} T_H$$

Підставляючи даний вираз в рівняння (3.26), одержимо вираз для навантажувальної характеристики:

$$U_c = \frac{U_{ex}}{K_{TP}} \cdot \frac{K_{TP} T_H^2 U_{ex} - L_s T I_n}{K_{TP} T_H^2 U_{ex} + L_s T I_n}. \quad (3.27)$$

Від отриманого виразу перейдемо до залежності вихідної потужності розглянутого однофазного прямоходового перетворювача від струму навантаження:

$$P_{вых} = \frac{U_{ex} I_n}{K_{TP}} \cdot \frac{K_{TP} T_H^2 U_{ex} - L_s T I_n}{K_{TP} T_H^2 U_{ex} + L_s T I_n}. \quad (3.28)$$

Таким чином, маємо навантажувальні характеристики перетворювача (3.27) і (3.28), у яких функціональними параметрами є характеристики високопотенціального трансформатора, або параметри схеми його заміщення – коефіцієнт трансформації K_{TP} і індуктивність розсіювання його обмоток L_s . Відповідно до роботи [204], індуктивність розсіювання обмоток прямо залежить від їхньої конструкції й взаємного розташування. Наприклад, для концентричного розташування обмоток одна над іншою на одному стрижні магнітопроводу в роботі [204] отримано наступний вираз для індуктивності розсіювання:

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} w_1^2 p \ln \left[Kc \frac{(0,223h + 0,78d)^2}{0,05(h + b_1)(h + b_2)} \right], \quad (3.29)$$

де

$$Kc = \frac{((2a + d)0,78 + 0,223h)^2}{(1,56a + 0,223h)(1,56(a + d) + 0,223h)} -$$

коефіцієнт, що враховує вплив магнітопроводу, h – ширина перетину обмотки уздовж стрижня (вважаємо, що обмотки w_1 і w_2 мають однакову ширину перетину); b_1 – висота перетину обмотки w_1 у напрямку від лінії стрижня; b_2 – висота перетину обмотки w_2 у напрямку від лінії стрижня; a – висота середньої

лінії перетину обмотки w_1 від поверхні стрижня; p – середній периметр витка первинної обмотки w_1 , $d_c=(b_1/2)+(b_2/2)+d_o$ - відстань між середніми лініями перетинів обмоток w_1 і w_2 , d_o – відстань між сусіднім бічними поверхнями обмоток w_1 і w_2 .

Виберемо для прикладу магнітопровід типу U-93/76/30 для дослідження процесів в перетворювачі з трансформатором, що має концентрично розташовані обмотки [85]. Будемо вважати, що кількість витків первинної обмотки $w_1=80$ і параметри конструкції обмоток попередньо визначені: $b_1=b_2=8$ мм, $h=80$ мм, $a=6,5$ мм, $p=168$ мм. Необхідно помітити, що в силу незмінності ампер-витків вторинної обмотки при різних коефіцієнтах трансформації трансформатора, але при однаковій щільності струму у витках, її площа перетину є також незмінною, тому індуктивність розсіювання у відповідності до формули (3.29) залежить лише від відстані між обмотками при досліджуваній конструкції трансформатора. Тоді, заданим значенням відстаней між обмотками d_o будуть відповідати значення індуктивності розсіювання L_s , розраховані по формулі (3.29) (табл.3.4). На підставі даних таблиці 3.4 побудовано графічні залежності навантажувальних характеристик. На рис.3.18 представлено навантажувальні характеристики вихідної потужності (рис.3.18,а) і вихідної напруги (рис.3.18,б) досліджуваного перетворювача з розрахунковими параметрами конструкції обмоток при фіксованому коефіцієнті трансформації $K_{TP}=2$ і значеннями відстаней між

Таблиця 3.4

Розрахункові значення індуктивності розсіювання обмоток трансформатора

d_o , мм	10	7,5	5	2,5	1,25
L_s , мкГн	225	194	162	127	110

обмотками $d_o = 1,25...10$ мм при максимальному значенні тривалості керування силовими транзисторами перетворювача $T_H=15$ мкс. У розрахунках використана величина вхідної напруги $U_{ex} = 300$ В, період робочої частоти $T = 40$ мкс. Графіки ілюструють тенденції зміни вихідних параметрів перетворювача при зміні величини діелектричного проміжку між обмотками трансформатора d_o . Графічні

залежності показують, що наявність діелектричного проміжку істотно знижує здатність передачі енергії перетворювачем. Особливо це проявляється при великих струмах навантаження, коли потужність на виході перетворювача різко

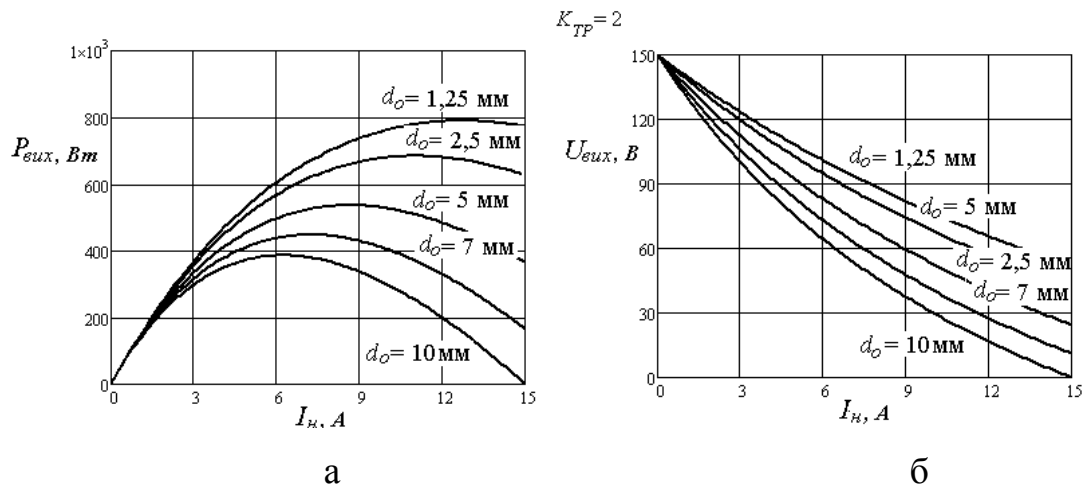


Рис. 3.18. Навантажувальні характеристики перетворювача при фіксованому K_{TP}

знижується після свого максимуму. Тому доцільним є використання робочого діапазону зміни вихідного струму перетворювача на ділянці від нуля до точки максимуму в кривій вихідній потужності. Істотний характер носить також зниження рівня вихідної напруги при збільшенні струму навантаження.

На рис.3.19 представлено навантажувальні характеристики при різних коефіцієнтах трансформації $K_{TP} = 0,5...3$, фіксованому заданому значенні $d_o = 10$ мм і максимальному значенні тривалості керування силовими транзисторами перетворювача $T_H = 15$ мкс.

При проектуванні перетворювача пріоритетним є задане значення діелектричного проміжку між обмотками, що визначається технічним завданням. Тому за основу необхідно брати аналіз залежностей вихідних параметрів у форматі рис.3.19. Так, з аналізу графіків рис.3.19 видно, що при заданій відстані $d_o = 10$ мм зі збільшенням коефіцієнту трансформації до $K_{TP} = 3$ максимальна вихідна потужність перетворювача може бути досягнута при більшому значенні вихідного струму ($I_n = 10$ А), чим при значеннях $K_{TP} < 3$. Однак, у цьому випадку величина вихідної напруги має істотне зниження. Це означає, що для формування більше високих значень вихідної напруги в заданому діапазоні

вихідного струму необхідно або переходити на більше високу габаритну потужність магнітопровода, або використовувати послідовне включення по виходу декількох перетворювачів. Аналогічно можна розглянути вибір величини

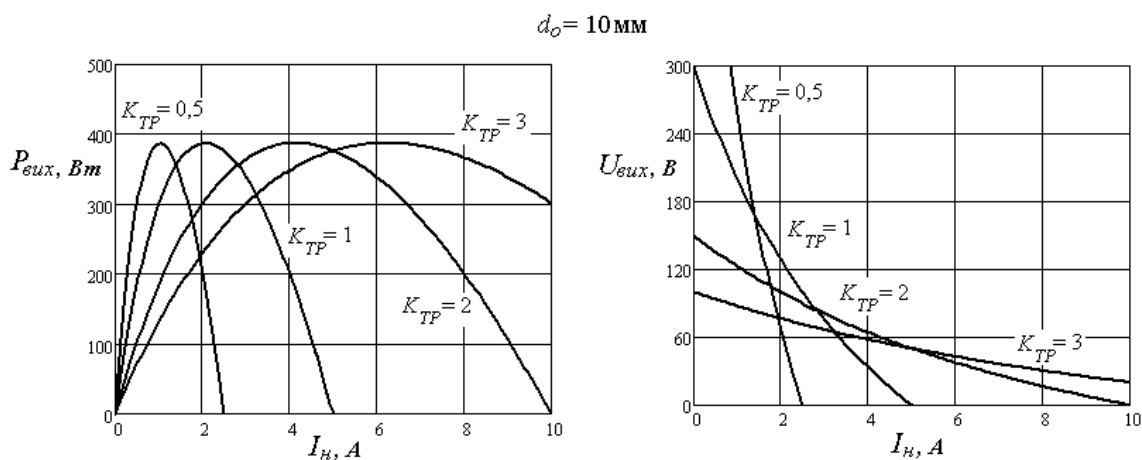


Рис. 3.19. Навантажувальні характеристики перетворювача при фіксованому d_o

K_{TP} виходячи із заданого діапазону вихідної напруги, забезпечуючи необхідну вихідну потужність шляхом паралельного з'єднання перетворювачів по виходу.

Таким чином, для визначення необхідного коефіцієнту трансформації високопотенціального трансформатора із заданим рівнем гальванічної ізоляції обмоток необхідно за допомогою розрахунку навантажувальних характеристик по отриманих виразах (3.27), (3.28) вибрати те значення K_{TP} , що забезпечить заданий діапазон вихідного струму і напруги виходячи з компромісного варіанту паралельного або послідовного включення перетворювачів по виходу. Використовуючи розроблений графо-аналітичний опис характеру зміни вихідних параметрів перетворювача, можна обґрунтовано розраховувати параметри трансформатора, що забезпечують задані характеристики перетворювача. Вибір оптимального коефіцієнту трансформації високопотенціального трансформатора перетворювача є багатокроковим процесом і вимагає попередніх розрахунків різних типів і параметрів конструкцій обмоток.

Показаний спосіб одержання графо-аналітичних залежностей, їх порівняння і аналізу на прикладі розглянутого перетворювача дозволяє врахувати як

параметри конструкції трансформатора, так і вимоги до гальванічної ізоляції обмоток, уточнюючи тим самим процес проектування. Аналогічно може бути проведені моделювання і дослідження навантажувальних характеристик інших типів перетворювачів з урахуванням вимог високопотенціального трансформатора.

На основі отриманих математичних моделей розроблено методику, яка дозволяє розрахувати необхідні значення параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатора системи живлення електровакуумного обладнання за критерієм максимальної вихідної потужності в діапазоні робочих струмів заданої навантажувальної характеристики. В основі методики розрахунку покладено алгоритм вибору коефіцієнта трансформації та числа модулів джерела живлення електровакуумного обладнання, показаний на рис.3.20.

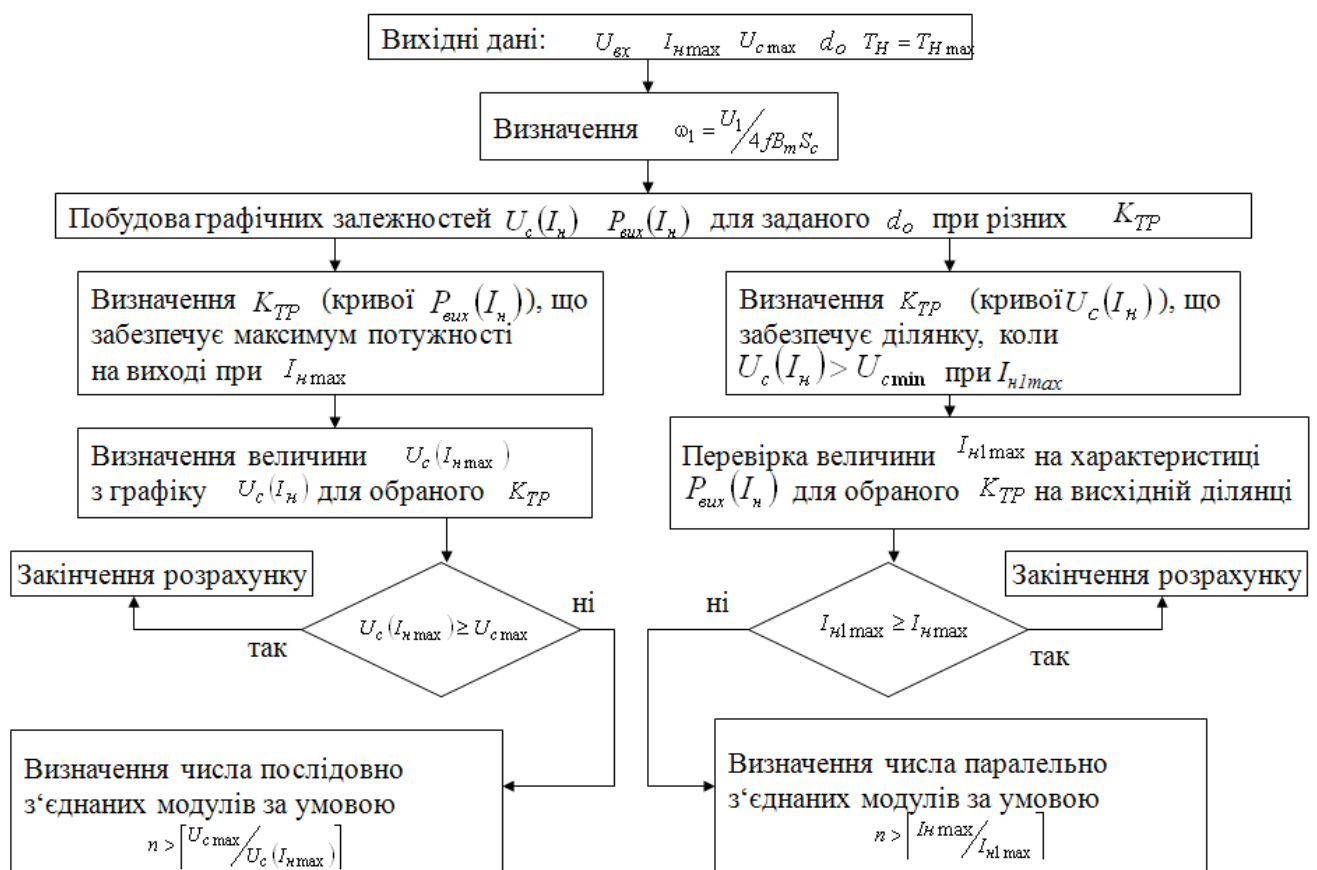


Рис.3.20. Алгоритм вибору коефіцієнта трансформації та числа модулів джерела живлення електровакуумного обладнання

Методика містить у собі розрахунок індуктивності розсіювання обмоток трансформатора при заданому діелектричному проміжку, розрахунок навантажувальних характеристик перетворювача в робочому діапазоні струмів навантаження при різних значеннях коефіцієнта трансформації, вибір величини коефіцієнта трансформації, що забезпечує задані навантажувальні характеристики перетворювача. Розроблена методика дозволяє врахувати як параметри конструкції трансформатора, так і вимоги до гальванічної ізоляції обмоток, уточнюючи тим самим процес проектування перетворювачів джерел живлення електровакуумного обладнання.

3.5 Дослідження процесів і вибір граничних параметрів перетворювачів з високопотенціальними колами

Надійне функціонування вузлів електровакуумного електронно-променевого технологічного обладнання вимагає створення ефективних джерел електроживлення. Одними з вузлів такого обладнання, наприклад, є блок бомбардування катода і модулятору струму променя. Особливістю джерел живлення таких вузлів є формування високої вихідної напруги (2-4кВ) при відносно малій вихідній потужності (100 - 500 Вт). Дані параметри джерел дозволяють використовувати найпростіші структури однокатних перетворювачів на основі підвищувального імпульсного перетворювача постійної напруги. Причому, з метою зменшення напруги на перемикаючому елементі такого перетворювача в порівнянні з вихідною напругою доцільним є використання автотрансформаторного включення дроселя перетворювача. Незважаючи на досить великий досвід аналізу напівпровідникових перетворювачів напруги та наявність розроблених математичних моделей для їх дослідження, основна увага дослідників приділяється структурам, що не враховують автотрансформаторне та трансформаторне включення дроселя [219-223]. Але навіть серед існуючих досліджень, у яких аналізуються перетворювачі з автотрансформаторним включенням дроселя [224, 225], основна увага в них приділяється визначенню

інтегральних характеристик перетворювачів (середні та діючі струми та напруги за період комутації) з урахуванням ідеальних моделей, що не дозволяє на стадії проектування розраховувати пульсаційні складові процесів у межах періоду комутації, а тому - знаходити граничні (максимальні) режими перемикаючих елементів. Окремо виділяється проблема врахування якості магнітного зв'язку в магнітопов'язаних елементах перетворювачів, особливо у високовольтних системах живлення [226]. Тому виникає необхідність у визначенні граничних параметрів перемикаючого елемента в перетворювачі в режимі високої вихідної напруги з автотрансформаторним включенням дроселя та неідеальним магнітним зв'язком між його обмотками.

Для дослідження процесів у перетворювачі розглянемо його структурну схему на рис.3.21,а.

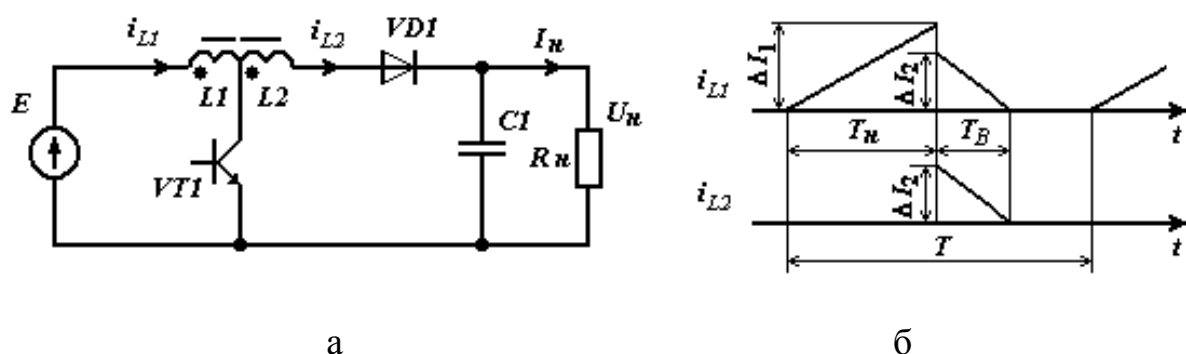


Рис. 3.21. Структурна схема перетворювача (а) та часові діаграми процесів в ньому (б)

Перетворювач містить дросель із автотрансформаторним включенням на основі двох магнітопов'язаних напівобмоток з індуктивностями $L1$ і $L2$, силовий транзистор VTI , силовий високовольтний діод VDI , вихідний конденсатор $C1$. При виконанні аналізу імпульсного перетворювача приймемо наступні припущення: силові перемикаючі елементи (транзистор і діод) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обмоток дроселів і внутрішній опір джерела електроживлення дорівнюють нулю; вихідна напруга U_n і струм I_n навантаження – постійні; індуктивності обмоток дроселя

лінійні; між обвитками дроселя перетворювача забезпечується магнітний зв'язок з коефіцієнтом K_{36} , процеси в перетворювачі протікають у режимі переривчастих струмів дроселя. На рис.3.21,б представлено часові діаграми струмів дроселів i_{L1} і i_{L2} . На діаграмах позначено: ΔI_1 – приріст струму дроселя $L1$ на інтервалі накопичення енергії тривалістю T_H , ΔI_2 – приріст струму дроселя $L2$ на інтервалі віддачі енергії тривалістю T_B , причому на інтервалі віддачі енергії функції струмів дроселів $L1$ і $L2$ і їхні прирости є рівними між собою.

Для аналізу процесів скористаємося моделлю перетворювача, отриманою за допомогою розробленого методу усереднення [54]. Відповідно до нього, запишемо диференціальні рівняння, що описують процеси в перетворювачі [83]: на інтервалі накопичення дроселем енергії при відкритому стані ключа

$$L1 \frac{di}{dt} = E,$$

на інтервалі віддачі енергії дроселем при замкненому стані ключа

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{di}{dt} + u_c = E,$$

де $M = K_{36} \sqrt{L1L2}$ - величина взаємної індуктивності між обмотками дроселя, i , u_c – миттєві значення струму в дроселі та напруги на конденсаторі.

Використовуючи теорему Лагранжа про середнє значення, а також з огляду на знак похідній струму дроселя на інтервалах роботи перетворювача, запишемо рівняння з усередненими змінними на основі отриманих диференціальних рівнянь:

$$L1 \frac{\Delta I_1}{T_H} = E, \quad (3.30)$$

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{\Delta I_2}{T_B} + E = U_c, \quad (3.31)$$

де U_c – постійна напруга на конденсаторі, що дорівнює напрузі на навантаженні.

Для подальшого аналізу перетворювача визначимо умову існування сталого режиму, при якому вольт-секундні площі функції напруги на дроселі на розглянутих інтервалах роботи є рівними між собою:

$$U_{LH}T_H = U_{LB}T_B,$$

де U_{LH} , U_{LB} – сумарні напруги е.р.с. самоіндукції і взаємній індукції на дроселі $L1+L2$ на інтервалах накопичення та віддачі енергії відповідно.

Записуючи більш докладно дану умову, одержимо з урахуванням нульової напруги самоіндукції на дроселі $L2$ на етапі накопичення енергії та рівності напруги на ньому тільки щодо е.р.с. взаємної індукції з боку дроселя $L1$:

$$\left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_H} + M \frac{di}{dt} \Big|_{T_H} \right) \cdot T_H = \left(L1 \frac{di}{dt} \Big|_{T_B} + 2M \frac{di}{dt} \Big|_{T_B} + L2 \frac{di}{dt} \Big|_{T_B} \right) \cdot T_B$$

$$\left(L1 \frac{\Delta I_1}{T_H} + M \frac{\Delta I_1}{T_H} \right) T_H = (L1 + L2 + 2M) \left(\frac{\Delta I_2}{T_B} \right) T_B,$$

і далі:

$$(L1 + M)\Delta I_1 = (L1 + L2 + 2M)\Delta I_2, \quad (3.32)$$

Помітимо при аналізі, що у виразі (3.32) можна зробити наступні підстановки:

$$L1 + M = L1 + L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \alpha;$$

$$L1 + L2 + 2M = L1 + \frac{L_1}{K_{TP}^2} + 2L1 \frac{K_{36}}{K_{TP}} = L1 \cdot \beta,$$

де $\alpha = (K_{TP} + K_{36})/K_{TP}$, $\beta = (K_{TP}^2 + 2K_{36}K_{TP} + 1)/K_{TP}^2$, $K_{TP} = \sqrt{L1/L2}$ – коефіцієнт трансформації обмоток дроселів $L1$, $L2$.

Запишемо також вирази для струму навантаження $I_H = U_c/R_H$, що дорівнює середньому значенню струму дроселя $L2$, що надходить у ланцюг $RH C1$:

$$\frac{T_B}{2T} \Delta I_2 = \frac{U_c}{R_H}, \quad (3.33)$$

де T – період частоти роботи перетворювача.

Далі розв'яжемо отриману систему (3.30)-(3.33) щодо усереднених змінних ΔI_1 , ΔI_2 , T_B , U_c при заданих величинах $L1$, $L2$, E , T , T_H . Для цього з виразу (3.30) запишемо приріст струму ΔI у вигляді:

$$\Delta I_1 = \frac{E\gamma T}{L1},$$

де $\gamma = T_n/T$ - коефіцієнт заповнення керуючих імпульсів (відносна тривалість інтервалу накопичення енергії дроселем).

Тоді, відповідно до виразу (3.32), запишемо приріст струму ΔI_2 у вигляді:

$$\Delta I_2 = \frac{\alpha E \gamma T}{\beta L I}.$$

Підставляючи отриманий вираз для струму ΔI_2 у рівняння (3.31), (3.33) і вирішуючи їх щодо параметра T_B , одержимо наступне квадратне рівняння:

$$T_B^2 - \frac{2\beta\tau_L}{\alpha\gamma} T_B - 2\beta\tau_L T = 0,$$

де $\tau_L = L/R_n$ - постійна часу.

Розв'язком даного рівняння в області, що має фізичний смисл, буде наступний вираз:

$$T_B = \frac{\beta\tau_L}{\alpha\gamma} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T \alpha^2}{\beta\tau_L}} \right),$$

Підставляючи T_B у рівняння (3.33), запишемо вираз для U_c :

$$U_c = \frac{E}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T \alpha^2}{\beta\tau_L}} \right).$$

Таким чином, перепишемо розв'язання системи рівнянь з усередненими змінними (3.30)-(3.33) у наступному вигляді:

$$\Delta I_1 = \frac{E \gamma T}{L I}, \quad (3.34)$$

$$\Delta I_2 = \frac{\alpha E \gamma T}{\beta L I}, \quad (3.35)$$

$$T_B = \frac{\beta\tau_L}{\gamma\alpha} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T \alpha^2}{\beta\tau_L}} \right), \quad (3.36)$$

$$U_c = \frac{E}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T \alpha^2}{\beta\tau_L}} \right). \quad (3.37)$$

Одержавши вирази (3.34) - (3.37), можна визначити напругу на замкненому ключі перетворювача на інтервалі віддачі дроселем енергії в навантаження.

Величина цієї напруги $U_{ке}$ визначається напругою вхідного джерела E і сумою напруг е.р.с. самоіндукції дроселя $L1$ і взаємної індукції M на інтервалі T_B :

$$U_{ке} = E + (L1 + M)\Delta I_2/T_B. \quad (3.38)$$

Як видно із залежностей, вихідна напруга $U_n = U_c$ і вихідний струм I_n розглянутого перетворювача із зазначеними припущеннями залежать від співвідношення коефіцієнту трансформації обмоток магнітопов'язаного дроселя і коефіцієнту магнітного зв'язку між ними, і визначаються параметрами $L1$, R_n у заданому діапазоні регулювання (зміни γ). Напруга на перемикаючому елементі $U_{ке}$, величину якого необхідно вибирати для використання транзисторів із заданим класом по нарузі $U_{зр}$, залежить від коефіцієнту трансформації, коефіцієнту зв'язку і значення постійної часу τ_L .

При проектуванні перетворювача практичний інтерес становить визначення припустимих значень коефіцієнту трансформації K_{TP} обмоток дроселя, що забезпечує необхідну граничну величину напруги $U_{зр}$ на перемикаючому елементі, а також визначення індуктивності обмотки дроселя $L1$, що забезпечує необхідну максимальну напругу на навантаженні $U_{нм}$ і максимальний струм навантаження $I_{нм}$ в обраному діапазоні регулювання γ .

Для вирішення поставленого завдання необхідно проаналізувати умови, при яких напруга на перемикаючому елементі $U_{ке}$ є меншою за граничне задане значення $U_{зр}$: $U_{ке} < U_{зр}$, а також умову існування режиму переривчастих струмів дроселя, у якому досліджується даний перетворювач: $\gamma + T_B/T < 1$.

Розглянемо першу умову $U_{ке} < U_{зр}$. Для цього запишемо більш докладно вираз для $U_{ке}$, з огляду на значення T_B із формули (3.36). Величину τ_L , що забезпечує виконання заданої відносної величини $U_{нм}/E$ при номінальному значенні γ_n , знайдемо з формули (3.37):

$$\tau_L = \gamma_n^2 \frac{\alpha^2 T}{2\beta \frac{U_{нм}}{E} \left(\frac{U_{нм}}{E} - 1 \right)} \quad (3.39)$$

Підставимо у вираз (3.36) отримане значення постійної часу τ_L (3.39), після чого запишемо T_B у вигляді:

$$T_B = \gamma_n \alpha \rho T, \text{ де } \rho = \frac{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)}}{2 \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)}. \quad (3.40)$$

У виразі (3.40) наведена залежність визначає значення величини T_B у таких точках γ_n при виконанні $\tau_{nL} = \gamma_n^2 \alpha^2 T / 2\beta \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)$, коли в цих точках вихідна напруга відповідає заданому незмінному значенню U_{nm} при обраних коефіцієнті трансформації K_{TP} і коефіцієнті зв'язку $K_{зв}$. Таким чином, параметр ρ у виразі (3.40) визначає комбінацію співвідношення $\gamma_n^2 \alpha^2 T / \tau_{nL} \beta$ для якої вихідна напруга дорівнює заданій постійній величині U_{nm} . У даному контексті необхідно помітити наступне. На відміну від наведеної форми залежності $T_B(\gamma_n)$ в (3.40), вираз $T_B(\gamma)$ у формулі (3.36) визначає множину значень T_B при постійному значенні τ_L і значеннях вихідної напруги U_n , що змінюються, залежно від γ і є складовою регульовальної характеристики $U_n(\gamma)$.

Далі, після відповідних перетворень із урахуванням (3.40) запишемо напругу на перемикаючому елементі:

$$U_{ке} = E \left(1 + \frac{\alpha}{\rho \beta} \right), \quad (3.41)$$

а умова вибору коефіцієнта трансформації, що забезпечує граничне значення на перемикаючому елементі $U_{зр}$ можна представити в наступному вигляді:

$$E \left(1 + \frac{\alpha}{\rho \beta} \right) < U_{зр}. \quad (3.43)$$

Виходячи з отриманої нерівності, вирішуючи його відносно K_{TP} , одержимо вираз для визначення максимального коефіцієнту трансформації:

$$K_{TP} < K_{TPmax} = (K_{зв} (1 - 2F) / 2(1 - F)) \cdot \left(\sqrt{1 + (4F(1 - F)) / K_{зв}^2 (1 - 2F)^2} - 1 \right), \quad (3.44)$$

де $F = \rho(U_{зр} / E - 1)$.

Через те, що величина коефіцієнта трансформації K_{TP} впливає на величину параметру T_B відповідно до виразу (3.40), то при виборі K_{TP} необхідно брати до уваги характер безперервності струму дроселя перетворювача. У силу прийнятих допущень, у даному аналізі розглядається режим переривчастих струмів, отже, для його існування необхідно, щоб сума відносних тривалостей інтервалів накопичення та віддачі енергії не перевищувала одиницю:

$$\gamma + T_B/T < 1, \quad (3.45)$$

тому умову існування переривчастого струму, виходячи з виразу (3.45), підставляючи в нього T_B із (3.40), визначимо в такий спосіб:

$$\gamma + \gamma \rho \frac{K_{зв} + K_{TP}}{K_{TP}} < 1. \quad (3.46)$$

Таким чином, як показує аналіз залежностей (3.34) – (3.38), якщо при заданих величинах U_{nm}/E і $U_{зп}/E$ існує максимальний коефіцієнт трансформації K_{TPmax} відповідно до виразу (3.44), то цьому стану відповідає максимальне значення γ_{max} , перевищення якого викликає режим безперервних струмів дроселя. Підставляючи K_{TPmax} , знайдене раніше з (3.44), у вираз (3.46), дорівнюючи його до одиниці і вирішуючи відносно γ , одержимо умову обмеження максимального коефіцієнту заповнення керуючих імпульсів:

$$\gamma < \frac{K_{TPmax}}{\rho K_{зв} + K_{TPmax}(1 + \rho)} = \gamma_{max}. \quad (3.47)$$

У такому випадку в режимі $\gamma = \gamma_{max}$ на виході перетворювача досягається задана величина напруги U_{nm} при дотриманні рівності постійної часу τ_L до величини

$$\tau_L = \gamma_{max}^2 \frac{\alpha_{mx}^2 T}{2\beta_{mx} \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)},$$

де α_{mx} і β_{mx} визначені згідно раніше введених позначень α і β при K_{TPmax} .

Якщо при проектуванні перетворювача для зменшення напруги на перемикаючому елементі $U_{ке}$ необхідне зниження величини коефіцієнту трансформації нижче K_{TPmax} до значення K_{ITP} при тій же самому ρ , то при

дотриманні умови про безперервність струму дроселя відповідно до (3.45) цьому значенню K_{TP1} повинне відповідати нове значення $\gamma_{1max} < \gamma_{max}$:

$$\gamma_{1max} = \frac{K_{1TP}}{\rho K_{зв} + K_{1TP}(1 + \rho)}. \quad (19)$$

При цьому, для того щоб при $\gamma = \gamma_{1max}$ вихідна напруга перетворювача зберігала своє задане значення U_{nm} необхідно, щоб постійна часу τ_L відповідала іншій величині:

$$\tau_{1L} = \gamma_{1max}^2 \frac{\alpha_{mx1}^2 T}{2\beta_{mx1} \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)},$$

де α_{mx1} і β_{mx1} визначені згідно раніше введених позначень α і β при K_{1TP} .

При проектуванні може також виникнути зворотне завдання – пошук величини коефіцієнта трансформації K_{2TP} при обраному більш низькому значенні $\gamma_{2max} < \gamma_{max}$ при збереженні вихідної напруги на рівні заданого U_{nm} (збереженні величини ρ). У такому випадку коефіцієнт трансформації визначимо, вирішуючи вираз (3.46) відносно K_{TP} при $\gamma = \gamma_{2max}$:

$$K_{2TP} = \frac{\gamma_{2max} \rho K_{зв}}{1 - \gamma_{2max} - \rho \gamma_{2max}}, \quad (3.49)$$

а постійна часу ланцюга дроселя повинна визначатися новим значенням при заданій вихідній напрузі і коефіцієнті трансформації K_{2TP} у виразах для α , β :

$$\tau_{2L} = \frac{\gamma_{2max}^2 \alpha^2 T}{2\beta \frac{U_{nm}}{E} \left(\frac{U_{nm}}{E} - 1 \right)}. \quad (3.50)$$

Виходячи з аналізу характеристик у виразах (3.34) – (3.38) слідує, що у випадку $\rho = \text{const}$ у режимі з більш низьким значенням $\gamma_{2max} < \gamma_{max}$, величина коефіцієнту трансформації, визначена відповідно до (3.49), є також більш низькою в порівнянні з величиною K_{TPmax} при $\gamma = \gamma_{max}$ у виразі (3.47).

Таким чином, якщо при заданих параметрах перетворювача U_{nm}/E і $U_{зр}/E$ існує максимальний коефіцієнт трансформації K_{TPmax} , обумовлений умовою обмеження напруги на перемикаючому елементі (3.44) і якому відповідає γ_{max}

згідно (3.47), то при більш низькому значенні $\gamma_{2\max} < \gamma_{\max}$ при тих же параметрах U_{nm}/E і U_{cp}/E може бути визначений більше низький коефіцієнт трансформації $K_{TP\min}$:

$$K_{TP\min} = K_{2TP} = \frac{\gamma_{2\max} \rho K_{ze}}{1 - \gamma_{2\max} - \rho \gamma_{2\max}}. \quad (3.51)$$

Це означає, що в режимі $\gamma_{2\max}$, для якого існує постійна часу τ_{2L} , обумовлена за допомогою формули (3.50), можна використовувати множину значень коефіцієнту трансформації з діапазону $K_{TP\min} < K_{TP} < K_{TP\max}$, які будуть задовольняти умовам (3.43), (3.45) при незмінній вихідній напрузі.

При подальшому аналізі процесів у перетворювачі доцільним є визначення необхідної індуктивності дроселя $L1$ і оцінка максимального струму в перемикаючому елементі ΔI_1 .

Розглянемо вираз для струму навантаження:

$$I_n = \frac{U_c}{R_n} = \frac{\tau_L}{L1} U_c = \frac{\tau_L}{L} \cdot \frac{E}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T \alpha^2}{\beta \tau_L}} \right). \quad (3.52)$$

Підставляючи у вираз (3.52) значення для постійної часу з (3.39) і використовуючи уведені раніше позначення для ρ в (3.40), можемо перейти до виразу для струму навантаження:

$$I_n = \frac{\gamma^2 \rho \alpha^2 E T}{2\beta L1},$$

звідки визначимо пошукове значення для індуктивності, що забезпечує в обраному режимі γ_{\max} заданий максимальний вихідний струм I_{nm} , задану вихідну напругу U_{nm} , величина якої відображається параметром ρ :

$$L1 = \frac{\gamma_{\max}^2 \rho \alpha^2 E T}{2\beta I_{nm}}. \quad (3.53)$$

Для визначення максимального струму в перемикаючому елементі підставимо у вираз (3.34) значення індуктивності з виразу (3.53). Після перетворень одержимо:

$$I_{mke} = \Delta I1 = \frac{2I_{nm}\beta}{\rho \gamma_{\max} \alpha^2}. \quad (3.54)$$

Для ілюстрації характеру зміни параметрів перетворювача в зоні регулювання відповідно до отриманого вище виразу, розглянемо приклад перетворювача із вхідною напругою $E = 300$ В, що працює на частоті з періодом $T = 50$ мкс при ідеальному магнітному зв'язку $K_{зв} = 1$. Задамо необхідні величини вихідної напруги $U_{нм} = 4$ кВ, вихідного струму навантаження $I_{нм} = 100$ мА, граничне значення $U_{зр} = 600$ В. Розглянемо далі методику вибору максимального, мінімального коефіцієнту трансформації та індуктивності дроселя, що забезпечують задані параметри перетворювача. Для цього розрахуємо параметр ρ , введений у виразі (3.40), що визначає характеристики перетворювача:

$$\rho = \frac{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{U_{нм}}{E} \left(\frac{U_{нм}}{E} - 1 \right)}}{2 \frac{U_{нм}}{E} \left(\frac{U_{нм}}{E} - 1 \right)} = 0.081$$

Далі з (3.44) обчислимо максимальний коефіцієнт трансформації, що забезпечує граничну напругу на перемикаючому елементі:

$$K_{TPmax} = (K_{зв}(1 - 2F)/2(1 - F)) \cdot \left(\sqrt{1 + (4F(1 - F))/K_{зв}^2(1 - 2F)^2} - 1 \right) = 0,088,$$

а також з (3.47) - максимальний у цьому режимі коефіцієнт заповнення γ_{max} :

$$\gamma_{max} = \frac{K_{TPmax}}{\rho K_{зв} + K_{TPmax}(1 + \rho)} = 0,5$$

На рис.3.22 зображені графіки зміни досліджуваних функцій у діапазоні регулювання γ для трьох режимів при $K_{зв} = 1$. Для обчисленого вище режиму побудовано графіки, позначені цифрою 1. На рис.3.22,а показано функцію $G = \gamma + T_B/T$, що ілюструє характер режиму струму дроселя (переривчастий-безперервний режим). На рис.3.22,б – функція тривалості інтервалу віддачі енергії дроселем у навантаження T_B . На рис.3.22,г,е показано функції вихідної напруги U_n і струму I_n . На рис.3.22,в зображені графіки максимального струму в перемикаючому елементі $I_{мке}$, а на рис.3.22,д – графіки напруги на перемикаючому елементі $U_{ке}$.

Необхідно помітити, що при значеннях $\gamma \rightarrow 0$ величина інтервалу віддачі енергії T_B прямує до нескінченності, що відповідає повністю закритому стану перемикаючого елемента, коли вся енергія вхідного джерела передається в навантаження, заряджаючи вихідний конденсатор перетворювача до рівня вхідної напруги. У практичних завданнях режими зі значеннями γ , близькими до нуля, не використовуються через інерційності перемикаючих елементів, коли тривалість фронтів перемикавання може перекривати тривалість інтервалу керування. Тому граничним режимом існування переривчастого-безперервного струму дроселя варто вважати точку перетинання графіка функції G з одиничним значенням на зростаючій гілці функції.

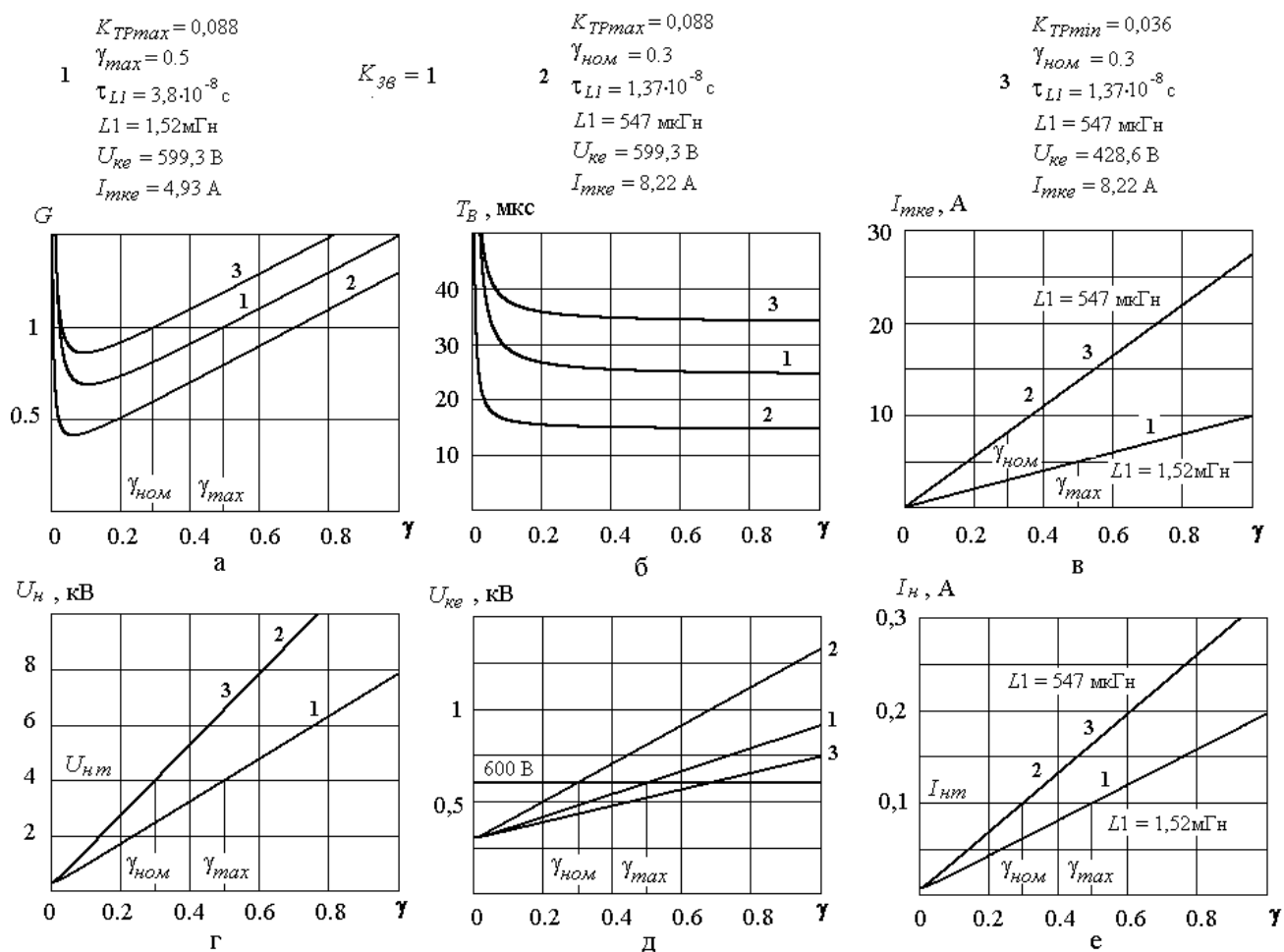


Рис.3.22. Графіки характеристик перетворювача в залежності від відносної тривалості керування при ідеальному магнітному зв'язку обмоток

Із графіків для режиму 1 на рис.3.22 слідує, що вихідна напруга перетворювача досягає заданого значення $U_{нт} = 4$ кВ при $\gamma_{max} = 0,5$, напруга на перемикаючому елементі $U_{кз}$ не перевищує $U_{зр} = 600$ В в діапазоні до γ_{max} , а максимальний струм через перемикаючий елемент досягає значення 4,93 А. Функція G у зазначеному діапазоні не перевищує одиниці, що свідчить про переривчастий характер струму дроселя. Величина постійної часу ланцюга дроселя становить $\tau_{L1} = 3,8 \cdot 10^{-8}$ с, а індуктивність дроселя $L1$ має складати величину 1,52 мГн.

Виберемо в якості номінального значення γ величину, що дорівнює $\gamma_{ном} = 0,3 < \gamma_{max}$, а коефіцієнт трансформації збережемо на колишньому рівні $K_{TP} = 0,088$. Величина постійної часу, у такому випадку, має становити $\tau_{2L1} = 1,37 \cdot 10^{-8}$ с для того, щоб рівень вихідної напруги в точці $\gamma_{ном}$ відповідав заданому значенню $U_{нт} = 4$ кВ. При цьому індуктивність дроселя повинна становити величину $L1 = 547$ мкГн. У такому випадку напруга на перемикаючому елементі в номінальному режимі $\gamma_{ном} = 0,3$ не перевищує задану величину 600 В, а максимальний струм у перемикаючому елементі досягає величини 8,22 А. Серія графіків для даного режиму позначена цифрою 2. У режимі $\gamma_{ном} = 0,3$ мінімальний коефіцієнт трансформації в режимі переривчастих струмів, виходячи з розрахунків, може становити величину $K_{TPmin} = 0,036$. Цьому режиму роботи перетворювача відповідають графіки під номером 3. Як видно із графіків, напруга на перемикаючому елементі в даному режимі не перевищує заданого граничного значення і становить навіть більш низьку величину $U_{зр} = 428,6$ В, а максимальний струм через перемикаючий елемент зберігає колишнє значення 8,22 А завдяки незмінній індуктивності $L1 = 547$ мкГн. У цьому випадку при обраному номінальному значенні $\gamma_{ном} = 0,3$ нижче γ_{max} з'являється можливість змінювати коефіцієнт трансформації від K_{TPmin} до K_{TPmax} при незмінному значенні постійної часу τ_{2L1} і індуктивності $L1$.

Вплив коефіцієнту магнітного зв'язку в дроселі перетворювача показано на прикладі графіків рис.3.23 при тих же вихідних параметрах перетворювача й значенні $K_{зв} = 0,8$. Порядок розгляду режимів в перетворювачі взятий таким

же, як у попередньому прикладі при ідеальному магнітному зв'язку. Як показують результати аналізу, погіршення магнітного зв'язку між обмотками дроселя в перетворювачі збільшує діапазон прийнятних значень коефіцієнту трансформації, у якому максимальні значення напруги на перемикаючому елементі не перевищують максимального заданого граничного значення в режимах переривчастих струмів дроселя. З іншого боку, неідеальність магнітного зв'язку в дроселі збільшує максимальні значення струму в перемикаючому елементі перетворювача внаслідок того, що для підтримки заданих вихідних параметрів струму й напруги потрібно значне зменшення індуктивності дроселя $L1$.

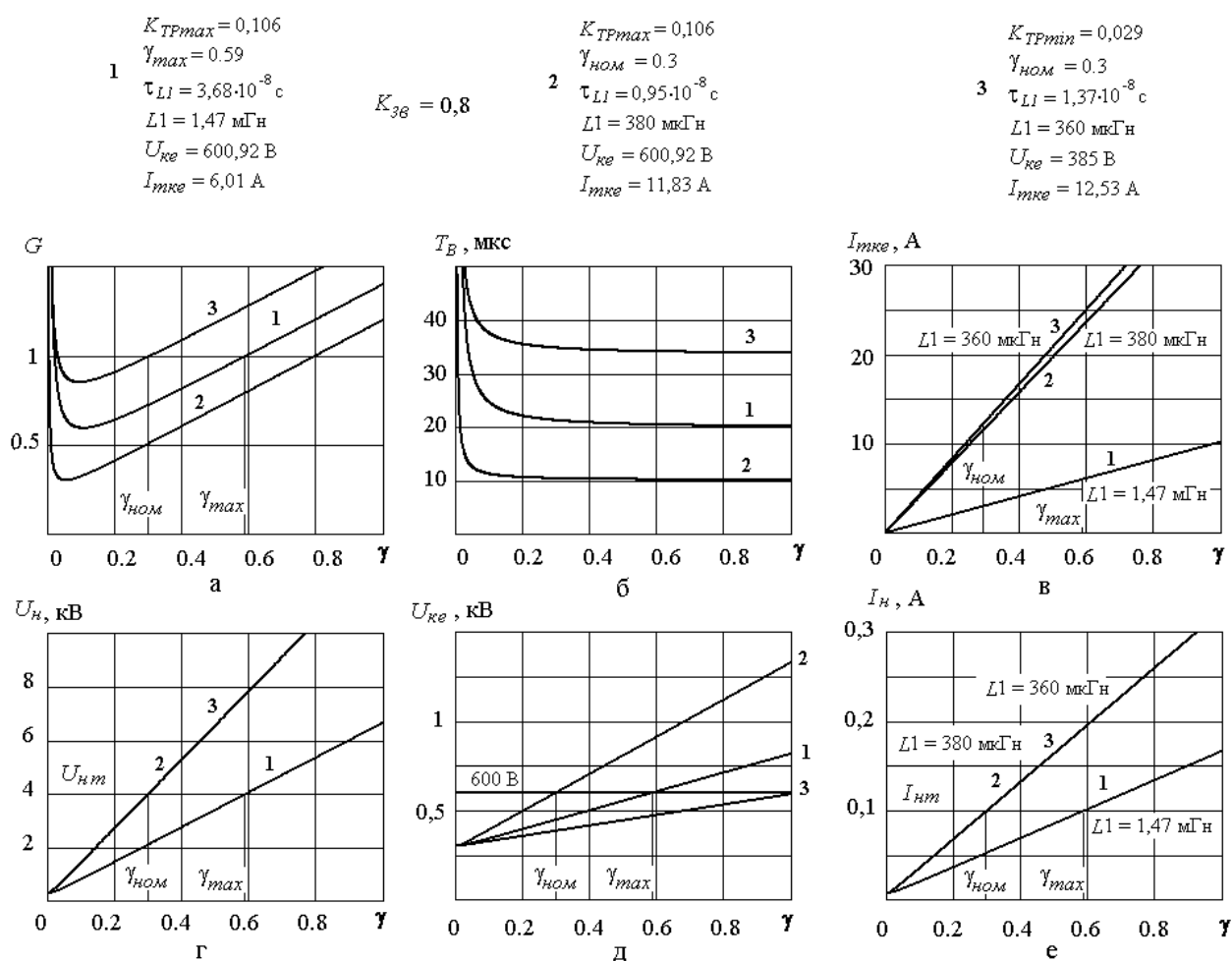


Рис.3.23. Графіки характеристик перетворювача в залежності від відносної тривалості керування при магнітному зв'язку обмоток $K_{3\phi} = 0,8$

Вплив ступеня магнітного зв'язку на параметри перетворювача показано також у таблиці 3.5, де наведено розраховані граничні значення напруги $U_{ке}$ та струму $I_{тке}$ у перемикаючому елементі, діапазон прийнятних величин коефіцієнту трансформації $K_{ТРmin}$, $K_{ТРmax}$ та індуктивності дроселя $L1$, необхідної для збереження заданих значень вихідного струму I_n та напруги U_n при різних величинах магнітного зв'язку $K_{зв}$ в обраних режимах $\gamma_{ном}$ та $K_{ТР}$. У таблиці 3.6 показано вплив коефіцієнту магнітного зв'язку на значення вихідних напруги U_n та струму I_n при збереженні величини індуктивності дроселя $L1$, коефіцієнту трансформації $K_{ТР}$ та номінального значення $\gamma_{ном}$.

Таблиця 3.5

Розраховані граничні значення напруги $U_{ке}$ та струму $I_{тке}$ перетворювача

$K_{зв}$	U_n , В	I_n , А	$K_{ТРmax}$	γ_{max}	$\gamma_{ном}$	$K_{ТРmin}$	$K_{ТР}$	$L1$, мкГн	$U_{ке}$, В	$I_{тке}$, А
1	4000	0,1	0,088	0,5	0,3	0,036	0,06	547	509,4	8,22
0,8			0,106	0,59		0,029		368	473,4	12,2

У таблиці 3.6 також показані відносні відхилення вихідних величин струму та напруги δ_i , δ_u , параметрів напруги $U_{ке}$ та струму $I_{тке}$ при зміні коефіцієнту магнітного зв'язку між обмотками дроселя.

Таблиця 3.6

Розраховані значення вихідної напруги U_n та струму I_n при величинах магнітного зв'язку $K_{зв}$

$L1$, мкГн	$K_{ТР}$	$\gamma_{ном}$	$K_{зв}$	U_n , В	δ_u , %	I_n , А	δ_i , %	$U_{ке}$, В	$I_{тке}$, А
547	0,06	0,3	1	4000	17,32	0,1	17	509,4	8,22
			0,8	3307		0,083		441,2	8,22

Для оцінки точності отриманої математичної моделі перетворювача, використаної для аналізу, проведені розрахунки процесів з використанням методу чисельного інтегрування диференціальних рівнянь на основі пакету імітаційного моделювання PSpice. На рис.3.24 представлені часові діаграми процесів, отримані

за допомогою пакета PSpice для параметрів у режимі: $\gamma = 0,3$, $K_{TP} = 0,06$, $\tau_{2L1} = 1,37 \cdot 10^{-8}$ с, $L1 = 547$ мкГн, $K_{3\phi} = 1$. Результати моделювання повністю підтвердили розрахункові значення струмів та напруг в перетворювачі.

У таблиці 3.7 наведені результати розрахунку параметрів перетворювача в зоні регулювання $\gamma = 0,02 \dots 0 \dots 0,5$ при вищенаведених значеннях K_{TP} і $L1$ за допомогою імітаційного моделювання ІМ і за допомогою розробленої математичної моделі УМ.

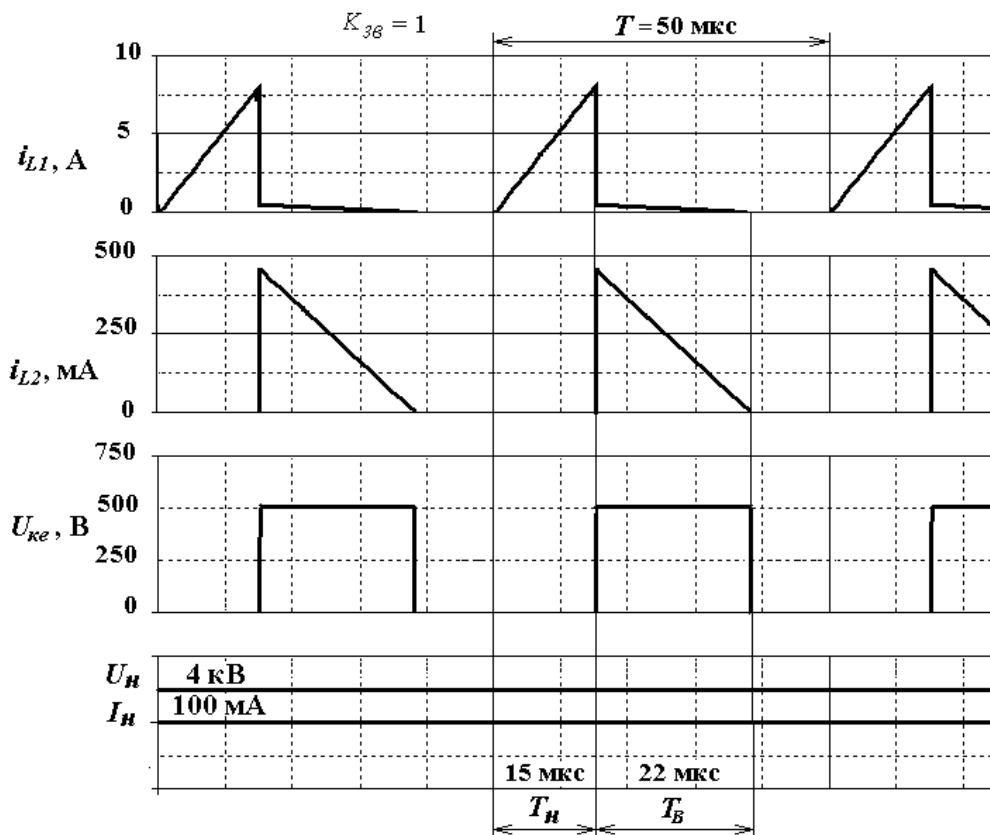


Рис. 3.24. Часові діаграми процесів у перетворювачі при ідеальному магнітному зв'язку

Таблиця 3.7

Результати розрахунку параметрів перетворювача в зоні регулювання

γ		T_B , мкс	U_H , В	ΔI_1 , А	ΔI_2 , мА	$U_{ке}$, В
1		2	3	4	5	6
0,02	ІМ	34,56	465,29	0,57	32,5	314,6
	УМ	36,03	447,13	0,548	31	308,3
0,04	ІМ	26,4	715,3	1,15	64,7	326,4
	УМ	27,6	684,5	1,1	62	321

Продовж.табл.3.7

1		2	3	4	5	6
0,06	IM	24,52	981,1	1,71	97,6	341,9
	UM	25,08	934	1,65	93	335,9
0,08	IM	23,6	1232	2,28	129	356
	UM	23,9	1187	2,19	124	350
0,1	IM	23,11	1494	2,85	163	368,4
	UM	23,22	1441	2,74	155	364,6
0,15	IM	22,29	2123	4,34	246	407
	UM	22,34	2080	4,11	233	401
0,2	IM	22,05	2674	5,36	306	434
	UM	21,9	2719	5,48	310	437
0,25	IM	21,6	3323	6,77	384	471
	UM	21,65	3360	6,86	388	473
0,3	IM	21,73	4039	8,4	476	512
	UM	21,49	4000	8,23	466	509,4
0,35	IM	21,12	4670	9,8	553	554
	UM	21,37	4641	9,6	543	546
0,4	IM	21,46	5348	11,25	638	587
	UM	21,28	5282	10,97	621	582
0,45	IM	21,15	5945	12,25	708	625
	UM	21,21	5923	12,34	698	618
0,5	IM	21,17	6611	13,84	786	657
	UM	21,15	6564	13,71	776	654

При неідеальному магнітному зв'язку з коефіцієнтом $K_{36} = 0,8$, діаграми імітаційного моделювання показані на рис.3.25.

Аналіз отриманих виразів та графічних залежностей дозволяє сформулювати особливості рекомендацій для розрахунку параметрів підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя в режимі переривчастих струмів при заданих значеннях вхідної та вихідної напруги, вихідного струму, граничного значення напруги на перемикаючому елементі, робочій частоті перетворювача:

1. Розрахунок максимальної величини коефіцієнта трансформації K_{TPmax} і максимально припустимого коефіцієнта заповнення γ_{max} по виразах (3.44) і (3.47) відповідно;

2. Вибір номінального робочого значення коефіцієнта заповнення $\gamma_{ном}$ величиною не більш ніж γ_{max} ;

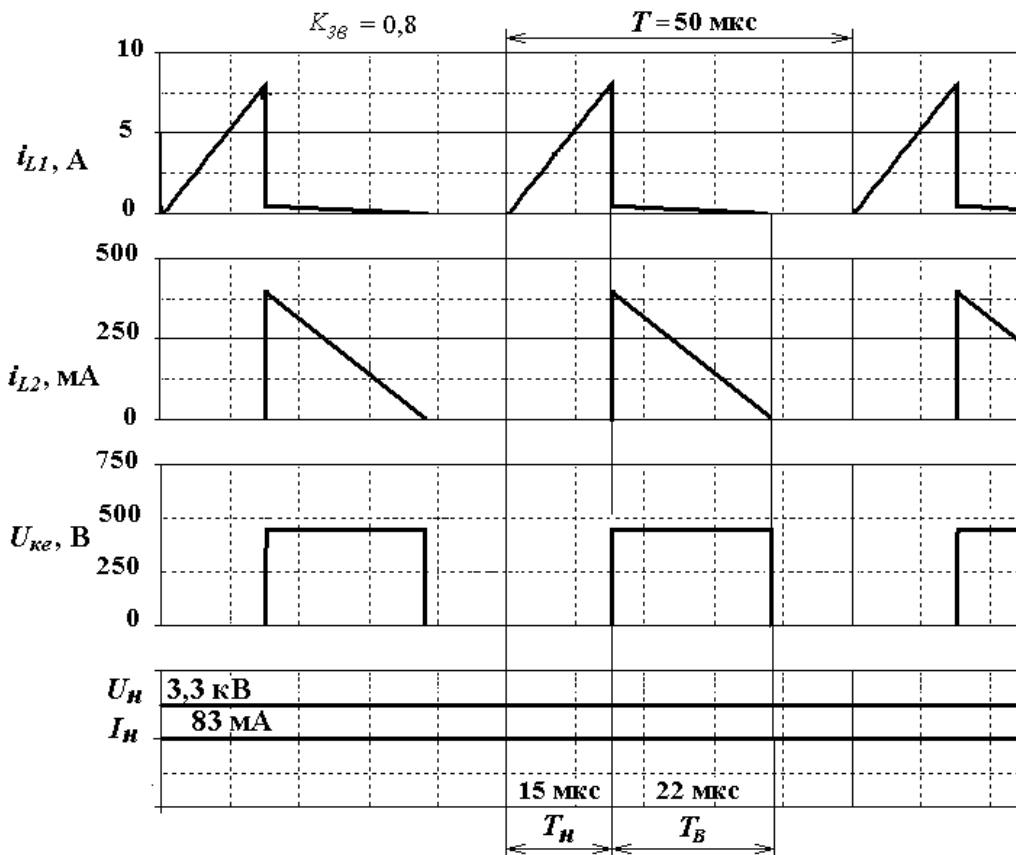


Рис.3.25. Часові діаграми процесів у перетворювачі при неідеальному магнітному зв'язку

3. Розрахунок величини індуктивності обмотки $L1$ по виразу (3.53) при значенні $\gamma = \gamma_{ном}$;

4. Розрахунок мінімальної величини коефіцієнта трансформації K_{TPmin} по формулі (3.51) при значенні $\gamma = \gamma_{ном}$;

5. Вибір величини робочого значення коефіцієнта трансформації K_{TP} у діапазоні $K_{TPmin} < K_{TP} < K_{TPmax}$;

6. Розрахунок максимального імпульсного струму перемикаючого елемента $I_{mке}$ по формулі (3.54).

При виконанні етапу 5 необхідно враховувати, що чим менше величина K_{TP} , тим менше напруга на перемикаючому елементі $U_{ке}$.

Таким чином, ступінь магнітного зв'язку істотно змінює параметри процесів у перетворювачі, через що впливає необхідність його врахування при

проектуванні перетворювача. Використання запропонованої методики дозволяє обирати відносно низьковольтні перемикаючі елементи при високих вихідних напругах джерела живлення. Неідеальність магнітного зв'язку обмоток дроселя в перетворювачі, що розглядається, не призводить до збільшення граничної напруги на перемикаючому елементі, однак потребує уточнення коефіцієнтів трансформації та індуктивностей обмоток дроселя.

Неідеальність магнітного зв'язку призводить до збільшення граничних струмів через перемикаючий елемент за рахунок того, що підтримання заданого рівня вихідної напруги потребує зменшення індуктивності первинної обмотки дроселя.

Реальний коефіцієнт зв'язку залежатиме від конструкції обмоток дроселя та розраховується за допомогою методик у роботі [204].

У результаті проведених досліджень розроблено рекомендації та визначено аналітичні вирази для розрахунку параметрів високовольтного джерела живлення на основі підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку в ньому, що дозволяє реалізувати необхідні вихідні параметри джерела живлення при заданому обмеженні на величину струму та напруги на перемикаючому елементі перетворювача. Це реалізується за допомогою вибору індуктивності та коефіцієнту трансформації обмоток магнітопов'язанного дроселя.

Проведений аналіз в розділі 3 дозволив отримати усереднені математичні моделі напівпровідникових перетворювачів різної структури з високопотенціальним трансформатором для розрахунків електромагнітних процесів у перетворювачах з урахуванням вимог гальванічного розділення кіл високовольтного електроживлення електровакуумного технологічного обладнання. Розроблено математичні моделі одноктних перетворювачів (зворотногоходового і прямоходового) і двоктних перетворювачів (на основі напівмостового інвертора напруги). Математичні моделі з усередненими змінними дозволяють вибирати як оптимальну структуру перетворювача в результаті їх аналізу, так і параметри високопотенціального трансформатора

перетворювачів, які забезпечують найкращу ефективність передачі енергії, що поліпшує якість розрахунку при створенні джерел живлення електровакуумного обладнання.

3.6 Висновки до розділу 3

1. За допомогою розробленого методу аналізу запропоновано математичні моделі основних структур перетворювачів електроенергії з високопотенціальними трансформаторами для джерел живлення електровакуумного обладнання, які включають в собі параметри середніх та пульсаційних складових змінних станів в багатоінтервальних режимах незмінності структури. Розроблені математичні моделі дають можливість знизити трудомісткість аналізу та підвищити швидкість розрахунків при використанні автоматизованих засобів обчислень, що особливо важливо для регулювання параметрів джерел живлення електровакуумного обладнання в режимах реального часу.

2. На основі використання математичних моделей високочастотних напівпровідникових перетворювачів з усередненими змінними встановлено графо-аналітичні закономірності між параметрами високопотенціальних трансформаторів в цих перетворювачах та їх навантажувальними характеристиками, що дає змогу спростити та уточнити процес розрахунків джерел живлення електровакуумного обладнання.

3. Аналіз за допомогою запропонованих математичних моделей перетворювачів електроенергії з усередненими змінними дозволив виявити, що збільшення коефіцієнту трансформації високопотенціального трансформатору при однакових індуктивностях розсіювання його обмоток призводить до зниження вихідної потужності при однакових значеннях струму навантаження в перетворювачах, однак розширює прийнятну зону робочих струмів, зміщуючи максимум робочого струму навантаження перетворювача в сторону збільшення. Це дозволяє адекватно обирати параметри та режими роботи джерела живлення, що забезпечують задану навантажувальну характеристику.

4. Визначено, що алгебраїчна форма системи рівнянь, отримана за допомогою запропонованого методу в результаті усереднення змінних у вихідних диференціальних рівняннях і яка відповідає математичним моделям перетворювачів з усередненими змінними, дає змогу обирати необхідні комбінації її параметрів в якості базису невідомих змінних. Це означає, що розроблені моделі дозволяють здійснювати розрахунки процесів в перетворювачах без додаткових перетворень в багатьох напрямках, які відповідають базисам незалежних змінних.

5. За допомогою запропонованого методу аналізу розроблено методику, яка дозволяє розрахувати необхідні значення параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатору джерел живлення електровакуумного обладнання для забезпечення максимальної вихідної потужності в діапазоні робочих струмів заданої навантажувальної характеристики.

6. Запропоновано рекомендації для розрахунку амплітудних значень напруг та струмів на силових перемикаючих елементах джерел живлення з високопотенціальними колами, що дозволяє підвищити коефіцієнт використання силових елементів по нарузі та струму. Це дозволяє реалізовувати необхідні вихідні параметри джерел живлення при заданому обмеженні на величину струму і напруги на перемикаючих елементах з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку у високопотенціальних колах перетворювачів.

Посилання: [35], [47, 48], [54], [57], [60], [70], [83], [85], [204-226] див. список використаних джерел стор. 312 – 314, 316, 317, 329 – 331.

РОЗДІЛ 4

РОЗРАХУНОК ПРОЦЕСІВ У ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ПОТУЖНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ

4.1 Структура та алгоритми роботи високовольтних багатосекційних джерел живлення для електровакуумного обладнання

При побудові високовольтних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання для формування необхідного високого рівня прискорювальної напруги електронно-променевої гармати досить тривалий час застосовуються структури перетворювачів з використанням індуктивного трансформаторного зв'язку на основі паралельної передачі енергії (рис.1.3,а) [99,100,138-142]. Як свідчить аналіз сучасних літературних джерел [227-238], високочастотні перетворювачі в системах живлення потужного електровакуумного обладнання поступово замінюють традиційні джерела, що працюють на основі промислової частоти, хоча і не в усіх застосуваннях [150].

Загальною рисою високовольтних джерел живлення з індуктивним трансформаторним зв'язком на основі паралельної передачі енергії є реалізація структури на виході системи живлення, що являє собою послідовне з'єднання декількох джерел постійної напруги, утворених в колах вторинних обмоток трансформаторів. Характерним прикладом такої структури є джерело живлення, описане в [231] (рис.4.1), що містить високовольтні трансформатори $TV1 \dots TV3$, які мають первинні обмотки, під'єднанні до виходів перетворювачів, а вторинні обмотки підключено до випрямлячів з ємнісним фільтром, причому по виходу всі випрямляючі вузли з'єднані послідовно. З урахуванням послідовного з'єднання всіх випрямлячів по виходу, на виході джерела живлення формується сумарне значення постійної напруги, що надходить на навантаження, і дорівнює сумі напруг всіх випрямлячів. Важливою відмінністю такої структури джерела

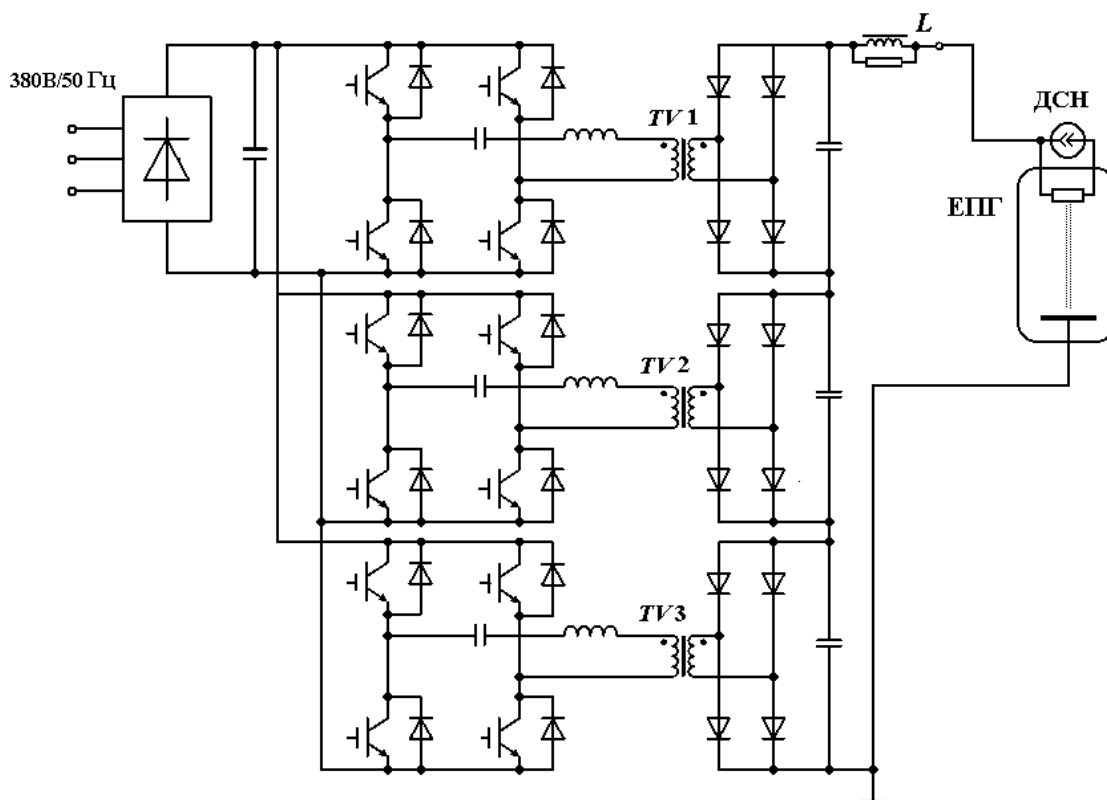


Рис. 4.1. Структурна схема високовольтного джерел живлення ЕПП з індуктивним трансформаторним зв'язком на основі паралельної передачі енергії

є можливість одержання високих напруг при використанні відносно низьковольтних елементів на вторинній стороні трансформаторів, особливо при великій кількості джерел постійної напруги. Однак існуючі структури джерел живлення, не зважаючи на наявність струмообмежуючого дроселя у вихідному контурі, не містять ефективної можливості для усунення негативного впливу пробойів на свої вихідні кола, що відбуваються у навантаженні, яким є електровакуумне технологічне обладнання з характерними для нього періодичними пробоями, деякі з яких здатні переходити в тривалий дуговий розряд. Використання джерел, що не враховують специфіку електровакуумного навантаження, викликає значне зниження ресурсу роботи технологічного обладнання та аварійні процеси в джерелі живлення.

Крім того, традиційно потужне електровакуумне обладнання підключається до розподільчої мережі низької напруги 3×380 В/50 Гц, що по мірі підвищення потужності створює проблеми для інших споживачів електроенергії, підключених

до загального фідеру живлячої мережі [239]. Проблеми пов'язані в першу чергу з перевантаженням мережі низької напруги та створенням в ній електричних завад через нестационарний характер навантаження, яким є електровакуумне обладнання відносно системи живлення з характерними стрибками струму та напруги під час пробоїв.

Виключити наведені проблеми електроживлення потужного електровакуумного обладнання дозволяє застосування нової перспективної багатосекційної структури високовольтного джерела живлення з використанням індуктивного трансформаторного зв'язку на основі паралельної передачі енергії. Нова структура високовольтного джерела живлення включає в себе наступні принципи побудови [69, 74, 82, 240-243]:

- підключення джерела живлення безпосередньо до мережі середньої напруги $3 \times 10 \text{кВ}/50 \text{Гц}$ завдяки застосуванню на його вході спеціалізованого трансформатору TVI з первинними обмотками w_0 , розрахованими на вхідну напругу $U_{вх} = 3 \times 10 \text{кВ}$, та кількістю N вторинних обмоток ($w_1 \dots w_N$), сума випрямлених напруг в колах яких складає необхідне максимальне значення прискорювальної напруги електровакуумного обладнання $U_{вих}$ (рис.4.2);
- застосування струмообмежуючих регуляторів понижувального типу (СТОР) (рис.4.2) в кожному каналі вторинних обмоток на виході випрямлячів В та використання додаткових вентилів (VTI, VDI) з функцією шунтування ланцюга навантаження по виходу регуляторів, які дозволяють у момент виникнення пробою обмежити струм і потім, при необхідності, розривати на заданий час паузи ланцюг протікання струму в навантаження та зменшувати до нуля напругу на виході джерела.

У результаті застосування понижувальних струмообмежуючих регуляторів в новій структурі багатосекційного джерела величина вихідного струму джерела не перевищує номінального робочого значення під час пробоїв у навантаженні. Більше того, нульові значення вихідного струму джерела під час дугових розрядів (примусові паузи вихідного струму) сприяють їхньому руйнуванню.

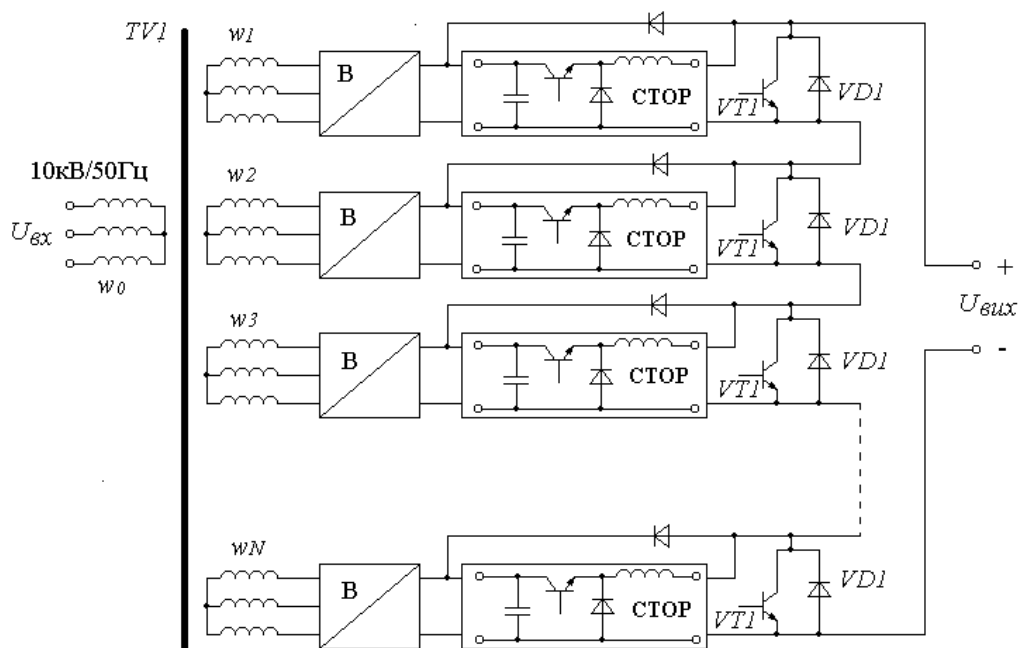


Рис.4.2. Структурна схема високовольтного джерела прискорювальної напруги на основі багатосекційного трансформатора та струмообмежуючих регуляторів

Зменшенню впливу паразитних параметрів кабелю підключення джерела до електроракуумного обладнання сприяє введення в кожний з регуляторів резистора $R1$ і діода $VD2$ у розрив ланцюга між позитивною вихідною клемою регулятора і точкою з'єднання колектору транзистора $VT1$ і катоду діода $VD1$, (рис.4.3)

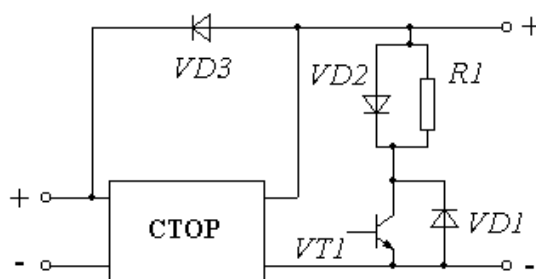


Рис. 4.3. Структурна схема підключення струмообмежуючих елементів у вихідних колах високовольтного джерела

Крім того, для можливості використання елементної бази з більш низькою допустимою напругою у високовольтному джерелі живлення для електроракуумного обладнання кожний з регуляторів понижувального типу

доцільно виконати в комбінованому вигляді з транзисторами $VT2, VT3$, діодами $VD5, VD6$ та загальним двохомотковим дроселем з напівобмотками $L1, L2$ (рис.4.4).

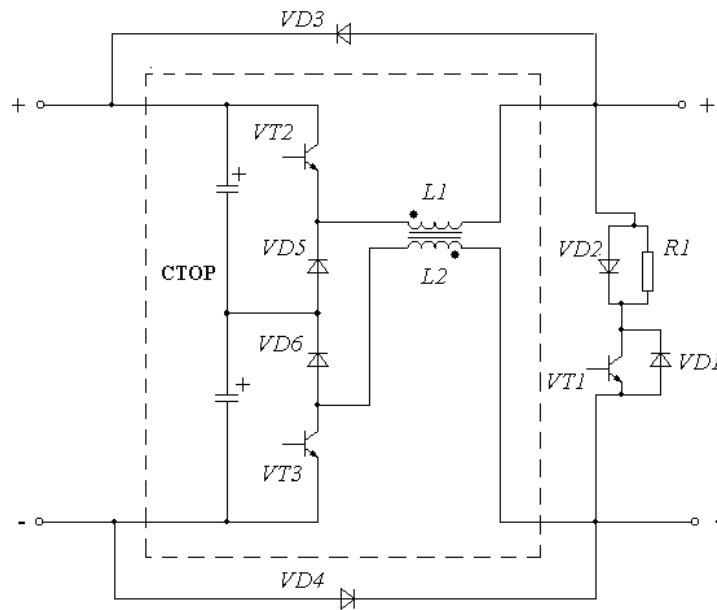


Рис. 4.4. Структура схема струмообмежуючого регулятора з двохомотковим дроселем

Також для підвищення коефіцієнту потужності на вході та зниження пульсацій вихідної напруги у високовольтному джерелі живлення позитивний ефект дає включення одної половини загального числа вторинних обмоток його високовольтного трансформатора за схемою «зірка», другої половини - за схемою «трикутник» (рис.4.5), причому, кількість витків в обмотках «зіркою» повинна бути в $\sqrt{3}$ раз менше кількості витків в обмотках «трикутником». На рис.4.5 позначено: СТК – струмообмежуюча комірка, що включає в собі трифазний випрямляч та струмообмежуючий регулятор СТОР.

Таким чином, у багатосекційному джерелі на вторинній стороні трансформатора утворюється N каналів передачі енергії в навантаження. Дані регулятори в номінальному режимі роботи джерела перебувають у повністю провідному стані, при якому регулюючі силові транзистори $VT2, VT3$ (рис.4.4) у кожному каналі є повністю відкритими. Напруга із входу регулятора практично без втрат передається на його вихід.

При виникненні пробою в навантаженні (наприклад, в електронно-променевої гарматі) вихідний струм джерела починає зростати і при деякому заданому пороговому значенні всі регулятори за командою системи керування переходять у релейний режим струмообмеження. Тривалість такого режиму

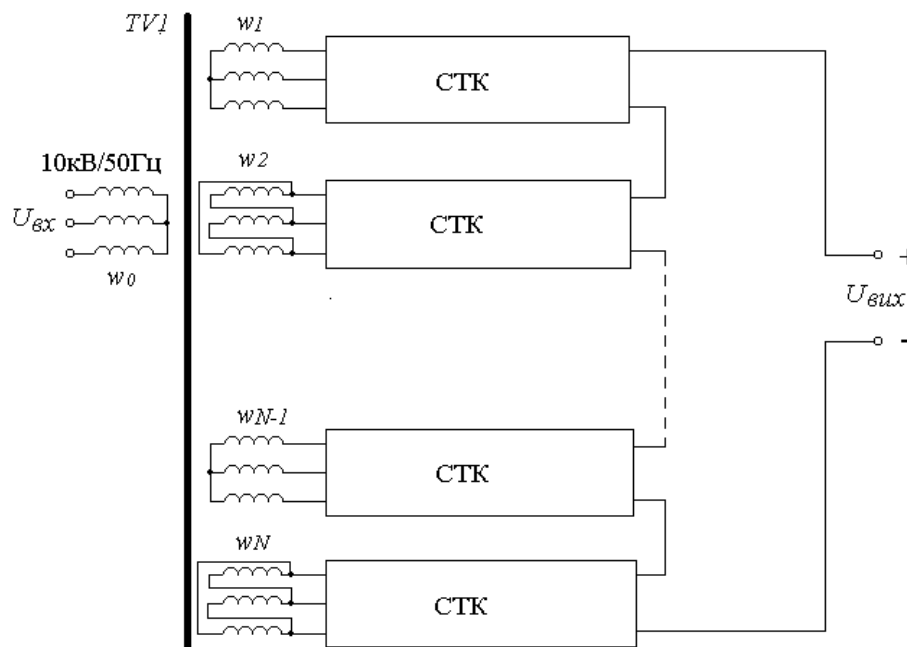


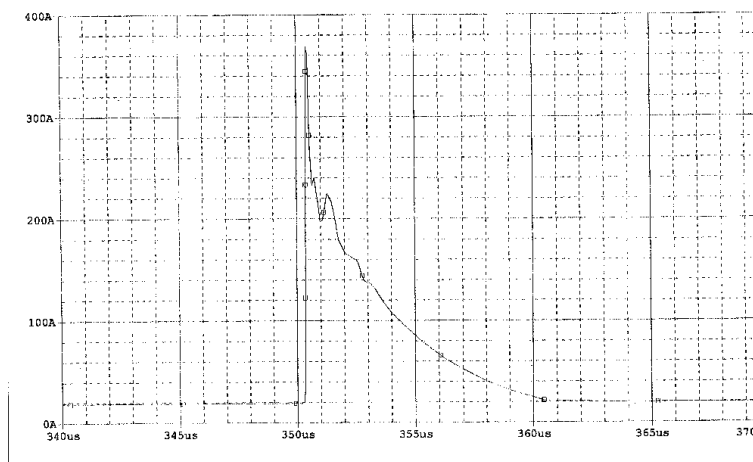
Рис. 4.5. Структурна схема високовольтного багатосекційного джерела живлення з включенням вторинних обмоток в «зірку» та «трикутник»

роботи може бути регульованою для визначення стійкості виниклого пробою і відсікання пробоїв, що саморуйнуються. Через деякий заданий час (так званий час селекції) після початку стійкого дугового розряду, у кожному каналі регулюючі транзистори регуляторів замикаються, а транзистор VTI (рис.4.4) відмикається по зовнішній команді на заданий час паузи, достатній для руйнування пробою в навантаженні. При цьому на виході джерела формується нульове значення напруги і нульовий вихідний струм. У момент часу, коли закінчується інтервал паузи (регулюючі транзистори в регуляторах відкрилися, транзистор VTI замкнувся), а пробій у навантаженні вже самозруйнувався, вихідний струм кожного регулятора здобуває номінальне значення, що відповідає струму навантаження. При цьому, якщо сталий струм навантаження виявився менше того значення, яким був струм дроселя до пробою, то частина струму, що дорівнює

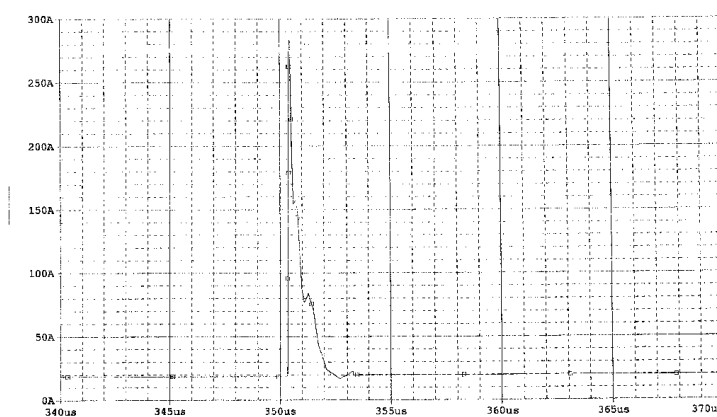
різниці струму дроселя регулятора і струму навантаження замикається через діоди $VD3$, $VD4$ у вхідні конденсатори СТОР. У цьому випадку вихідна напруга регулятора не буде перевищувати напругу конденсатора ємнісного фільтра у випрямляючому вузлі кожного каналу і загальна напруга джерела буде обмежена. Діод $VD1$ усуває негативні сплески напруг на виході кожного регулятора. Також діод $VD1$ створює ланцюг протікання струму навантаження джерела у випадку, коли даний канал джерела виключений з алгоритму роботи (силові транзистори регулятора замкнені, транзистор $VT1$ - відкритий).

Отже, у даній структурі джерела в момент утворення пробою в навантаженні вихідний струм є обмеженим, а на протязі існування дугового розряду в гарматі вихідна напруга джерела обмежуються на нульовому рівні. Це дозволяє руйнувати розвиток дугового розряду в навантаженні, а значить - виключити вплив пробоїв на величину струму електронного променя в електронно-променевому обладнанні, що приводить до підвищення якості технологічного процесу.

Як свідчить практика використання джерел живлення електровакуумного обладнання [113, 124, 243], в момент виникнення пробою в навантаженні, у вихідному ланцюзі джерела живлення виникає сплеск вихідного струму, що обумовлений впливом розподілених паразитних параметрів кабелю з'єднання між джерелом живлення та технологічною установкою. Завдяки включенню в схему діода $VD2$ і резистора $R1$ цей сплеск струму протікає по ланцюгу через зазначені елементи в кожному регуляторі джерела. Дослідження процесів у вихідних колах джерела живлення за допомогою імітаційного моделювання показало, що вибором величини опору резистора $R1$ можна впливати на зменшення сплеску цього струму у два-три рази. Діаграма сплеску вихідного струму при відсутності опору у вихідному ланцюзі (резистора $R1$) показана на рис.4.6,а, при його наявності - на рис.4.6,б. Протягом формування паузи вихідної напруги шляхом відмикання транзистора $VT1$ і запирання регулюючих силових транзисторів в регуляторах, залишковий струм дроселя регулятора замикається по колу через відкритий транзистор $VT1$ і діод $VD2$, минаючи резистор $R1$.



а



б

Рис. 4.6. Діаграма сплеску вихідного струму багатосекційного джерела живлення при відсутності опору струмообмеження у вихідному ланцюзі (а) та при його наявності (б).

Таким чином, обумовлений впливом розподілених параметрів кабеля струм обмежується активним опором у вихідному ланцюзі джерела живлення. З іншого боку, наявність такого активного опору у вихідному ланцюзі не створює додаткових спадань напруги у вихідному ланцюзі джерела в момент формування пауз вихідної напруги і струму під час примусового руйнування пробоїв у навантаженні завдяки наявності діода, включеним паралельно з уведеним резистором. Ці фактори поліпшують ефективність і надійність джерела живлення.

Отже, за рахунок особливостей виконання регулятора понижувального типу в кожному каналі джерела живлення в порівнянні із традиційним регулятором вдається знизити у два рази робочі напруги на силових елементах схеми. Це дає можливість використання елементної бази в джерелі живлення з більш низькою допустимою напругою, що зменшує встановлену потужність напівпровідникових приладів. З іншого боку, наявність напівпровідникових приладів з високими припустимими значеннями напруги дозволяє зменшувати кількість N використовуваних каналів передачі енергії в джерелі для досягнення необхідної сумарної вихідної напруги.

Особливу увагу при аналізі процесів у високовольтному багатосекційному джерелі живлення викликає оцінка його енергоефективності в порівнянні з існуючими високочастотними інверторними пристроями з точки зору як побудови їх структури, так і місця підключення до живильної мережі. Як було вказано раніше, найбільш поширеною практикою є підключення інверторних систем електроживлення потужного технологічного обладнання до трифазної промислової мережі 380В/50Гц через розподільчий трансформатор 10кВ/400В (рис.4.7). Традиційні інверторні структури містять в собі мережевий випрямляч, трифазний високочастотний інвертор, високовольтний високочастотний трансформатор та високовольтні випрямлячі у складі трансформаторно-випрямляючого модулю. Нова структура багатосекційного джерела живлення для потужного технологічного навантаження у зв'язку з наявністю в своїй структурі низькочастотного трансформатору доцільно підключати напряду безпосередньо до трифазної мережі середньої напруги 10 кВ, виконуючи цей трансформатор в спеціалізованому вигляді з відповідним гальванічним розділенням обмоток (рис.4.8). В такій структурі основним і єдиним вузлом перетворення параметрів електроенергії в стаціонарному режимі є спеціалізований трансформатор TVI з випрямлячами на вторинній стороні з відповідним коефіцієнтом ефективності передачі енергії.

Якщо аналізувати структуру інверторної системи живлення (рис.4.7), то очевидно, що при однакових умовах підключення до мережі середньої напруги

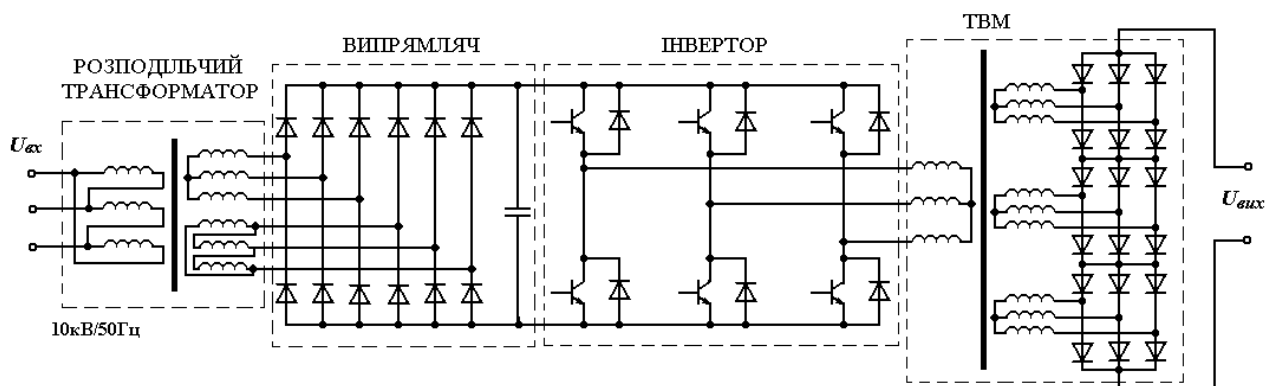


Рис. 4.7. Структурна схема джерела прискорювальної напруги на основі високочастотного інвертору

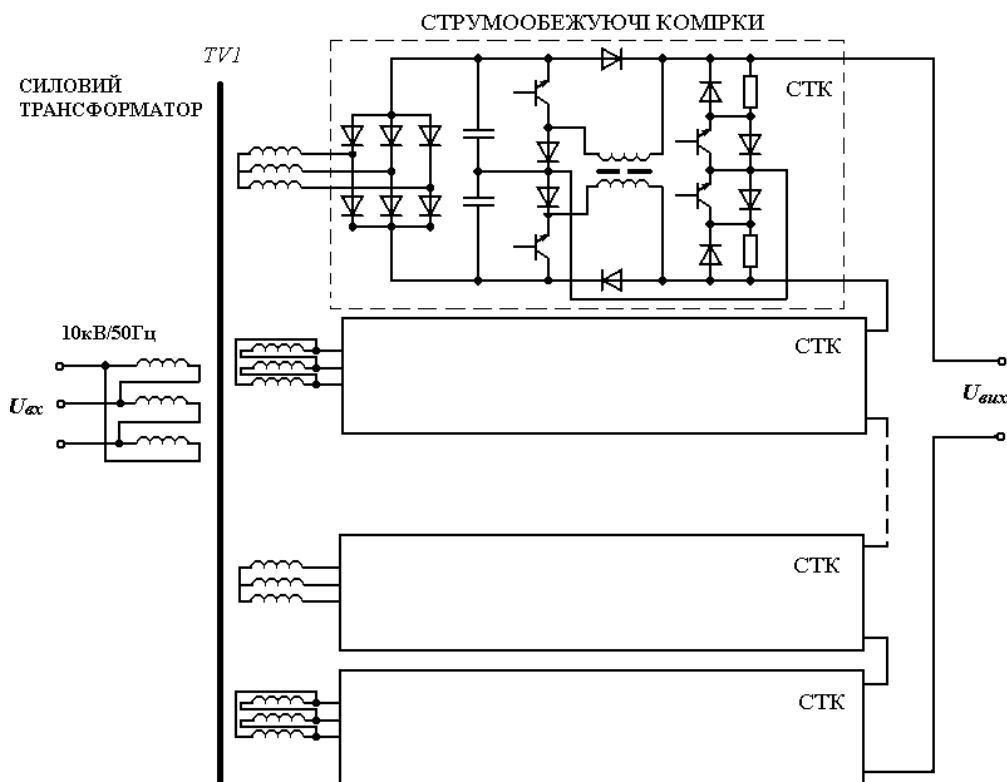


Рис. 4.8. Структурна схема джерела прискорювальної напруги на основі багатосекційної структури

10кВ в послідовності перетворень параметрів електроенергії мається як мінімум три ланки перетворення: розподільчий низькочастотний трансформатор з випрямлячами, високочастотній інвертор, високочастотний високовольтний трансформатор з випрямлячами. Якщо кожна з трьох названих ланок в структурі за рис.4.7 має відповідний коефіцієнт ефективності передачі енергії, менший за

одиницю, то нова перспективна структура багатосекційного джерела (рис.4.8) з однією ланкою передачі енергії є більш енергоефективною. Крім того, в новій структурі джерела виключено високовольтний трансформатор, що працює на високій частоті перетворення. Завдяки цьому індуктивні паразитні параметри, що обумовлені вимогами забезпечення високопотенціальної ізоляції обмоток та у високочастотному трансформаторі спричиняють більше втрат енергії в порівнянні з низькочастотним високовольтним трансформатором, виключаються із впливу на процеси перетворення. Більш того, перехідні процеси у вихідних колах джерела живлення, що пов'язані з ємнісними паразитними параметрами високочастотного трансформатора під час коротких замикань (дугоутворень) в технологічному навантаженні також не мають впливу на перевантаження в елементах нової структури перетворювача завдяки відсутності високочастотного трансформатора на його виході.

Таким чином використання нової структури багатосекційного високовольтного джерела мінімізує кількість ланок перетворення енергії, сприяє підвищенню ефективності і надійності системи електроживлення потужного електровакуумного технологічного обладнання.

4.2 Аналіз режимів струмообмеження у високовольтних багатосекційних джерелах живлення

Однією з важливих функцій нової структури багатосекційного джерела живлення є можливість реагувати на пробої діелектричного проміжку в електровакуумному обладнанні, забезпечуючи завдяки струмообмеженню безпеку вихідних кіл джерела та сприяючи руйнуванню дугових розрядів в технологічному навантаженні під час пробоїв за допомогою переривання струму навантаження. Режим струмообмеження забезпечується переходом роботи струмообмежуючих регуляторів в кожній секції джерела живлення в релейний режим. Струм навантаження в цьому режимі обмежений між двома заданими пороговими значеннями, що обумовлюють тривалість інтервалів накопичення та

віддачі енергії в двохобмотковому дроселі. Тривалість цих інтервалів при фіксованому значенні приросту струму залежить від величини опору навантаження та індуктивності дроселя. Таким чином при нестационарному навантаженні, яким є електровакуумне обладнання, частота роботи дроселя в релейному режимі регулятора змінюється. Це ускладнює процес вибору індуктивності дроселя в регуляторі, оскільки для розрахунку дроселя необхідно враховувати діапазон його робочої частоти. Для отримання необхідних співвідношень для розрахунку параметрів двохобмоткового дроселя в регуляторах багатосекційного джерела живлення розглянемо електромагнітні процеси в ньому.

Еквівалентні схеми заміщення регулятора на інтервалах накопичення та віддачі енергії в дроселі зображено на рис.4.9,а і рис.4.9,б відповідно. В розгляді припускаємо, що силові транзистори та діоди замінено лінійними S – моделями, та вони працюють без затримок часу перемикання, обмотки дроселя є магнітопов'язаними з коефіцієнтом магнітного зв'язку $K_{зв} = M/\sqrt{L1 \cdot L2}$, де $L1$, $L2$ – індуктивності обмоток дроселя, M - величина взаємної індуктивності між обмотками дроселя.

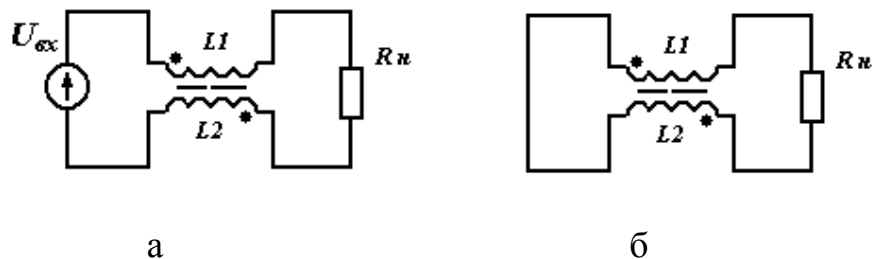


Рис. 4.9. Еквівалентні схеми заміщення струмообмежуючого регулятора на інтервалах накопичення та віддачі енергії в дроселі

Диференціальні рівняння на інтервалах накопичення та віддачі енергії мають відповідний вигляд:

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{di}{dt} + iR_n = U_{вх},$$

$$(L1 + L2 + 2M) \frac{di}{dt} + iR_n = 0.$$

Застосовуючи розроблений в розділі 2 метод аналізу на основі усереднення [54], перейдемо від диференціальних рівнянь до системи з усередненими змінними:

$$L_{екв} \frac{\Delta I}{T_H} + I_{cp} R_n = U_{ex},$$

$$L_{екв} \frac{\Delta I}{T - T_H} = I_{cp} R_n,$$

а далі – до її розв’язку відносно середнього значення струму дроселя I_{cp} , та приросту струму дроселя в межах заданих порогів ΔI :

$$\Delta I = \frac{(1 - K_3) K_3 T}{L_{екв}} U_{ex},$$

$$I_{cp} = K_3 \frac{U_{ex}}{R_n},$$

де - $L_{екв} = (L1 + L2 + 2K_{зв} \sqrt{L1 \cdot L2})$, $K_3 = T_H / T$ відносна тривалість інтервалу T_H накопичення енергії, T – період частоти комутації f .

З приведених вище виразів можна записати співвідношення для визначення діапазонів робочої частоти дроселя:

$$f = \frac{(1 - K_3) K_3}{L_{екв} \Delta I} U_{ex}. \quad (4.1)$$

З аналізу знайденого співвідношення (4.1) випливає, що в релейному режимі роботи регулятора максимальна частота комутації припадає на значення відносної тривалості інтервалу накопичення, що дорівнює $K_3=0,5$. На рис.4.10 зображені залежності частоти комутації при різних значеннях коефіцієнту магнітного зв’язку $K_{зв}$ обмоток дроселя та взятих для прикладу значеннях $U_{ex} = 2000$ В, $L1 = L2 = 1,25$ мГн, $\Delta I = 5$ А. Результати аналізу також свідчать, що коефіцієнт магнітного зв’язку між обмотками дроселя істотно впливає на діапазон частоти комутації регулятора. В розглянутому прикладі параметрів при змінненні коефіцієнту магнітного зв’язку від нульового до одиничного максимальна частота комутації зменшується в два рази.

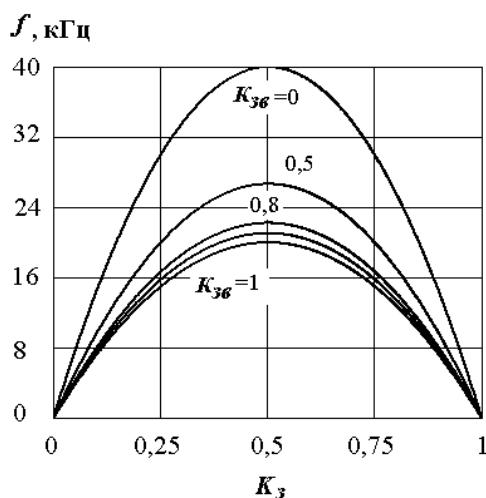


Рис. 4.10. Графічні залежності частоти комутації струмообмежуючого регулятора при варіації значень коефіцієнту магнітного зв'язку $K_{зв}$ двохобмоткового дроселя

Таким чином, отримане співвідношення (4.1) дозволяє оцінювати та розраховувати необхідні параметри двохобмоткового дроселя регулятора багатосекційного джерела живлення з метою забезпечення такого значення частоти комутації, яке не викликає динамічних перевантажень силових транзисторів в режимах струмообмеження джерела.

4.3 Навантажувальні та регулювальні характеристики високовольтних багатосекційних джерел живлення

Важливою задачею при створенні потужних джерел живлення електровакуумного обладнання є забезпечення оптимальних показників параметрів електроенергії на вході і виході пристрою, забезпечення його енергозберігаючих характеристик. Насамперед актуальним є виконання вимог по гармонійному складу та коефіцієнту гармонік споживаного струму системи електроживлення, коефіцієнту потужності, крутості навантажувальної характеристики, пульсаціям вихідної напруги та інш.

З метою аналізу вказаних характеристик багатосекційних високовольтних джерел живлення розглянемо структуру, зображену на рис.4.5, для якої вхідною напругою є промислова трифазна мережа з величиною напруги $U_{вх} = 10$ кВ.

Задамо величину вихідної постійної напруги на рівні 32 кВ і величину потужності на вході джерела – 450 кВт. В такому випадку фазний струм первинної обмотки трансформатора $TV1$ становитиме 15А. Якщо вибирати величину вихідної напруги кожної секції на рівні 2 кВ, то кількість таких секцій повинна бути рівною $N = 16$.

Для аналізу електромагнітних процесів в багатосекційних джерелах живлення необхідно враховувати конструктивне розташування обмоток трансформатора, яке забезпечує найкращий магнітний зв'язок між ними. Одним з ефективних варіантів є секціонування первинної обмотки на кожному із трьох стрижнів силового трифазного трансформатора в кількості, що дорівнює кількості секцій вторинних обмоток, підключених до відповідних струмообмежуючих комірок СТК. Кожна секція вторинної обмотки має розташовуватись коаксіально над відповідною секцією первинної обмотки однойменної фази уздовж усього стрижня попарно. Всі секції первинних обмоток мають бути з'єднаними одна до іншої паралельно (рис.4.11,а), або послідовно (рис.4.11,б). В кожній парі вторинних обмоток необхідно використовувати обмотки, що з'єднуються в «зірку» та «трикутник». На рис.4.11 зображено електричне з'єднання секцій обмоток для однієї з фаз. На рисунку позначено: 1,2,3...16 - вторинні обмотки в кількості, що взято для прикладу розрахунку процесів, Δ , Y - позначення виводів вторинних обмоток, які з'єднуються в «зірку» і «трикутник» з відповідними обмотками інших фаз силового трансформатора.

Розглянемо процеси при з'єднанні первинної обмотки по схемі рис.4.11,б. Припустимо, що основна електромагнітна взаємодія між кожною парою вторинних обмоток Δ , Y і первинною обмоткою здійснюється на ділянці безпосереднього розташування цієї пари над секцією первинної обмотки, рівної по ширині одній восьмій частини всієї її довжини. Електромагнітну взаємодію з іншими ділянками первинної обмотки будемо вважати несуттєвою, також як несуттєвою вважатимемо взаємний вплив самих вторинних обмоток між собою. Тоді надалі знехтуємо цим впливом і вивчимо електромагнітні процеси в джерелі електроживлення на прикладі роботи двох СТК, з'єднаними із секціями

вторинних обмоток трансформатора, об'єднаних в «зірку» і в «трикутник» (рис.4.12), що охоплюють по своїй довжині відповідну секцію первинної обмотки по схемі рис.4.11,б.

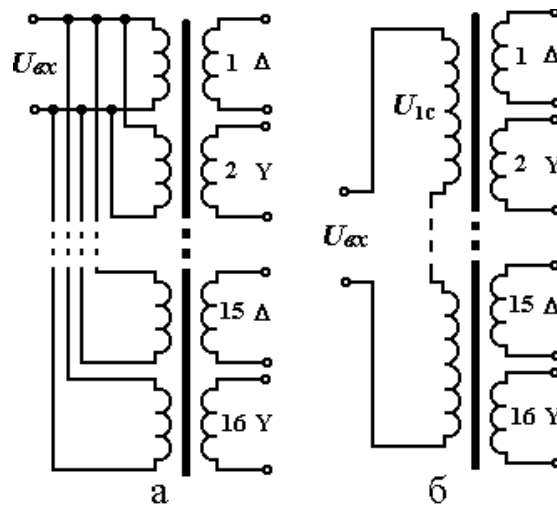


Рис.4.11. Спрощена структурна схема попарного з'єднання секцій обмоток одної фази на стрижні магнітопроводу трансформатора

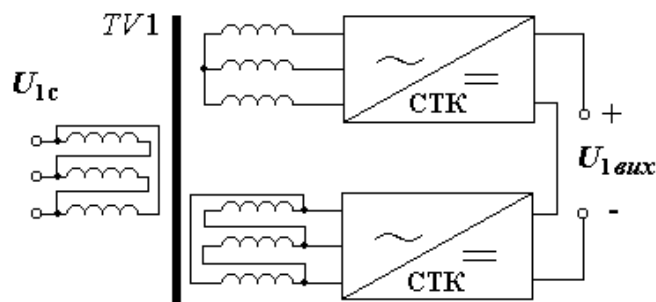


Рис. 4.12. Структурна схема з'єднання двох СТК з вторинними обмотками, об'єднаними в «зірку» та «трикутник»

Прийняті припущення щодо нехтування магнітного взаємозв'язку між парами вторинних обмоток дозволяє розглядати та розраховувати процеси відносно однієї пари СТК, інтегруючи отримані результати для загальних характеристик джерела живлення. В зв'язку з цим будемо вважати, що до секції первинної обмотки прикладено частину величини мережевої вхідної напруги, що дорівнює $U_{1с} = 10/8\text{кВ}$. Проілюструвати електромагнітні процеси в такій секції для однієї з фаз можна за допомогою електричної схеми заміщення згідно

рис.4.13,а. Така фізична модель секції «первинна обмотка – дві вторинні обмотки, з'єднані в зірку і трикутник» на основі двох ідеальних однофазних трансформаторів досить повно відображає процеси в пристрої з урахуванням специфіки роботи випрямляючих навантажень на виході. Це значить, що сумарний первинний струм урахує обидві складові струму, обумовлених випрямляючими навантаженнями як з боку вторинної обмотки в «зірку», так і з боку вторинної обмотки в «трикутник». Активні втрати R_{a1} , $R_{a2\Delta}$, R_{a2Y} в обмотках трансформаторів і індуктивності розсіювання L_{s1} , $L_{s2\Delta}$, L_{s2Y} , що характеризують магнітний зв'язок між обмотками, моделюються відповідними елементами (символ Δ і Y тут і надалі позначає приналежність елемента до обмотки, з'єднаної в «трикутник» і «зірку» відповідно).

З урахуванням схем заміщення трансформаторів і з урахуванням параметрів, наведених до первинної сторони трансформаторів, розглянута модель може бути представлена в еквівалентному вигляді схеми заміщення (рис.4.20,б). У даній схемі заміщення (рис.4.13,б) елементи R_{a1} , $R'_{a2\Delta}$, R'_{a2Y} – це активні опори первинної обмотки і вторинних обмоток, приведені до первинної сторони; L_{s1} , $L'_{s2\Delta}$, L'_{s2Y} – індуктивності розсіювання первинної обмотки і вторинних обмоток,

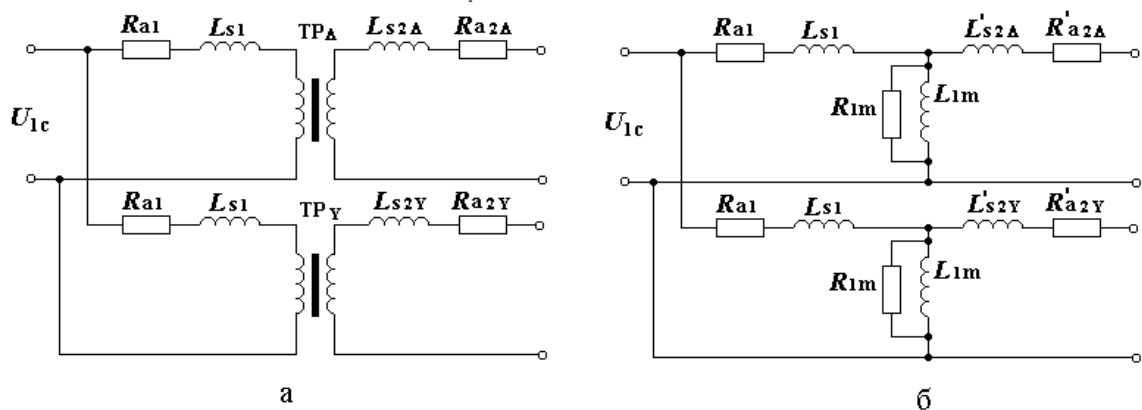


Рис. 4.13. Еквівалентні схеми заміщення двох секцій обмоток трансформатора зі схемою з ідеальним трансформатором (а) та з урахуванням схеми заміщення трансформатору (б)

приведені до первинної сторони; L_{1m} – індуктивність первинної обмотки, обумовлена основним магнітним потоком (індуктивність намагнічування); R_{1m} – опір, що визначає втрати енергії в магнітопроводі. Причому,

$$\begin{aligned} R'_{a2\Delta} &= R_{a2\Delta} \cdot K_{TP\Delta}^2, & L'_{S2\Delta} &= L_{S2\Delta} \cdot K_{TP\Delta}^2, \\ R'_{a2Y} &= R_{a2Y} \cdot K_{TPY}^2, & L'_{S2Y} &= L_{S2Y} \cdot K_{TPY}^2, \end{aligned} \quad (4.2)$$

де $K_{TP\Delta}$, K_{TPY} - коефіцієнти трансформації між секцією первинної обмотки і вторинною обмоткою, з'єднаною в «трикутник» і, відповідно, між секцією первинної обмотки і вторинною обмоткою, з'єднаною в «зірку». Через те, що діюче значення напруги на первинній обмотці даної секції становить одну восьму частину загальної мережевої напруги 10 кВ, тобто величину 1250 В, тому для амплітудного значення на цій обмотці, що в $\sqrt{2}$ раз перевищує цю величину, запишемо $U_{1a} = 1770$ В. Амплітуда напруги на вторинній обмотці, з'єднаної в «трикутник» повинна становити 2 кВ для того, щоб задовольняти необхідному значенню напруги після схеми випрямляча на виході комірки, що дорівнює 2 кВ. Таким чином значення коефіцієнта трансформації відповідає величині $K_{TP\Delta} = 0,885$. Для виконання такої ж умови по вихідній напрузі для комірки із вторинними обмотками, з'єднаними в «зірку», амплітуда напруги на вторинній обмотці має дорівнювати 1155 В. У такому випадку лінійна напруга, що прикладається до випрямляча комірки складе $\sqrt{3} \cdot 1155 \text{ В} = 2$ кВ, а коефіцієнт трансформації $K_{TPY} = 1,532$. Для аналізу процесів у розглянутій секції (рис.4.12,б) необхідно оцінити величину активних опорів і індуктивності розсіювання обмоток, індуктивності намагнічування та опір, що визначає магнітні втрати трансформатора. В якості прикладу використаємо технічні характеристики реального силового трансформатора ТСЗЛ – 630/10 [244]. Для даного трансформатора величина струму холостого ходу становить 1.4% від номінального значення, напруга короткого замикання - 5.5% від номінального значення, втрати холостого ходу - 1.65 кВт, втрати короткого замикання - 6.8 кВт.

Активні втрати в обмотках трансформаторів схеми рис.4.13,а знайдемо з дослідження короткого замикання для кожної з пар обмоток. Як відомо [245], втрати короткого замикання пари обмоток - це втрати, що виникають у трансформаторі за умови, що в ньому до однієї з пар обмоток підведена така напруга (напруга короткого замикання), що в ній установився струм, що відповідає меншій з номінальних потужностей даної пари при замкнутій накоротко другій обмотці пари і розімкнутих інших обмотках. У такому випадку струм намагнічування, що протікає через ланцюг R_n, L_n схеми заміщення приведенного трансформатора, нехтувано малий і схему заміщення для дослідження короткого замикання для кожної пари обмоток можна представити в вигляді відповідно до рис.4.14,а,б. На рис.4.14,а зображена схема заміщення для пари обмоток «первинна обмотка - вторинна обмотка, з'єднана в трикутник», на рис.4.14,б - схема заміщення для пари «первинна обмотка - вторинна обмотка, з'єднана в «зірку»». Через те, що загальні втрати короткого замикання для всього шістнадцяти секційного трансформатора становлять $P_{окз} = 6800\text{Вт}$, тому для секції з однією парою обмоток для однієї із трьох фаз трансформатора ці втрати будуть становити величину, рівну $P_{1кз} = \frac{P_{окз}}{n \cdot m} = \frac{6800\text{Вт}}{48} = 142\text{Вт}$,

де $n = 3$ - число фаз обмоток трансформатора, $m=16$ - число секцій вторинних обмоток у кожній фазі трансформатора.

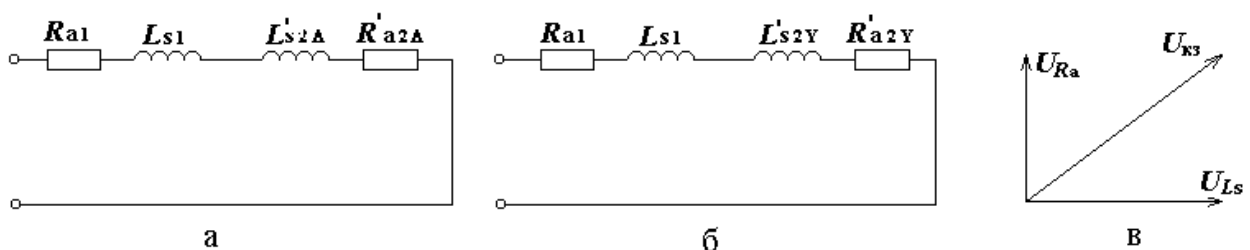


Рис. 4.14. Схеми заміщення обмоток трансформатору при дослідженні короткого замикання (а), (б) та векторні діаграми напруг на їх елементах

Номінальний струм, що протікає у схемах заміщення кожної пари обмоток, становить величину $I_{11} = \frac{I_1}{2} = \frac{15\text{А}}{2} = 7,5\text{А}$,

де I_1 - номінальний фазний струм первинної обмотки силового трансформатора TVI . У такому випадку загальні активні втрати в кожній розглянутій парі обмоток трансформаторів TP_Y , TP_Δ , приведених до первинної сторони (рис.4.14), характеризуються активним опором $R_a = \frac{P_{1кз}}{I_{11}^2} = 2,52 \text{ Ом}$.

Для подальшого аналізу припустимо, що опір первинної обмотки і вторинної обмотки, наведеної до витків первинної, розподіляються між собою порівну. В такому разі, у схемах з приведеним трансформатором:

$$R_{a1} = R'_{a2\Delta} = \frac{R_a}{2} \text{ для схеми рис.4.14,а,}$$

$$R_{a1} = R'_{a2Y} = \frac{R_a}{2} \text{ для схеми рис.4.14,б.}$$

Для схем з реальним трансформатором (рис.4.13,а) маємо відповідно до виразів (4.2):

$$\begin{aligned} R_{a1} &= 1,26 \text{ Ом} \\ R_{a2\Delta} &= \frac{R'_{a2\Delta}}{K_{TP\Delta}^2} = 1,61 \text{ Ом} \\ R_{a2Y} &= \frac{R'_{a2Y}}{K_{TPY}^2} = 0,54 \text{ Ом} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Оцінімо величини індуктивності розсіювання обмоток трансформаторів так само з дослідження короткого замикання. Напряга короткого замикання $U_{кз}$ пари обмоток, що вказується в довідкових параметрах силового трансформатора, відповідає сумарному падінню напруги як на активному опорі обмоток, так і на індуктивності розсіювання цієї пари обмоток при замкненій вторинній обмотці, коли вхідний струм первинної обмотки відповідає номінальному значенню. Для розглянутих пар обмоток (рис.4.14) з урахуванням параметрів реального трансформатора [244] величина $U_{1кз} = 0,05 \cdot U_{1С}$. З іншого боку, вектор напруги $U_{1кз}$ визначається як сума векторів напруги на сумарному активному опорі обмоток Ra і напруги на сумарному індуктивному опорі обмоток $X_{L_s} = \omega \cdot L_s$ (ω - кругова частота сіткової напруги, L_s - сумарна індуктивність розсіювання

обмоток). На рис.4.14,в представлена векторна діаграма напруг для зазначених величин. З рис.4.14,в слідує, що

$$U_{LS} = \sqrt{U_{1K3}^2 - U_{Ra}^2}, \quad (4.4)$$

де $U_{Ra} = R_a \cdot I_{11}$.

З іншої сторони, величину напруги на сумарному індуктивному опорі обмоток можна записати в наступному вигляді:

$$U_{LS} = X_{LS} \cdot I_{11},$$

тому величину сумарної індуктивності розсіювання пари обмоток визначимо як

$$L_S = \frac{U_{LS}}{\omega I_{11}} \quad (4.5)$$

Далі припустимо, що індуктивність розсіювання первинної обмотки і вторинної обмотки, приведені до витків первинної, розподіляються між собою нарівно. Тому у схемах з приведеним трансформатором:

$$L_{S1} = L'_{S2\Delta} = \frac{L_S}{2} \text{ для схеми рис.4.14,а,}$$

$$L_{S1} = L'_{S2Y} = \frac{L_S}{2} \text{ для схеми рис.4.14,б.}$$

Для схем з реальним трансформатором (рис.4.13,а) маємо відповідно до введених величин параметрів і виразами (4.2):

$$L_{S1} = 0,014 \text{ Гн,}$$

$$L_{S2\Delta} = \frac{L'_{S2\Delta}}{K_{TP\Delta}^2} = 0,0179 \text{ Гн,} \quad (4.6)$$

$$L_{S2Y} = \frac{L'_{S2Y}}{K_{TPY}^2} = 0,006 \text{ Гн.}$$

Далі оцінимо величину індуктивності намагнічування комірки трансформаторів (рис.4.13) виходячи з величини струму холостого ходу. У режимі холостого ходу струм, що протікає по первинній обмотці при розімкнутих вторинних обмотках і номінальній напрузі мережі, визначається тільки колом L_{Im} ,

R_{1m} . Тому індуктивність намагнічування визначимо зі співвідношення між індуктивним опором X_{1m} , напругою U_{1c} і струмом холостого ходу I_{1xx} :

$$X_{1m} = \omega L_{1m} = \frac{U_{1c}}{I_{1xx}},$$

звідки

$$L_{1m} = \frac{U_{1c}}{\omega I_{1xx}}, \quad (4.7)$$

Підставляючи у вираз (4.7) значення $I_{1xx} = 0,014 \cdot I_{11} = 0,105 \text{ А}$ та інші, раніше використані в розрахунках, одержимо величину індуктивності намагнічування $L_{1m} = 37,9 \text{ Гн}$. Помітимо, що отримане значення характеризує величину індуктивності первинних обмоток трансформаторів рис.4.13,а. Індуктивності вторинних обмоток для використання їх надалі при моделюванні за допомогою імітаційних методів, можуть бути знайдені через відповідний коефіцієнт трансформації:

$$L_{2\Delta} = \frac{L_{1m}}{K_{TP\Delta}^2} = 48,4 \text{ Гн},$$

$$L_{2Y} = \frac{L_{1m}}{K_{TPY}^2} = 16,13 \text{ Гн}. \quad (4.8)$$

Опір магнітних втрат R_{1n} визначимо виходячи з величини потужності втрат холостого ходу:

$$R_{1m} = \frac{U_{1c}^2}{P_{1xx}}, \quad (4.9)$$

де $P_{1xx} = \frac{P_{\text{вхх}}}{nm} = \frac{1650 \text{ Вт}}{48} = 34,4 \text{ Вт}$ – потужність втрат для однієї з 16 комірок однієї з фаз силового трансформатора, $P_{\text{вхх}}$ – потужність втрат холостого ходу всього силового трансформатора.

Заповнюючи вираз (4.9) розрахунковими значеннями, отримаємо $R_{1m} = 45 \text{ Ом}$. Таким чином, наведені оцінки дозволили визначити основні параметри схеми заміщення однієї із секцій силового трансформатора багатосекційного джерела по технічних характеристиках реального трансформатора. Це дозволяє

використовувати їх при моделюванні процесів за допомогою імітаційних методів аналізу.

При розробці імітаційної моделі для аналізу електромагнітних процесів у джерелі електроживлення на прикладі однієї із секцій за увагу була прийнята схема, зображена на рис.4.15,а.

На схемі рис.4.15,а зображена трифазна система джерел е.р.с. U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , що генерують трифазну систему напруг з амплітудою 1770 В, і трифазна система навантажень, що представляють собою паралельно включені первинні обмотки силового трансформатора. Для зручності моделювання замість одного трифазного трансформатора використовується шість моделей однофазних трансформаторів $TR1 - TR6$. Первинні обмотки кожної пари таких трансформаторів з'єднані паралельно і підключені до відповідної фази джерел е.р.с. Вторинні обмотки трансформаторів $TR1 - TR3$ з'єднані в «трикутник» і далі підключаються до трифазного випрямляча за схемою Ларіонова (на рисунку не показано). Вторинні обмотки трансформаторів $TR4 - TR6$ з'єднуються в «зірку» і далі підключаються до другого випрямляча за схемою Ларіонова (також на рисунку не показано). Далі вихідні клеми випрямлячів підключаються до активно-ємнісних навантажень, які поєднуються послідовно один з одним. Кількість витків первинної обмотки w_1 у всіх трансформаторах однакова, а кількість витків вторинних обмоток $w_{2\Delta}$, w_{2Y} визначаються відповідно до схем з'єднання в «трикутник» і «зірку».

На рис.4.15,б наведено векторні діаграми напруг і струмів. Лінійні струми визначаються як різниці фазних струмів:

$$I_a = I_{ab} - I_{ca}; \quad I_b = I_{bc} - I_{ab}; \quad I_c = I_{ca} - I_{bc},$$

де фазні струми I_{ab} , I_{bc} , I_{ca} являють собою сумарні величини відповідних фазних струмів у паралельно включених обмотках:

$$I_{ab} = I_{ab\Delta} + I_{abY}; \quad I_{bc} = I_{bc\Delta} + I_{bcY}; \quad I_{ca} = I_{ca\Delta} + I_{caY}.$$

Кожний вектор фазного струму I_{ab} , I_{bc} , I_{ca} зсунутий щодо відповідної фазної напруги U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} на кут φ . Вектори лінійних струмів I_a , I_b , I_c у свою чергу зсунені щодо фазних напруг на кут β , причому по амплітуді вони в $\sqrt{3}$ раз перевищують фазні струми.

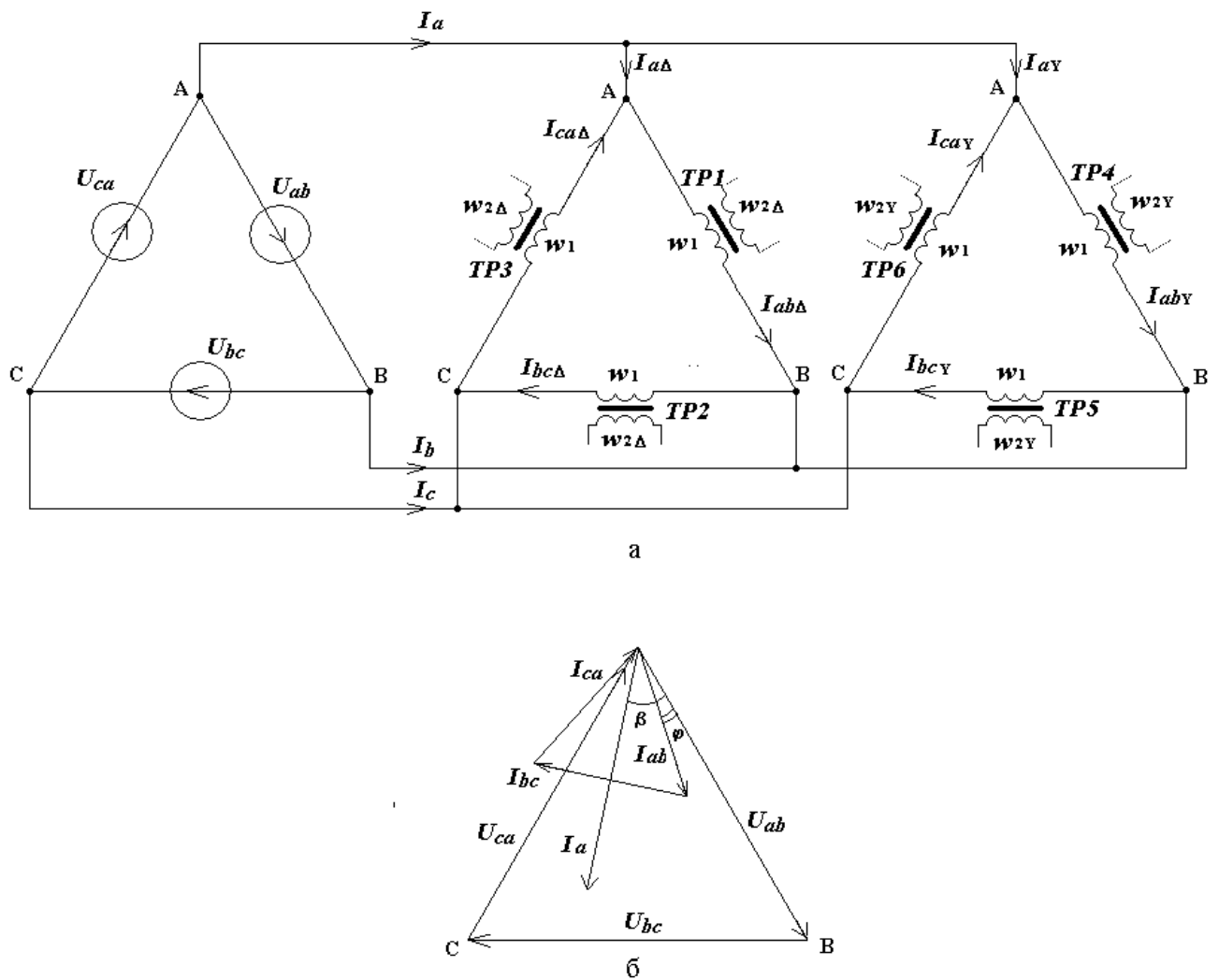


Рис.4.15. Структурна еквівалентна схема з'єднання первинної та двох вторинних обмоток у трифазному виконанні (а) та векторна діаграма струмів та напруг трифазної системи (б)

Зробимо розрахунок усталеного режиму фазної напруги, лінійного і фазного струмів у схемах заміщення за допомогою імітаційних методів. На рис.4.16,а наведено часові діаграми фазної напруги U_{ab} і фазного струму $I_{ab\Delta} + I_{abY}$, а також лінійного струму I_a . На діаграмах видно, що має місце відставання фазного струму від фазної напруги та ще більше відставання лінійного струму від фазної напруги. Причому час затримки між фазним і лінійним струмами дорівнює 1,67мсек, що становить 30° і підтверджує теоретичні міркування. Важливим фактом при розгляді результатів моделювання є наступне. Форма сумарного

струму фази $I_{ab\Delta}+I_{abY}$ являє собою практично синусоїдальну криву, хоча її складові – фазні струми в паралельних обмотках $I_{ab\Delta}$ і I_{abY} - мають досить складну форму (рис.4.16,б). Така форма характерна для струмів обмоток, включених на трифазний випрямляч за схемою Ларіонова та з'єднаних між собою в «трикутник» і «зірку». Для кривих названих струмів зроблено розрахунок гармонійного складу. Результати розрахунку коефіцієнтів Фур'є функцій струму показали, що у формі складових фазного струму $I_{ab\Delta}$ і I_{abY} присутні 5-а, 7-а, 11-а, 13-а, 17-а, 19-а та інші непарні гармоніки. У таблиці 4.1 показані амплітуди присутніх непарних гармонік у формі названих струмів по 19-у гармоніку включно. Істотний вплив при цьому на форму кривої складової фазного струму вносять 5-а й 7-а гармоніки. У сумарному ж фазному струмі (табл.4.1), так само як і в лінійному, основна гармоніка на частоті мережі істотно перевищує вищі складові. Із всіх вищих гармонік при цьому найбільш істотними є одинадцята і тринадцята гармоніки, 5-а й 7-а гармоніки відсутні. При цьому, амплітуди 11-ої і 13-ої гармонік майже в 10 разів менше амплітуди основної гармоніки, що робить її визначальною у формуванні кривої сумарного фазного струму та спричиняє майже синусоїдальний її характер.

Таким чином, розроблена модель для аналізу процесів в секції джерела живлення дозволяє досить точно відобразити їх характер в даному вузлі і дає можливість якісно оцінити властивості джерела живлення в цілому.

Проведені дослідження дозволяють проаналізувати вплив внутрішніх параметрів силового трансформатора на крутість навантажувальної характеристики джерела живлення, коефіцієнт гармонік вхідного струму K_r і коефіцієнт потужності K_m на прикладі однієї секції джерела живлення (рис.4.12,б).

За допомогою чисельних методів прораховано зазначені характеристики при різних величинах напруги короткого замикання $U_{кз}$ силового трансформатора. Дана величина $U_{кз}$, що входить до числа основних характеристик силових трансформаторів, досить ємко відображає внутрішні їхні параметри: активні втрати та індуктивність розсіювання обмоток. Для прикладу були обрані

величини напруги короткого замикання поблизу параметрів реальних силових трансформаторів [244].

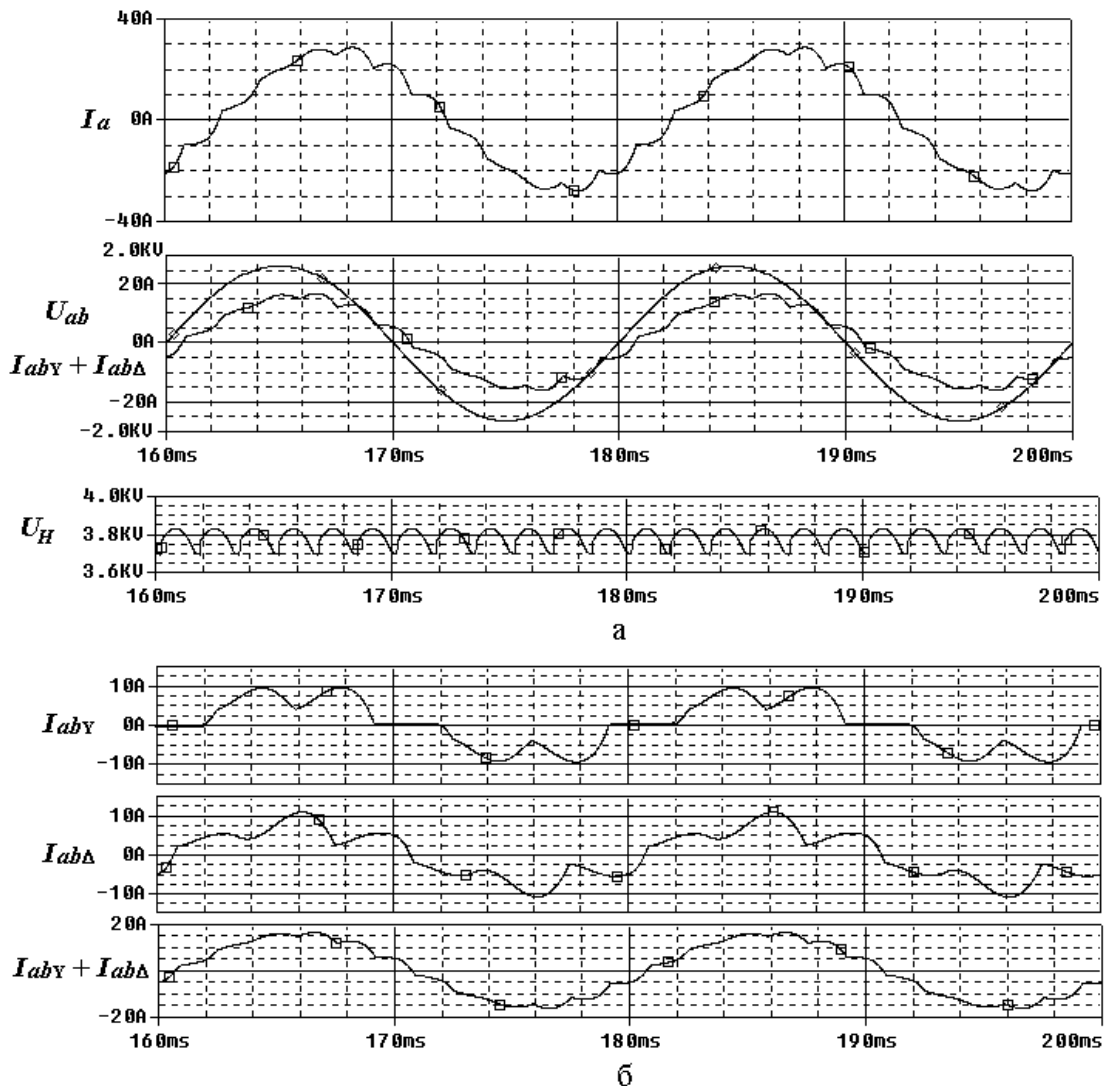


Рис. 4.16. Часові діаграми струмів та напруг в обмотках трансформатору, отримані імітаційними методами

На рис.4.17 представлені названі залежності при значеннях напруги короткого замикання $U_{кз} = 2\%, 4\%, 6\%, 8\%, 10\%$. Як видно із представлених графіків, крутість навантажувальних характеристик істотно збільшується при збільшенні втрат в обмотках і збільшенні індуктивності розсіювання. Для розглянутого випадку крутість навантажувальної характеристики становить величини від 13В/А до 21В/А. Пульсації напруги на виході джерела живлення мають 12-ти пульсний характер і становлять величину порядку 150 – 200В.

Таблиця 4.1

Розраховані значення амплітуд непарних гармонік складових вхідного струму багатосекційного джерела живлення

Номер гармоніки	1	5	7	11	13	17	19
Амплітуди гармонік струму $I_{ab\Delta}$, А	8,2	2,5	0,9	0,5	0,3	0,25	0,1
Амплітуди гармонік струму I_{abY} , А	8,2	2,5	0,9	0,5	0,3	0,25	0,1
Амплітуди гармонік струму $I_{ab\Delta} + I_{abY}$, А	16,5	-	-	1,35	0,86	-	-

При однакових значеннях струму навантаження коефіцієнт гармонік зменшується при збільшенні $U_{кз}$, а значить - при збільшенні опору в обмотках і індуктивності розсіювання. Причому різка зміна коефіцієнта гармонік

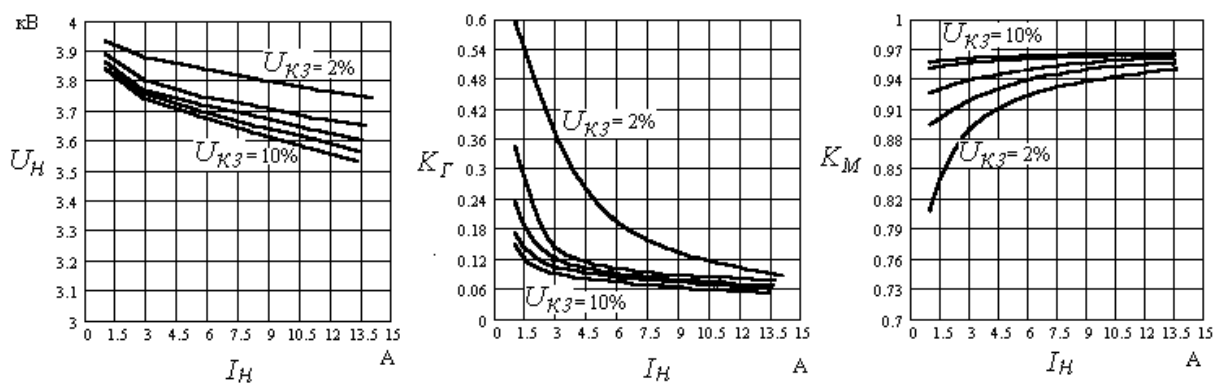


Рис. 4.17. Графічні залежності навантажувальних характеристик багатосекційного джерела живлення, коефіцієнту гармонік вхідних струмів та коефіцієнту потужності в залежності від напруги короткого замикання трансформатора

відбувається при малих значеннях струму навантаження. При значеннях $U_{кз}$ більше 4% коефіцієнт гармонік при номінальних струмах навантаження може становити мінімальні величини - від 0,05 до 0,12.

Коефіцієнт потужності при однакових значеннях струму навантаження збільшується зі зростанням параметра U_{K3} . При значенні параметра $U_{K3} > 4\%$ коефіцієнт потужності при номінальних струмах навантаження здобуває величини порядку 0,96 - 0,97. При максимальних струмах навантаження значення коефіцієнту потужності мають максимальні величини.

Отримані результати розрахунків для однієї секції джерела живлення, тенденції впливу внутрішніх параметрів трансформатору на електромагнітні процеси можна перенести і на всі секції джерела електроживлення.

На підставі розрахованих даних для параметрів еквівалентних схем заміщення секцій трансформатора за допомогою числових методів проведено моделювання процесів і розраховані регульовальні характеристики багатосекційного джерела живлення. На рис.4.18 зображені графіки змінення вихідної напруги (а,б), коефіцієнта гармонік вхідного струму (в) і коефіцієнта пульсацій вихідної напруги (г) залежно від відносної зміни вхідної напруги в інтервалі $\pm 10\%$, обумовленого нормами ДЕРЖСТАНДАРТ 13109-97, при номінальному струмі навантаження 12А. З рисунків 4.18,а,б видно, що підтримка рівня вихідної напруги в межах області стабілізації на рівні 30кВ при зміні вхідної напруги в названому інтервалі можлива завдяки зміні кількості включених секцій на виході джерела від $N=14$ до $N=18$ при параметрах трансформатора, що відповідають напрузі короткого замикання $U_{K3}=2\%$. При параметрах, що відповідають $U_{K3}=10\%$, необхідне число працюючих секцій джерела більше і становить ряд від $N=15$ до $N=19$. Розмір області стабілізації вихідної напруги визначається величиною напруги на виході однієї секції. При мінімальному рівні вхідної напруги область стабілізації становить 1740 В у випадку $U_{K3}=2\%$ і 1600 В у випадку $U_{K3}=10\%$. При максимальній вхідній напрузі область стабілізації становить 2000 В у випадку $U_{K3}=2\%$ і 1950 В у випадку $U_{K3}=10\%$. Таким чином, область стабілізації вихідної напруги даного джерела живлення зменшується при збільшенні індуктивності розсіювання силового трансформатора.

Коефіцієнт гармонік K_G і коефіцієнт пульсацій K_{II} при зміні вхідної напруги залежать від кількості працюючих секцій джерела (рис.4.18,в,г). При непарній кількості секцій ці коефіцієнти мають більші значення, чим при парній кількості.

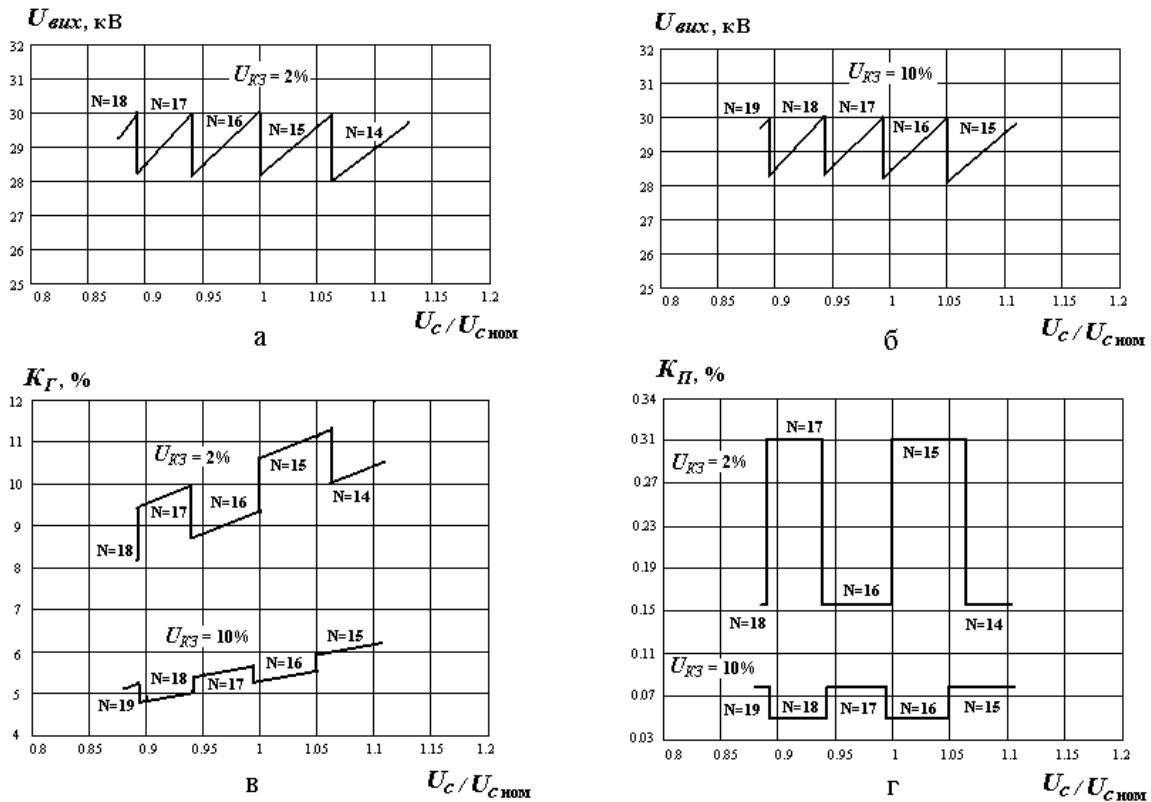


Рис. 4.18. Графіки зміни вихідної напруги (а,б), коефіцієнту гармонік вхідного струму (в) і коефіцієнту пульсацій вихідної напруги (г) залежно від відносної зміни вхідної напруги

Це пов'язане з тим, що при парній кількості секцій у формі вхідного струму крім першої гармоніки містяться тільки 11-а, 13-а, 23-а, 25-а та інші непарні гармоніки малого порядку. При непарній кількості працюючих секцій у формі вхідного струму з'являються також істотні по величині 5-а і 7-а гармоніки, характерні для форми струму у вторинних обмотках трансформатора, з'єднаних в «зірку» або «трикутник». Таким чином, якщо при парному N , коли в джерелі працює однакове число вторинних обмоток з'єднаних в «зірку» і «трикутник», у сумарному струмі первинної обмотки 5-а і 7-а гармоніки взаємно компенсуються, то при непарному N і неоднаковому числі працюючих вторинних обмоток у формі вхідного струму з'являються некомпенсовані складові 5-ї і 7-ї гармоніки.

Розходження величини коефіцієнта гармонік при парному і непарному N становить 1,5% при $U_{K3}=2\%$ і до 0,5% при $U_{K3}=10\%$.

Коефіцієнт пульсацій K_p при парному N визначається сумарною амплітудою випрямленої напруги однакової кількості секцій, включених випрямлячем на вторинні обмотки в «зірку» або «трикутник». Як відомо, у такому випадку формується 12-и пульсна система вихідної випрямленої напруги. При непарному N (неоднаковій кількості секцій в «зірку» або «трикутник») у формі вихідної напруги з'являється некомпенсована складова напруги, що різко збільшує розмах пульсацій вихідної напруги. При $U_{K3}=2\%$ зміна розмаху пульсацій становить 0,15%, а при $U_{K3}=10\%$ зміна розмаху пульсацій - порядку 0,03%.

Нестабільність навантажувальної характеристики розглянутого багатосекційного джерела може бути зменшена за рахунок зміни числа N секцій, що підключаються. На рис.4.19,а показані залежності зміни вихідної напруги джерела при зміні струму навантаження при різних значеннях напруги короткого замикання силового трансформатора. Ширина області стабілізації вихідної напруги при зміні струму навантаження від 1 А до 12,5 А становить величину, рівну напрузі на одній секції джерела – 1940 В при $U_{K3}=2\%$ і 1390 В при $U_{K3}=10\%$.

Змінення вихідної напруги багатосекційного джерела при покроковому підключенні секцій і усталеному струму навантаження (12А) носить пропорційний характер (рис.4.19,б). У кожному стані включення секцій (від $N=2$ до $N=17$) прораховано значення коефіцієнта гармонік і коефіцієнта пульсацій вихідної напруги (рис.4.19,в,г). З аналізу наведених залежностей слідує, що при парних значеннях N величина зазначених коефіцієнтів незмінна, при непарних значеннях N величини цих коефіцієнтів зменшуються за експонентним законом, причому при $N > 10$ різниця між значеннями цих коефіцієнтів мінімальна.

За допомогою імітаційних методів проведено моделювання процесів і визначена зміна величини пульсацій вихідної напруги багатосекційного джерела

живлення при зміні струму навантаження та внутрішніх параметрів трансформатора, які відображаються величиною напруги короткого замикання.

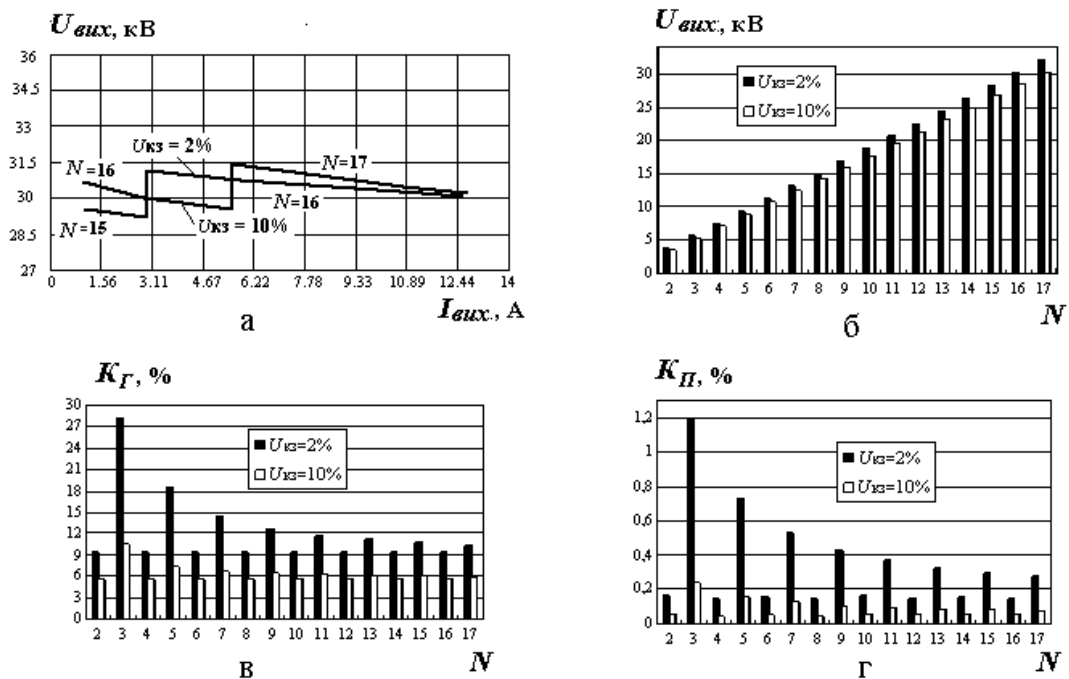


Рис. 4.19. Графіки зміни вихідної напруги (а,б), коефіцієнту гармонік (в) і коефіцієнту пульсацій (г) вихідної напруги при різних значеннях напруги короткого замикання $U_{кз}$.

На рис.4.20 зображено графіки зміни величини пульсації вихідної напруги ΔU_H і коефіцієнта пульсацій вихідної напруги K_{II} при зміні струму навантаження $I_{вих}$ і значеннях напруги короткого замикання $U_{кз} = 2\%, 4\%, 6\%, 8\%, 10\%$.

Як видно з рис.4.20, у всьому діапазоні зміни струму навантаження рівень пульсацій і коефіцієнт пульсацій вихідної напруги істотно залежить від величини внутрішніх параметрів трансформатора - активних втрат в обмотках і індуктивності розсіювання. З ростом величини активних втрат в обмотках і індуктивності розсіювання при розрахованих параметрах трансформатора коефіцієнт пульсацій вихідної напруги зменшується в три рази.

В результаті проведених досліджень за допомогою імітаційного моделювання процесів в багатосекційному високовольтному джерелі живлення з

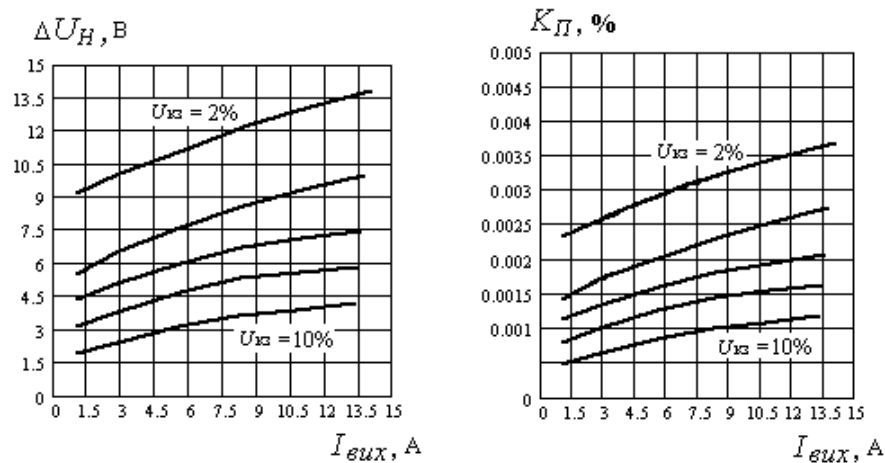


Рис. 4.20 Залежність пульсацій вихідної напруги ΔU_H і коефіцієнта пульсацій K_{Π} від струму навантаження при різних значеннях напруги короткого замикання $U_{KЗ}$

попереднім по виходу з'єднанням струмообмежуючих комірок і з'єднанням вторинних обмоток силового трансформатора попарно в «зірку» і «трикутник», можна зробити наступні висновки для розглянутих параметрів трансформатора.

У даному класі джерел живлення форма лінійних (фазних) струмів первинної обмотки силового трансформатора визначається тільки 11-ою і 13-ою вищими гармоніками, амплітуди яких в 10 разів менше амплітуди основної гармоніки. Це визначає практично синусоїдальний характер вхідних струмів джерела живлення. Розрахований коефіцієнт гармонік здобуває значення в межах 0,05-0,12 у діапазоні номінальних струмів навантаження, а коефіцієнт потужності - не гірше 0,96 - 0,97.

Комплексний внутрішній опір, що визначає нестабільність вихідної напруги, для даного класу джерел живлення змінюється в межах 10 – 20В/А и збільшується в міру зростання активних втрат і індуктивності розсіювання в силовому трансформаторі джерела живлення.

Багатосекційна структура джерела електроживлення дозволяє підтримувати стабільність напруги на навантаженні при зміні струму навантаження і вхідної напруги. Розмір області стабілізації при цьому становить величину, що дорівнює напрузі на виході однієї секції.

Відмінність значень коефіцієнта гармонік вхідного струму і коефіцієнта пульсацій вихідної напруги при номінальних робочих значеннях і при парній і непарній кількості працюючих секцій незначна і нею можна знехтувати.

Багатосекційна структура джерела дозволяє дискретно, покроково змінювати вихідну напругу джерела, що дозволяє формувати задану крутість фронту наростання вихідної напруги після пробоїв у навантаженні і одночасно по характеру наростання вихідної напруги діагностувати працездатність кожної секції джерела.

Внутрішні параметри трансформатора неоднозначно впливають на показники якості енергії на вході і виході джерела живлення через те, що зі збільшенням індуктивності розсіювання трансформатора зростає нестабільність вихідної напруги, але зменшується коефіцієнт гармонік вхідного струму. Тому при проектуванні подібних систем живлення необхідно шукати компромісні рішення.

В результаті проведених досліджень розроблено методику розрахунку навантажувальних, регулювальних та пульсаційних характеристик багатосекційних джерел живлення з напівпровідниковими перетворювачами для потужного електровакуумного обладнання з урахуванням паразитних параметрів високопотенціальних трансформаторів. Методика містить в собі розрахунок внутрішніх параметрів високопотенціального трансформатору для еквівалентних схем заміщення виходячи з його технічних характеристик в режимах холостого ходу та короткого замикання, розрахунок зовнішніх характеристик джерела живлення методом чисельного інтегрування диференціальних рівнянь на основі пакету PSpice з використанням отриманих схем заміщення.

4.4 Розрахунок перехідних процесів у вихідних колах перетворювача багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання

Важливе значення при проектуванні багатосекційних джерел живлення для електровакуумного обладнання має забезпечення їх необхідних вихідних параметрів у перехідних режимах при стрибкоподібній зміні струму

навантаження, зокрема, в моменти дугоутворення в електровакуумному обладнанні [100, 127, 132]. До таких параметрів належить викликана зазначеними стрибками пульсація вихідної напруги або струму джерела та тривалість перехідного процесу. Забезпечення заданих вихідних параметрів сигналів при роботі на технологічне навантаження прямо пов'язане зі структурою силової частини джерела живлення і параметрами вихідних LC - фільтрів [112, 246].

Розглянемо аналіз перехідних процесів при стрибкоподібних змінах струму навантаження в багатосекційному джерелі живлення, у якому імпульсні регулятори в кожній секції працюють у режимі релейної стабілізації вихідної напруги.

Для зменшення впливу енергії вихідного конденсатора в джерелі живлення на розвиток і підтримку дугових розрядів у технологічному навантаженні доцільно з'єднати джерело та навантаження через додатковий активний опір [247]. Використовуючи такий підхід для обмеження енергії у вихідному колі джерела живлення, розглянемо процеси в схемі джерела, у якій послідовно вихідному конденсатору C введено активний опір R_c паралельно з діодом $VD2$. У такому випадку еквівалентна схема, відповідно до якої протікають процеси у вихідному ланцюзі імпульсного регулятора при стрибкоподібній зміні навантаження, буде мати вигляд, зображений на рис.4.21. Діод $VD2$, таким чином, забезпечує вплив введеного резистора тільки на етапі розряду вихідного конденсатора в навантаження.

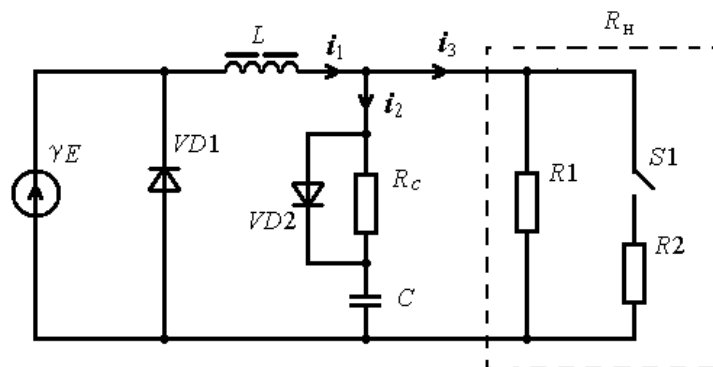


Рис.4.21. Структурна схема вихідного кола струмообмежуючого регулятора та моделі навантаження із стрибкоподібною зміною активного опору

У даній схемі регулятора позначено: γE - джерело імпульсної напруги, що має амплітудне значення E на етапі накопичення дроселем L енергії ($\gamma = 1$) і нульове значення на етапі віддачі дроселем енергії у вихідний ланцюг ($\gamma = 0$), R_n – ланцюг навантаження. Режим, близький до холостого ходу, моделюється резистором R_1 при розімкненому ключі S_1 . Режим навантаження (номінальної або близької до режиму к.з. при дугоутворенні) моделюється еквівалентним опором R_e , що відповідає паралельному з'єднанню резисторів R_1 , R_2 при замкненому ключі S_1 : $R_e = (R_1 R_2) / (R_1 + R_2)$.

Для спрощення аналізу в роботі не розглядається вплив високовольтного кабеля, що з'єднує джерело з технологічним навантаженням. Дані процеси досить докладно викладені в роботі [243]. Основну увагу приділимо вивченню впливу параметрів вихідного кола джерела на перехідні процеси в ньому на прикладі однієї секції виходячи з еквівалентної схеми рис.4.21.

Аналіз перехідних процесів. У перехідному режимі при стрибкоподібному збільшенні струму навантаження (накидання навантаження) після замикання ключа S_1 транзистор у релейному стабілізаторі миттєво переходить у відкритий стан, що витікає з алгоритму керування релейним стабілізатором (транзистор вважається ідеальним). Тому в еквівалентній схемі заміщення після комутації параметр $\gamma = 1$. Енергія, що запасена в конденсаторі, передається в навантаження через резистор R_C . Діод VD_2 при цьому закритий. У даному режимі має місце сплеск розрядного струму конденсатора з наступним його спадом. Цей сплеск розрядного струму визначає падіння напруги на R_C , що, підсумовуючись із протилежною за знаком напругою на конденсаторі, визначає стрибок у мінімум вихідної напруги стабілізатора. У момент часу, коли конденсатор розряджається до свого мінімуму і його розрядний струм досягає нуля, починається етап заряду конденсатора до свого сталого значення енергією дроселя через діод VD_2 , що відкрився. Із зазначеного моменту часу вихідна напруга досягає значення, рівного напрузі на конденсаторі з точністю до падіння напруги на діоді VD_2 , що відкрився. Через те, що пульсація напруги на конденсаторі зазвичай є незначною

в порівнянні з постійною складовою, то можна вважати, що із цього моменту вихідна напруга досягла свого номінального значення, а перехідний процес завершено. Таким чином, максимальна величина "провалу" вихідної напруги при накиданні навантаження визначається тільки спаданням напруги на резисторі R_C , викликаним струмом конденсатора на етапі його розряду. Отже, аналіз процесів при накиданні навантаження достатньо розглядати тільки на етапі розряду конденсатора до свого мінімального значення, використовуючи відповідні еквівалентні схеми заміщення. На рис.4.22,а представлена еквівалентна схема вихідної частини регулятора при накиданні навантаження після комутації.

У перехідному режимі при стрибкоподібному зниженні струму навантаження (скиданні навантаження) після розмикання ключа $S1$ силовий транзистор у релейному стабілізаторі миттєво закривається, що витікає з алгоритму керування релейним стабілізатором. Отже, в еквівалентній схемі

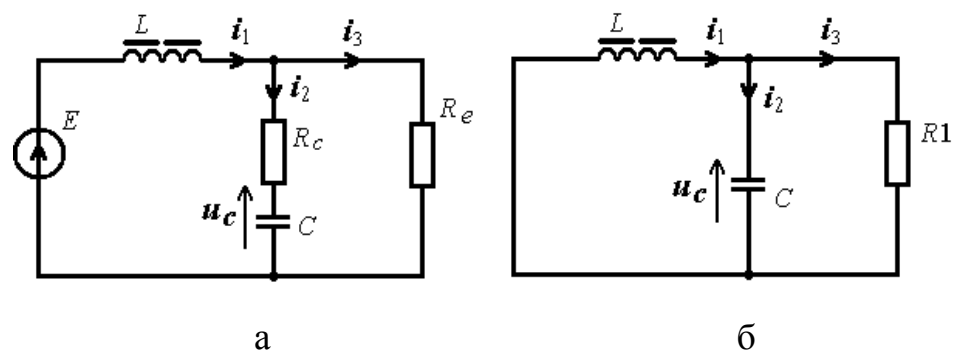


Рис. 4.22. Еквівалентні схеми заміщення вихідного кола регулятора при накиданні навантаження (а) та скиданні навантаження (б)

заміщення після комутації $\gamma = 0$, джерело е.р.с. не бере участь у процесі і представлений замкненою гілкою (відкритий діод $VD1$). Енергія, що є запасеною в дроселі, через діод $VD2$, що відкрився, передається в конденсатор C , заряджаючи його. Має місце сплеск зарядного струму з подальшим його спадом. На цьому етапі, поки відкрито діод $VD2$, напруга на навантаженні (на виході стабілізатора) практично дорівнює нарузі на конденсаторі з різницею на величину падіння напруги на відкритому діоді $VD2$. Тому при скиданні навантаження величина стрибка вихідної напруги визначається величиною

максимального заряду конденсатора. У момент, коли конденсатор C заряджається до свого максимуму, струм заряду конденсатора, що відповідає струму діода $VD2$, досягає нульового значення. Діод $VD2$ закривається, починається розряд конденсатора через резистор R_C . Напрямок струму розряду є протилежним попередньому напрямку струму заряду. Це приводить до появи напруги на резисторі R_C , що протилежна за знаком напрузі на конденсаторі, і відповідно – до різкого зменшення результуючої напруги на навантаженні. Дана зміна сигналів по ланцюгах має приводити до включення силового транзистора через систему керування стабілізатора та закінченню перехідного процесу. Таким чином, величина сплеску вихідної напруги при даній побудові вихідного ланцюга регулятора визначається величиною заряду конденсатора. Тому аналіз співвідношення параметрів перехідного процесу та параметрів елементів схеми для режиму скидання навантаження досить розглядати тільки на етапі заряду конденсатора до свого максимального значення. На рис.4.29,б представлена еквівалентна схема вихідної частини регулятора при скиданні навантаження після комутації.

Процеси при накиданні навантаження. Проаналізуємо процеси у вихідних колах регулятора при стрибкоподібному переході навантаження з номінального режиму в режим, близький до короткого замикання при дугоутворенні (еквівалентний опір $R_e=2$ Ом), на прикладі наступних параметрів схеми заміщення: напруга $E=2000$ В, індуктивність дроселя $L=0.12$ Гн, ємність конденсатора $C=10$ мкФ, опір навантаження в номінальному режимі $R1=2$ кОм.

Відповідно до методики аналізу перехідних процесів класичним методом, складемо систему диференціальних рівнянь для схеми після комутації щодо незалежних змінних – струму в індуктивності i_1 і напруги на конденсаторі u_C , задаючи попередньо умовні напрямки струмів і напруг, як показано на рис.4.22,а. Допускаємо, що до комутації силовий транзистор регулятора перебуває у відкритому стані ($\gamma = 1$), пульсації напруги на конденсаторі незначні в порівнянні з номінальною напругою E , до якого він заряджений. Система отриманих рівнянь має вигляд:

$$L \frac{di_1}{dt} + R_c C \frac{du_c}{dt} + u_c = E,$$

$$R_c C \frac{du_c}{dt} + u_c = i_3 R_e, \quad (4.10)$$

$$\text{де } i_3 = i_1 - C \frac{du_c}{dt}, \quad i_2 = C \frac{du_c}{dt}.$$

Перетворимо систему рівнянь (4.10) до диференціального рівняння другого порядку щодо однієї незалежної змінної u_c :

$$A \frac{d^2 u_c}{dt^2} + B \frac{du_c}{dt} + u_c = E, \quad (4.11)$$

$$\text{де } A = LC \frac{R_c + R_e}{R_e}, \quad B = \frac{L}{R_e} + R_c C.$$

Для заданих параметрів режиму корінь характеристичного рівняння, отриманого з виразу (4.11), є дійсними, тому рішенням системи (4.10) є наступні залежності:

$$u_c(t) = U_c^{cg} + U_c^y = K(e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) + E, \quad (4.12)$$

$$i_1(t) = B_1 e^{p_1 t} + B_2 e^{p_2 t} + \frac{E}{R_e}, \quad (4.13)$$

де

$$K = \frac{E}{(p_1 - p_2)} \cdot \frac{(R_e/R_1 - 1)}{C(R_c + R_e)}, \quad B_1 = \frac{K}{R_e} (1 + Cp_1(R_c + R_e)), \quad B_2 = -\frac{K}{R_e} (1 + Cp_2(R_c + R_e)),$$

p_1, p_2 – корінь характеристичного рівняння, причому,

$$p_1 = \left(-B - \sqrt{B^2 - 4A} \right) / 2A, \quad p_2 = \left(-B + \sqrt{B^2 - 4A} \right) / 2A.$$

Відповідно, рішення для залежних змінних мають вигляд:

$$i_2(t) = C \frac{du_c(t)}{dt} = CK(p_1 e^{p_1 t} - p_2 e^{p_2 t}), \quad (4.14)$$

$$u_L(t) = L \frac{di_1(t)}{dt} = LB_1 p_1 e^{p_1 t} + LB_2 p_2 e^{p_2 t}. \quad (4.15)$$

Для визначення тривалості перехідного процесу, обумовленого часом розряду конденсатора C до мінімального значення, знайдемо з рівняння (4.14)

параметр часу t_p , при якому $i_2(t) = 0$. Запишемо пошуковий параметр t_p , що визначає час перехідного процесу:

$$t_p = \frac{\ln(p_2/p_1)}{(p_1 - p_2)}. \quad (4.16)$$

Величина стрибка, що визначає пульсацію вихідної напруги $\Delta U_{out}^{нак}$ при накиданні навантаження, характеризується величиною стрибка напруги на резисторі R_C , через який протікає струм розряду конденсатора $i_2(t)$ у момент часу $t=0$. Тому,

$$\Delta U_{out}^{нак} = I_2(0)R_C = E \frac{(R_e/R_1 - 1)}{(R_e/R_C + 1)}. \quad (4.17)$$

Таким чином, отримані вирази (4.16), (4.17) дозволяють визначити пошукові параметри перехідного процесу в стабілізаторі при накиданні навантаження з номінального режиму в режим близький до короткого замикання, що характерний при дугоутворенні в електровакуумному навантаженні. Як видно з виразу (4.17), величина стрибка вихідної напруги розглянутої схеми регулятора при накиданні навантаження не залежить від ємності вихідного конденсатора, а визначається тільки величиною опору R_C і співвідношенням опорів навантаження в режимах до і після комутації. Проте, важливим аспектом при визначенні параметрів елементів стабілізатора залишається вибір оптимального значення ємності вихідного конденсатора. Збільшення вихідної ємності, як відомо, зменшує пульсації вихідної напруги в стаціонарних режимах. Однак, при роботі джерел живлення на електровакуумне обладнання вихідну ємність необхідно вибирати такою, щоб енергія, що виділяється з вихідного ланцюга джерела в технологічне навантаження, не перевищувала певного значення (>10 Дж), вище якого відбувається необоротне руйнування технологічних процесів [246]. Розглянемо вплив введеного резистора R_C на процеси у вихідному ланцюзі стабілізатора. Для цього оцінимо характер зміни вихідної потужності стабілізатора при накиданні навантаження в режим, близький до короткого замикання. Вихідний струм стабілізатора після комутації визначається наступним виразом:

$$i_3(t) = I_1(t) - C \frac{du_c(t)}{dt} = G_1 e^{p_1 t} + G_2 e^{p_2 t} + \frac{E}{R_e}, \quad (4.18)$$

де $G_1 = B_1 - CK_1 p_1$, $G_2 = B_2 - CK_2 p_2$.

Маючи вираз для вихідного струму (4.18), можна визначити залежність миттєвого значення вихідної потужності, що приймає наступний вигляд:

$$P_{out}^{нак}(t) = i_3(t)^2 R_e. \quad (4.19)$$

При нульовому значенні опору $R_C=0$ графік миттєвих значень потужності на виході регулятора на інтервалі перехідного процесу $t_p = 160$ мкс зображений на рис.4.23,а. Як видно із графіка, у момент комутації має місце стрибкоподібний сплеск миттєвої потужності на виході. Цей сплеск обумовлений переважаючою складовою струму розряду конденсатора i_2 на навантаження, близьке до короткого замикання, що підсумовується з відносно малою на цьому відрізьку часу складовою струму дроселя i_1 . Таким чином, даний режим характеризується значним виділенням енергії з вихідного ланцюга джерела, накопиченою в конденсаторі, у ланцюг навантаження безпосередньо в момент комутації.

При опорі $R_C = 15$ Ом сплеск вихідного струму в початковий момент часу при накиданні значно зменшується, що відображається на кількісних характеристиках зміни миттєвої потужності на виході – рис.4.23,б. Пікове значення миттєвої потужності в момент комутації зменшується в 71 раз, а час перехідного процесу збільшується в 6.25 рази до величини $t_p = 1000$ мкс. Характерною рисою перехідних процесів у розглянутому випадку є те, що при подальшому збільшенні опору R_C пікове значення у формі кривої миттєвої потужності в момент комутації зникає, а зміна величини миттєвої потужності на виході джерела на інтервалі перехідного процесу має монотонно зростаючий характер і не здобуває критичних значень у момент комутації.

Оцінимо кількість енергії, що здатна виділитися в навантаження з вихідного кола розглянутої секції джерела при накиданні навантаження за фіксований проміжок часу t_a при різних значеннях R_C . Цю величину енергії визначимо як інтеграл від вихідної потужності на відрізьку часу від нуля до t_a . За величину

проміжку часу t_a приймемо час затримки спрацьовування вентиля системи захисту від коротких замикань, що реалізується за допомогою шунтуючого силового транзистору [82] і зазвичай може бути обумовлена як інерційними властивостями системи керування джерела, так і інерційністю самого транзистора.

Таким чином, кількість енергії E_{ta} на виході джерела за інтервал часу t_a можна визначити як

$$E_{ta} = \int_0^{t_a} P_{out}^{нак}(t) dt,$$

або

$$E_{ta} = R_e \left[\frac{G_1^2}{2p_1} (e^{2p_1 t_a} - 1) + \frac{G_2^2}{2p_2} (e^{2p_2 t_a} - 1) + \frac{2G_1 G_2}{p_1 + p_2} (e^{(p_1 + p_2) t_a} - 1) + \frac{2EG_1}{R_e p_1} (e^{p_1 t_a} - 1) + \frac{2EG_2}{R_e p_2} (e^{p_2 t_a} - 1) + \left(\frac{E}{R_e} \right)^2 \cdot t_a \right]. \quad (4.20)$$

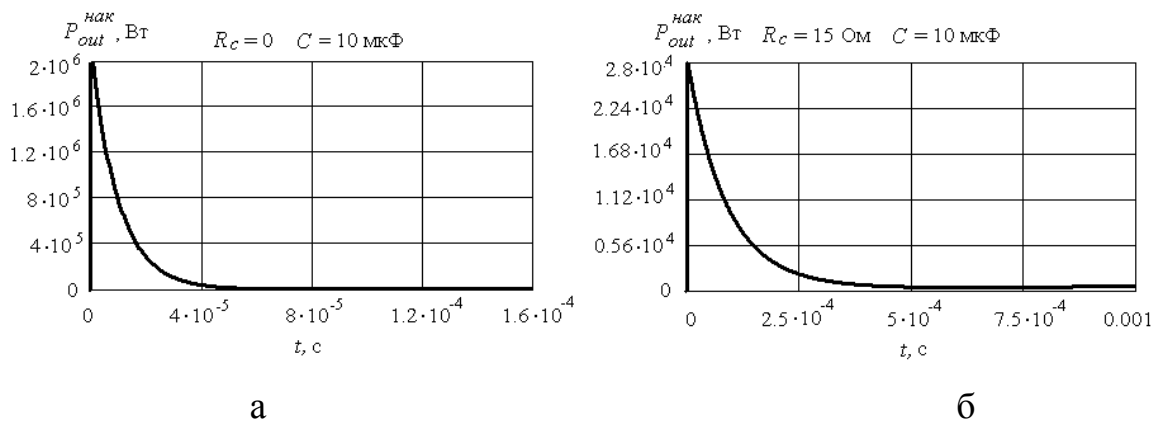


Рис. 4.23. Графіки залежності зміни вихідної потужності при накиданні навантаження у вихідному колі регулятора

Виходячи з експериментальних даних, приймемо для аналізу загальний час затримки спрацьовування шунтуючого транзистора рівним $t_a = 2$ мкс. У такому випадку при значенні $R_c = 0$, $C = 10$ мкФ сумарна енергія, що виділяється за зазначений час із вихідного ланцюга (з конденсатора C) у ланцюг навантаження становить, відповідно до вираження (4.20), величину $E_{ta} = 7.87$ Дж. Такі високі рівні її енергії, що виділяється із джерела в ланцюг навантаження, можуть входити в суперечність із вимогами електроживлення електровакуумних технологічних

навантажень [246]. При величині опору $R_C = 5$ Ом кількість енергії, що виділяються в навантаження за час t_a , становить $E_{ia} = 0.76$ Дж, що майже в 10 разів менше, ніж при відсутності даного опору. При опорі $R_C = 15$ Ом кількість виділюваної енергії ще менше – 136 мДж.

Як показує аналіз, якщо задано припустимий рівень вихідної енергії, можна визначити граничні значення R_C , побудувавши залежності відповідно до виразу (4.20). На рис.4.24 зображені ці залежності при $t_a = 2$ мкс і різних значеннях ємності конденсатора C : 100 мкФ, 10 мкФ, 1 мкФ. Дані залежності дозволяють вибрати мінімально припустиме значення опору R_C , що забезпечує заданий рівень енергії, яка виділяється з вихідних кіл джерела за проміжок часу t_a . Більш високі значення R_C слабо впливають на подальше зниження виділюваної енергії на виході регулятора і вимагають окремого узгодження із припустимим рівнем пульсацій на основній частоті перетворення в стаціонарному режимі. Наведені графіки свідчать також про слабку залежність рівня енергії, яка виділяється джерелом, від ємності конденсатора при однакових значеннях опору R_C уже при величинах вище 10 Ом. Однак, незважаючи на можливість обмеження вихідної енергії на необхідному рівні опором у десятки Ом, такі значення опору при великих струмах розряду ємності викликають великі втрати енергії з рівнями потужності порядку десятків кіловат, що вимагає спеціальних заходів безпеки. Розглянемо перехідний процес при стрибкоподібному переході навантаження з режиму холостого ходу (опір $R_l = 2000$ кОм) у номінальний режим ($R_e = 2$ кОм).

При даному співвідношенні параметрів навантажень дискримінант характеристичного рівняння з виразу (4.11) має негативні значення. Тому повним рішенням вихідної системи рівнянь (4.10) у цьому випадку є наступний вираз:

$$u_c(t) = e^{\tau} M \sin(\omega t) + E, \quad (4.21)$$

де $M = \frac{E}{\omega} \cdot \frac{(R_e/R_l - 1)}{C(R_C + R_e)}$, $\tau = -\frac{B}{2A}$, $\omega = \frac{\sqrt{|B^2 - 4A|}}{2A}$, параметри A , B визначаються

відповідно до позначень рівняння (4.11).

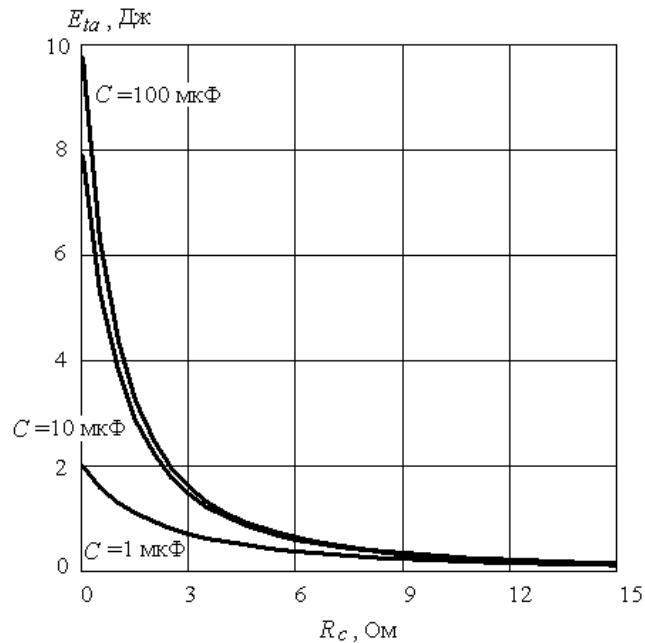


Рис. 4.24. Графіки залежності кількості енергії, що звільнюється з вихідного кола регулятора при різних параметрах системи струмообмеження

Тоді вираз для струму через конденсатор здобуває вигляд:

$$i_2(t) = e^{-t} C M (\omega \cos(\omega t) + \tau \sin(\omega t)), \quad (4.22)$$

а вираз для струму дроселя $i_1(t)$ може бути знайдений після підстановки (4.21) у наступне співвідношення:

$$i_1(t) = \frac{1}{R_e} \cdot U_c(t) + \frac{C(R_c + R_e)}{R_e} \cdot \frac{dU_c(t)}{dt}. \quad (4.23)$$

Час t_p розряду конденсатора визначимо, дорівнюючи до нуля функцію струму $i_2(t)$ у виразі (4.22). Тоді одержимо необхідну до виконання умову:

$$\omega \cos(\omega t) + \tau \sin(\omega t) = 0. \quad (4.24)$$

Розв'язок рівняння (4.24) залежить від співвідношення параметрів ω і τ . Якщо $\omega/\tau < 1$, то

$$t_p = \omega^{-1} \cdot \operatorname{arctg}(-\omega/\tau), \quad (4.25)$$

якщо $\omega/\tau > 1$, то розв'язком буде вираз:

$$t_p = \omega^{-1} \cdot \operatorname{arcc}tg(-\tau/\omega) = \omega^{-1} \cdot [0.5\pi - \operatorname{arctg}(-\tau/\omega)]. \quad (4.26)$$

Величина стрибку вихідної напруги $\Delta U_{out}^{нак}$ при накиданні навантаження з режиму холостого ходу в номінальний режим може бути знайдена виходячи з отриманих аналітичних виражень (4.21)-(4.23).

Як показує аналіз, у випадку накидання навантаження з режиму холостого ходу в номінальний режим у початковий момент часу сплеск вихідного струму відсутній, незважаючи на наявний сплеск струму в конденсаторі. Це пов'язане з тим, що при накиданні в номінальний режим складова струму конденсатора у вихідному струмі не перевищує сталі значення струму навантаження (режим номінального струму). У випадку накидання в номінальний режим вихідний струм стрибком збільшується до свого номінального значення з урахуванням подальшого незначного перехідного процесу. У зв'язку з таким характером зміни вихідного струму, миттєва потужність P_{out} на виході джерела не має значних сплесків і перевищень номінального значення в моменти після комутації, як це має місце у випадку накидання навантаження в режим близький до короткого замикання. Відповідно, у розглянутому випадку накидання навантаження в номінальний режим відсутня передумова до миттєвого виділення енергії з вихідного ланцюга джерела в момент комутації та провокуванню дугоутворення в технологічному навантаженні.

Процеси при скиданні навантаження. Розглянемо режим стрибкоподібного переходу навантаження з номінального режиму в режим холостого ходу. У номінальному режимі навантаження представлено еквівалентним опором $R_e = 2$ кОм, у режимі холостого ходу – опором $R_1 = 2000$ кОм. Процес розглядаємо тільки на етапі заряду конденсатора C , до моменту часу, коли зарядний струм конденсатора досягає нуля. Аналіз скидання навантаження з режиму короткого замикання в номінальний режим не розглядається. Це пов'язано з тим, що вихід з короткого замикання в розглянутій структурі джерела живлення [82] здійснюється зі стану зашунтованого вихідного ланцюга джерела та відключеного силового транзистору стабілізатору, коли струм дроселя за час

захисної паузи від короткого замикання знизився до нуля або до значень не більших, ніж номінальний струм навантаження.

Складемо систему диференціальних рівнянь для схеми після комутації щодо незалежних змінних – струму в індуктивності i_l і напруги на конденсаторі u_c , задавши попередньо умовні напрямки струмів і напруг, як показано на рисунку (рис.4.22,б). Допускаємо, що до комутації силовий транзистор регулятора перебуває у відкритому стані ($\gamma = 1$), пульсації напруги на конденсаторі незначні в порівнянні з номінальною напругою E , до величини якої він заряджений. Система отриманих рівнянь має вигляд:

$$\begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} + u_c &= 0 \\ u_c &= i_3 R_1, \\ i_3 &= i_1 - C \frac{du_c}{dt}. \end{aligned} \quad (4.27)$$

Після відповідних перетворень перейдемо до диференціального рівняння другого порядку щодо незалежної змінної I_l :

$$LC \frac{d^2 i_1}{dt} + \frac{L}{R_1} \cdot \frac{di_1}{dt} + i_1 = 0. \quad (4.28)$$

Дискримінант характеристичного рівняння, отриманого з виразу (4.28), для розглянутих параметрів еквівалентної схеми має негативні значення. Тому, повним рішенням рівняння (4.28) є наступний вираз:

$$i_1(t) = e^{\tau t} (F_1 \cos(\omega t) + F_2 \sin(\omega t)), \quad (4.29)$$

де

$$\tau = -\frac{\beta}{2\alpha}, \quad \omega = \frac{\sqrt{|\beta^2 - 4\alpha|}}{2\alpha}, \quad \alpha = LC, \quad \beta = \frac{L}{R_1}, \quad F_1 = \frac{E}{R_e}, \quad F_2 = -\frac{E}{\omega R_e} \left(\frac{R_e}{L} + \tau \right).$$

Виходячи з початкової системи диференціальних рівнянь (4.27) можна одержати вирази для напруги на конденсаторі $U_c(t)$ і струму через конденсатор $I_2(t)$:

$$u_c(t) = -Le^{\tau t} (B_1 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)), \quad (4.30)$$

$$i_2(t) = -LCe^{\tau t} (D_1 \cos(\omega t) + D_2 \sin(\omega t)), \quad (4.31)$$

де $B_1 = \tau F_1 + \omega F_2$, $B_2 = \tau F_2 - \omega F_1$, $D_1 = \tau B_1 + \omega B_2$, $D_2 = \tau B_2 - \omega B_1$.

Час заряду конденсатора t_z , що характеризує тривалість перехідного процесу при скиданні навантаження, визначається відповідно до умови рівності нулю струму $I_2(t)$ у виразі (4.31):

для випадку, коли $D_1/D_2 < 1$: $t_z = \omega^{-1} \cdot \arctg(-D_1/D_2)$,

для випадку коли $D_1/D_2 > 1$: $t_z = \omega^{-1} \cdot [0.5\pi - \arctg(-D_2/D_1)]$.

Як слідує з аналізу отриманих залежностей при скиданні навантаження (4.29) – (4.31), для розглянутого прикладу параметрів величина стрибка напруги на конденсаторі істотно залежить від величини ємності конденсатора при малих її значеннях. Так, при значеннях ємності в межах 1...10 мкФ величина стрибка доходить до 30 В. У межах значень ємності 10...100 мкФ величина стрибка становить 1...3 В. Величина сплеску струму через конденсатор при варіюванні його ємності незмінна і відповідає величині номінального струму до моменту скидання навантаження. Незначні зміни мають місце в тривалості заряду конденсатора. Абсолютні значення стрибка напруги на навантаженні ΔU_{out}^{ck} і тривалості t_z заряду конденсатора, що відповідає тривалості перехідного процесу при скиданні навантаження, показані на рис.4.25 залежно від різних значень ємності. Величина стрибка напруги на навантаженні, що відповідає пульсації напруги на конденсаторі, визначається як різниця максимального його значення в момент часу t_z і значення в момент $t = 0$ з виразу (4.30).

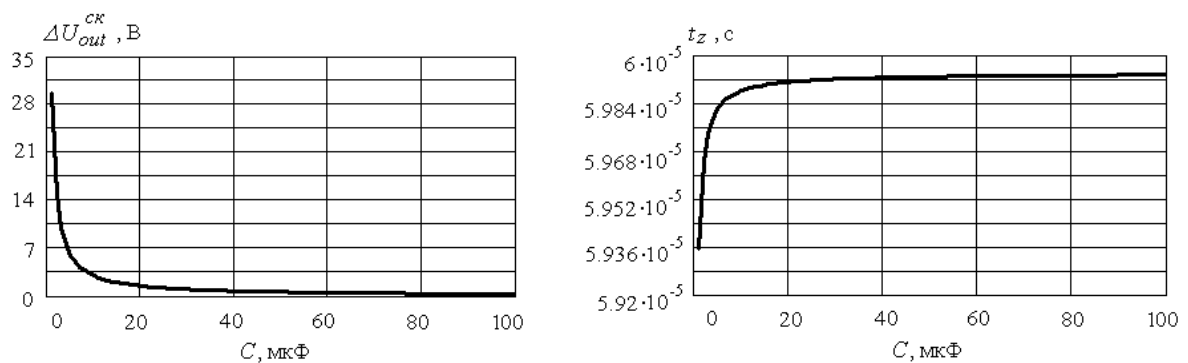


Рис. 4.25. Графіки залежності амплітуди стрибку навантаження та тривалості перехідного процесу при скиданні навантаження у вихідному колі регулятора

Отримані аналітичні вирази дозволяють досліджувати перехідні процеси при стрибкоподібних змінах навантаження в регуляторах багатосекційних джерел живлення. Так, аналіз процесів підтверджує, що істотний вплив на кількість енергії, що здатна виділитися з вихідного конденсатора регулятора в ланцюг навантаження при її накиданні з номінального режиму в режим, близький до короткого замикання, робить включення активного опору в коло розряду конденсатора. Отримані аналітичні вирази дозволяють вибрати оптимальне значення такого опору, при якому кількість енергії, здатна виділитися з вихідного конденсатора при накиданні навантаження, не буде перевищувати припустимого рівня. Дослідження показали також, що кількість енергії, яка виділяється з вихідного кола регулятора в навантаження в даному режимі накидання навантаження, практично не залежить від великих величин ємностей вихідного конденсатора (більших за 10 мкФ), а визначається тільки величиною введеного в коло розряду активного опору. Це дає можливість обґрунтованого збільшення ємності вихідного конденсатора до величини, що забезпечує необхідні рівні пульсацій вихідної напруги як у перехідних, так і в стаціонарних режимах.

На основі проведених досліджень розроблено методику розрахунку параметрів схеми струмообмеження перетворювальних комірок багатосекційних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання. Методика полягає у визначенні граничної величини опору схеми струмообмеження, що забезпечує припустимий рівень енергії, яка виділяється із вихідного кола при стрибкоподібному збільшенні струму навантаження.

4.5 Висновки по розділу 4

1. Розрахунок та аналіз процесів в перетворювачах струмообмежуючих комірок багатосекційних джерел живлення виявив, що максимальна частота перемикання силових транзисторів в цих вузлах може бути зменшена вдвічі за умови ідеального магнітного зв'язку дроселів без погіршення основних характеристик джерела. Це дозволяє знизити динамічні навантаження силових

транзисторів багатосекційних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання в режимах струмообмеження.

2. Для підвищення точності та ефективності аналізу електромагнітних процесів в високовольтних багатосекційних джерелах живлення потужного електровакуумного обладнання використано еквівалентні електричні схеми заміщення вузлів перетворювачів у їх складі з урахуванням внутрішніх параметрів високопотенціальних трансформаторів, що дало змогу запропонувати методику розрахунку навантажувальних, пульсаційних та регулювальних характеристик багатосекційних джерел живлення.

3. Розроблено нові математичні моделі для аналізу перехідних процесів у вихідному колі перетворювачів багатосекційного джерела живлення з урахуванням реактивних елементів контуру і початкових умов на них та опору системи обмеження струму, що підвищило точність розрахунку процесів в режимах струмообмеження.

4. Розроблено методику визначення параметрів системи струмообмеження у вихідних колах перетворювачів багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання, що забезпечує заданий припустимий рівень енергії на виході перетворювачів при перехідних процесах. Це дозволяє вирішити протиріччя між потребою зменшення пульсацій вихідної напруги джерела живлення за рахунок ємнісних фільтрів та зниженням ймовірності виникнення пробойів в електровакуумному обладнанні, викликаних накопиченою енергією у вихідних колах перетворювачів.

Посилання: [54], [69], [74], [82], [99, 100], [112, 113], [124], [127], [132], [138-142], [150], [227-247] див. список використаних джерел стор. 314, 316 – 323, 330 – 333.

РОЗДІЛ 5

ВИЗНАЧЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ В СИСТЕМАХ РЕГУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ

5.1 Регулювання анодного струму електронно-променевих установок з прямонакальним катодом.

Одночасно з аналізом усталених режимів напівпровідникових перетворювачів для живлення електрровакуумного обладнання, необхідним також є вдосконалення їх динамічних характеристик. Значною мірою це стосується регулювання анодного струму ЕПГ з прямонакальним катодом джерелом живлення накалу. Керування струмом променя (анодного струму) в електронно-променевих установках із прямонакальним катодом здійснюється зміною температури катода, що веде до зміни струму емісії катода та в остаточному підсумку до збільшення або зменшення струму в промені. Такий спосіб регулювання широко застосовується в електронно-променевих плавильних печах, для різних видів термообробки і нанесення жароміцних, контактних, захисних покриттів шляхом rvd-технологій [40, 41, 88, 215, 217]. Змінення температури катода здійснюється за рахунок керування струмом накалу катода. Функціональну схему електроживлення гармати показано на рис.1.1,а. Пристрій електроживлення електронно-променевою установкою містить потужне високовольтне джерело анодної напруги (джерело прискорювальної напруги) та джерело струму накалу, що перебуває під високим потенціалом. Параметричне керування величиною анодного струму через складність врахування багатьох факторів є малоефективним, що визначило побудову регуляторів анодного струму у вигляді статичних систем автоматичного керування [215, 217]. Для оцінки її динамічних властивостей розглянемо аналіз всіх її ланок і, у першу чергу, самого катода, що вимагає розробки електрофізичної моделі прямонакального катода.

Зміна струму накалу викликає підвищення потужності, що розсіюється у вигляді тепла на катоді, приводить до підвищення його температури та, відповідно, емісії електронів. Електрична енергія, що поступає від джерела накалу, врівноважується енергією емісії та випромінювання катода. В якості прикладу будемо розглядати достатньо розповсюджений у прямонакальних електронно-променевих гарматах катод на основі вольфраму, емісійні властивості якого проявляються при температурі 2000-2500 °К. При таких температурах на величину струму аноду впливають багато факторів, такі як зміна омичного опору катода від температури, зміна потужності випромінювання, напруженість електричного поля та ін.

Розглянемо емісійні властивості прямонакального катода. Щільність струму термоелектронної емісії, згідно [248], визначається виразом Ричардсона:

$$j_{SO} = AT_K^2 e^{-\frac{B}{T_K}}$$

де T_K - температура по шкалі Кельвіна, а коефіцієнти A і B визначаються через електрофізичні константи:

$$A = \frac{4\pi \cdot m \cdot e \cdot \kappa^2}{h}, \quad B = \frac{\phi \cdot e}{\kappa},$$

де m - маса електрону, e - заряд електрону, κ - постійна Больцмана, h - постійна Планка, ϕ - різниця потенціалів, що відповідає роботі виходу електрону.

Експериментальні значення коефіцієнтів A і B через урахування прозорості бар'єру на границі метал - вакуум мають відмінності від теоретичних значень. Уточнені значення A і B для вольфрамового катода дорівнюють наступним величинам [248]:

$$A=60,2 \cdot 10^4 \text{ (A/ м}^2 \cdot \text{K}^2\text{)}, \quad B=52700 \text{ (K)}$$

При наявності прискорювального поля робота виходу електрону з матеріалу катода залежить від напруженості поля біля поверхні катода, тоді відповідно до [248] можемо записати вираз для щільності струму термоелектронної емісії:

$$j_S = j_{SO} e^{\frac{4,39\sqrt{E}}{T_K}}$$

де E - напруженість поля. Для плоских аноду і катоду, що відстоять друг від друга на відстані $l_{ак}$ напруженість поля дорівнює $E=U_{ак}/l_{ак}$.

У прямонакальних гарматах катод може бути виконаний у вигляді стрічки, показаної на рис.5.1. Припустимо, що геометричні розміри катода становлять $a=3\cdot 10^{-3}$ м, $b=6\cdot 10^{-4}$ м, $l=65\cdot 10^{-3}$ м. Вважаємо, що анодний струм формується тільки за рахунок електронів, емітованих з поверхні катода, паралельної аноду. Це значить, що ефективна площа поверхні катода, що визначає анодний струм, дорівнює: $S_e = a \cdot l$

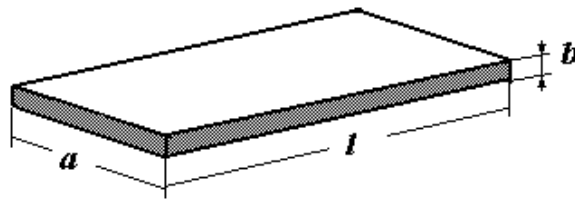


Рис.5.1. Структурне зображення прямонакального катода

Анодний струм визначимо виразом:

$$I_a = j_S \cdot S_e \quad (5.1)$$

Катод втрачає енергію, що підводиться до нього, за рахунок випромінювання тепла і електронної емісії. Величина потужності випромінювання дорівнює:

$$P_{випр} = \sigma \cdot p \cdot l$$

де σ - коефіцієнт питомого випромінювання тепла, p - периметр перетину катода, l – довжина катода.

Потужність, що втрачається катодом у результаті електронної емісії, пропорційна емісійному струму (I_S) з усієї поверхні катода:

$$P_{ем} = \varphi \cdot I_S$$

Оскільки величина роботи виходу електронів φ є достатньо малою, то втратами енергії на електронну емісію можна знехтувати.

Опір катода визначається питомим опором його матеріалу ρ і геометричними розмірами:

$$R_K = \rho \frac{l}{a \cdot b}$$

При дослідженнях необхідно враховувати вплив температури на питомий опір матеріалу катоду. Вольфрамовий катод має високу питому емісію при температурі близько 2500 °К (температура плавлення вольфраму $3683 \pm 20^\circ\text{K}$). Вплив температури на величину питомого опору можна оцінити за даними, наведеним у таблиці 5.1.

Таблиця 5.1

Розрахункові дані величини питомого опору вольфрамового катоду в залежності від його температури

T °K	240	900	1000	1100	1200
ρ (Ом·м)·10 ⁸	5,5	27,9	31,6	35,6	39,5

В [248] введене поняття одиничного катоду з перетином 1 см² і довжиною 1 см, виконаного з вольфраму. Для певного інтервалу температур залежність величини опору одиничного катода R'_K і потужність випромінювання одиничного катода $P'_{\text{випр}}$ від температури T_K може бути задана у вигляді степеневих функцій $R'_K = R'_{0K} T_K^r$ і $P'_{\text{випр}} = P'_{0\text{випр}} T_K^g$, де $g > r > 0$. Для вольфрамового катоду в інтервалі температур $T_K = 2300-2600$ °К маємо $r = 1,2$ і $g = 4,67$. У роботі [248] розрахована залежність потужності випромінювання і опору для одиничного катода круглого перетину від температури в більш широкому діапазоні. Дані цієї залежності наведені в таблиці 5.2. Знайдемо вирази для опору катода і потужності, що втрачається, у перерахуванні від одиничного катода круглого перетину до реального катода прямокутного перетину. При перерахуванні опору задамося рівністю площ поперечного перерізу круглого і прямокутного катода. Тоді для реального катода опір дорівнює:

$$R_K = R'_K \cdot 10^{-2} \cdot \frac{l \cdot \pi}{4 \cdot a \cdot b}$$

Таблиця 5.2

Розрахункові дані залежності потужності випромінювання і опору для одиничного вольфрамового катода круглого перетину від температури

T_K °K	400	600	800	1000	1200	1400	1600
$P'_{випр}$ (Вт)	$6,24 \cdot 10^{-2}$	$9,54 \cdot 10^{-2}$	0,53	1,891	5,21	12,01	24,32
R'_k (Ом)	$10,3 \cdot 10^{-6}$	$16,8 \cdot 10^{-6}$	$24,2 \cdot 10^{-6}$	$31,7 \cdot 10^{-6}$	$39,5 \cdot 10^{-6}$	$47,4 \cdot 10^{-6}$	$56,5 \cdot 10^{-6}$
T_K °K	1800	2000	2200	2400	2600	2800	3000
$P'_{випр}$ (Вт)	44,54	75,37	119,8	181,2	263	368,9	503,5
R'_k (Ом)	$63,4 \cdot 10^{-6}$	$72,2 \cdot 10^{-6}$	$80,8 \cdot 10^{-6}$	$89,6 \cdot 10^{-6}$	$98,7 \cdot 10^{-6}$	$108 \cdot 10^{-6}$	$117 \cdot 10^{-6}$

При перерахуванні потужності випромінювання задамося рівністю площі поверхні катода, тобто рівністю периметрів поперечного перерізу круглого і прямокутного катода. Тоді для реального катода потужність випромінювання дорівнює:

$$P_{випр} = P'_{випр} \cdot 10^4 \cdot \frac{2 \cdot (a + b) \cdot l}{\pi}$$

При температурі катода 1000°K, 2000°K і 3000°K та струмі накалу $I_{нак}=150A$ значення опору катода, потужності енергії, що підводиться до катода $P_{ел} = I_{нак}^2 R_K$ та втрачається на випромінювання ($P_{випр}$), наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3

Розрахункові дані залежності опору вольфрамового катода, потужності енергії, що підводиться до катода, та втрачається на випромінювання

T_K °(K)	1000	2000	3000
R_K (Ом)	0,0089	0,02	0,033
$P_{випр}$ (Вт)	2,82	112	750
$P_{ел}$ (Вт)	200,2	450	742

З наведених даних слідує, що теплова рівновага катода забезпечується при температурі $2000 < T_K < 3000$, що відповідає максимальній щільності емісійного струму вольфрамового катода.

Розглянемо співвідношення для теплоємності катода. Теплоємність катода визначається питомою теплоємністю його матеріалу $C_{ПК}$, масою катода m_K і температурою T :

$$C_K = C_{ПК} \cdot m_K \left(1 + \frac{T_K}{6000}\right) \quad (5.2)$$

Помітимо, що теплоємність катода для розглянутого випадку має порядок $C_K = 0,3$ Дж/град. Настільки висока теплоємність катода визначає значну термодинамічну інерційність процесів в установці.

Динаміка зміни температури катода може бути визначена з диференціального рівняння:

$$C_K \frac{dT_K}{dt} = P_{ел} - P_{випр}$$

Переходячи від похідної до приросту для малого інтервалу часу, отримуємо у відповідності до методу Ейлера при розв'язанні диференціальних рівнянь:

$$(T_K)_{t+\Delta t} = (T_K)_t + \frac{(P_{ел} - P_{випр})}{C_K} \Delta t. \quad (5.3)$$

Таким чином, отриманий вираз (5.3), що представляє рекурентну залежність зміни температури катода при підведеній до нього енергії джерела накалу потужністю $P_{ел} = I_{нак}^2 R_K$, що обумовлена регульованою величиною струму накалу $I_{нак}$. У даному виразі залежні від температури величини $R_K(T_K)$ і $P_{випр}(T_K)$ для вольфрамового катода визначені в табл.5.2, а величина $C_K(T_K)$ визначається виразом (5.2). Розраховуючи змінення температури катода за допомогою залежності (5.3), можна визначити стан теплової рівноваги катода, коли енергія, що підводиться від джерела накалу, дорівнює енергії, випромінюваною бічною поверхнею катода. Причому, у такому сталому стані щільність струму термоелектронної емісії буде відповідати анодному струму (струму променю електронно-променевої гармати) згідно до виразу (5.1). Отриманий вираз (5.3)

дозволяє визначити динаміку регулювання анодного струму шляхом зміни струму накалу, формованого джерелом накалу прямонакальної електронно-променевої гармати, з урахуванням термодинамічних та електрофізичних властивостей катода. Розрахунок процесів регулювання анодного струму чисельними методами (MathCad і ін) за допомогою виразу (5.3) покладений в основу методу визначення регулювальних характеристик джерела накалу з урахуванням термодинамічних та електрофізичних властивостей катода.

В якості регуляторів струму накалу в електронно-променевих установках знаходять застосування тиристорні регулятори та магнітні підсилювачі [129], що працюють на частоті живильної мережі. Один з варіантів побудови високопотенціального джерела струму накалу показаний на рис.5.2. До складу джерела входять три однофазних магнітних підсилювачі (МП1-МП3), високопотенціальні трансформатори ($VT1-VT3$) і вихідні випрямлячі. Для зниження втрат у випрямлячі, що працює на низькоомне навантаження, слід застосувати трансформатори із двома вихідними напівобмотками.

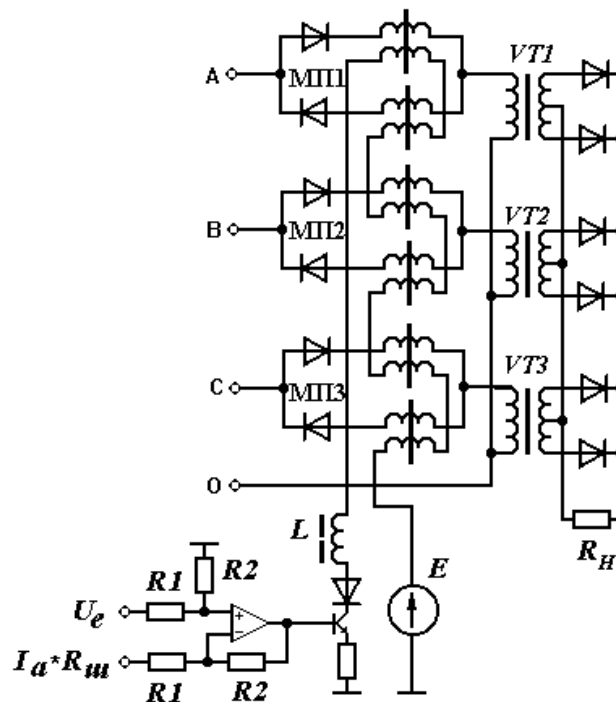


Рис.5.2. Структурна схема високопотенціального джерела струму накалу на основі магнітних підсилювачів

Ланцюг зворотного зв'язку такого регулятора складається із джерела еталонної напруги (U_e), датчика анодного струму ($I_a R_{ud}$), підсилювача сигналу розбіжності та виконавчого ланцюга, що управляє струмом підмагнічування магнітних підсилювачів.

При такій побудові джерела накалу в системі автоматичного керування є дві основні інерційні ланки. Перша ланка обумовлена теплоємністю катоду, а друга ланка обумовлена обмеженою швидкодією магнітного підсилювача. При співмірних постійних часу зазначених інерційних ланок перехідні процеси в системі автоматичного керування при наявності збурювань мають коливальний характер, що підтверджено за допомогою моделювання процесів.

Моделювання процесів у регуляторі анодного струму з магнітним підсилювачем проводилося при наступних параметрах:

1. Параметри катоду:

$a = 0,003$ м, $b = 0,0006$ м, $l = 0,065$ м - геометричні розміри катода;

$\mu = 19100$ кг/м³ - щільність вольфраму;

$C_{ПК} = 134$ Дж/кГ·град - питома теплоємність вольфраму;

$l_{ak} = 0,025$ м - відстань між анодом і катодом;

$U_{ak} = 20000$ В - анодна напруга;

$A = 602000$, $B = 52700$ - коефіцієнти рівняння емісії.

2. Параметри магнітного підсилювача:

$T_s = 0,02$ сек - період напруги живильної мережі;

$U_m = 10$ В - амплітуда напруги на вторинних напівобмотках трансформатора;

$k_l = 0,1$ - коефіцієнт передачі ланки розбіжності;

$\tau = 0,1$ сек - постійна часу магнітного підсилювача;

$R_i = 0,01$ Ом - внутрішній вихідний опір джерела живлення накалу.

Об'єм катоду (V_k), активна емісійна площа (S_e), маса катода (M_k) та його теплоємність (C_{ko}) визначені згідно виразів:

$$V_k = a \cdot b \cdot l, \quad S_e = a \cdot l, \quad M_k = V_k \cdot \rho, \quad C_{ko} = C_{ud} \cdot M_k.$$

Результати моделювання у вигляді графіків показані на рис.5.3. Масштаб для графіків електричної потужності ($P_{ел}$) і потужності випромінювання ($P_{випр}$) прийнятий рівним 2кВт/діл., для еталонного струму (I_e) і струму аноду (I_a) 1А/діл., для температури катода (T_K) 1000 °K/діл., для струму накали ($I_{нак}$) 200А/діл та для напруги катода (U_K) 10В/діл. Для наочності нульовий рівень функції $I_{нак}$ зміщений нагору на одну клітку.

На графіках видно ділянку попереднього прогріву катода до початку емісії. На цій ділянці через низьку температуру катода потрібне примусове обмеження струму накали. Із графіка слідує, що анодний струм I_a , з точністю до статичної помилки, наближається до еталонного значення I_e .

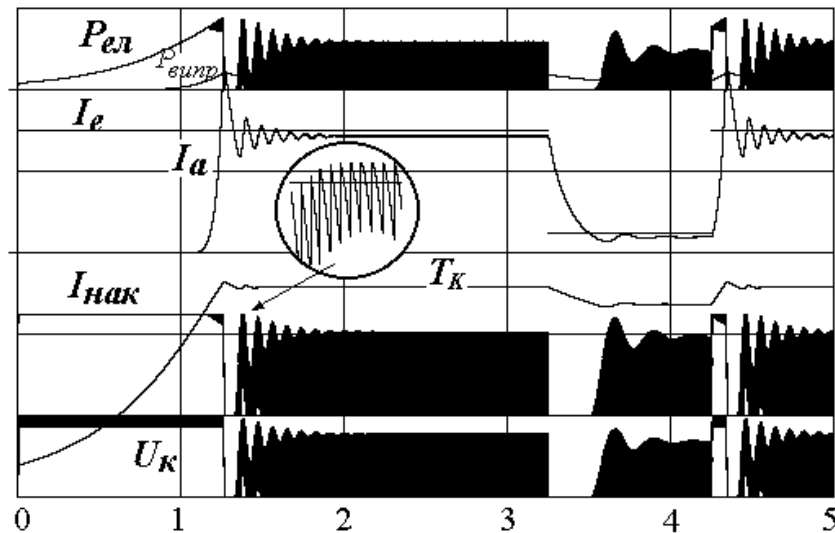


Рис.5.3. Часові діаграми перехідного процесу регулювання струму в джерелі накали на основі магнітних підсилювачів

Перехідні процеси, викликані стрибкоподібною зміною еталонного струму, мають загасаючий коливальний характер. Робота магнітного підсилювача на ділянці регулювання вихідного струму викликає перерегулювання напруги на вході вихідних трансформаторів, внаслідок чого зростають пульсації вихідної напруги.

Необхідно відзначити основні недоліки регуляторів струму накали катода електронно-променевої установки на основі магнітних підсилювачів які

працюють на частоті промислової мережі: низькі динамічні показники регулятора та коливальний характер перехідних процесів; значні розміри магнітних підсилювачів і високопотенціальних трансформаторів, що викликає необхідність їхнього далекого розташування від вакуумної камери, приводить до ускладнення підведення енергії до технологічної установки та до збільшення втрат енергії у потужнострумівих ланцюгах накали.

Істотно поліпшити динамічні властивості джерела накали дозволяє застосування напівпровідникових перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією. Схема подібного пристрою показана на рис.5.4. Пристрій складається з напівмостового регульованого інвертору, високопотенціального трансформатору, випрямляча і вихідного дроселя. Система керування включає в собі драйвери керування транзисторами ДК та зворотні зв'язки по струму анода та струму накали, що дозволяє стабілізувати анодний струм на рівні еталонного значення і обмежити максимальне значення струму накали. При розрахунках процесів в джерелі накали за допомогою чисельних методів, температурнозалежний анодний струм визначається виразом (5.1). Струм накали необхідно розраховувати за допомогою математичної моделі з усередненими змінними (3.17) при поточному значенні тривалості імпульсів керування T_i . Дана математична модель враховує параметри високопотенціального трансформатору та наявність багатоінтервального (вісім інтервалів за період) режиму роботи перетворювача, що викликаний його суттєвою індуктивністю розсіювання.

Розглянемо процеси в такому регуляторі анодного струму при наступних параметрах імпульсного регулятора:

$T = 25$ мкс - період імпульсної модуляції;

$U_m = 3$ В - амплітуда синхронізуючої напруги пилкоподібної форми;

$E_2 = 15$ В - амплітуда імпульсів на виході випрямляча;

$k_1 = 50, k_2 = 1$ - коефіцієнти передачі ланок ланцюга зворотного зв'язку;

$L = 1$ мГн - індуктивність вихідного дроселя;

$L_S = 180$ мкГн - індуктивність розсіювання високопотенціального трансформатору;

$R_s = 0,01$ - опір шунта в ланцюзі джерела накали.

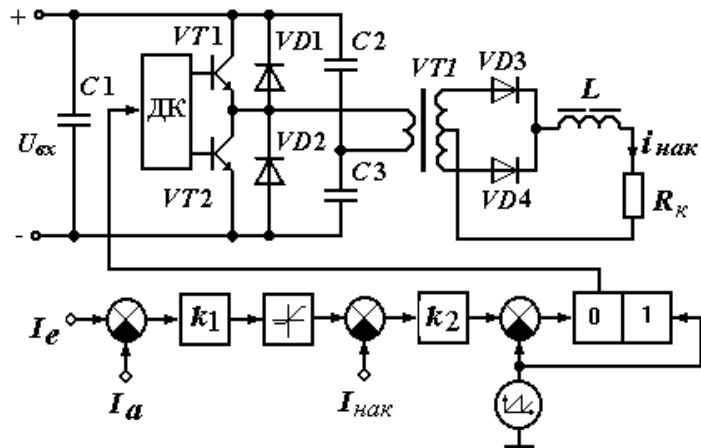


Рис.5.4. Структурна схема високопотенціального джерела струму накали на основі високочастотного перетворювача

Результати моделювання показані на рис.5.5.

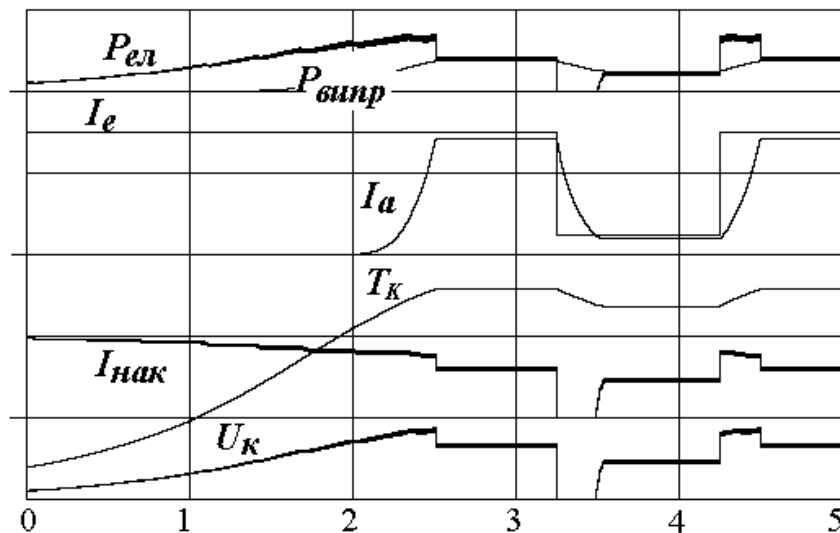


Рис.5.5. Часові діаграми перехідного процесу регулювання струму в джерелі накали на основі високочастотного перетворювача

З наведених графіків слідує, що інерційні властивості імпульсного регулятора стосовно інерційності катоду є нехтувано малими і регулятор з таким катодом в навантаженні можна представити в якості ланки першого порядку системи автоматичного регулювання анодного струму. Це виключає провали та сплески анодного струму при перехідних процесах, викликаних стрибкоподібною

змінною еталонного сигналу. Наявність індуктивності L у вихідному ланцюзі джерела накалу забезпечує значне зниження пульсацій струму і, відповідно, напруги на катоді.

Таким чином, перехід на високу частоту перетворення енергії поліпшує динамічні характеристики регулятора струму. Одночасно такий перехід дає можливість зменшення масогабаритних показників, зокрема, високопотенціального трансформатора і вихідного фільтру ланцюгів живлення накалу катода, що при об'єднанні їх з вихідним випрямлячем у єдиний, малогабаритний, високопотенціальний трансформаторно-випрямляючий модуль (ВТВМ) дозволяє розмістити останній безпосередньо на технологічній камері електронно-променевої установки. Таке рішення дозволяє значно спростити конструкцію введення високої напруги і скоротити довжину потужнострумівих високопотенціальних вихідних ланцюгів, за рахунок чого зменшуються втрати енергії в них.

Розглянемо вимоги обмеження індуктивності розсіювання високопотенціального трансформатора. Для розглянутої структури напівмостового інвертору рис.5.4 у розділі 3.3 отримано усереднену математичну модель (3.18). Ця модель дозволяє визначити тривалість ΔT процесу перезаряду індуктивності розсіювання для аналізу вихідної потужності на навантаженні:

$$\Delta T = \frac{L_s \cdot 2 \cdot I_1}{E},$$

де E – напруга на конденсаторах інвертора, що дорівнює половині величини вхідної напруги, I_1 - амплітуда струму навантаження, приведенного до первинної обмотки, L_s - індуктивність розсіювання, приведена до первинної обмотки. Напруга $u_1(t)$ на приведенному до первинної обмотки навантаженні має амплітуду E , а його середнє значення за половину періоду проходження імпульсів керування T_s дорівнює

$$U_1 = E \cdot \left(1 - \frac{2 \cdot \Delta T}{T} \right) \quad (5.4)$$

Скориставшись даними виразами, визначимо активну потужність у приведеному навантаженні

$$P_1 = E \cdot I_1 \cdot \left(1 - \frac{4 \cdot L_s \cdot I_1}{E \cdot T} \right)$$

З рівняння $\frac{dP_1}{dI_1} = 0$ знаходимо, що найбільша потужність P_{max} у приведеному навантаженні

$$P_{max} = \frac{E^2 T}{16 \cdot L_s} \quad (5.5)$$

досягається при екстремальному значенні струму $I_{екс}$ у цьому приведеному навантаженні

$$I_{екс} = \frac{E \cdot T}{8 \cdot L_s}.$$

Залежність вихідної потужності від струму навантаження розглянутого напівмостового інвертора розглянута в розділі 3.3 і наведена на рис.3.15.

Помітимо, що в точці екстремуму потужності (5.5), амплітуда вхідних імпульсів і напруга на приведеному опорі навантаження перебувають у певному співвідношенні

$$U_1 = E \cdot \left(1 - \frac{4 L_s I_{екс}}{E T} \right) = \frac{E}{2}$$

Отже, для забезпечення режиму передачі заданої потужності при максимально - припустимому значенні індуктивності розсіювання необхідно коефіцієнт трансформації вибрати з умови:

$$k_{tr} = \frac{w_2}{w_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{2 \cdot U_2}{E}.$$

Таким чином, максимально припустиме значення індуктивності розсіювання для забезпечення заданої вихідної потужності повинне задовольняти умові

$$L_{s \max} < \frac{E^2 T}{16 \cdot P_1}$$

і для розглянутого випадку при $U_{\text{вх}} = 300$ В, $T=50$ мкс, $P_1=1500$ Вт не повинна перевищувати 187,5 мкГн. Вимоги до індуктивності розсіювання потребують використовувати спеціальні конструкції трансформаторів живлення накалу катода [249]. Крім того, необхідно враховувати ряд специфічних вимог, пропонованих до ізоляції розглянутого пристрою. Така ізоляція повинна витримувати не тільки високу прискорювальну напругу постійного струму, але також і напруги змінного струму обумовлені пульсаціями і перенапругами, що виникають у перехідних режимах або при пробоях у високовольтних ланцюгах технологічних електронно-променевих гармат (ЕПГ).

Проведені дослідження показали наступне. Використання напівпровідникових перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією для побудови регуляторів анодного струму прямонакальних електронно-променевих установок забезпечує поліпшення динамічних показників і характеру перехідних процесів, що виникають при регулюванні анодного струму. Перехід на підвищену частоту перетворення дозволяє істотно зменшити масу високопотенціального трансформатору, розмістити його безпосередньо на вакуумній камері і спростити підведення енергії до установки.

За результатами проведених досліджень розроблено технічну пропозицію на створення експериментального зразку джерела накалу ланцюга керування анодним струмом прямонакальної ЕПГ для Інституту електрозварювання НАН України з наступними параметрами:

- вихідна потужність 0...1,5 кВа;
- вихідна напруга постійного струму 0...10 В;
- вихідний струм 0...150 А;
- вхідна напруга живильної мережі
змінного струму 380 В;
- рівень гальванічної ізоляції між
вхідними і вихідними ланцюгами 25 кВ.

5.2 Регулювальні характеристики перетворювачів для живлення електромагнітних систем електронно-променевих та іонно-плазмових установок

У сучасному електровакуумному технологічному устаткуванні широко використовуються електромагнітні системи, що формують необхідну конфігурацію магнітного поля та керують потоком заряджених часток (електронний промінь, електронно-іонна плазма та ін.) [99]. В основі таких систем лежать фокусуєчі та відхиляючі електромагнітні котушки, що живляться постійним струмом заданої величини.

До джерел електроживлення електромагнітних котушок пред'являються вимоги, що обумовлені наступним. Коефіцієнт пульсації струму електромагнітних котушок має не перевищувати величину 0,1 %. Це вимагає застосування у вихідному фільтрі проміжної ємнісної ланки. Індуктивність самих котушок є достатньо велика і при активному опорі 10 - 30 Ом може складати величину 0,1 - 1 Гн. Активний опір котушок у процесі експлуатації може змінюватися, що є дестабілізуючим чинником. Нестабільність струму котушок має не перевищувати величину 0,1 %. Наявність таких специфічних вимог до характеристик джерела живлення електромагнітних систем вимагає врахування їх особливостей в якості навантаження джерел живлення при розрахунках джерел живлення.

Розглянемо аналіз електромагнітних процесів в джерелі живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання. У технологічному устаткуванні, що працює від трифазної мережі 380 В, для живлення силових ланцюгів зазвичай використовуються випрямлячі, виконані за схемою Ларіонова з вихідною напругою близькою до 600 В. Оскільки ланцюги живлення магнітних котушок є відносно малопотужними й допоміжними, їх електроживлення доцільне здійснювати від наявної у такому устаткуванні загальної мережі постійної напруги 600 В. В основу побудови джерела може бути покладена схема імпульсного регулятора понижуючого типу. Специфічний характер навантаження

джерела (високі значення індуктивності) обумовлює необхідність розглядати такий перетворювач як ланку третього порядку, де поряд із реактивними елементами LCD -фільтра присутня індуктивність навантаження, яку необхідно враховувати при аналізі процесів. Очевидно, що наявність у такій системі трьох реактивних елементів із фазовим зсувом до 90 градусів сприяє виконанню фазових умов виникнення субгармонійних коливань в автоматичній системі авторегулювання, а значить – несталості заданого стаціонарного режиму. Тому забезпечення високої точності стабілізації вихідного струму за рахунок збільшення коефіцієнту підсилення в ланцюзі зворотного зв'язку системи керування джерела стає проблематичним [250]. Для ослаблення впливу реактивних елементів на сумарний фазовий зсув системи авторегулювання зазвичай використовуються додаткові зворотні зв'язки по змінним стану кожного реактивного елемента [81, 251]. Це означає, що така система керування повинна включати три контури підлеглого регулювання: по струму дроселя і напрузі конденсатора LCD -фільтра, а також по вихідному струму – струму індуктивності навантаження.

Структурна схема розглянутого стабілізатора струму зображена на рис.5.6. Схема містить у собі силову частину на основі LCD -фільтра і ключового елемента

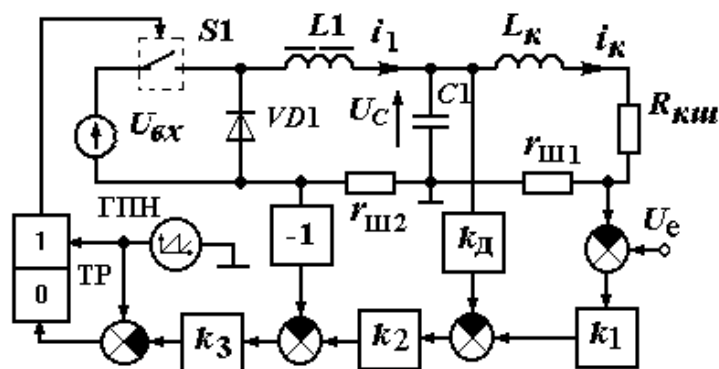


Рис.5.6. Структурна схема джерела струму електромагнітної системи

$S1$, і систему керування, у якій позначено: k_1, k_2, k_3 – підсилювачі з коефіцієнтом передачі k_1, k_2, k_3 відповідно, k_d – дільник напруги з коефіцієнтом передачі k_d ; ГПН – генератор пилкоподібної синхронізуючої напруги з амплітудою U_m , періодом T ;

ТР – тригер, що формує ШІМ-сигнал керування ключовим елементом $S1$; L_K – індуктивність магнітної котушки; $R_{ку}$ – активний опір обмотки котушки; U_{ex} – вхідна напруга перетворювача; r_{u1} , r_{u2} – датчики струму дроселя i_1 і струму котушки i_K .

Для аналізу статичних характеристик регулятора струму приймемо наступні припущення. Будемо вважати, що силовий ключовий елемент $S1$ є ідеальним і безінерційним, що дозволяє зневажити спотворенням імпульсів на вході LCD -фільтра. Також зневажимо активним опором дроселя та пульсаціями напруги на конденсаторі. Це дозволяє записати наступні диференціальні рівняння, що описують процеси в силовій частині перетворювача в усталеному режимі:

$$\begin{cases} L1 \frac{di_1}{dt} + u_C = \gamma U_{ex} \\ L_K \frac{di_K}{dt} + i_K R_{ку} = u_C, \\ C \frac{du_C}{dt} = i_1 - i_K \end{cases} \quad (5.6)$$

де γ - кусочно-постійний періодичний коефіцієнт, що дорівнює одиниці на інтервалі накопичення T_n енергії дроселем $L1$ і дорівнює нулю на інтервалі віддачі $T - T_n$ енергії в навантаження.

Застосовуючи розроблений в розділі 2 метод аналізу [54] для усереднення змінних диференціальних рівнянь (5.6) на кожному інтервалі, помітимо що при значних величинах індуктивності L_K приріст струму i_K на інтервалах сталого режиму дорівнює нулю, приріст напруги u_C на конденсаторі C також дорівнює нулю на цих інтервалах при великих значеннях C . Тому запишемо усереднену систему рівнянь в наступному вигляді на всіх інтервалах роботи:

$$\begin{aligned} L1 \frac{\Delta I_1}{T_H} + U_C &= U_{ex}, \\ L1 \frac{\Delta I_1}{T - T_H} &= U_C, \\ U_C &= i_{Kcp} R_{ку}, \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$I_{1cp} = I_{Kcp}.$$

Розв'язуючи систему рівнянь (5.7), отримаємо наступні вирази:

$$\Delta I_1 = \frac{U_{ex}}{L1} \cdot \frac{T_H(T - T_H)}{T}, \quad U_C = U_{ex} \frac{T_H}{T},$$

або, виражаючи ці рівняння через відносну тривалість інтервалу накопичення $K_3 = T_H/T$, запишемо:

$$\Delta I_1 = \frac{U_{ex}}{L1} \cdot K_3 T (1 - K_3), \quad U_C = U_{ex} K_3.$$

Отримані вирази дозволяють розраховувати пульсацію струму дроселя $L1$ в діапазоні регулювання інтервалу накопичення та обирати необхідне значення його індуктивності в режимі безперервного струму. В режимі переривчастого струму дроселя $L1$ пошукові параметри ΔI_1 визначаються в результаті розв'язку системи алгебраїчних рівнянь (2.11)-(2.13) як системи з усередненими змінними перетворювача в триінтервальному режимі роботи. Графіки залежності пульсації струму дроселя від величини відносної тривалості інтервалу накопичення зображені на рис.5.7. Розраховані залежності підтверджують, що незалежно від значних величин індуктивності навантаження регулятора пульсація струму дроселя $L1$, а отже і максимальний струм силового транзистору великою мірою визначаються значенням індуктивності цього дроселя. Враховуючи велике значення вхідної напруги ($U_{ex}=600$ В) регулятора, приймаючи в якості прикладу робочі значення опору $R_{ки}=20-30$ Ом та струму навантаження $I_{Kcp}=0-5$ А можна стверджувати, що сталому режиму роботи регулятора будуть відповідати низькі значення коефіцієнту заповнення (відносної тривалості інтервалу накопичення) з максимальним значенням $K_{з макс} = 0,25$. Однак навіть при таких невеликих коефіцієнтах заповнення пульсація дроселя $L1$ (максимальний струм силового транзистору) в сталому режимі може приймати значення в широкому діапазоні від сотень міліампер до десятків ампер в залежності від значення індуктивності $L1$.

В пускових режимах максимальне значення струму i_l (вхідного струму регулятора) може приймати ще більші значення в залежності від параметрів системи керування та коефіцієнту підсилення системи керування. Таким чином

виникає питання аналізу процесів замкненої системи регулятора струму для виявлення необхідних значень індуктивності $L1$ та параметрів системи керування для забезпечення мінімальних пульсацій вихідного струму та мінімізації вхідних струмів в пускових режимах.

У сталому режимі роботи перетворювача сумарний сигнал зворотного зв'язку U_{33} , порівнюючись із синхронізуючою пилоподібною напругою $U_{П}$,

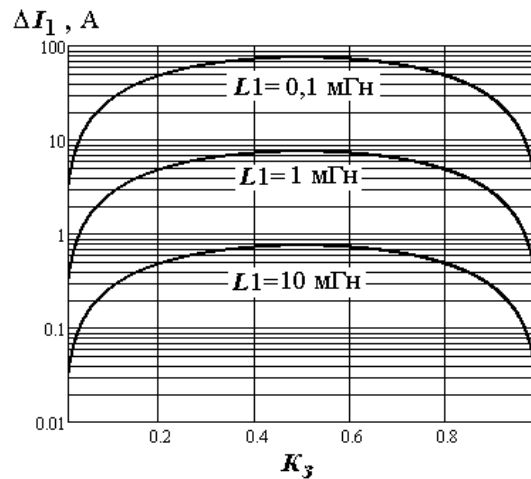


Рис.5.7. Графіки залежності пульсації струму дроселя від величини відносної тривалості інтервалу накопичення

формує однакову тривалість T_i керуючих імпульсів перемикаючого елемента, при однакових від періоду до періоду значеннях ($T_i = T_H$). Тому, можна стверджувати, що в моменти часу $k \cdot T_u$ ($k = 0, 1, 2, \dots$) виконується рівність:

$$\left[(U_e - I_K \cdot r_{u1}) \cdot K1 - U_C \cdot K_D \right] \cdot K2 - I_{L_{\max}} \cdot r_{u2} \cdot K3 = \frac{2 \cdot U_m \cdot T_i}{T}. \quad (5.8)$$

Скориставшись рівняннями (5.7), одержимо наступний вираз:

$$I_K^2 \cdot A - I_K \cdot B + U_e = 0, \quad (5.8)$$

де
$$A = \frac{R_{ku}^2 r_{u2} T}{2 L E k_1 k_2},$$

$$B = r_{u1} + \frac{R_{ku} k_D}{k_1} + \frac{r_{u2}}{k_1 k_2} + \frac{R_{ku} T r_{u2}}{2 L k_1 k_2} + \frac{2 U_m R_{ku}}{k_1 k_2 k_3 E}.$$

На підставі умови (5.8) можна розрахувати регульовальну характеристику розглянутого перетворювача. На рис.5.8 представлені розраховані залежності струму котушки I_K при визначених значеннях еталонної напруги U_e для різних величин опору обмотки котушок $R_{ку1} = 20 \text{ Ом}$, $R_{ку2} = 25 \text{ Ом}$, $R_{ку3} = 30 \text{ Ом}$, що задовольняють умові (5.8). Параметри вузлів перетворювача прийняті наступними: $U_{ex} = 600 \text{ В}$, $U_m = 6 \text{ В}$, $T = 50 \text{ мкс}$, $L1 = 10 \text{ мГн}$, $k_1 = 50$, $k_2 = 2$, $k_3 = 1$, $k_d = 0,02$, $r_{u1} = 0,18 \text{ Ом}$, $r_{u2} = 0,2 \text{ Ом}$. Величина $r_{u1} = 0,18 \text{ Ом}$ визначена з рівняння (5.8), враховуючи, що при $R_{ку2} = 25 \text{ Ом}$, $U_e = 1 \text{ В}$ струм котушки дорівнює $I_K = 5 \text{ А}$. У табл.5.4 приведені чисельні значення зазначених залежностей.

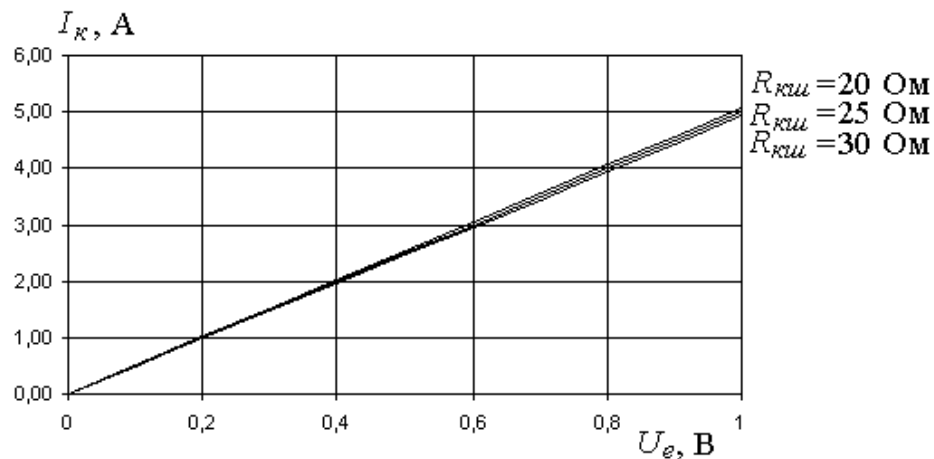


Рис.5.8. Залежності струму котушки I_K при визначених значеннях еталонної напруги U_e для величин опору обмотки котушок

Таблиця 5.4.

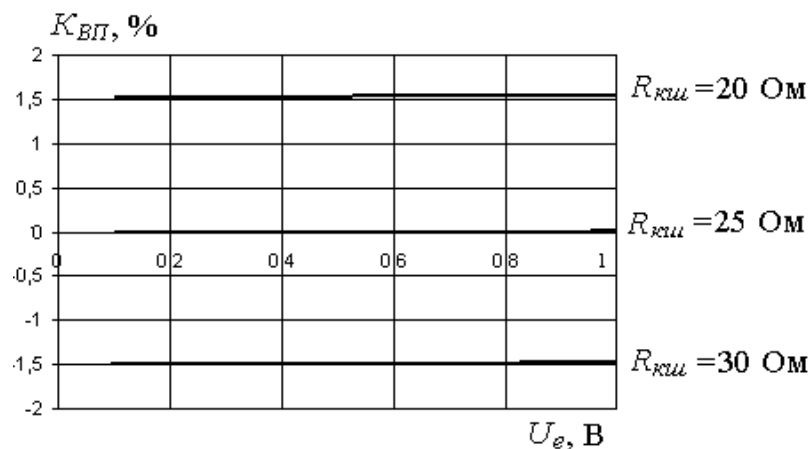
Числові значення залежності струму котушки I_K при визначених значеннях еталонної напруги U_e для величин опору обмотки котушок

	$R_{ку1} = 20, \text{ Ом}$	$R_{ку2} = 25, \text{ Ом}$	$R_{ку3} = 30, \text{ Ом}$
1	2	3	4
$U_e, \text{ В}$	$I_K, \text{ А}$	$I_K, \text{ А}$	$I_K, \text{ А}$
0	0	0	0
0,1	0	0,5	0,49
0,2	1,02	1	0,99

Продовж.табл.5.4

1	2	3	4
0,3	1,52	1,5	1,48
0,4	2,03	2	1,97
0,5	2,54	2,5	2,46
0,6	3,05	3	2,96
0,7	3,55	3,5	3,45
0,8	4,06	4	3,94
0,9	4,57	4,5	4,43
1	5,08	5	4,93

Отримані залежності дозволяють визначити величину похибки установки заданого струму котушки. Так, якщо вважати, що ідеальна регульовальна характеристика записується за допомогою рівняння $I_{K0} = K_H \cdot U_e$, де $K_H = 5$ - коефіцієнт пропорційності, то відносну похибку визначаємо як $K_{ВП} = \frac{I_K - I_{K0}}{I_{K0}} \cdot 100\%$. На рис.5.9. приведено залежності коефіцієнта похибки при різних значеннях U_e і R_k . Чисельні значення цих залежностей представлені в табл.5.5.

Рис.5.9. Залежності коефіцієнта похибки при значеннях U_e і R_k

Таблиця 5.5.

Чисельні значення залежності коефіцієнта похибки при значеннях U_e і $R_{ки}$

		$R_{ки} = 20, \text{ Ом}$	$R_{ки} = 25, \text{ Ом}$	$R_{ки} = 30, \text{ Ом}$
$I_{ко}, \text{ А}$	$U_e, \text{ В}$	$K_{ВП}, \%$	$K_{ВП}, \%$	$K_{ВП}, \%$
0,5	0,1	1,523715	-0,0112	-0,5003
1	0,2	1,524587	-0,0099	-1,49851
1,5	0,3	1,525459	-0,00859	-1,49672
2	0,4	1,526331	-0,00729	-1,49492
2,5	0,5	1,527203	-0,00599	-1,49313
3	0,6	1,528075	-0,00469	-1,49134
3,5	0,7	1,528947	-0,00339	-1,48955
4	0,8	1,529819	-0,00208	-1,48775
4,5	0,9	1,530692	-0,00078	-1,48596
5	1	1,531564	0,000521	-1,48417

При виборі параметрів ланцюга зворотного зв'язку регулятора струму необхідно враховувати, що коефіцієнт підсилення контуру струму котушки впливає на умови виникнення автоколивань на субгармоніках. Для аналізу усталених періодичних режимів в регуляторі струму скористаємось імітаційними методами моделювання електромагнітних процесів за допомогою структурної схеми імітаційної моделі, показаної на рис.5.10. Розглянемо режими роботи регулятора при значенні опору навантаження (опору магнітної котушки) $R_{ки}=25$ Ом та при мінімальному і максимальному значенні індуктивності навантаження ($L_{Кmin}=100$ мГн і $L_{Кmax}=1000$ мГн).

На рис.5.10 зображено структурну схему регулятора струму котушки за наявності тільки одного контуру керування - по вихідному струму, що вимірюється за допомогою резистору $R4$.

Результати розрахунків середнього значення вихідного струму регулятора $I_{Кср}$ та коефіцієнту пульсацій вихідного струму $K_{П} = \Delta I_K / I_{Кср}$ (де

$\Delta I_K = i_{K \max} - i_{K \min}$ - розмах пульсацій вихідного струму), що отримані за допомогою імітаційної моделі регулятора з одним контуром керування, подані в таблиці 5.6 для значення $L_K=100$ мГн та значень $L1=0,1$ мГн і $L1=1$ мГн в діапазоні керування еталонним сигналом $U_e = 0,1 \dots 0,9$ В. При значеннях індуктивностей $L_K=100$ мГн, $L1=10$ мГн; $L_K=1000$ мГн, $L1=1$ мГн; та $L_K=1000$ мГн, $L1=10$ мГн розрахунки показали занадто великі амплітуди субгармонійних складових вихідного струму з коефіцієнтом пульсацій, що значно перевищує 50%, або взагалі відсутність сталого режиму процесів в регуляторі. Тому в таблиці відсутні результати при зазначених параметрах. Аналіз наведених в табл.5.6 характеристик свідчить про те, що відсутність субгармонійних складових у вихідному струмі регулятора та мінімальний коефіцієнт пульсацій, обумовлений

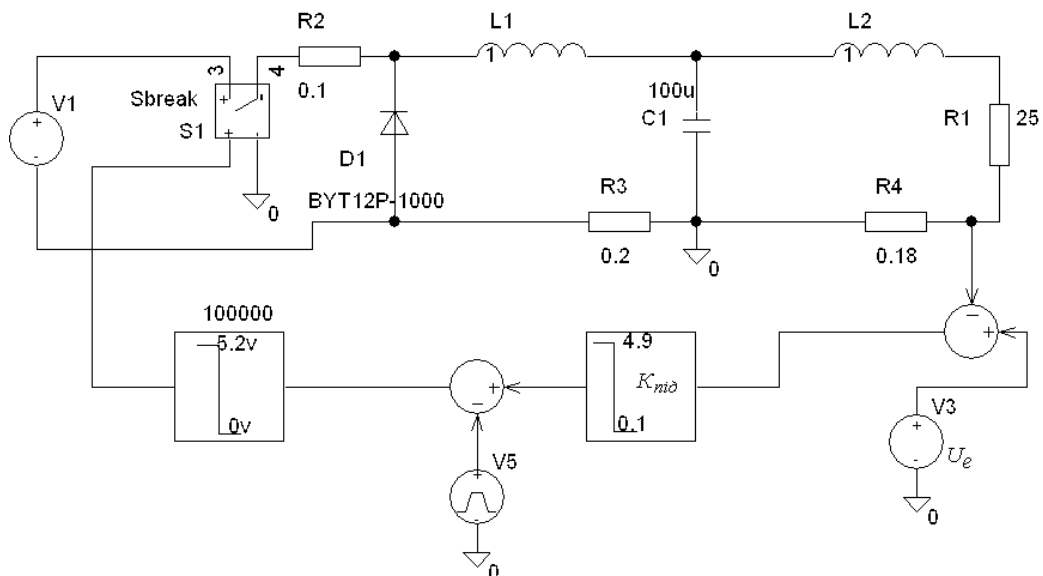


Рис.5.10. Імітаційна модель регулятора струму котушки за наявності одного контуру керування

високочастотними складовими, спостерігається при малих значеннях індуктивності дроселя $L1=0,1$ мГн у всьому діапазоні індуктивності навантаження. Але при таких значеннях струм дроселя $L1$ (струм силового транзистору) у пускових режимах досягає неприпустимо великих значень до 280 А. При збільшенні індуктивності дроселя $L1$ вплив фазового зсуву цього індуктивного елемента стає співрозмірним з фазовим зсувом інших

Таблиця 5.6

Результати розрахунків середнього значення вихідного струму регулятора струму котушки та коефіцієнту пульсацій вихідного струму

$L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн										
$K_{нід}$	$U_e = 0,1$ В		$U_e = 0,3$ В		$U_e = 0,5$ В		$U_e = 0,7$ В		$U_e = 0,9$ В	
	$I_{Кср}$ мА	$K_{П}$ %	$I_{Кср}$ мА	$K_{П}$ %	$I_{Кср}$ мА	$K_{П}$ %	$I_{Кср}$ мА	$K_{П}$ %	$I_{Кср}$ мА	$K_{П}$ %
100	1240	0,0024	1630	0,002	2760	0,016	3780	0,004	4970	0,002
50	1240	0,028	1570	0,002	2750	0,002	3690	0,003	4940	0,002
$L_K=1000$ мГн, $L1=0,1$ мГн										
100	1230	0,0005	1660	0,001	2760	0,002	3785	0,004	4970	0,001
50	1230	0,0005	1650	0,001	2750	0,002	3770	0,004	4940	0,002
$L_K=100$ мГн, $L1=1$ мГн										
100	601	12	2300	35	3900	51	5400	59	7000	65
50	565	7,8	2120	29	3860	55	5100	56	6800	58

реактивних елементів регулятора і сумарно з ними впливає на фазові умови існування субгармонійних коливань аж до втрати умов існування періодичних режимів в регуляторі, що показало моделювання за допомогою розробленої імітаційної моделі по структурі рис.5.10. На рис.5.11 показано часові діаграми, отримані за допомогою імітаційного моделювання при параметрах $L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн, $K_{нід}=50$, $U_e=0,5$ В в режимі відсутності субгармонійних коливань в регуляторі, де зображено струм $i_l(t)$ дроселя $L1$ та вихідний струм котушки $i_K(t)$, а величина їх пульсації обумовлена тільки високою частотою перетворення параметрів енергії, що визначає $K_{П} = 0,0021$ %.

На рис.5.12 зображено діаграми струмів в режимах при наявності субгармонійних коливань при $L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн, $K_{нід}=100$, $U_e = 0,9$ В. Як видно з діаграм, амплітуда субгармонійних коливань збільшує сумарну з високочастотною складовою амплітуду коливань вихідного струму та обумовлює

значну амплітуду пульсацій струмів і відповідний коефіцієнт пульсацій. Але при вказаних параметрах режиму сумарний коефіцієнт пульсації залишається достатньо малим та не перевищує величини $K_{II} = 0,1 \%$.

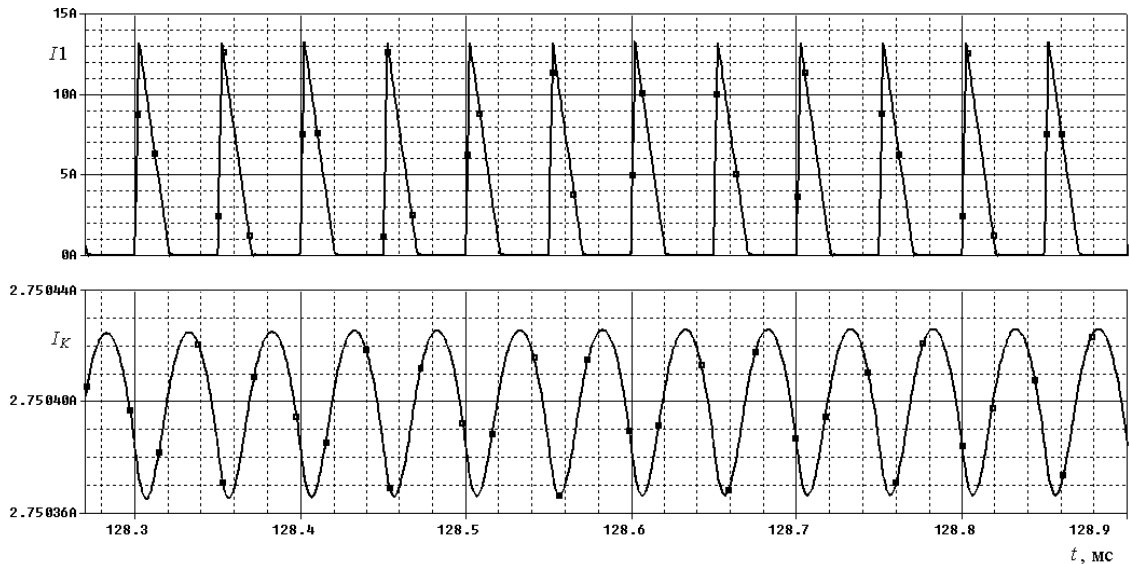


Рис.5.11. Часові діаграми в регуляторі струму при параметрах $L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн, $K_{n\dot{\theta}}=50$, $U_e=0,5$ В в режимі відсутності субгармонійних коливань

На рис.5.13 показано часові діаграми струмів регулятора при параметрах $L_K=100$ мГн, $L1=1$ мГн, $K_{n\dot{\theta}}=100$, $U_e = 0,9$ В. В цьому режимі спостерігається значне зростання субгармонійної складової коливань струмів, що неприпустимо збільшує коефіцієнт пульсацій до величини $K_{II}=65 \%$ і є неприйнятним для функціонування регулятора.

Таким чином, наведені результати підтвердили, що розглянута одноконтурна система керування регулятором з трьома реактивними елементами в силовій частині, визначаючими значний сумарний фазовий зсув в системі автоматичного регулювання, дозволяє уникнути умов існування субгармонійних складових тільки при відносно невеликих значеннях індуктивності $L1=0,1$ мГн. Але при таких невеликих індуктивностях $L1$ пусковий режим струму в силовому транзисторі регулятора досягає занадто великих значень порядку 280А.

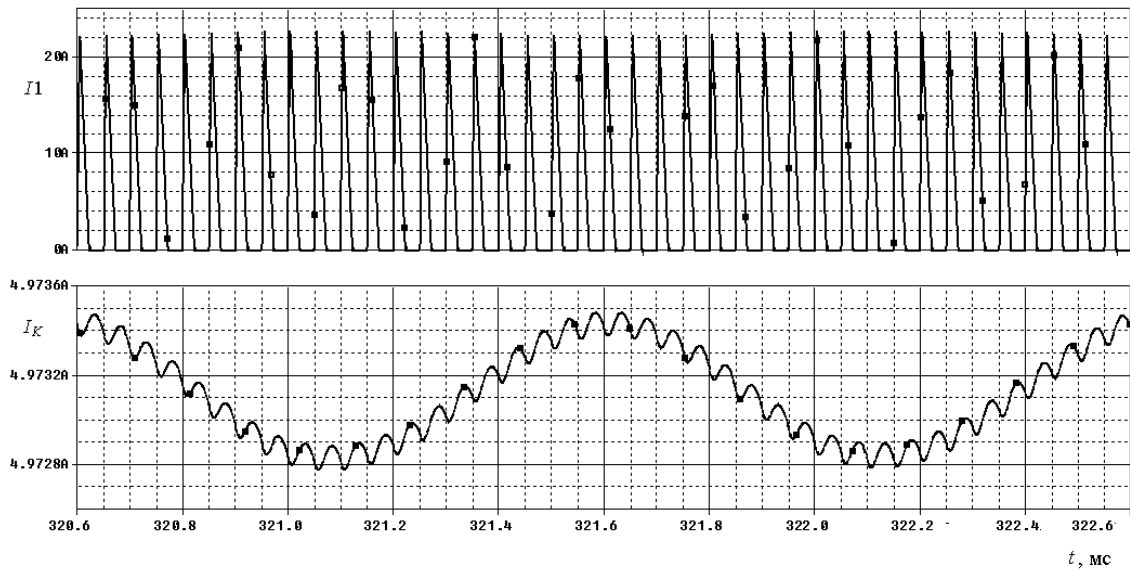


Рис.5.12. Часові діаграми в регуляторі струму в режимах при наявності субгармонійних коливань при $L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн, $K_{n\dot{\delta}}=100$, $U_e = 0,9$ В

Підвищення величини індуктивності $L1$ для зменшення пускового струму викликає занадто велике збільшення субгармонійних складових в струмах регулятора та коефіцієнту їх пульсацій. Тому розглянемо процеси в регуляторі з триконтурною системою керування, схему імітаційної моделі якого зображено на рис.5.14. Результати моделювання процесів в регуляторі при $L_K=100$ мГн надано в табл.5.7. Результати моделювання при параметрах $L_K=100$ мГн, $L1=10$ мГн не наведено через занадто великі значення амплітуд субгармонійних складових струмів з коефіцієнтом пульсацій $K_{II}>50\%$, що не має практичного сенсу для застосування на практиці.

В таблиці 5.8 надано результати моделювання процесів в регуляторі при $L_K=1000$ мГн. Як слідує з результатів моделювання, найкращі параметри сталого режиму з точки зору мінімального коефіцієнту пульсацій струму котушки в області малих значень її індуктивності ($L_K=100$ мГн) вдається отримати при індуктивності дроселя регулятора $L1=0,1$ мГн та $L1=1$ мГн. І якщо при $L1=0,1$ мГн коефіцієнт пульсацій струму котушки не перевищує $0,022\%$, але пусковий режим струму транзистору регулятора (струм дроселя) досягає занадто великих значень 200 А. При індуктивності $L1=1$ мГн коефіцієнт пульсації струму котушки не

перевищує 0,9 % при коефіцієнті підсилення $K_{mid}=50$, а пусковий струм транзистору зменшується до 68 А. В області великих значень індуктивності магнітної котушки ($L_K=1000$ мГн) найкращими виявляється режим при

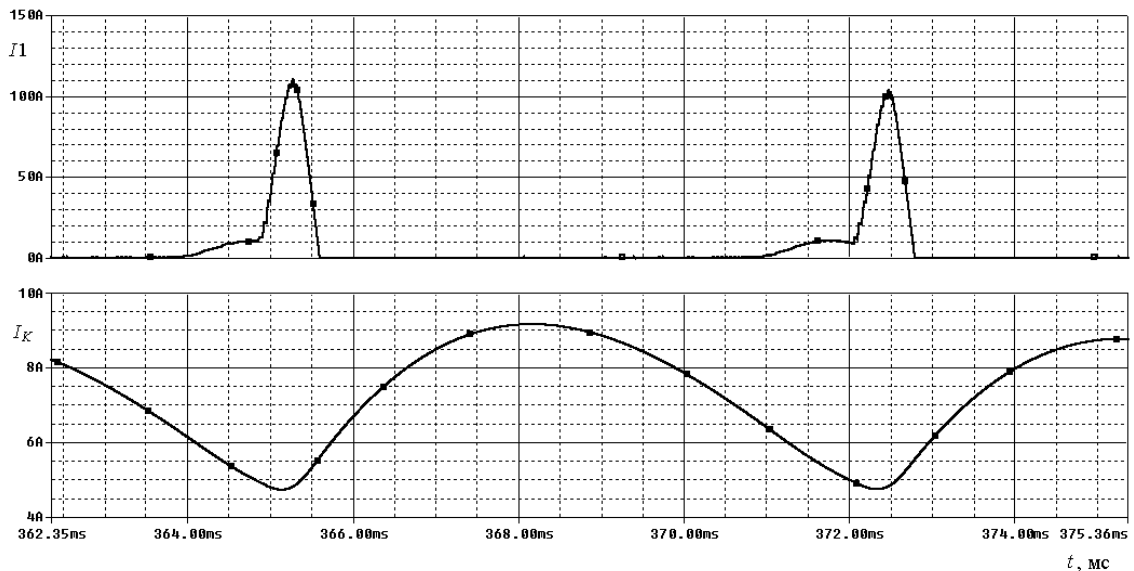


Рис.5.13. Часові діаграми струмів в регуляторі при параметрах $L_K=100$ мГн, $L1=1$ мГн, $K_{mid}=100$, $U_e = 0,9$ В при наявності субгармонійних коливань

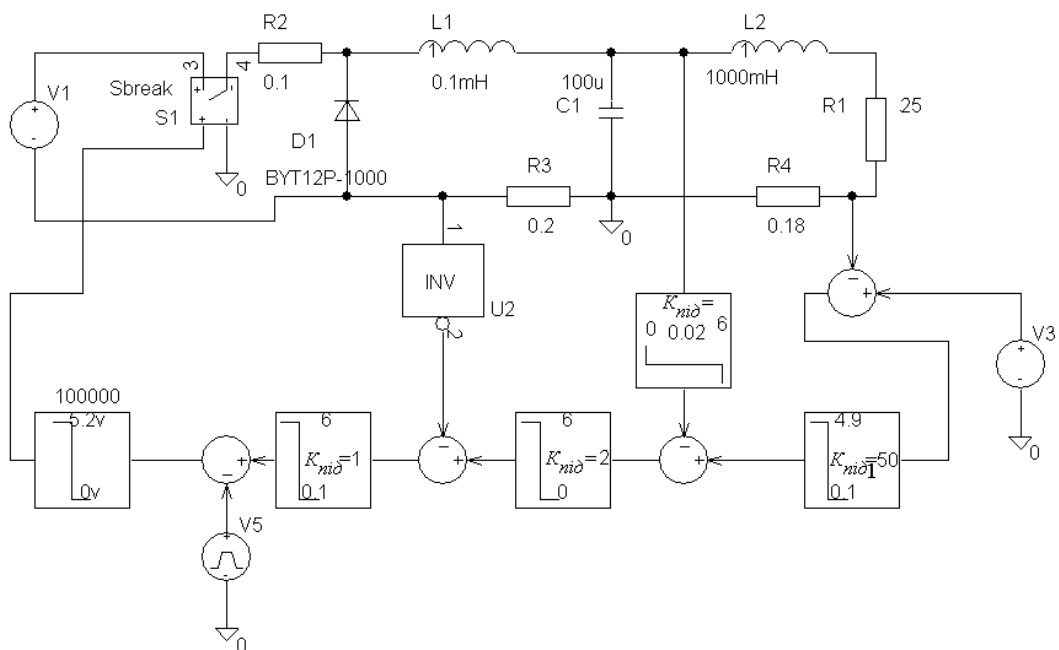


Рис.5.14. Імітаційна модель регулятора струму котушки за наявності трьох контурів керування

Таблиця 5.7

Результати моделювання процесів в регуляторі струму при $L_K=100$ мГн

$L_K=100$ мГн, $L1=0,1$ мГн										
K_{nid1}	$U_e = 0,1$ В		$U_e = 0,3$ В		$U_e = 0,5$ В		$U_e = 0,7$ В		$U_e = 0,9$ В	
	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %
100	1240	0,019	1520	0,006	2600	0,004	3670	0,002	4750	0,002
50	1240	0,006	1390	0,004	2430	0,002	3480	0,022	4530	0,021
$L_K=100$ мГн, $L1=1$ мГн										
100	498	0,9	1760	33	3600	43	1950	42	5100	12,5
50	498	0,9	1380	0,4	2420	0,4	3460	0,4	4500	0,46

Таблиця 5.8

Результати моделювання процесів в регуляторі струму при $L_K=1000$ мГн

$L_K=1000$ мГн, $L1=0,1$ мГн										
K_{nid1}	$U_e = 0,1$ В		$U_e = 0,3$ В		$U_e = 0,5$ В		$U_e = 0,7$ В		$U_e = 0,9$ В	
	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %	I_{Kcp} мА	$K_{П}$ %
100	1230	0,002	1530	0,001	2600	0,001	3680	0,001	4760	0,001
50	1230	0,003	1390	0,001	2440	0,001	3480	0,001	4530	0,001
$L_K=1000$ мГн, $L1=1$ мГн										
100	498	0,09	1520	0,016	2590	0,017	3670	0,018	4740	0,019
50	498	0,09	1380	0,015	2420	0,015	3460	0,017	4500	0,017
$L_K=1000$ мГн, $L1=10$ мГн										
100	506	0,01	1550	2,7	2627	1,3	3690	1,1	4770	1
50	506	0,01	1380	0,5	2420	0,45	3460	0,45	4500	0,44

індуктивності дроселя $L1=1$ мГн, в якому коефіцієнт пульсацій не перевищує 0,09%, струм через силовий транзистор в пусковому режимі складає величину до

70 А. Збільшення індуктивності дроселя до величини $L1=10$ мГн при коефіцієнті підсилення $K_{mid}=50$ збільшує коефіцієнт пульсацій до 0,5%, але пускові струми через силовий транзистор зменшуються в цьому режимі до величини 25 А.

Результати моделювання дозволяють побудувати графічне зображення регулювальної характеристики регулятора струму електромагнітної котушки. На рис.5.15 зображена графічна залежність вихідного струму регулятора I_{Kcp} в

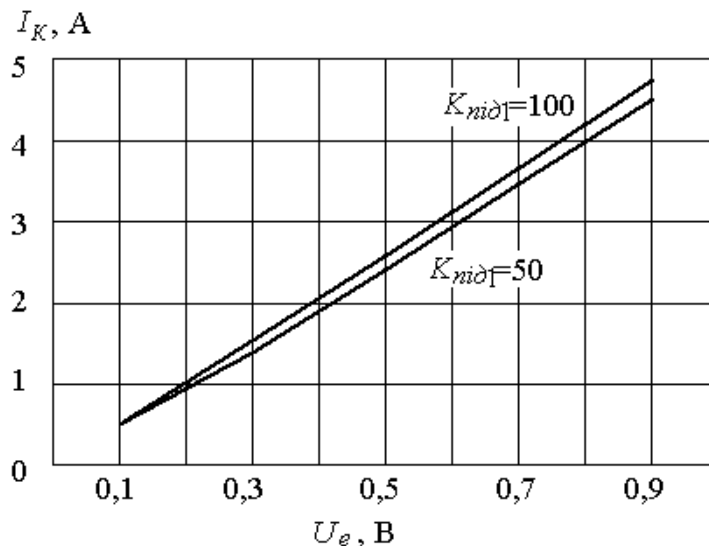


Рис.5.15. Графічна залежність вихідного струму регулятора I_{Kcp} в діапазоні зміни еталонного сигналу U_e для параметрів $L_K=1000$ мГн, $L1=1$ мГн

діапазоні зміни еталонного сигналу U_e для параметрів $L_K=1000$ мГн, $L1=1$ мГн, $R_{ки} = 25$ Ом.

По результатам моделювання отримано регулювальну характеристику регулятора струму при забезпеченні низьких пульсацій вихідного струму з використанням триконтурної системи керування.

Розроблена імітаційна модель регулятора дала змогу також розрахувати коефіцієнт нестабільності вихідного струму при впливі дестабілізуючих факторів – змінні величини вхідної напруги та величини опору магнітної котушки.

В таблиці 5.9 наведено результати розрахунку нестабільності вихідного струму регулятора $K_{exn} = (I_{Kmax} - I_{Kmin}) / I_{K0}$ при змінні вхідної напруги в межах $U_{ex}=550\dots650$ В для двох значень коефіцієнту підсилення триконтурної системи

керування K_{nid1} , $R_{ки} = 25$ Ом, $U_e = 2,5$ В, де I_{K0} - значення струму котушки при $U_{ex} = 600$ В.

Таблиця 5.9

Результати розрахунку нестабільності вихідного струму регулятора при змінненні вхідної напруги

K_{nid}	U_{ex} , В	550	575	600	625	650	$K_{вхн}$, %
100	I_K , А	2,5913	2,5921	2,5927	2,5933	2,5939	0,1
50	I_K , А	2,4168	2,4181	2,4193	2,42205	2,4215	0,19

В таблиці 5.10 надано результати розрахунку нестабільності вихідного струму регулятора $K_{онн}$ при змінненні опору навантаження (опору магнітної котушки) в межах $R_{ки}=20...30$ Ом також для двох значень коефіцієнта підсилення при $U_e = 2,5$ В.

Таблиця 5.10

Результати розрахунку нестабільності вихідного струму регулятора при змінненні опору навантаження

K_{nid1}	$R_{ки}$, Ом	20	25	30	$K_{онн}$, %
100	I_K , А	2,6097	2,5927	2,5759	1,3
50	I_K , А	2,4503	2,4193	2,3892	2,52

Таким чином, розроблена імітаційна модель регулятора струму з три контурною системою керування може бути покладена в основу рекомендацій по розрахунку параметрів перетворювача системи живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання. Розрахунок включає в себе етапи визначення індуктивності та активного опору електромагнітної котушки та діапазону відхилення їх значень, формування структури імітаційної моделі регулятора з багатоконтурною системою керування, аналіз електромагнітних процесів в регуляторі та визначення необхідних параметрів компонентів схеми та структури регулятора, що забезпечують задані вимоги регульовальних характеристик, пульсацій та нестабільності вихідного струму.

Як показав проведений аналіз процесів в регуляторі струму для живлення електромагнітних котушок, їх значна індуктивність в якості навантаження та вимоги забезпечення високої стабільності, низьких пульсацій струму та ефективної регулювальної характеристики вимагають докладного аналізу процесів в джерелі живлення, відносить такі джерела до спеціалізованих структур та вимагає їх адаптації та розрахунку для кожного конкретного технологічного обладнання. В якості інструменту розрахунків таких джерел живлення може слугувати розроблена імітаційні модель регулятора струму та розроблені рекомендації по розрахунку його параметрів.

5.3 Керування характеристиками перетворювачів джерел струму електромагнітної системи електронно-променевої гармати з урахуванням нестабільності прискорювальної напруги

Одним з основних завдань, розв'язуваних при побудові електронно-променевих гармат, є забезпечення стабільності параметрів технологічного процесу, здійснюваного за допомогою електронно-променевого обладнання [99, 113, 252, 253].

На потужність і конфігурацію електронного променя зварювальної електронно-променевої гармати, а отже, на геометрію зварного шву впливають стабільність і пульсація прискорювальної напруги, струмів променя та фокусувальної магнітної системи [99, 113]. Так, наприклад, для забезпечення стабільності параметрів проплавлення при електронно-променевому зварюванні, необхідно домогтися стабільності питомої потужності в пучку на виробі при загальній постійній потужності пучка [99]. Питома потужність у пучку на виробі залежить від фокусної відстані, що задається фокусувальною електромагнітною системою. У свою чергу, фокусна відстань фокусувальної лінзи залежить від прискорювальної напруги. Тому коливання прискорювальної напруги приводять до зміни діаметру пучка, а отже, і питомої потужності в пучку в площині виробу, через що коливається величина глибини проплавлення. Аналогічно змінюється

щільність потужності в пучку на виробі внаслідок коливання струму магнітної лінзи при постійній прискорювальній напрузі. Та сама проблема стосується стабільності параметрів відхиляючої системи. Кут відхилення пучка при постійному струмі відхиляючої котушки залежить від прискорювальної напруги. Тому при зміні прискорювальної напруги щодо заданого значення в процесі зварювання електронний промінь може зміщатися щодо границь виробу.

Таким чином, при побудові джерел електроживлення для зварювальних електронно-променевих гармат необхідним є дотримання певної відповідності між припустимою нестабільністю прискорювальної напруги і необхідною нестабільністю струмів фокуси ручої і відхиляючої систем. Співвідношення між необхідними змінами прискорювальної напруги і струмів фокусуєної і відхиляючої котушок є широко відомими [99, 113]. Однак співвідношення між необхідними величинами нестабільності зазначених параметрів залежать від конкретного типу електронно-променевої гармати і вимагають додаткового дослідження [58].

Метою даного розділу є визначення аналітичних співвідношень між параметрами нестабільності джерела прискорювальної напруги і струму електромагнітної котушки з урахуванням параметру, що визначає їх необхідну взаємну залежність для підтримки стабільності технологічного процесу, при використанні багатосекційного джерела напруги [82] і регулятора струму [81].

Як було описано в розділі 4, багатосекційне джерело живлення призначене для використання в якості джерела прискорювальної напруги і містить N секцій на вторинній стороні силового трансформатору, з'єднаних послідовно по виходу (рис.4.8).

Кожна секція джерела містить випрямляч і струмообмежуючий регулятор на основі імпульсного перетворювача понижувального типу. У стаціонарному режимі роботи джерела всі регулятори працюють у відкритому стані - транзистори регуляторів відкриті. У число N секцій входить сума n нерегульованих секцій, у яких регулятори перебувають у відкритому стані постійно в стаціонарному режимі, і m регульованих секцій, які можуть

перебувати у відкритому або закритому стані для регулювання сумарної вихідної напруги. При нестабільності вхідної напруги підключенням або відключенням регулювальних секцій можна домогтися заданої нестабільності вихідної напруги джерела живлення. У роботі [76] показано, що задану нестабільність вихідної напруги можна забезпечити вибором необхідного числа m регулювальних секцій, для якого повинна відповідати певна величина напруги на виході секції U_c . Таким чином, дане джерело напруги дозволяє не тільки використовувати відносно низьковольтну елементну базу у вузлах, але також регулювати вихідну напругу. Для визначення необхідного числа секцій і величини напруги на них, що забезпечують припустиму нестабільність вихідної напруги розглянутого джерела живлення, проаналізуємо умову між змінами величин прискорювальної напруги і струмом фокусувальної або відхиляючої котушки, що забезпечує оптимальне фокусування або відхилення [99, 113]:

$$I_k = K_0 \sqrt{U_{PP}}, \quad (5.9)$$

де I_k - струм електромагнітної котушки, K_0 - коефіцієнт пропорційності, що визначає властивості електронно-променевої гармати.

У роботі [99] наведені експериментально отримані залежності оптимального струму фокусування від прискорювальної напруги при різних фокусних відстанях для гармати В-250А - 130мм, 170мм, 210мм (криві 1 - 3 відповідно) (рис.5.16). Так само як і вказаній роботі, використовуємо лінійну апроксимацію наведених функцій відрізками прямих у робочому діапазоні прискорювальних напруг (25 - 30кВ). Таким чином, від нелінійної залежності (5.9) для певного діапазону прискорювальних напруг і заданої фокусної відстані можна перейти до лінійної залежності з характерними параметрами: I_{kmax} - максимальний струм котушки при максимальній прискорювальній напрузі U_{PPmax} , I_{k0} - опорний струм котушки при $U_{PP} = 0$:

$$I_k = I_{k0} + \frac{I_{kmax} - I_{k0}}{U_{PPmax}} U_{PP}. \quad (5.10)$$

Для реалізації зазначеної залежності доцільно використовувати регулятор струму магнітних котушок на основі високочастотного імпульсного регулятора з триконтурною системою керування (рис.5.6) [81].

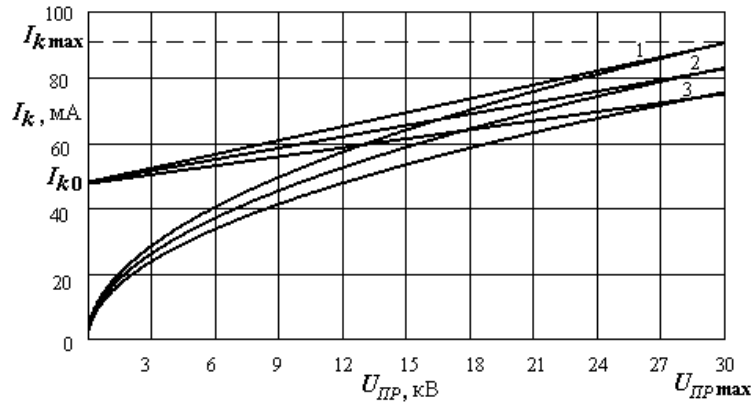


Рис.5.16. Залежності оптимального струму фокусування від прискорювальної напруги при різних фокусних відстанях для гармати В-250А

Регулювальна характеристика даного регулятора визначається залежністю

$$I_k = \frac{B - \sqrt{B^2 - 4AU_e}}{2A}, \quad (5.11)$$

де $A = \frac{R_k^2 r_{u2} T}{2LEk_1 k_2}$, $B = r_{u1} + \frac{R_k k_d}{k_1} + \frac{r_{u2}}{k_1 k_2} + \frac{R_k T r_{u2}}{2Lk_1 k_2} + \frac{2U_m R_k}{k_1 k_2 k_3 E}$, T – період робочої частоти регулятора, R_k – активний опір обмотки котушки, L_k – індуктивність котушки, U_e – еталонне значення, що задає величину струму навантаження регулятора.

Функція (5.11) являє собою практично лінійну залежність при малих робочих значеннях еталонної напруги U_e , що змінюється від нуля до розрахункового значення. Її похідну $I_k' = \frac{1}{\sqrt{B^2 - 4AU_e}}$ – можна виразити постійною функцією в робочому діапазоні зміни еталонної напруги. Її чисельне значення збігається із величиною I_k' в точці $U_e = 0$. Тому можемо записати

$I'_k = 1/B$ і далі $I_k = U_e/B$, що відповідає лінеаризованій регулювальній характеристиці регулятора.

Для одержання регулювальної характеристики, що реалізує закон керування струмом котушки при зміні прискорювальної напруги регулятора струму відповідно до виразу (5.10), введемо постійну складову U_{e0} у сигнал еталонної напруги за допомогою суматора напруг у схемі керування регулятором. Тоді вираз для регулювальної характеристики регулятора прийме вигляд:

$$I_k = \frac{U_e + U_{e0}}{B}, \quad (5.12)$$

де $U_{e0} = \frac{K_\delta U_{PP\max} I_{k0}}{I_{k\max} - I_{k0}}$, $K_\delta = \frac{U_e}{U_{PP}}$.

Очевидно після розв'язання виразу (5.12) відносно B при $U_e = 0$ коли $I_k(0) = I_{k0}$, що для реалізації заданої характеристики (5.10) необхідно, щоб параметр B відповідав наступному співвідношенню

$$B_P = \frac{K_\delta U_{PP\max}}{I_{k\max} - I_{k0}}. \quad (5.13)$$

Таким чином, задаючи параметр B_P з виразу (5.13) відповідно до вимог по регулюванню струму та відповідно до заданої характеристики конкретного типу гармати (рис.5.16), можна надалі визначити необхідні параметри системи керування регулятора струму, користуючись записаним для співвідношення (5.11) виразом, що зв'язує параметри системи керування з необхідною величиною B . Це означає, що визначаючи параметр B_P згідно характеристик ЕПГ (5.13), параметри системи керування регулятора струму котушки B в позначеннях (5.11) мають відповідати співвідношенню $B = B_P$.

Перейдемо до визначення параметрів нестабільності прискорювальної напруги і струму котушки. Нестабільність прискорювальної напруги δ_u щодо номінального значення $U_{PPном}$ визначимо як

$$\delta_u = \frac{U_{PP\max} - U_{PPном}}{U_{PPном}} = \frac{U_{PPном} - U_{PP\min}}{U_{PPном}}, \quad (5.14)$$

де $U_{y\max}$, $U_{y\min}$ - відповідно максимальне і мінімальне значення прискорювальної напруги.

Аналогічно для нестабільності струму котушки щодо номінального значення $I_{кном}$:

$$\delta_i = \frac{I_{k\max} - I_{кном}}{I_{кном}} = \frac{I_{кном} - I_{k\min}}{I_{кном}}, \quad (5.15)$$

де $I_{k\max}$, $I_{k\min}$ - відповідно максимальне і мінімальне значення струму котушки.

Позначимо різницю між максимальним і мінімальним значенням прискорювальної напруги $\Delta U_{PP} = U_{PP\max} - U_{PP\min}$ як максимальну напругу на регульовальній секції розглянутого багатосекційного джерела $U_{c\max} = \Delta U_{PP}$, що визначає нестабільність вихідної напруги δ_u . Виходячи з виразу (5.12) з урахуванням лінійності функції $I_k(U_e)$ можемо записати $K_\delta \Delta U_{PP} = B \Delta I_k$, де величина $\Delta I_k = I_{k\max} - I_{k\min}$ визначає нестабільність струму котушки щодо його номінального значення (5.15), причому $\Delta I_k = 2\delta_i I_{кном}$. Тому можна записати:

$$\Delta U_{PP} = \frac{2\delta_i I_{кном} B}{K_\delta}. \quad (5.16)$$

Даний вираз визначає максимальне значення на регульовальній секції $U_{c\max}$ джерела живлення, яке необхідно забезпечити при припустимій нестабільності струму котушки δ_i , заданих характеристиках пушки (5.13), заданому робочому режимі $I_{кном}$.

У нормованому виді маємо:

$$U_{c\max}^* = \frac{\Delta U_{PP}}{U_{PPном}} = 2\delta_u. \quad (5.17)$$

Підставляючи у вираз (5.17) рівняння (5.16), одержимо:

$$U_{c\max}^* = \frac{2\delta_i I_{кном} B}{K_\delta U_{PPном}}. \quad (5.18)$$

Тоді нестабільність прискорювальної напруги визначиться в такий спосіб:

$$\delta_u = \frac{1}{2} U_{c\max}^* = \frac{\delta_i I_{кном} B}{K_\delta U_{PPном}}. \quad (5.19)$$

Отриманий вираз (5.19) визначає необхідний зв'язок нестабільності прискорювальної напруги і струму магнітної котушки відповідно до оптимальної закономірності (5.9).

Використовуючи отримане значення нестабільності прискорювальної напруги можна визначити необхідне число n нерегульованих секцій з величиною напруги, обумовленою виразом (5.18):

$$n = \frac{1 + \delta_u}{2\delta_u}. \quad (5.20)$$

Необхідне число m регульованих секцій, обумовлене необхідною шириною зони стабілізації прискорювальної напруги при зміні напруги живильної мережі U_{ex} , одержимо в такому вигляді [76]:

$$m = G(n - 1) - n, \quad (5.21)$$

де $G = U_{exmax}/U_{exmin}$ - глибина діапазону стабілізації, U_{exmax} , U_{exmin} - максимальне і мінімальне значення вхідної напруги джерела.

Визначити необхідне число регульованих секцій m можна також незалежно від кількості нерегульованих секцій n , використовуючи параметри заданої зони стабілізації:

$$\frac{(G - g)}{g(g - 1)} \leq m \leq \frac{2g(G - g)}{G(g - 1)}, \quad (5.22)$$

де $g = U_{PPmax}/U_{PPmin} = (1 + \delta_u)/(1 - \delta_u)$.

У такому випадку максимальна напруга на секції повинна відповідати виразу:

$$U_{cmax}^* = \frac{2(G - g)}{m(g + 1)}. \quad (5.23)$$

Підставляючи у вираз (5.23) співвідношення (5.19) через позначення коефіцієнта g у виразі (5.22), одержимо залежність необхідного значення максимальної напруги на секції від заданої величини нестабільності струму магнітної котушки

$$U_{cmax}^* = \frac{1}{m} [G(1 - \alpha\delta_i) - (1 + \alpha\delta_i)], \quad (5.24)$$

де $\alpha = I_{кном} B / k_o U_{PPном} = I_{кном} U_{PPmax} / (I_{kmax} - I_{k0}) U_{PPном}$

Дана залежність забезпечує виконання умови оптимального фокусування або відхилення променя в гарматі відповідно до вимоги (5.9) у заданому діапазоні стабілізації G багатсекційного джерела прискорювальної напруги.

Проведений аналіз показав, що для дотримання умови оптимального керування променем в електронно-променевої гарматі в робочих діапазонах зміни прискорювальної напруги відношення величин нестабільності δ_u/δ_i повинне відповідати деякому постійному коефіцієнту α , обумовленому робочими характеристиками режимів пушки. Це дало можливість сформулювати вимоги до величини нестабільності прискорювальної напруги при заданій нестабільності струму котушки, що забезпечує збереження стабільності технологічного процесу.

При використанні багатосекційного джерела сформульована також вимога до припустимої величини максимальної напруги на секції, що забезпечує задану нестабільність струму магнітної котушки і не викликає порушення стабільності технологічного процесу в заданому діапазоні стабілізації прискорювальної напруги.

5.4 Висновки до розділу 5

1. Вперше розроблено метод визначення динамічних характеристик регулювання анодного струму системою живлення накалу катоду прямонакальної гармати на основі рекурентного розв'язку рівняння термодинамічної рівноваги катоду з урахуванням температурних залежностей енергії випромінювання катоду, його теплоємності та опору, а також вхідної електричної енергії, що дозволяє більш точно розраховувати характеристики системи живлення накалу гармати.

2. Вперше встановлено, що при урахуванні термодинамічної інерційності прямонакального катоду в контурі автоматичного регулювання системи живлення, інерційними властивостями імпульсного регулятора джерела живлення катоду гармати можна нехтувати, що дозволяє представити імпульсний регулятор

з прямонакальним катодом ланкою першого порядку, з якою не виникає коливальний характер анодного струму при перехідних процесах.

3. В результаті аналізу процесів у перетворювачах для живлення електромагнітних вузлів електровакуумного обладнання встановлено, що індуктивність таких вузлів вимагає враховувати цей реактивний елемент в якості додаткової інерційної ланки системи автоматичного регулювання струму джерела живлення та застосовувати додатковий контур регулювання. Встановлено, що застосування додаткового контуру регулювання дозволяє покращити регулювальні та пульсаційні характеристики джерела струму електромагнітних вузлів електровакуумного обладнання.

4. На підставі результатів моделювання та експериментів, розроблено рекомендації щодо розрахунку параметрів напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання, що дає змогу зменшення коефіцієнту пульсацій, збільшення точності регулювання струму та покращення технічних характеристик джерел живлення.

5. На основі аналізу систем живлення зварювальних електронно-променевих гармат визначено аналітичні співвідношення та умови для узгодження параметрів багатосекційних джерел прискорювальної напруги та регуляторів струму електромагнітної системи гармати, що дозволяє забезпечити задану припустиму нестабільність струму магнітної котушки при нестабільності прискорювальної напруги, яка забезпечує ефективне керування електронним променем гармати в заданому діапазоні прискорювальних напруг.

Посилання: [40,41], [54], [58], [79], [81], [88], [99], [113], [129], [215], [217], [247-253] див. список використаних джерел стор. 313, 314, 317, 318, 320, 321, 330, 333, 334.

РОЗДІЛ 6

РОЗРАХУНОК ТА ДОСЛІДЖЕННЯ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ

6.1 Аналіз пускових режимів багатосекційних джерел живлення для потужного електровакуумного обладнання

Для аналізу пускових режимів багатосекційних високовольтних джерел живлення за основу прийнято наступні вихідні дані, перераховані нижче:

1. Вхідна мережа: промислова трифазна мережа 10кВ
2. Вихідна постійна напруга - 30кВ.
3. Максимальна вихідна потужність - 450кВт.
4. Номінальний вихідний струм - 15А.

Структурна схема багатосекційного джерела, що реалізує задані технічні характеристики, зображена на рис.6.1.

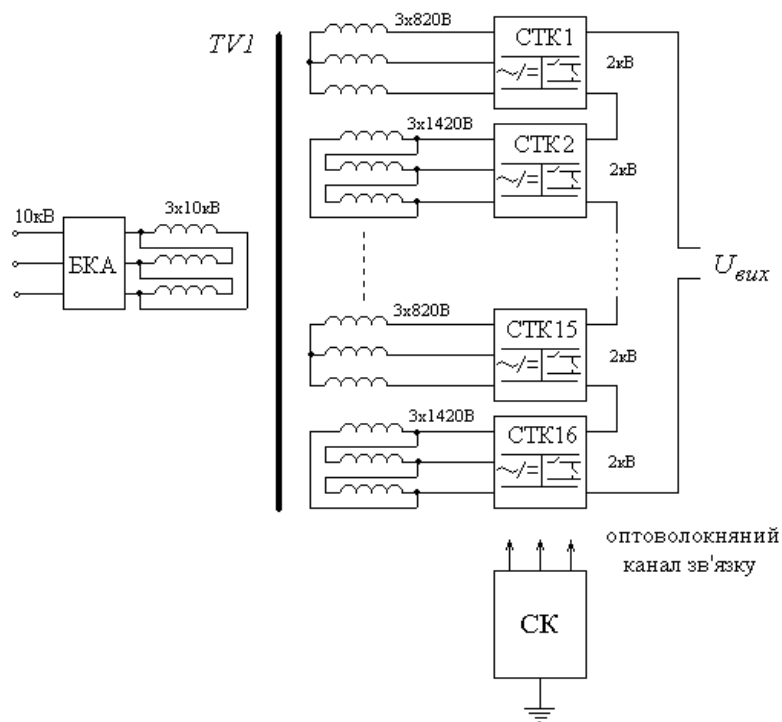


Рис.6.1 Структурна схема багатосекційного джерела живлення для потужного електровакуумного обладнання

У даному джерелі живлення одним з основних вузлів перетворення параметрів електроенергії є спеціалізований трифазний трансформатор *TVI* [74, 75, 82]. Первинна сторона такого трансформатору через блок комутації та автоматики БКА підключена до промислової трифазної мережі 10 кВ. Вторинна обмотка виконана у вигляді гальванічно не зв'язаних між собою трифазних секцій у кількості 16 одиниць. Дані обмотки в середині кожної секції з'єднані в певному порядку: у вісьмох секціях - у трикутник, у вісьмох секціях - у зірку. Використання рівної кількості секцій обмоток, з'єднаних у зірку та трикутник, забезпечують рівень пульсацій напруги на виході джерела живлення на рівні 12-пульсної схеми випрямлення.

Кожна із секцій вторинних обмоток трансформатора підключена до одної із шістнадцяти струмообмежуючих комірок СТК1...СТК16. Струмообмежуючі комірки містять у собі трифазний випрямляч за схемою Ларіонова і струмообмежуючі регулятори СТОР за схемою подвійного понижувального імпульсного регулятора з манитопов'язаним дроселем, що працює в релейному режимі.

Таким чином, до складу багатосекційних джерел електроживлення входять наступні основні вузли.

Струмообмежуючий регулятор СТОР.

Струмообмежуючий регулятор СТОР призначений для формування рівня постійної напруги та обмеження вихідного струму на рівні 20А при зменшенні опору навантаження, включаючи коротке замикання. Також СТОР має можливість примусового формування миттєвої паузи (нульового значення) у формі вихідного струму і напруги на заданий проміжок часу, що досягається наявністю силових транзисторів паралельно навантажувального ланцюга і відсутністю ємнісних накопичувачів енергії у вихідному ланцюзі.

У кожному імпульсному регуляторі використовуються силові транзисторні ключі, включені послідовно входу, силовий дросель, що обмежує змінення струму через СТОР і шунтувальний транзистор, включений паралельно вихідному

ланцюгу СТОР. При номінальних робочих струмах до 20А силовий транзисторний ключ перебуває в повністю відкритому стані і рівень напруги після випрямляча практично без втрат передається на вихід СТОР.

В режимах струмообмеження регуляторів відбувається увімкнення шунтувальних транзисторів на заданий час паузи. При цьому вихідний струм і вихідна напруга на виході СТОР стають рівними нулю на вказаний час паузи. Алгоритм вироблення паузи вихідного струму і напруги заданої тривалості здійснюється за допомогою системи керування СК, що пов'язана з кожним з струмообмежуючих регуляторів СТОР за допомогою оптоволоконного каналу зв'язку. Наявність оптоволоконного зв'язку забезпечує необхідну гальванічну ізоляцію між вузлами джерела живлення і системою керування.

Силові транзисторні ключі в кожному регуляторі СТОР мають незалежну релейну схему керування. Якщо навантажувальний (вихідний) струм регулятора перевищує рівень 20А, силові транзистори переходять у релейний режим роботи, обмежуючи зміну струму в дроселі та у ланцюзі навантаження в межах 15 - 20А.

Блок комутації та автоматики БКА

Блок комутації та автоматики (БКА) призначений для забезпечення безпечного підключення-відключення джерела живлення від промислової мережі 10 кВ, а також автоматичного відключення джерела від мережі у випадку аварійної ситуації (коротке замикання по первинній або вторинній стороні силового трансформатора або інші фактори, що потягли за собою збільшення вхідного струму, вище встановленої величини).

Коло плавного пуску БКА

При розгляді процесів у блоці комутації та автоматики необхідно оцінити можливість безаварійного пуску багатосекційного джерела живлення. Існує кілька проблем при пуску такого класу пристрою. Для їхнього висвітлення розглянемо схему підключення вузлів БКА до первинної сторони силового

трансформатору і еквівалентну схему кола навантаження по вторинній стороні, що наведена на рис.6.2.

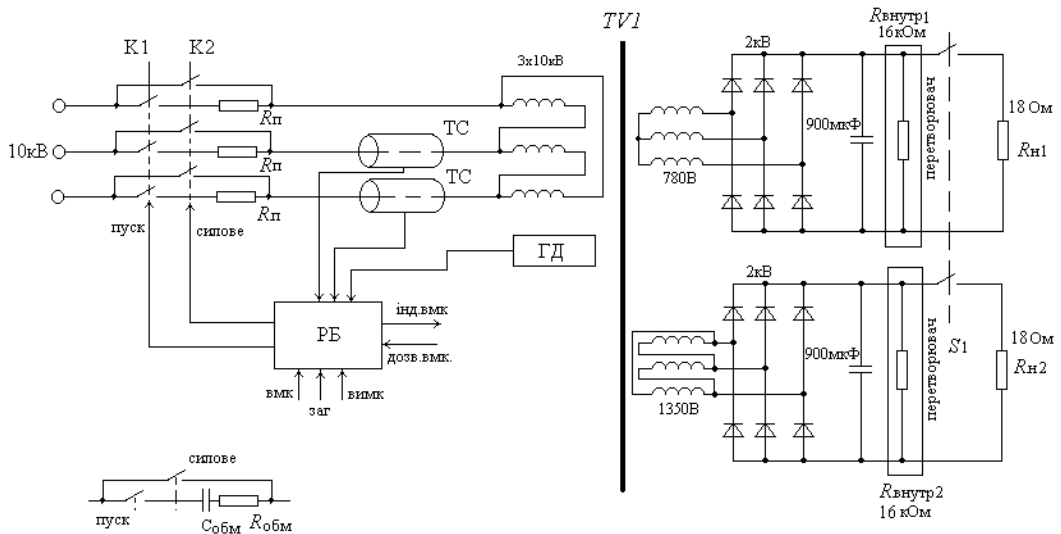


Рис.6.2. Схема підключення вузлів БКА до первинної сторони силового трансформатору і еквівалентна схема кола навантаження по вторинній стороні

На рисунку по вторинній стороні трансформатору показані дві еквівалентні схеми ланцюга навантаження трансформатора, що відповідають половині числа секцій СТОР, включених до вторинних обмоток в "зірку", і половині числа секцій, включених до вторинних обмоток в "трикутник". На схемах також показані еквівалентні опори навантаження і ємності конденсаторів після випрямлячів. Номінали цих елементів у кожній з еквівалентних схем у сумі відповідають загальній потужності споживання навантаження і загальної ємності всіх вхідних конденсаторів у схемах СТОР. Алгоритм роботи кола навантаження відповідно до послідовності роботи джерела і еквівалентної схеми є наступний: у момент пуску (підключення мережі 10кВ на первинній стороні трансформатору) основне навантаження $R_{H1} = R_{H2} = U_S^2 / P_S$ (де $U_S = 2\text{кВ}$, $P_S = P_H / 2$, $P_H = 450\text{ кВт}$ - номінальна потужність на виході джерела) відключено від кола живлення – умовний ключ $S1$ розімкнено (це відповідає тому, що всі схеми СТОР перебувають у виключеному стані). Навантаженням для випрямлячів є внутрішні кола перетворювачів - $R_{внутр1} = R_{внутр2} = U_S^2 / P'_S$ (де $P'_S = P_{II} / 2$, $P_{II} = 500\text{ Вт}$ -

орієнтовна потужність споживання внутрішніх кіл джерела). При подачі команди з пульта керування на включення "високої" (номінальної) напруги, включаються всі схеми СТОР, до виходу джерела підключається номінальне навантаження, що відповідає замиканню ключа $S1$ на еквівалентній схемі.

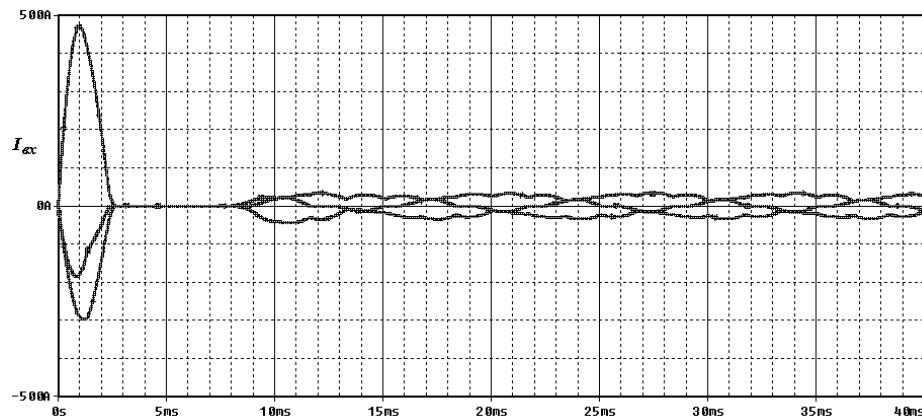
Як слідує з наведеного рисунку рис.6.2, визначним негативним фактором у процесі пуску пристрою є наявність конденсаторів на виході випрямлячів у кожній секції СТОР. У зв'язку із цим, перша проблема пускового режиму складається в неприпустимо великих пускових струмах у колах заряду цих конденсаторів по первинній і вторинній стороні трансформатора. Це перешкоджає нормальному алгоритму спрацьовування датчиків вхідного струму, розрахованих на вхідні струми до 50А, а також викликає перевищення припустимих струмів у діодах випрямлячів. На рис.6.3,а наведено діаграму вхідного струму I_{BX} джерела в момент пуску без застосування кіл струмообмеження, отриману за допомогою імітаційних методів моделювання.

Другою проблемою є перенапруга на даних конденсаторах у процесі їхнього заряду при пуску. При сумарних опорах у колі заряду конденсаторів близьких до нуля і при наявності поздовжніх індуктивностей трансформатора (індуктивностей розсіювання обмоток) можуть виникати перенапруги на конденсаторах, які розташовані на входах СТОР. Така перенапруга на вході регуляторів СТОР є неприпустимою.

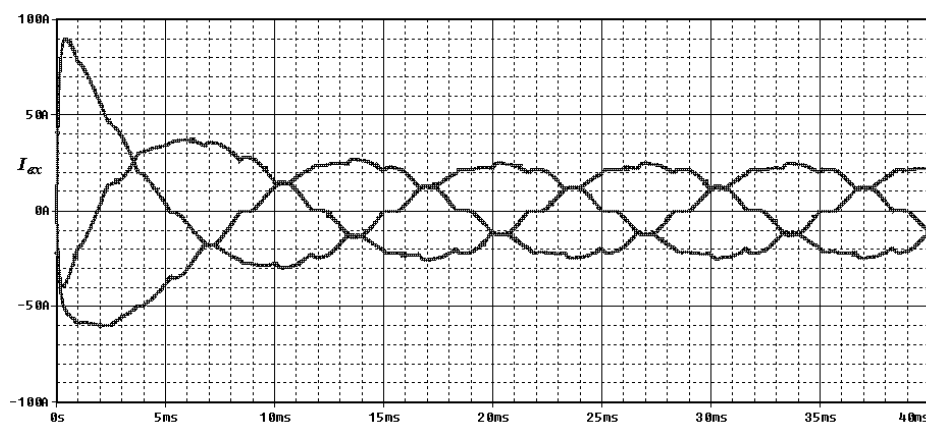
Третя проблема складається в неприпустимому насиченні магнітопровода силового трансформатора в процесі пуску через нерівні вольтамперні площі характеристик у процесі перемагнічування сердечника.

Уникнути названих проблем у пусковому режимі дозволяє використання кіл плавного пуску. На рис.6.2 показане застосування даних кіл на основі пускового резистора R_{II} , пускового $K1$ і силового $K2$ контакторів. Після подачі на релейний блок (РБ) команди включення (команда подається електричними сигналами з головного пульта керування) включається пусковий контактор $K1$. Через час затримки, необхідний для плавного підвищення напруги на первинній обмотці силового трансформатора до номінального рівня, включається основний силовий

контактор К2 і вимикається пусковий контактор, видається сигнал індикації включення. Якщо струм трансформаторів струму перевищує встановлене значення, відбувається відключення силового контактора. Орієнтовне значення пускового резистора становить $R_{II} = 10$ кОм.



а



б

Рис.6.3. Часові діаграми вхідного струму джерела в момент пуску без застосування кіл струмообмеження (а) та з колами струмообмеження (б)

Припустимим також використання кола плавного пуску на основі пускових конденсаторів (показано на рисунку). Тоді для обмеження струму через пусковий контактор після спрацьовування силового контактора необхідно застосовувати обмежувальні резистори $R_{обм}$.

На діаграмі рис.6.3,б показано, що при використанні кола плавного пуску амплітуда вхідного струму $I_{ВХ}$ у момент пуску істотно знижується.

На підставі проведених розрахунків основних вузлів і блоків багатосекційного джерела живлення виготовлено макетний зразок струмообмежуючого регулятора з наступними параметрами: вхідна напруга $U_{ax}=2000$ В, вихідний номінальний струм $I_n=15$ А, максимальний струм обмеження $I_{ob}=20$ А. Зовнішній вигляд макетного зразка струмообмежуючого регулятора зображений на рис.6.4.

Макетний зразок містить плату керування, силові транзистори та діоди, розташовані на радіаторі, силовий двохобмотковий дросель із індуктивністю напівобмотки $L=2,5$ мГн. На базі макетного зразку TOP проведено теплові випробування елементів і дослідження динамічних характеристик оптоволоконної лінії зв'язку між системою керування TOP і зовнішнім сигналом системи керування.

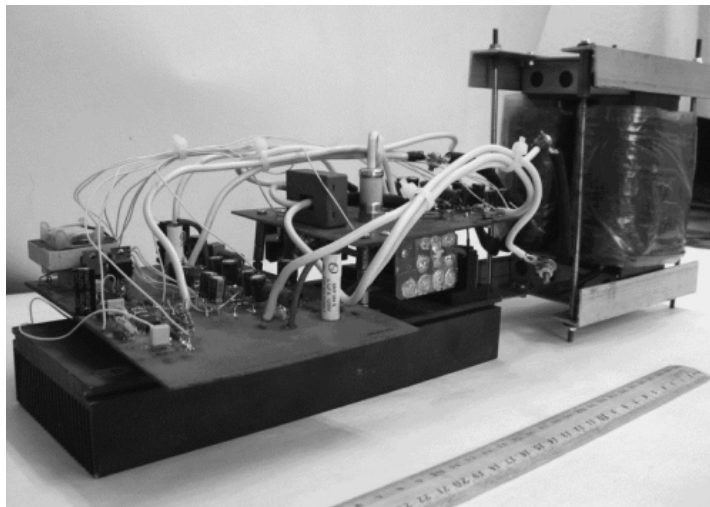


Рис.6.4. Зовнішній вигляд макетного зразка струмообмежуючого регулятора

Проведений аналіз побудови основних функціональних модулів багатосекційного джерела визначив основні шляхи їхньої практичної реалізації, а проведені випробування макетного зразка струмообмежуючого регулятора показали, що його розрахункові електричні та конструктивні параметри відповідають припустимим характеристикам функціонування і можуть бути покладені в основу створення багатосекційних високовольтних джерел живлення

потужного електровакуумного обладнання [61, 62, 73]. На підставі проведених досліджень розроблено технічну пропозицію на виготовлення експериментального зразку багатосекційного джерела живлення електронно-променевої гармати потужністю 450 кВт, напругою 30 кВ.

6.2 Експериментальні дослідження характеристик джерел живлення кіл накалу електронно-променевої гармати з непрямим нагрівом катода

Система живлення кіл накалу електронно-променевої гармати з непрямим нагрівом катода включає в собі живлення накалу допоміжного катода, що формує струм термоелектронної емісії, та джерело живлення ланцюгу бомбардування основного катода, який розігрівається завдяки струму термоемісії допоміжного катода та формує свій власний струм термоемісії. На рис.6.5 зображено структурну схему кіл живлення накалу вказаної гармати. На рисунку позначено: СН – фрагмент системи накалу електронно-променевої гармати з допоміжним катодом ДК та основним катодом ОК, U_{em} – напруга, що дорівнює необхідному рівню електричної міцності між обмотками розділювальних трансформаторів джерел живлення.

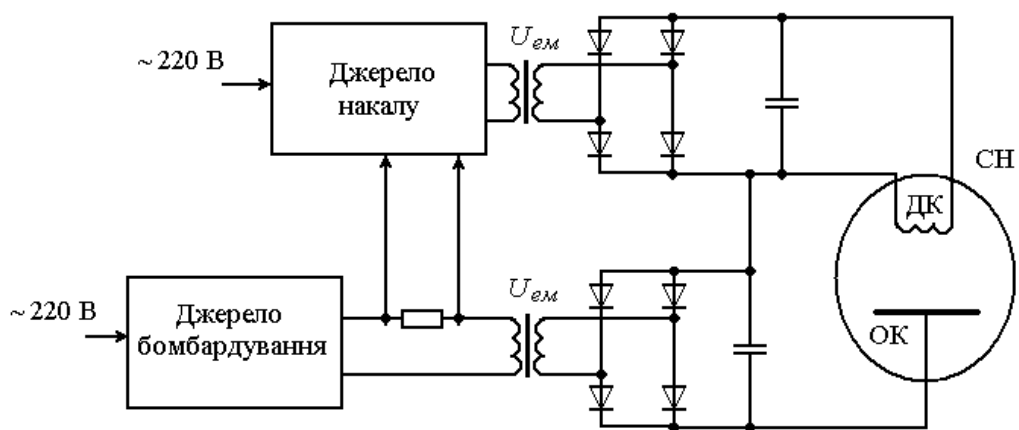


Рис.6.5. Структурна схема кіл живлення накалу ЕПГ з непрямим нагрівом катода

Слід зауважити, що на відміну від катодів з непрямим нагрівом, прямонакальні катоди більш прості у виготовленні, але мають ряд істотних недоліків. В першу чергу, у прямонакальному катоді важко забезпечити правильну геометричну форму поверхні, що емітує. Крім того, струм, що розігріває прямонакальній катод, створює значне магнітне поле, що відхиляє емітовані електрони від осі прожектора. У зв'язку з цим при розігріві катоду постійним струмом спостерігається зсув осі пучка щодо геометричної осі прожектору, а при розігріві катода змінним струмом внаслідок зміни величини та напрямку магнітного поля круглий магнітний перетин пучка вироджується в лінію. Перевага катодів з непрямим підігрівом перед прямонакальними в тому, що вони мають більш рівномірну по поверхні щільність емісії та є еквіпотенційними [255].

Особливістю вимог до двох вказаних джерел живлення є дотримання електричної ізоляції між їх вхідними та вихідними колами на певному рівні. Тому для забезпечення цієї властивості необхідне застосування розділювального високопотенціального трансформатора в структурі перетворювачів.

У якості технічних параметрів джерел живлення кіл накалу електронно-променевої гармати приймемо наступні характеристики:

джерело накалу:

- вихідна напруга постійного струму 5...10 В
- вихідний струм 10...15 А

джерело бомбардування:

- вихідна напруга постійного струму 2,5 кВ
- вихідний струм 50...100 мА

загальні параметри:

- рівень напруги електричного пробоя ізоляції, не менш ніж 60 кВ

У зв'язку з тим, що потужності двох джерел живлення, а також вимоги до рівня діелектричної міцності розділювальних трансформаторів близькі один до одного, у якості джерела можна використовувати однакову структуру перетворювача. Аналіз структур перетворювачів показав, що найбільш простим та ефективним рішенням для побудови джерел живлення накалу та бомбардування з вказаними параметрами є використання схеми зворотногоходового перетворювача.

При розробці зворотногоходового перетворювача з високопотенціальним високочастотним трансформатором одним з важливих етапів є розрахунок трансформатора, особливо, якщо до нього ставляться вимоги за рівнем припустимої електричної міцності ізоляції між обмотками.

Існують різні методики, що дають змогу здійснити розрахунки перетворювача з трансформатором, але здебільшого вони не завжди є прийнятними, оскільки не враховують вплив індуктивності розсіювання обмоток на параметри процесів. Завдання пошуку необхідних параметрів трансформатора (кількість і співвідношення витків в обмотках) при заздалегідь малому коефіцієнті зв'язку, що обумовлений великим розсіюванням обмоток, є багатокроковим завданням, оскільки амплітуда вхідного струму залежить як від власної індуктивності обмотки, так і від індуктивності розсіювання між обмотками. А визначити індуктивність розсіювання можна лише після визначення кількості витків в обмотках і розрахунку їхньої конструкції.

Для аналізу та розрахунків параметрів зворотногоходового перетворювача була використана математична модель, розроблена в розділі 3.1, яка дала змогу визначити співвідношення коефіцієнту трансформації високовольтного трансформатора в діапазонах значень ступеню магнітного зв'язку, що забезпечує необхідну електричну ізоляцію між обмотками [70].

Аналіз електромагнітних процесів у зворотногоходовому перетворювачі було виконано для наступних його параметрів:

- вхідна постійна напруга, В - 310 +/-10%;
- вихідна постійна напруга, В - 20;
- максимальний вихідний струм, А - 15;

- ізоляція між первинною та вторинною сторонами на рівні напруги пробою, не менш ніж, кВ - 60.

У ході аналізу електромагнітних процесів проведено серію експериментів при використанні конструкції трансформатору з магнітопроводом типу U-93/76/30 та коаксіальним розташуванням обмоток w_1 , w_2 на одному стрижні. Результати експериментів дали змогу визначити наступне (табл 6.1). З одного боку, низькі значення коефіцієнта трансформації і немагнітного зазору забезпечують кращий магнітний зв'язок між обмотками, а низьке число витків первинної обмотки (низькі величини індуктивності обмотки) сприяє збільшенню амплітуди вхідного струму, що в результаті має збільшувати кількість енергії, яка передається в навантаження. Однак малі значення немагнітних зазорів спричиняють насичення магнітопроводу при номінальних вхідних напругах і не дають змоги досягти номінальних вихідних параметрів. З іншого боку, більше число витків первинної обмотки дає змогу застосовувати більше значення немагнітного зазору та відповідно більший припустимий максимальний вхідний струм, що забезпечує більшу споживану енергію, однак більші значення зазору саме й зменшують кількість переданої в навантаження енергії. У табл.6.1, позначено: l_z - загальна довжина зазору магнітопроводу; L_1 - фактична індуктивність первинної обмотки; L_s - фактична індуктивність розсіювання; R_n - опір навантаження; $U_{вх}$ - вхідна напруга.

У дослідях з параметрами табл. 6.1,а-в при коефіцієнті трансформації $K_{TP} = 10$ змінювався загальний немагнітний зазор магнітопроводу від 4,5 мм до 1,6 мм. Зменшення зазору сприяло збільшенню кількості енергії, переданої в навантаження. При величині зазору 1,6 мм (табл.6.1,г,д) вдалося домогтися одержання необхідних значень вихідної напруги 20 В і вхідного струму 15 А для значення $R_n = 1,4$ Ом. Зменшення коефіцієнту трансформації дало змогу також збільшити вихідну потужність (табл.6.1,е). При коефіцієнті трансформації $K_{TP} = 8,5$ і величині зазору 1 мм отримано вихідні параметри, що перевищують задані (табл.6.1,ж): вихідна потужність перетворювача склала 340 Вт. Отримані

Таблиця 6.1

Результати експериментальних досліджень впливу ступеня магнітного зв'язку на навантажувальну характеристику перетворювача

а				б				в			
$w_1=20, w_2=2, l_3=4,5$ мм, $Ll=367$ мкГн, $L_s=45$ мкГн				$w_1=20, w_2=2, l_3=3$ мм, $Ll=367$ мкГн, $L_s=45$ мкГн				$w_1=20, w_2=2, l_3=1,6$ мм, $Ll=367$ мкГн, $L_s=45$ мкГн			
$R_H = 2,5$ Ом				$R_H = 2,5$ Ом				$R_H = 2,5$ Ом			
$U_{ex}, В$	200	250	300	$U_{ex}, В$	200	250	300	$U_{ex}, В$	200	250	300
$I_H, А$	5,2	6,6	6,8	$I_H, А$	5,6	6,6	7,3	$I_H, А$	6	7,4	8,8
$U_H, В$	13	15	16,5	$U_H, В$	14	17	18,5	$U_H, В$	15	19	23
г				д				е			
$w_1=20, w_2=2, l_3=1,6$ мм, $Ll=367$ мкГн, $L_s=45$ мкГн				$w_1=20, w_2=2, l_3=1,6$ мм, $Ll=367$ мкГн, $L_s=45$ мкГн				$w_1=17, w_2=2, l_3=1,6$ мм, $Ll=260$ мкГн, $L_s=34$ мкГн			
$R_H = 1,6$ Ом				$R_H = 1,4$ Ом				$R_H = 1,4$ Ом			
$U_{ex}, В$	200	250	300	$U_{ex}, В$	200	250	300	$U_{ex}, В$	200	250	300
$I_H, А$	8	10,2	12	$I_H, А$	10	12,6	15	$I_H, А$	11,8	14,2	15
$U_H, В$	14	18,3	21,5	$U_H, В$	13,7	17	20	$U_H, В$	15	18	21
ж											
$w_1=17, w_2=2, l_3=1$ мм, $Ll=260$ мкГн, $L_s=30$ мкГн											
$R_H = 1,4$ Ом											
$U_{ex}, В$	200	250	300								
$I_H, А$	12	14	16								
$U_H, В$	16	18	21								

експериментальні дані свідчать, що при проектуванні зворотноходових перетворювачів з великою індуктивністю розсіювання трансформатора, габаритна потужність його магнітопроводу має як мінімум в 1,5 рази перевищувати габаритну потужність при нульовому розсіюванні.

Для оцінки якості стабілізації вихідної напруги була знята зовнішня характеристика перетворювача при максимальному струмі навантаження ($R_H = 1,4$ Ом). В табл.6.2 представлені результати відповідних вимірювань. Вхідна постійна напруга змінювалася в межах заданої нестабільності від 280 В до 340 В. Нестабільність вихідної напруги склала 0,55 В, що становить 1 % від зміни вхідної. Струм навантаження при цьому залишався незмінним у межах похибки вимірювань.

Таблиця 6.2

Результати вимірювань зовнішньої характеристики перетворювача при максимальному струмі навантаження

$U_{вх}, В$	280	300	310	320	340
$U_{вих}, В$	18,5	18,76	18,78	18,79	18,79
$I_{вих}, А$	14	14	14	14	13,6

У ході експериментів знято також навантажувальні характеристики перетворювача при різних величинах вхідної напруги в діапазоні нестабільності $\pm 10\%$ від номінального значення 310 В, різних значеннях величини зазору та при фіксованому коефіцієнті підсилення системи керування $K_{нід} = 15$, що відображено на рис.6.6.

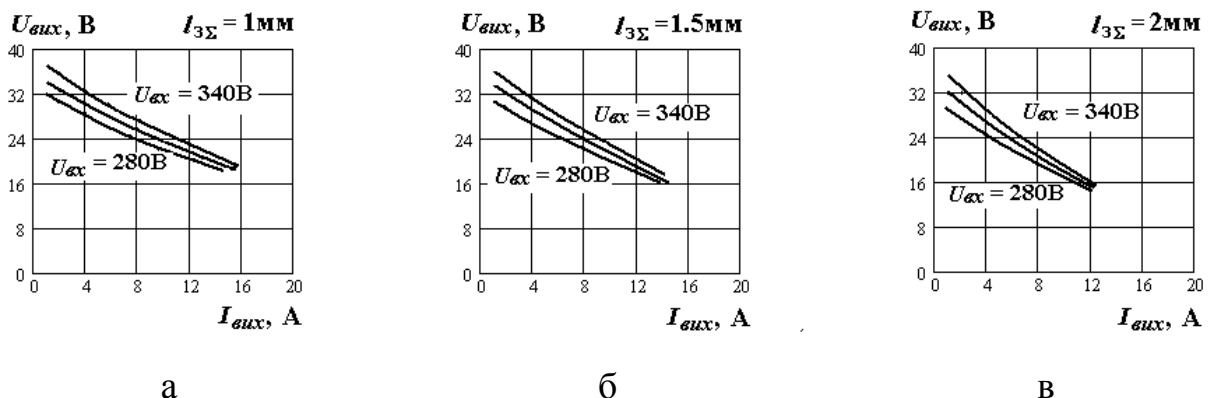


Рис. 6.6. Навантажувальні характеристики перетворювача при змінній величині сумарного зазору магнітопроводу трансформатора

Розглянуто три варіанти величини коефіцієнту зв'язку між обмотками трансформатору, що було реалізовано шляхом зміни величини немагнітного проміжку між обмотками: $l_{3\Sigma} = 1$ мм (рис. 6.6,а); $l_{3\Sigma} = 1.5$ мм (рис. 6.6,б); $l_{3\Sigma} = 2$ мм (рис. 6.6,в). Для обчислення коефіцієнта зв'язку використана методика, викладена в роботі [256]. За цією методикою коефіцієнт зв'язку $K_{3\phi}$ розраховується відповідно до наступного виразу:

$$K_{3\phi} = \sqrt{\left(1 - \frac{L_b}{L_a}\right) \cdot \left(1 + \frac{(r_b - r_a)^2}{(L_a - L_b)^2 \cdot (2\pi f)^2}\right)},$$

де L_a, r_a - виміряні параметри індуктивності первинної обмотки та активного опору первинної обмотки при розімкнутій вторинній обмотці трансформатора; L_b, r_b - виміряні параметри індуктивності первинної обмотки та активного опору первинної обмотки при замкнутій вторинній обмотці трансформатора; f - частота виміру. У табл. 6.3 наведено розраховані значення коефіцієнта зв'язку, що відповідають виміряним параметрам трансформатора при різних величинах сумарного немагнітного зазору. Отже, аналіз навантажувальних характеристик рис.6.6, показує, що наявність великої індуктивності розсіювання обмоток трансформатору обумовлює істотну нестабільність вихідної напруги. При десятикратній зміні струму навантаження перетворювача від мінімальних значень порядку 1,5 А до номінального порядку 15 А, напруга на виході перетворювача змінюється на величину 13...16 В. Таким чином, якщо при номінальному струмі

Таблиця 6.3

Розраховані значення коефіцієнту зв'язку трансформатору перетворювача

$l_{3\Sigma}$, мм	L_a , мкГн	r_a , Ом	L_b , мкГн	r_b , Ом	$K_{3\phi}$
1	300	0,1	43,1	0,4	0,9417
1,5	258	0,1	44,2	0,4	0,9335
2	202	0,1	46,2	0,4	0,9198

навантаження 15 А забезпечити номінальну напругу 15...20 В, то в режимах близьких до холостого струму вихідна напруга має підйом до рівнів 30...36 В. Більше того, зменшення коефіцієнту зв'язку трансформатора сприяє збільшенню нестабільності вихідної напруги. Визначена нестабільність навантажувальної характеристики обумовлена тим, що формування сигналу зворотного зв'язку по вихідній напрузі перетворювача відбувається в контурі первинної сторони високопотенціального трансформатора, дотримання чого вимагають традиційні технічні вимоги, нехтуючи значним діелектричним проміжком між його обмотками. В результаті експериментів встановлено, що одним із ефективних шляхів зменшення нестабільності навантажувальної характеристики перетворювача з високопотенціальним трансформатором є розміщення гальванічно розділених контурів зворотного зв'язку безпосередньо на вторинній стороні трансформатора.

Необхідно зазначити, що при великих значеннях індуктивності розсіювання в цій структурі перетворювача збільшення коефіцієнта підсилення системи керування не вносить істотних змін у ступінь нестабільності вихідної напруги. На рис.6.7 зображено навантажувальні характеристики перетворювача при різних коефіцієнтах підсилення K_{nid} для одного з його режимів роботи при $U_{ex}=280$ В.

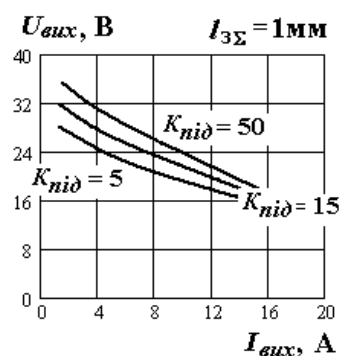
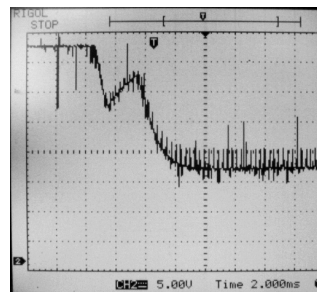


Рис. 6.7. Навантажувальні характеристики перетворювача при змінній коефіцієнту підсилення K_{nid}

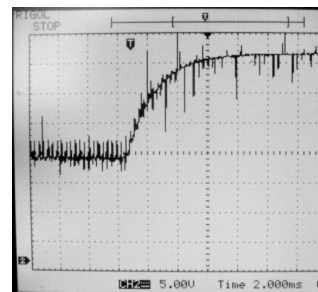
У ході експериментальних досліджень було проаналізовано перехідні процеси при стрибкоподібній десятикратній зміні величини навантаження. На

рис.6.8 представлено діаграми вихідної напруги при накиданні (а) і скиданні (б) навантаження. Максимальний струм навантаження склав 14 А, мінімальний – 1,3 А. Сумарний немагнітний зазор $l_{\Sigma} = 1,5$ мм, коефіцієнт підсилення $K_y = 15$, вхідна напруга $U_{\text{вх}} = 310$ В. Як видно із представлених діаграм, зміна вихідної напруги носить експонентний характер і не має ділянок перерегулювання.

На рис.6.9 представлено фотографії вузлів розробленого джерела живлення кіл накалу гармати. На рис.6.9,а - силова частина та система керування джерела живлення накалу, на рис.6.9,б - вихідний вузол: високопотенціальний трансформатор та випрямляч.



а

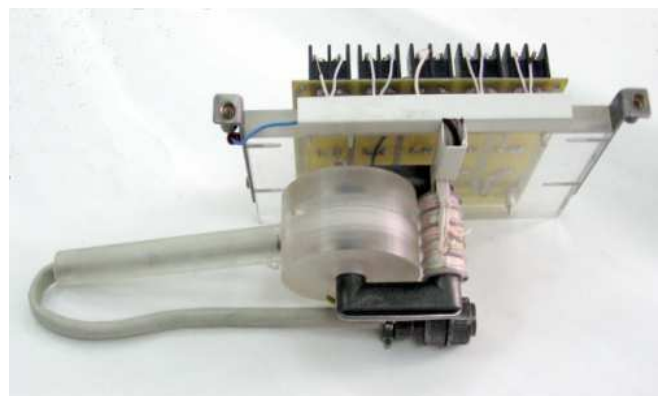


б

Рис.6.8. Часові діаграми перехідних процесів у перетворювачі



а



б

Рис. 6.9. Зовнішній вигляд вузлів джерела живлення кіл накалу ЕПГ

У результаті проведених досліджень розроблена технічна пропозиція на виготовлення експериментальних зразків джерела накалу та джерела бомбардування електронно-променевої гармати в ході співробітництва з Інститутом електрозварювання НАН України.

6.3 Блок живлення електромагнітної системи іонно-плазмової установки

На основі розроблених рекомендацій, отриманих в результаті виконання дисертаційної роботи, розраховано параметри компонентів та створено шестиканальне джерело для живлення електромагнітної системи іонно-плазмової установки по нанесенню захисних покриттів. Структурна схема джерела зображена на рис.6.10 [81].

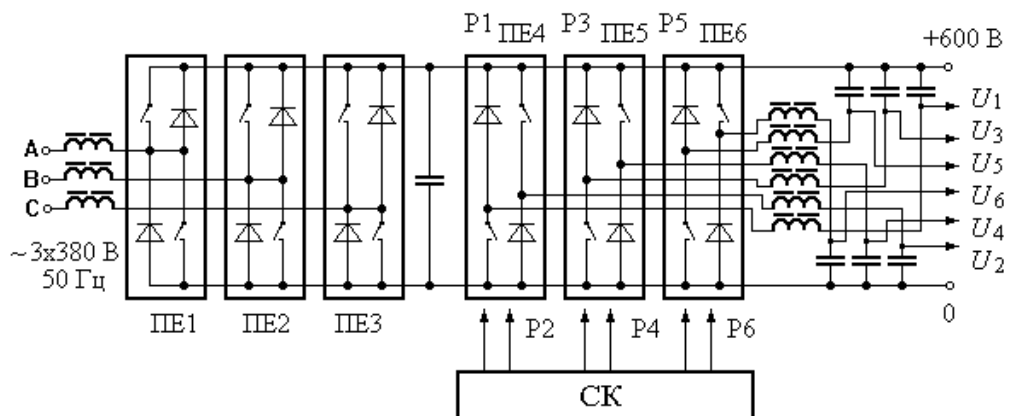


Рис.6.10. Структурна схема джерела живлення електромагнітної системи

Джерело живлення побудовано на основі напівпровідникових перетворювачів та включає в собі шість однакових модулів перемикаючих елементів ПЕ1 – ПЕ6 з двома вбудованими силовими транзисторами та діодами. Модулі ПЕ1 – ПЕ3 утворюють вхідний трифазний випрямляч, який при необхідності може бути використаний як активний коректор потужності при керуванні відповідними транзисторами в цих модулях. Транзистори з діодами

модулів ПЕ4 – ПЕ4 використовуються для конфігурування регуляторів струму магнітних котушок Р1-Р6 джерела живлення електромагнітної системи. У структуру регуляторів входять також відповідні дроселі та конденсатори, зображені на структурній схемі. Таким чином, структура джерела живлення рис.6.10 дозволяє отримати шість каналів вихідної напруги U_1-U_6 з регульованим струмом за допомогою системи керування СК. Головні особливості цієї системи живлення полягають у виконанні вихідної частини у вигляді шістьох незалежних імпульсних регуляторів понижуючого типу. Оскільки магнітні котушки технологічної установки гальванічно відокремлені від неї, таке технічне рішення дозволило створити шестиканальне джерело живлення з незалежним керуванням вихідного струму.

Власна індуктивність магнітних котушок відносно велика, що утворює разом з елементами регуляторів Т-образний вихідний фільтр, який має забезпечувати ослаблення пульсацій на частоті імпульсної модуляції. Проте, як показали результати аналізу в розділі 5.2, наявність трьох реактивних елементів у системі автоматичного керування регуляторів викликає появу субгармонічних складових у струмах регулятора. Розроблені в розділі 5.2 рекомендації щодо розрахунку дозволили визначити необхідні параметри системи керування, що знижують рівень пульсацій вихідного струму регулятора. Це дало змогу забезпечити рівень пульсації вихідного струму кожного регулятора менше 0,1% та нестабільність вихідного струму менше 1% на рівні максимального струму 5 А та максимальної потужності 120 Вт. Проведені розрахунки лягли в основу створення шестиканального джерела живлення електромагнітної системи іонно-плазмової технологічної установки. Основні технічні характеристики джерела живлення викладені в таблиці 6.4.

Загальний вигляд вузлів створеного шестиканального джерела живлення електромагнітної системи іонно-плазмової технологічної установки зображено на рис.6.11.

Таблиця 6.4

Технічні характеристики шестиканального джерела живлення електромагнітної системи

Основні технічні характеристики	Параметр
Найменування	
1. Вхідна напруга живлення	3x380 В/50Гц
2. Максимальна потужність кожного з каналів, не менше	120 Вт
3. Діапазон вихідного струму в кожному з каналів	0,1 – 5 А
4. Крок регулювання вихідного струму, не більше	0.01 А
5. Нестабільність вихідного струму (відносно максимального робочого струму) при зміні напруги живильної мережі в заданих межах (+/- 5%) і опору навантаження в межах 20-30 Ом , не більше	+/-1 %
6. Амплітуда пульсацій вихідного струму, не більше	0,1 %
7. Похибка відображення струмів (від максимальної величини), не більше	+/-1 %

Головні переваги джерела живлення полягають у наступному:

- наявність шести незалежних каналів регулятора струму, конструктивно розташованих в одному блоці;
- низька нестабільність вихідного струму (<0,1 %); при малому рівні пульсацій вихідної напруги (<1 %);
- висока статична точність регулювання вихідного струму (похибка<1 %);
- можливість адаптації з зовнішнім керуючим комп'ютером.

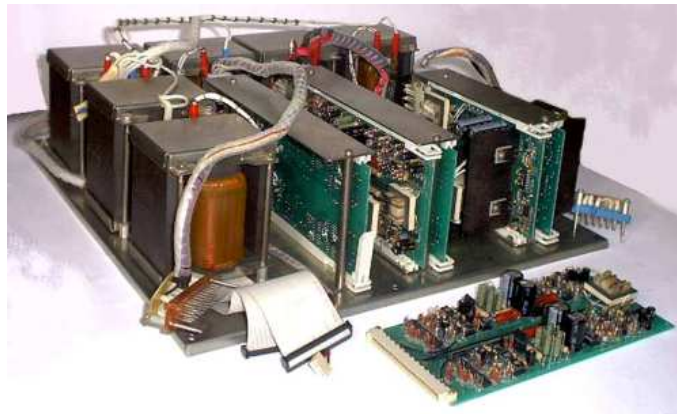


Рис.6.11. Зовнішній вигляд вузлів джерела живлення електромагнітної системи

Розроблене та створене шестиканальне джерело живлення електромагнітної системи було впроваджене на іонно-плазмовому обладнанні з використанням pvd-технологій в рамках міжнародного науково-технічного проекту УНТЦ Р101 (Додаток Б).

6.4 Дослідження характеристик вузлів живлення потужного електровакуумного обладнання

Потужні джерела живлення електровакуумного технологічного обладнання на основі напівпровідникових перетворювачів параметрів електричної енергії є складними електротехнічними пристроями, що мають внутрішні вузли і допоміжні кола систем керування, які потребують застосування значного числа гальванічно розділених між собою вторинних джерел електроживлення [257].

Специфічною вимогою до таких вторинних джерел електроживлення є стабільність параметрів їх вихідних характеристик у робочих, пускових і перехідних режимах перетворювача з урахуванням особливостей навантаження, захисту від аварійних режимів. Для гальванічної розв'язки кіл електроживлення вузлів перетворювача доцільно застосовувати єдине централізоване вторинне джерело з виходом на змінному струмі, підключаючи його до споживачів через проміжні трансформатори і випрямлячі з ємнісними фільтрами. Особливістю

такої структури ланцюгів живлення є робота централізованого джерела на навантаження з випрямлячами та ємнісною реакцією. Це обумовлює ряд проблем при створенні такого джерела.

Перша - це поява несиметрії перемагнічування вихідних трансформаторів у стаціонарному режимі через розкид параметрів випрямних діодів, що викликає сплески та спотворення вихідного струму джерела. Друга проблема полягає в тому, що при наявності ємнісної реакції навантаження джерела існує необхідність обмеження пускових струмів, амплітуда яких може сприяти значному збільшенню встановленої потужності джерела. Розв'язанню названих проблем при створенні ланцюгів електроживлення вузлів потужних перетворювачів були присвячені дослідження, результати яких описані в даному розділі.

В основі побудови централізованого джерела змінної напруги для силових модулів потужного технологічного обладнання запропоновано використовувати широкодіапазонний стабілізований генератор прямокутної напруги, що складається з послідовно з'єднаних вхідного стабілізатора напруги, побудованого за допомогою імпульсного регулятора понижувального типу (ІР) на основі ШІМ контролера UC3843 і вихідного напівмостового інвертору (І) в режимі генерації прямокутних двохполярних імпульсів, керованого стандартним двохканальним драйвером IR2155 (рис.6.12, де СК - система керування). У такому випадку

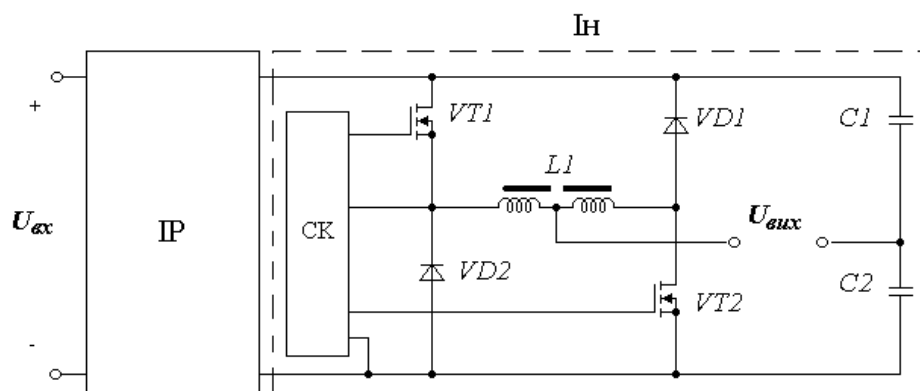


Рис.6.12. Структурна схема джерела живлення внутрішніх кіл силових модулів потужного технологічного обладнання

вихідний стабілізатор дозволяє зберігати амплітуду вихідної напруги інвертора на заданому рівні, як у робочих стаціонарних, так і в перехідних режимах силового перетворювача.

Вирішення проблеми, пов'язаної з пусковими, перехідними та аварійними режимами силового перетворювача, може бути отримано введенням струмообмежуючого дроселя LI в коло, по якому протікає вихідний струм інвертору, струми силових транзисторів, і яке, одночасно, входить у контур постійного струму, виконуючи функцію його струмообмеження. Найбільш ефективним для цього є включення дроселя послідовно між силовими транзисторами, відпайка із середньої точки якого служить вихідним виводом інвертору [147] (рис.6.12). Вихідний струм інвертору завжди виявляється обмеженим величиною індуктивності даного дроселя при стрибкоподібних змінах навантаження, при пускових режимах і в режимах перевантаження по виходу. Включення ж дроселя в контур постійного струму сприяє збереженню прямокутної форми вихідної напруги в стаціонарних режимах. Крім цього, наявність дроселя в колі протікання вихідного струму сприяє обмеженню та вирівнюванню амплітуди вихідного струму на півперіодах роботи інвертора в стаціонарних режимах, у тому числі при розкиді параметрів діодів випрямляча навантаження. Це є вагомим чинником забезпечення симетрування амплітуди вихідного струму, а значить, і циклу перемагнічування вихідних трансформаторів.

Для реалізації схеми захисту від перевантаження по вихідному струму можна використовувати різні підходи. Серед них виділяються наступні: релейний, із широтно-імпульсною модуляцією на ділянці струмообмеження, частотний. Найбільш привабливим способом струмообмеження серед названих підходів представляється релейний метод з формуванням фіксованої паузи після зриву коливачів. На рис.6.13 представлена схемна реалізація релейного методу струмообмеження. На рисунку позначено: ДС - датчик вихідного струму інвертору; $DA1$ - компаратор напруг, що блокує роботу інвертору, виробляючи забороняючий сигнал (логічну одиницю) для відповідних ланцюгів системи керування.

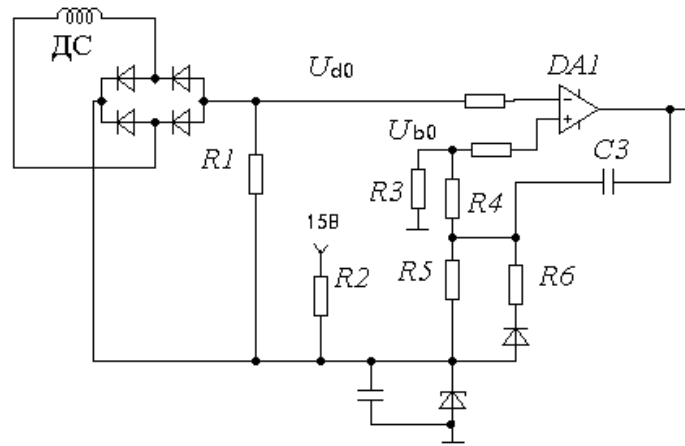


Рис.6.13. Функціональна схема вузла, що реалізує релейний метод струмообмеження

Електромагнітні процеси, що протікають в інверторі в режимі перевантаження по вихідному струму з використанням даної схеми струмообмеження, ілюструються діаграмами на рис.6.14.

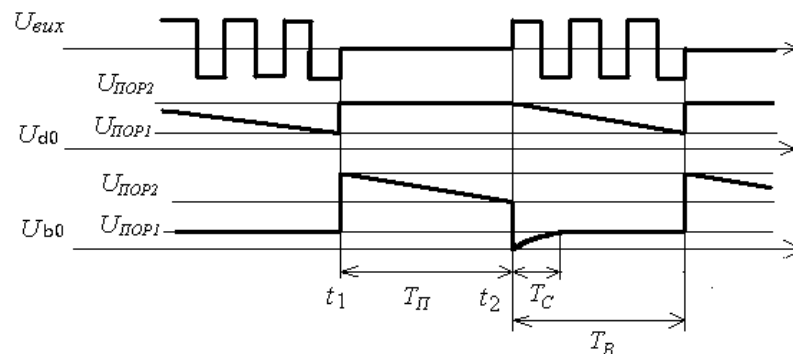


Рис.6.14. Часові діаграми процесів у перетворювачі під час перевантаження

Проміжок часу паузи T_{Π} у даній схемі відповідає процесу розряду конденсатора $C3$ до рівня $U_{C3}=0$ у момент часу t_2 . У цей момент часу сигнал $U_{\text{б0}}$ знижується до рівня $U_{\text{ПОР2}}$ і компаратор вертається в стан логічного нуля. Після моменту часу t_2 у випадку, якщо причина перевантаження не знята, вихідний струм інвертору починає зростати, обмежуючись величиною індуктивності струмообмежуючого дроселя $Dp1$ (рис.6.12). Отже, при заданій величині цієї індуктивності через деякий час повернення $T_{\text{В}}$ сигнал $U_{\text{д0}}$ досягне значення $U_{\text{ПОР1}}$,

у результаті чого компаратор встановиться в стан логічної одиниці, що відповідає режиму блокування роботи інвертора на час паузи T_{II} . Для того, щоб порівняння сигналів U_{d0} і U_{b0} відбулося на рівні напруги $U_{ПОР1}$, необхідно задати час заряду t_C конденсатора $C3$ таким, щоб $t_C \ll T_B$, причому $t_C = 3R5R6/(R5 + R6)C3$. Величина інтервалу часу T_B залежить від значення обраної індуктивності струмообмежуючого дроселя $L1$. У свою чергу, величина цієї індуктивності вибирається виходячи з рівня струмообмеження $I_{обм}$ вихідного струму інвертора такою, щоб струмообмежуючий дросель працював на лінійній ділянці характеристики намагнічування сердечника. Тоді в режимі перевантаження по входу інвертора величина часу T_B визначається виразом $T_B = L_P I_{обм} / (U_{BX} / 2 - U_H)$, де U_{BX} - вхідна напруга інвертору; U_H - амплітудне значення напруги на навантаженні інвертору; L_P - індуктивність напівобмотки струмообмежуючого дроселя $L1$.

При наявності ємнісного характеру кола навантаження інвертора величина часу паузи T_{II} визначає процес розряду конденсатора навантаження. На етапі T_B конденсатор у колі навантаження заряджається. Якщо співвідношення параметрів активно-ємнісного навантаження і параметрів інвертора (L_P , T_{II} , рівень струмообмеження $I_{обм}$) такі, що зміни напруги на навантаженні однакові на інтервалах T_B і T_{II} , то даний режим (режим «пачок» імпульсів (рис.6.14)) є стійким. Особливістю такого режиму є те, що середнє значення напруги на навантаженні інвертора значно менше номінального. Для того щоб при розрахунку інвертора вибрати значення параметрів (L_P , T_{II} , $I_{обм}$), що виключають роботу в режимі «пачок» при заданому навантаженні, потрібен аналіз електромагнітних процесів. Для цього розглянемо роботу інвертора на навантаження з випрямлячем та активно-ємнісною реакцією.

На рис.6.15 показано еквівалентну схему заміщення кіл навантаження, у який трансформатор на виході інвертора замінений еквівалентною індуктивністю намагнічування L_m і індуктивністю розсіювання L_S , а еквівалентний сумарний

струм ланцюгів навантаження I_{IS} є приведеним до первинної сторони вихідним струмом інвертору I_H , C_H - еквівалентна сумарна ємність конденсаторів фільтрів

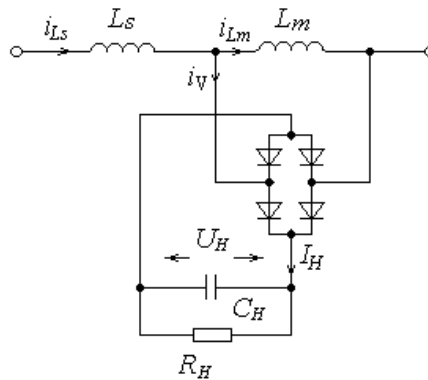


Рис.6.15. Схема заміщення кіл навантаження джерела живлення

ланцюгів навантаження, приведена до первинної сторони вихідного трансформатора інвертора, R_H - еквівалентний сумарний опір ланцюгів навантаження, приведений до первинної сторони. Наявність такого характеру навантаження підтверджує необхідність застосування кола струмообмеження, тому що крім захисту інвертора при короткому замиканні на виході дане коло обмежує його пускові струми. Як показують чисельні розрахунки для даного характеру навантаження, при номінальному струмі навантаження 2А пускові струми досягають значень до 30А. Для дослідження властивостей перетворювача з релейним колом струмообмеження розглянемо умови існування сталого процесу в режимі «пачок» імпульсів. Однією з таких умов є рівність величини середнього значення (I_{CP}) струму, що надходить із виходу інвертора в коло навантаження, струму навантаження в сталому режимі. Сталий режим є таким, якщо конденсатор навантаження (C_H) заряджений до певного середнього значення, середній струм через нього дорівнює нулю, а струм I_{CP} - струму через активний опір навантаження U_H/R_H . Для форми струму I_H , що надходить у коло навантаження, характерні два інтервали: нульові струми протягом інтервалу паузи T_{II} і лінійно-зростаючий струм до значення $I_{обм}$ протягом інтервалу поновлення коливань T_B , обумовлений індуктивністю струмообмежуючого дроселя і різницею напруг $U_{BX}/2$

і U_H . Тому величина середнього значення I_{CP} визначиться як середнє значення функції, що описує величину струму на зазначених інтервалах:

$$I_{CP} = \frac{1}{T_{II} + T_B} \cdot \int_0^{T_B} \left(\frac{I_{обм}}{T_B} \right) t dt \quad (6.1)$$

Через те, що величина інтервалу часу дорівнює $T_B = L_P I_{обм} / (U_{BX}/2 - U_H)$, де U_H - напруга на навантаженні, то розв'язуючи рівняння (6.1) відносно U_H , отримуємо:

$$I_{CP}(U_H) = I_{обм} F / (2((U_{BX}/2) + F - U_H)), \quad (6.2)$$

де $F = I_{обм} L_P / T_{II}$.

На рис.6.16 зображено залежність зміни величини середнього значення струму I_{CP} , що надходить у коло навантаження, від напруги на навантаженні. Ця залежність відповідає режиму струмообмеження (режим «пачок» імпульсів). Прямі I_{r1} - I_{r3} , I_{rmin} відповідають характеристикам навантаження інвертора. У номінальному режимі робоча точка інвертора перебуває на перетинанні навантажувальних прямих і прямої $U_H = U_{BX}/2$. При збільшенні струму навантаження і досягненні ним порогу спрацьовування (точка перетинання прямих $I_H = I_{обм}$ і $U_H = U_{BX}/2$) інвертор переходить у режим

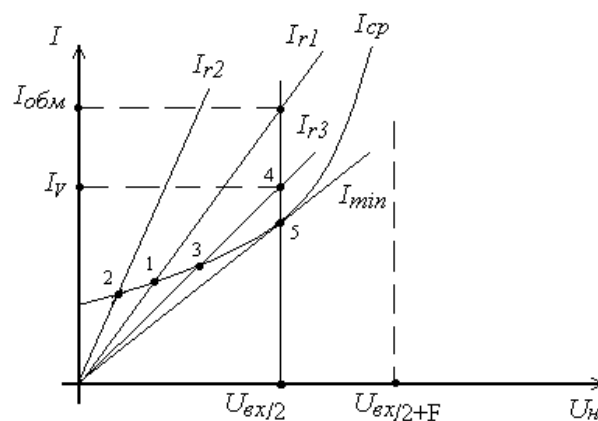


Рис.6.16. Залежність середнього значення струму навантаження від напруги на навантаженні

струмообмеження (режим «пачок» імпульсів), що характеризується робочими точками на кривій $I_{CP}(U_H)$. Після входження системи в режим струмообмеження (точка 1), збільшення опору R_H (що відповідає зменшенню нахилу прямої I_r) не виводить інвертора із цього режиму: робоча точка продовжує перебувати на кривій $I_{CP}(U_H)$. Лише при досягненні системою деякої точки 3, що визначається умовами стійкості режиму струмообмеження, інвертор переходить у номінальний режим роботи при струмі навантаження, рівному I_V (точка перетинання прямих I_r3 і $U_H = U_{BX}/2$). Причому, $I_{обм} \neq I_V$.

Очевидно, що для побудови ефективною системи струмообмеження доцільним є пошук таких значень параметрів цього кола, які виключали б нестійкі стани в системі, коли після зняття перевантаження може не наступати номінальний робочий режим, а зберігатися режим «пачок» імпульсів. Як видно з рис.6.22, для цього необхідно задати параметри кола струмообмеження, при яких точка виходу з режиму струмообмеження (струм I_V) перебувала б завжди вище навантажувальної прямої, що відповідає максимальному заданому струму навантаження інвертора. Найбільш прийнятним варіантом представляється такий, коли навантажувальна пряма максимального заданого струму навантаження є дотичною до кривої середнього струму I_{CP} (пряма I_{rmin}). Виходячи з такого припущення, можна визначити граничні умови гарантованого існування номінального робочого режиму інвертора у всім заданому діапазоні струмів навантаження. Для виконання такої умови необхідно визначити сукупність параметрів, при яких функції $I_{CP}(U_H)$ і $I_{Hmax} = U_H/R_{Hmin}$ (R_{Hmin} - мінімальний заданий опір навантаження) мали б одну загальну точку, тобто дискримінант виразу $I_{CP}(U_H) = U_H/R_{Hmin}$ дорівнював би нулю. Записуючи дану умову в розгорнутому вигляді з урахуванням рівняння (6.2), можна одержати вираз

$$U_H^2 - U_H \left(\frac{U_{BX}}{2} + F \right) + I_{обм} R_{Hmin} \frac{F}{2} = 0,$$

звідки дискримінант D дорівнює:

$$D = I_{обм}^2 \left(\frac{L_P^2}{T_{II}^2} - 2L_P \frac{R_{Hmin}}{T_{II}} \right) + I_{обм} L_P \frac{U_{BX}}{T_{II}} + \frac{U_{BX}^2}{4}$$

Дорівнюючи дискримінант D нулю

$$I_{обм}^2 \left(\frac{L_P^2}{T_{II}^2} - 2L_P \frac{R_{н\ min}}{T_{II}} \right) + I_{обм} L_P \frac{U_{BX}}{T_{II}} + \frac{U_{BX}^2}{4} = 0 \quad (6.3)$$

і вирішуючи отримане рівняння (6.3) відносно $I_{обм}$, одержимо систему значень $I_{обм}$ при різних параметрах L_P і T_{II} , виконання яких забезпечать величину струму виходу з режиму струмообмеження вище максимального заданого струму навантаження інвертора. На рис.6.17 наведено розв'язання рівняння (6.3) у графічному зображенні при $U_{BX} = 200$ В, $R_{н\ min} = 50$ Ом у вигляді точок з координатами L_P , T_{II} , $I_{обм}$, які утворюють деяку поверхню.

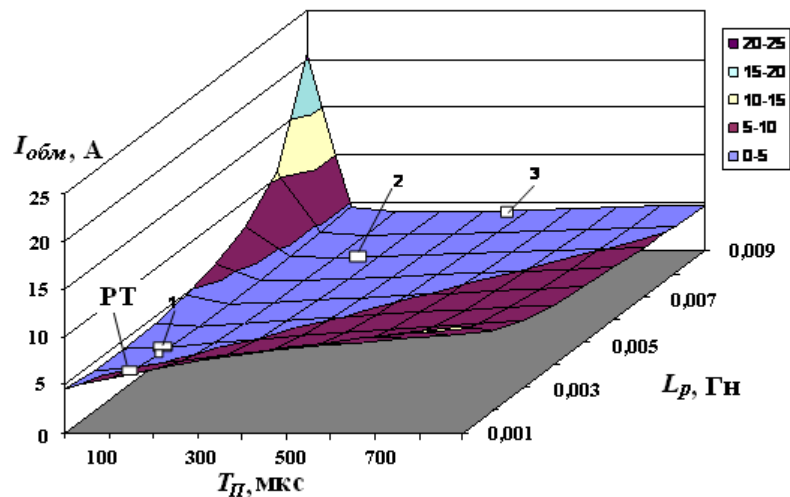


Рис.6.17. Графічне зображення граничних значень параметрів перетворювача для забезпечення мінімального часу перехідних процесів в усталеному режимі

Після визначення граничної системи параметрів L_P , T_{II} , $I_{обм}$ доцільним є вибір таких їхніх значень, які забезпечують оптимальні характеристики інвертора по найбільш істотних критеріях: мінімальний час перехідного процесу при пуску, мінімальна величина постійної складової струму намагнічування трансформаторного навантаження, мінімальні габарити струмообмежуючого дроселя LI . Для цього можна розглянути названі критерії при різних характерних групах параметрів, що відповідають значенням рис.6.17.

Нижче наведено значення величини часу перехідного процесу $T_{ПЕР}$, знайдені для зазначених параметрів при розрахунку електромагнітних процесів імітаційними методами при значенні струму $I_{обм} = 4$ А:

$$T_{П} = 0.0001 \text{ с}; \quad L_{P} = 0.003 \text{ Гн}; \quad T_{ПЕР} = 13 \text{ мс}; \quad (6.4)$$

$$T_{П} = 0.0003 \text{ с}; \quad L_{P} = 0.007 \text{ Гн}; \quad T_{ПЕР} = 13 \text{ мс}; \quad (6.5)$$

$$T_{П} = 0.0005 \text{ с}; \quad L_{P} = 0.009 \text{ Гн}; \quad T_{ПЕР} = 18 \text{ мс}. \quad (6.6)$$

На рис.6.18, а-в показано часові діаграми струмів і напруг в інверторі, визначені за допомогою названого розрахунку при $R_H = 30$ Ом для наведених груп параметрів (6.4) - (6.6). На даних діаграмах зображені сигнали вихідного струму перетворювача $I_{вих}$, що надходить у ланцюг навантаження (у масштабі 5 А/діл), струму намагнічування I_m трансформатора навантаження (у масштабі 0,5 А/діл), напруги на виході автогенератора $U_{вих}$ (у масштабі 100 В/діл). Часовий масштаб становить 600 мкс/діл. Названі точки (6.4)-(6.6) відповідають точкам 1-3 на розрахованій поверхні рис.6.17.

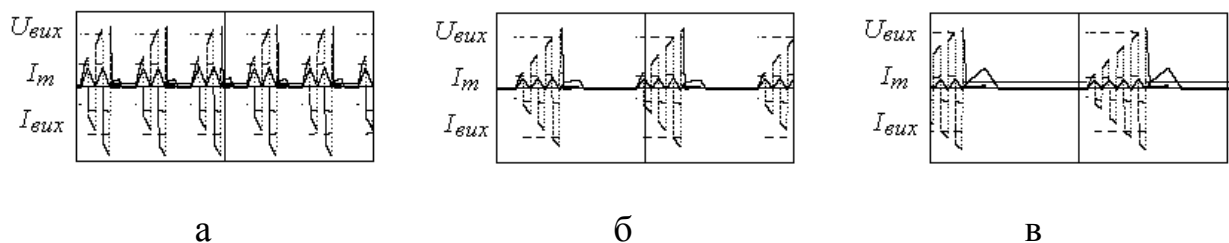


Рис.6.18. Часові діаграми вихідних параметрів перетворювача в режимі струмообмеження

З наведених результатів розрахунку витікає, що час перехідного процесу має найменше значення при мінімальних значеннях досліджуваних параметрів. Величина постійної складовою струму намагнічування в режимі перевантаження змінюється незначно та зростає при зменшенні $T_{П}$. Значення величини індуктивності струмообмежуючого дроселя необхідно вибирати мінімальним з метою мінімізації габаритів дроселя, однак не менш тієї величини, що забезпечує час поновлення коливань T_B у режимі короткого замикання

порядку двох періодів T власної частоти коливань інвертора, що відповідає $L_p = 0.002$ Гн. У такому режимі при $I_{обм} = 4$ А и $T_{IT}=(100-150)$ мкс значення постійної складової струму намагнічування трансформатору навантаження мінімально і становить величину (1-2) мА. Таким чином, при побудові кола струмообмеження інвертора можна рекомендувати названі робочі параметри, що відповідають робочій точці РТ на рис.6.17. Дані параметри кола струмообмеження є найбільш ефективними, тому що забезпечують мінімальний час перехідного процесу при пуску (порядку 13 мс), мінімальні струми, що протікають через силові транзистори, стали роботу інвертора у всьому заданому діапазоні навантажень, гарантований процес поновлення коливань після зняття перевантаження.

Проведені експериментальні дослідження розробленого пристрою повністю підтвердили результати теоретичного аналізу електромагнітних процесів, а вироблені в результаті цього аналізу рекомендації з розрахунку параметрів кіл дозволили створити вторинне джерело електроживлення з низькими масогабаритними показниками, високою ефективністю і надійністю. Розроблений вузол вторинного електроживлення має наступні технічні характеристики:

Діапазон напруги живильної мережі постійного струму, В..... 400 – 700

Амплітуда вихідної імпульсної напруги, В..... 10

Частота вихідної напруги, кГц.....20

Статична нестабільність амплітуди вихідної напруги, %, не більше.....3

Номінальна потужність, Вт.....200

Габаритні розміри джерела, мм.....100x220x40

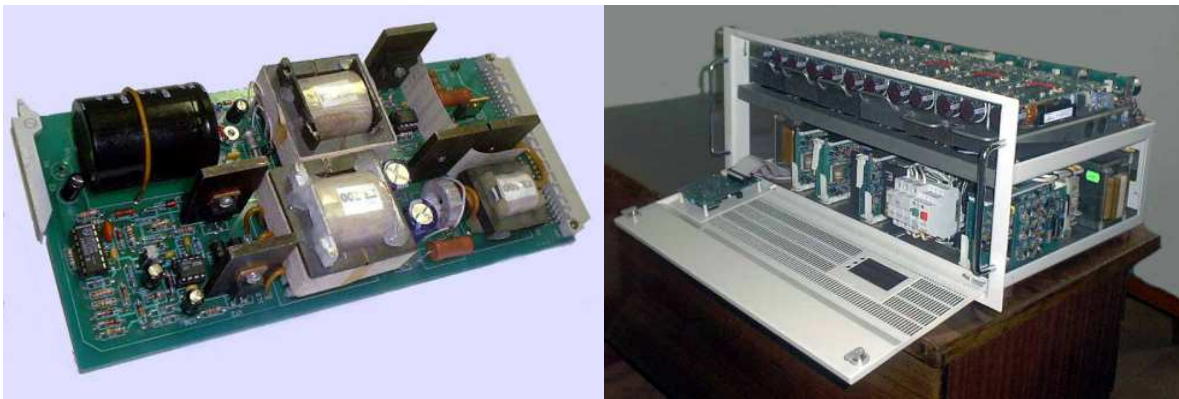
Головні переваги створеного вузла електроживлення:

- висока стабільність амплітуди та частоти вихідної напруги в широкому діапазоні змін вхідної напруги (від 400 В до 700 В);
- наявність захисту від перевантажень, у тому числі при включенні на активно - ємнісне навантаження;

- формування додаткового сигналу, що виключає роботу силового модуля в перехідних режимах до встановлення номінальної напруги кіл управління вузлів силового модуля.

Зовнішній вигляд плати, на якій зібраний вузол джерела живлення, зображений на рис.6.19,а. Вузол джерела для живлення внутрішніх кіл керування потужних силових модулів є складовою частиною модулів, що були розроблені, створені та впроваджені на іонно-плазмовому технологічному обладнанні з використанням pvd-технологій в рамках міжнародного науково-технічного проекту УНТЦ Р101 (Додаток Б).

Зовнішній вигляд силового модуля без зовнішнього кожуха показано на рис.6.19,б.



а

б

Рис.6.19. Зовнішній вигляд плати вузла живлення внутрішніх кіл (а) та силового модуля (б) системи живлення електровакуумного обладнання

6.5 Висновки до розділу 6

1. Визначено засоби зменшення пускових вхідних струмів в багатосекційних джерелах живлення потужного електровакуумного обладнання. За допомогою моделювання процесів в колах джерела живлення встановлено, що використання запроваджених кіл плавного пуску на основі резистивних елементів дозволяє не тільки покращити струмові режими вузлів джерела живлення, але й

зменшити перенапруги на конденсаторах випрямлячів струмообмежуючих комірок через вплив індуктивних паразитних параметрів високопотенціального силового трансформатора.

2. На основі проведених досліджень та розроблених рекомендацій з розрахунків параметрів основних вузлів високовольтного багатосекційного джерела живлення потужністю 450 кВт для електронно-променевого обладнання, запропоновано практичну реалізацію наступних блоків: струмообмежуючих регуляторів, блоку комутації та автоматики, високовольтного трансформатора, системи оптичного зв'язку каналів керування. Створено дослідний макет струмообмежуючого регулятора, за допомогою якого удосконалено теплові характеристики перегріву його елементів при номінальному навантаженні, а також визначено перехідні характеристики системи оптичного зв'язку керування.

3. В результаті експериментальних досліджень встановлено, що одним із ефективних шляхів зменшення нестабільності навантажувальної характеристики високочастотних зворотноходових перетворювачів з високопотенціальним трансформатором є розміщення гальванічно розділених контурів зворотного зв'язку безпосередньо на вторинній стороні трансформатора. Визначено, що при проектуванні зворотноходових перетворювачів з великою індуктивністю розсіювання трансформатора, габаритна потужність його магнітопроводу має як мінімум в 1,5 рази перевищувати габаритну потужність при нульовому розсіюванні.

4. Експериментальні дослідження навантажувальних характеристик зворотноходових напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними трансформаторами з урахуванням розрахунків на основі розроблених математичних моделей дозволило створити експериментальні зразки джерел живлення кіл накалу та бомбардування для електронно-променевої гармати з непрямым нагрівом катоду при забезпеченні ізоляції обмоток високопотенціального трансформатора на рівні напруги пробою 60 кВ.

5. На підставі результатів моделювання, експериментів та розроблених рекомендацій щодо розрахунку параметрів напівпровідникових перетворювачів

джерел живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання створено шестиканальне джерело струму для електромагнітної системи іонно-плазмової установки. Використані результати розрахунків дозволили забезпечити точність регулювання з похибкою $< 1 \%$, нестабільність заданих струмових режимів $< 1 \%$, коефіцієнт пульсацій вихідного струму $< 0,1 \%$. Джерело струму впроваджено на іонно-плазмовому обладнанні по нанесенню захисних покриттів в рамках науково-технічного проекту УНТЦ Р101 (додаток Б).

6. На основі розроблених рекомендацій з розрахунку та вибору ефективних параметрів елементів створено вузол внутрішнього живлення на основі напівпровідникових перетворювачів з високою стабільністю вихідних параметрів для кіл керування потужних силових модулів системи електроживлення іонно-плазмового обладнання по нанесенню захисних покриттів в рамках науково-технічного проекту УНТЦ Р101 (додаток Б), що дозволило покращити енергоефективність та надійність обладнання.

Посилання: [61, 62], [70], [73-75], [81, 82], [147], [255-257] див. список використаних джерел стор. 315 – 317, 323, 334.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертації вирішено важливу науково-прикладну проблему розвитку теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами для електровакуумного обладнання шляхом розробки нових методів та математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних електромагнітних процесів в таких перетворювачах з урахуванням постійних і пульсаційних складових їх змінних станів. Отримані результати у своїй сукупності мають важливе значення для підвищення техніко-економічних та енергетичних показників високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними вузлами для живлення електровакуумного обладнання.

Основні наукові та практичні результати полягають у наступному.

1. У результаті критичного аналізу відомих наукових публікацій обґрунтовано актуальність подальшого розвитку теорії високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальним вузлами для електровакуумного обладнання шляхом розробки нових методів та математичних моделей для розрахунку багатоінтервальних процесів в них, оскільки існуючі методи та моделі не забезпечують виконання вимог розрахунку процесів у вказаних пристроях належним чином.

2. На основі використання теорем Лагранжа розроблено новий метод аналізу багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів шляхом визначення середніх значень змінних станів та їх похідних на всіх інтервалах незмінності структури, що дає змогу розраховувати середні і пульсаційні складові усталених процесів та тривалості інтервалів комутації. Це дозволяє аналізувати процеси не тільки в одноктних, але й в двоктних напівпровідникових перетворювачах параметрів електроенергії.

3. Розроблено нові математичні моделі високочастотних напівпровідникових перетворювачів з високопотенціальними трансформаторами

на основі усереднених змінних та визначено графо-аналітичні закономірності між параметрами трансформаторів та навантажувальними характеристиками перетворювачів, що дозволяє спростити та уточнити процес розрахунків багатоінтервальних процесів в них, а також враховувати взаємний вплив процесів у перетворювачах та технологічному електровакуумному навантаженні.

4. У результаті проведених досліджень визначено, що застосування розробленого методу та математичних моделей для розрахунку середніх та пульсаційних складових багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів дозволяє скоротити кількість обчислювальних процедур, виключити проміжні математичні перетворення, що підвищує швидкість розрахунку та знижує його трудомісткість завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість вихідних диференціальних.

5. Вперше встановлено кількісні зв'язки між параметрами незавершених перехідних процесів у *RLC*-схемах заміщення (постійні часу і власні частоти контурів) на інтервалах незмінності структури та періодом комутації напівпровідникових перетворювачів для визначення точності розрахунків, що на порядок уточнює відомі емпіричні обмеження та розширює діапазон застосування методів аналізу на основі усереднення в просторі станів.

6. Розроблено методику, яка дозволяє розрахувати необхідні значення параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатору високочастотних напівпровідникових перетворювачів джерел живлення електровакуумного обладнання для забезпечення максимальної вихідної потужності в діапазоні робочих струмів заданої навантажувальної характеристики.

7. Для підвищення ефективності аналізу електромагнітних процесів в високовольтних багатосекційних джерелах живлення потужного електровакуумного обладнання використано еквівалентні електричні схеми заміщення вузлів перетворювачів у їх складі з урахуванням внутрішніх параметрів високопотенціальних трансформаторів, що дало змогу розробити

методику розрахунку навантажувальних, пульсаційних та регулювальних характеристик багатосекційних джерел живлення.

8. Розроблено нову математичну модель вихідного кола напівпровідникового перетворювача в струмообмежуючих комірках високовольтних багатосекційних джерел живлення потужного електровакуумного обладнання, в якій враховуються параметри реактивних елементів контуру і початкових умов на них та опору схеми обмеження струму, що підвищує точність розрахунку перехідних процесів в режимах струмообмеження. З урахуванням розробленої математичної моделі створено методику визначення параметрів системи струмообмеження у вихідних колах перетворювачів багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання, що забезпечує заданий припустимий рівень енергії на виході перетворювачів при перехідних процесах.

9. На основі рекурентного розв'язку рівняння термодинамічної рівноваги катоду з урахуванням температурних залежностей енергії випромінювання катоду, його теплоємності та опору, а також електричної енергії на виході перетворювача джерела живлення з високопотенціальним трансформатором розроблено новий метод визначення динамічних характеристик регулювання анодного струму джерела живлення накалу катода прямонакальної гармати, що уточнює розрахунки процесів.

10. За допомогою розроблених математичних моделей перетворювачів встановлено, що при урахуванні термодинамічної інерційності прямонакального катода в контурі автоматичного регулювання джерела живлення катода гармати з імпульсним регулятором, інерційними властивостями регулятора можна нехтувати, що дає змогу представити імпульсний регулятор з прямонакальним катодом ланкою першого порядку, з якою не виникає коливальний характер анодного струму при перехідних процесах.

11. На підставі результатів моделювання та експериментів розроблено рекомендації щодо розрахунку параметрів напівпровідникових перетворювачів

джерел живлення електромагнітних систем електровакуумного обладнання, що дає змогу зменшити коефіцієнт пульсацій, збільшити точність регулювання струму та покращити технічні характеристики джерел живлення.

12. Визначено аналітичні співвідношення та умови для узгодження параметрів струмообмежуючих комірок багатосекційних джерел прискорювальної напруги та напівпровідникових регуляторів струму електромагнітних систем зварювальних електронно-променевих гармат, що дозволяють забезпечити задану припустиму нестабільність струму магнітної котушки при нестабільності прискорювальної напруги, яка забезпечує ефективне керування електронним променем гармати в заданому діапазоні прискорювальних напруг.

Обґрунтованість і достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій підтверджено узгодженням результатів теоретичних досліджень автора з результатами розрахунків і експериментальних даних.

Результати дисертаційної роботи використано у вигляді науково обґрунтованих рекомендацій для розробки та створення шестиканального регулятора струму та джерела внутрішнього живлення кіл керування силовими модулями для іонно-плазмового обладнання по нанесенню захисних покриттів в рамках проекту УНТЦ №Р101, розробки та створення напівпровідникових джерел живлення для плазмових технологій в Інституті колоїдної хімії та хімії води ім. А.В. Думанського НАН України в рамках прикладних досліджень «Ресурс» (№ ДР 0113U005240), в Інституті металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України в рамках НДР «Сіґма-Ш4» (№ ДР 0117U000291), у вигляді результатів аналізу та рекомендацій по удосконаленню режимів потужних напівпровідникових джерел живлення на підприємстві СВП «Київські ТЕЦ» ПАТ «Київенерго» в рамках НДР «Джерело-2» (№ ДР 0113U006534) та в рамках НТР по договору за держзамовленням № ДЗ/10-2017 від 17.11.2017р. між Інститутом електродинаміки НАН України і МОН України.

Отримані результати впроваджені також у навчальному процесі кафедри теоретичної електротехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського».

Наукові результати роботи рекомендуються для використання при розробці і модернізації напівпровідникових перетворювачів, в електричних колах яких виникають багатоінтервальні електромагнітні процеси, зокрема в джерелах живлення електровакуумного обладнання. Результати рекомендуються також до використання в навчальних програмах кафедр електротехнічного профілю ВНЗів України.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Каганов И.Л. Промышленная электроника. Москва: Высшая школа, 1968. 558 с.
2. Долбня В. Т. Топологические методы анализа и синтеза электрических цепей и систем. Харьков: Вища школа, 1974. 145 с.
3. Долбня В.Т. Методы анализа электронных схем при помощи графов. Харьков: Харьков. политехн. ин-т, 1983. 89 с.
4. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей / И.В.Волков, В.Н.Губаревич, В.Н. Исаков, В.П. Кабан. Киев: Наук думка, 1981. 176 с.
5. Мелешин В.И. Проектирование ключевых вторичных источников питания. В кн.: Электронная техника в автоматике / под ред. Ю.И.Конева. Москва: Советское радио, 1977. Вып. 9. С.101-107.
6. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. Москва: Изд. дом МЭИ, 2009. 632 с.
7. Шидловский А.К., Козлов А.В., Комаров Н.С., Москаленко Г.А. Транзисторные преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью. Киев: Наукова думка, 1993. 272 с.
8. Энергетические процессы в электроимпульсных установках с емкостными накопителями энергии / А.К.Шидловский, А.А.Щерба, Н.И.Супруновская. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2009. 208 с.
9. Михальський В.М. Засоби підвищення якості електроенергії на вході і виході перетворювачів частоти та напруги з широтно-імпульсною модуляцією. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2013. 340 с.
10. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. Киев: Наук. думка, 1983. 216 с.
11. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М.Ромаш, Ю.И.Драбович, Н.Н.Юрченко, П.Н.Шевченко. Москва: Радио и связь, 1988. 288 с.

12. Драбович Ю.И., Комаров Н.С., Марченко Н.Б. Транзисторные источники электропитания с бестрансформаторным входом. Киев: Наукова думка, 1984. 160 с.
13. Руденко В. С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники. Москва: Высшая школа, 1980. 424 с.
14. Вентильные преобразователи переменной структуры / Тонкаль В.Е., Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е., Денисюк С.П., Новосельцев А.В. Киев: Наукова думка, 1989. 236 с.
15. Динамика дискретно-управляемых полупроводниковых преобразователей / Гладышев С.П., Павлов В.Б. под ред. Шидловского А.К. Киев: Наукова думка, 1983. 224 с.
16. Артеменко М.Е. Матрично-топологический синтез структур вентильных преобразователей: Дис. ... докт.техн.наук. Киев: НТУУ («КПИ»), 1998. 324 с.
17. Юрченко Н.Н., Юрченко О.Н. Системы электропитания бортовых технологических установок, работающих в космосе. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2001. 143 с.
18. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями. Киев: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины. 2001, 146 с.
19. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. Київ: Аверс, 2005. 175 с.
20. Системи силової електроніки та методи їх аналізу / Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Київ: Текст, 2006. 488 с.
21. Dynamic analysis of switching-mode DC/DC converters./Andre S.Kislovski, Richard Redl, Nathan O.Sokal. New York: Van Nostrand Reinhold, 1991. 404 p.
22. Kassakian J. G., Schlecht M. F., and Verghese G. C. Principles of Power Electronics. MA: Addison-Wesley, 1991. 738 p.
23. Rama S. Reddi. Fundamentals of Power Electronics. Narosa Publishing House, 2000. 288 с.
24. Mohan N., Undeland T., Robbins W. Power Electronics: Converters, Applications and Design. 3rd edn., NJ: John Wiley & Sons, Inc. 2003. 832 p.

25. Rashid M. H. Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications, 3rd edn. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2004. 880 p.
26. Shepherd W. and Zhang L. Power Converter Circuits, New York: Marcel Dekker, 2004. 549 p.
27. Ang S. and Oliva A. Power-Switching Converters, 2nd edn. Boca Raton, FL: CRC/Taylor & Francis, 2005. 557 p.
28. Khomfoi S. Multilevel Power Converters. Power Electronics Handbook. /S.Khomfoi, L.M.Tolbert. Elsevier, 2007. Pp. 451-482.
29. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/ Р.Мэк; пер. с англ. М.:Додэка-XXI, 2008. 272 с.
30. Pressman A.I., Billings K., Morey T. Switching Power Supply Design. New York: McGraw-Hill, 2009. 807 p.
31. Hart D.W. Power Electronics. McGraw-Hill Education, 2010. 496 p.
32. Krein P. T. Elements to Power Electronics, New York: Oxford University Press, 2014. 816 p.
33. Cuk S. Power Electronics: State-Space Averaging and Cuk Converters (Vol. 4). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2016. 378 p.
34. Назаренко О. К. Современное оборудование ИЭС им. Е. О. Патона для электронно-лучевой сварки. *Автомат. сварка*. 2008. № 10. С. 36-40.
35. Назаренко О. К. Схемотехника управления током сварочного пучка электронов. Киев: Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины, 2013. 56 с.
36. Назаренко О. К., Гурин О.А., Болгов Э.А. Особенности токовой защиты источников питания для электронно-лучевой сварки. *Автомат. сварка*. 2013. № 1. С. 2-4.
37. Назаренко О.К., Матвейчук В.А. Ограничение перенапряжений в высоковольтных цепях после разрядов в сварочной пушке. *Автомат. Сварка*. 2011, №10. С. 40-43.

38. Мовчан Б.А. Электронно-лучевая нанотехнология и новые материалы в медицине – первые шаги. *Вісник фармакології і фармацевції*. 2007. №18. С. 26-30.
39. Мовчан Б.А., Малашенко И.С. Жаростойкие покрытия, осаждаемые в вакууме. Киев: Наук. думка, 1983. 232 с.
40. Мовчан Б.О., Тихоновский А.Л., Курапов Ю.А. Электроннолучевая плавка и рафинирование металлов и сплавов. 1973. Киев: Наук. думка. 230 с.
41. Мовчан Б.А., Яковчук К.Ю. Электронно-лучевые установки для испарения и осаждения неорганических материалов и покрытий. *Современная электрометаллургия*. 2004. №2. С.10-15.
42. Борисов Ю.С., Борисова А.Л. Плазменные порошковые покрытия. Киев: Техника, 1986. 223 с.
43. Сидорец В.Н., Пентегов И.В. Детерминированный хаос в нелинейных цепях с электрической дугой. Киев: Международная ассоциация «Сварка», 2013. 272 с.
44. Денбновецкий С.В., Мельник В.И., Мельник Б.А., Тугай И.В. Технологические возможности электронных пушек высоковольтного тлеющего разряда. *Электротехника и электроника*. 2009. № 5. С. 189–192.
45. В.И. Мельник, И.В. Мельник, Б.А. Тугай, Д.В. Ковальчук. О расширении технологических возможностей современных газоразрядных электронно-лучевых пушек. *Современная электрометаллургия*. 2015. №2. С.21-24.
46. 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.
47. Чайка Н. К. Блок смещения и питания катода электронно-лучевой сварочной пушки с использованием инверторных преобразователей. *Автомат. сварка*. 2007. № 7. С. 50-52.
48. Чайка Н. К. Инверторный источник ускоряющего напряжения для установок электронно-лучевой сварки. *Автомат. сварка*. 2009. № 6. С. 47-52.
49. Аксенов И.И., Белоус В.О. Хроники Булата. Харьков: Форт, 2013. 110 с.

50. Щербаков А.В. Энергетические и технологические процессы импульсного регулирования тока электронного пучка в установках прецизионной сварки. *Электричество*. 2012. №3. С. 56 – 62.

51. Щербаков А.В. Комплексное проектирование электрооборудования для прецизионной электронно-лучевой сварки. *Электротехника*. 2013. №1. С. 50 - 56 .

52. Комаров Н.С. Транзисторные регуляторы с высокочастотной импульсной модуляцией в устройствах энергоемкого электротехнологического оборудования. *Технічна електродинаміка*. 2005. №3. С. 22-29.

53. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Развитие теории транзисторных преобразователей с высокочастотной импульсной модуляцией. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2007. №1(16). Ч.2. С. 73-75.

54. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. №3. С. 42–48.

55. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 37–46.

56. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип.49. С.88-97.

57. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Влияние индуктивности рассеяния трансформатора в преобразователях на их выходную мощность. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015. Вип.42. С.91-95.

58. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Взаимосвязь неустойчивости тока электромагнитной системы и ускоряющего напряжения электронно-лучевой пушки технологического оборудования. *Електроніка і зв'язь*. 2015. №4. С.15-21.

59. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Дослідження та проектування напівпровідникових перетворювачів для стабілізації та регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015. Вип.41. С.73-80.

60. Руденко Ю.В. Влияние неидеальности трансформатора на процессы в прямоходовом двухтактном преобразователе. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.39. С.79-82.

61. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.38. С.99-106.

62. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.35. С.81-90.

63. Шидловская Н.А., Руденко Ю.В. Применение теории дифференциальных уравнений с импульсным воздействием к анализу процессов в импульсных преобразователях напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С.14-17.

64. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания для энергоемких технологий. *Електроніка і зв'язь*. 2013. № 3 (74). С.14-18.

65. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмозеронозной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Технічна електродинаміка*. 2016. №6. С.30 – 37.

66. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П., Руденко Ю.В. Покращення електромагнітної сумісності розрядно-імпульсних систем з мережею живлення. *Технічна електродинаміка*. 2018. №3. С.28 – 42.

67. Руденко Ю.В., Липковский К.А. Анализ выходных характеристик выпрямителя при несимметрии трехфазной системы питающих напряжений. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.34. С.69-76.

68. Руденко Ю.В. Переходные процессы в выходных цепях источника питания, работающего на нестационарную технологическую нагрузку. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 2. С.50 – 57.

69. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Специализированные системы электропитания для электротехнологического оборудования. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С.101 – 102.

70. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратном преобразователе с учетом неидеальности трансформатора. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.30. С.108-116.

71. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високопотенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.29. С.81-83.

72. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П. Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.25. С.145 – 159.

73. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз та оптимізація процесів в перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.26. С.99-105.

74. Руденко Ю.В. Высоковольтный источник электропитания для мощных электротехнологических установок. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.20. С.60.

75. Руденко Ю.В. Особенности электропитания электронно-лучевых технологических установок. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2007. Вип.11(16). Частина 2. С.50 – 51.

76. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Режимы стабилизации выходного напряжения в секционированных системах электропитания. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.27. С.97-100.

77. Руденко Ю.В. Показатели качества электроэнергии на входе и выходе секционированного высоковольтного источника электропитания для электротехнологий. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.19. С.99 – 105.

78. Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики секционированного источника питания для электронно-лучевых технологий. *Технічна електродинаміка*. 2009. №1. С.67 – 70.

79. Гаврилюк О.Я., Несынов В.И., Комаров Н.С., Руденко Ю.В., Лебедев Б.Б., Подольцев А.Д. Регулятор анодного тока электронно-лучевых пушек с подогреваемым катодом. *Современная электрометаллургия*. 2004. № 3. С.25 – 32.

80. Руденко Ю.В. Транзисторные преобразователи для устройств электропитания технологического оборудования. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2004. Вип.2(8). С.91 – 92.

81. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики источника тока для питания магнитных катушек вакуумных технологических установок. *Технічна електродинаміка*. 2002. №2. С.19 – 24.

82. Высоковольтне джерело живлення для електронно-променевого обладнання. М.С. Комаров, Ю.В. Руденко. Патент України № 85316. Промислова власність. Бюл. №1. 2009.

83. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. № 50. С. 79–83.

84. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Нагрузочные характеристики асимметричного инвертора с магнитосвязанным дроселем. *Вісник НТУ«ХПИ»*. Харків: НТУ «ХПИ» 2017. Вип.27. С.234–237. Темат.вип.

85. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Анализ нагрузочных характеристик в высокочастотном преобразователе с высоковольтным трансформатором. *Спец. вип. до XXII Міжнародної науково-технічної конференції «Силова електроніка та енергоефективність»*. 2016. Том 1. № 4(1) С.64-68.

86. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Динамика процессов в высоковольтном источнике питания, работающем на технологическую нагрузку. *Електроніка и связь*. 2011. №4. С.103-108. Темат.выпуск «Электроника и нанотехнологии».

87. Булатов О. Г. , Поляков В. Д., Царенко А. И. Новые принципы и опыт построения источников питания электротехнологических установок. *Электротехника*. №11. 1990. С.26-30.

88. Бар В.И. Электротехнические установки и их источники питания: Учебное пособие для вузов. Тольятти: ТГУ, 2002. 95 с.

89. Гречанюк Н.И. Возможности электронно-лучевой технологии получения композиционных материалов. *Электрические контакты и электроды*. Киев: ИПМ НАН України, 2010. С. 44-53.

90. Григорьев С. Н., Табаков В. П., Волосова М. А. Технологические методы повышения износостойкости контактных площадок режущего инструмента. Старый Оскол : ТНТ, 2015. 379 с.

91. Зуев И. В. Обработка материалов концентрированными потоками энергии. Москва: МЭИ, 1998. 162 с.

92. Вершина А.К., Агеев В.А. Ионно-плазменные защитно-декоративные покрытия. Гомель: ИММС НАНБ, 2001. 172 с.

93. Сварка и свариваемые материалы: в 3-х т. Т. II. Технология и оборудование. Справ. изд. под ред. В. М. Ямпольского. Москва: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1996. 574 с.

94. Рыкалин Н. Н., Зуев И. В., Углов А. А. Основы электронно-лучевой обработки материалов. Москва: Машиностроение, 1978. 239 с.

95. Шиллер З., Гайзиг У., Панцер З. Электронно-лучевая технология. Пер. с нем. Москва: Энергия, 1980. 528 с.

96. Скороход В. В., Уварова И. В., Рагуля А. В. Физико-химическая кинетика в наноструктурных системах. Киев: Академперіодика, 2001. 179 с.

97. Андреев А.А., Саблев Л.П., Григорьев С.Н. Вакуумно-дуговые покрытия. Харьков: ННЦ ХФТИ, 2010. 317 с.

98. Спивак В.М., Терещенко Т.А., Шелягин В.Д., Младенов Г.М. Системы управления лучевых технологических установок. Киев: Техника, 1988. 272с.

99. Чвертко А.И., Назаренко О.К., Святский А.М., Некрасов А.И. Оборудование для электронно-лучевой сварки. Киев: Наукова думка, 1973. 408с.

100. Электронно-лучевая сварка / Назаренко О. К., Кайдалов А. А., Ковбасенко С. Н. / Под ред. Б.Е. Патона. Киев: Наукова думка, 1987. 256 с.

101. Бондарев А.А. Электрические пробои при электроннолучевой сварке. *Автоматическая сварка*. 1981. №8. С.44-46.

102. Кривобоков В.П., Сочугов Н.С., Соловьёв А.А. Плазменные покрытия (методы и оборудование): учебное пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2008. 104 с.

103. Раховский В. И. Физические основы коммутации электрического тока в вакууме. Москва: Наука, 1970. 320 с.

104. Месяц Г. А., Проскуровский Д. И. Импульсный электрический разряд в вакууме. Новосибирск: Наука, 1984. 256 с.

105. Завьялов М.А., Михин С.Г., Тарасенков В.А., Хасанов В.А., Хомский И.Г. Защита электронно-лучевых технологических установок от пробоев. *Электротехника*. 1988. №7. С.31-34.

106. Боровой А. И., Клемм Г.М., Лисин В. Н. Исследование анодного источника питания электронной пушки мощностью 1200 кВт, 50 кВ. *Электротехника*. 1983. № 4. С. 37 -39.

107. Покровский С. В., Рубчинский А. В., Хомский И. Г. Источник анодного питания электронно-лучевой технологической установки для выплавки стальных слитков с вакуумным выключателем на стороне постоянного тока. *Электротехника*. 1983. № 4. С. 18-22.

108. Переводчиков В. И., Покровский С. В., Хомский И. Г. Коммутатор постоянного тока для мощных электронно-лучевых технологических установок на основе электронно-лучевого вентиля. *Электротехника*. 1982, № 12. С. 49-51.

109. Хомский И. Г., Верховская Е. Э., Лабзов А. А., Щипков С.М. Система управления электронно-лучевым вентилем. *Электротехника*. 1983. № 4. С. 39-41.

110. Щербаков А. В., Беневольский Е. С. Исследование переходных процессов возникновения пробоя в сварочных электронных пушках. *Вестник МЭИ*. 2011. № 1 . С.24-29.

111. Щербаков А. В. Современные принципы построения источников питания электронно-лучевых сварочных установок. *Электротехнология*. 2012. №4. С.28–34.

112. Назаренко О.К., Локшин В. Е. Динамические характеристики высоковольтных источников питания для электронно-лучевой сварки. *Автомат. сварка*. 2005. №1. С.36-38.

113. Назаренко О. К. Схемотехника управления током сварочного пучка электронов. Киев: Институт электросварки им. Е. О. Патона НАН Украины, 2013. 56 с.

114. Белевский В. П., Кузмичев А. И., Масалитин Э.Ф. Импульсная ионная обработка и осаждение тонких пленок и покрытий. Киев: Об-во «Знание» Украины, 1991. 22 с.

115. Андреев А. А., Саблев Л. П., Шулаев В. М., Григорьев С. Н. Вакуумно-дуговые устройства и покрытия. Харьков: ННЦ ХФТИ, 2005. 212 с.

116. Сысоев Ю.А., Костюк Г.И., Белявский А.В. Подавление микродуг в ионно-плазменных процессах. *Вопросы проектирования и производства конструкций летательных аппаратов*. Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «ХАИ». 2010. Вып. 3(63). С. 304 – 310. Спец. вып. «Новые технологии в машиностроении».

117. Сысоев Ю.А., Татаркина И.С., Шматко А.А. Процессы микродугообразования в ионно-плазменных технологиях и их подавление. *Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии*. Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «ХАИ». 2012. №55. С.144-153.

118. Сливков И.Н.. Процессы при высоком напряжении в вакууме. Москва: Энергоатомиздат, 1985. 256 с.

119. Барвинок В.А., Богданович В.И. Физические основы и математическое моделирование процессов вакуумно-плазменного напыления. Москва: Машиностроение, 1999. 309 с.

120. Aksyonov D.S., Aksenov I.I., Belous V.A., Besedina Yu.A., Mel'nikov S.I. Plasma filters in technique of the vacuum-arc composite coating deposition. *East Eur. J. Phys.* Vol.1 No.1, 2014. Pp. 57-69.

121. Мубояджан С. А., Будиновский С. А. Промышленная установка МАП-1 для нанесения защитных покрытий различного назначения. *Авиационная промышленность*. 1995. № 7-8. С. 44-48.

122. Установка для нанесения покрытий. Ю. А. Сысоев, Г. И. Костюк, Н. А. Минаев, А. Ю. Сысоев. Патент Украины № 6717. Промислова власність. Бюл.№3. 2012.

123. Бондарев А. А. Электрические пробои при электронно-лучевой сварке. *Автоматическая сварка*, номер 8, 1981. С. 44-46.

124. Ткачѳв Л. Г., Батов Н. Г., Лебедев А. В., Шинкарѳв В. Ф. Волновые процессы в технологических установках с электронно-лучевым нагревом. *Электротехника*. 1995. №9. С. 128 -129.

125. Бурдовицин В. А., Куземченко М. Н., Окс Е.М. Об электрической прочности ускоряющего промежутка плазменного источника электронов в форвакуумном диапазоне давлений. *Журнал технической физики*. 2002. Т.72. Вып. 7. С. 134 – 136.

126. Матвеев Н. В. Высоковольтные системы электропитания для микроволновых электронно-лучевых технологических установок. IX симпозиум «Электротехника – 2030»: сборник тезисов /Ассоциация «Травѳк» Московская обл.,2007. С.275-283.

127. Башенко В.В. Электроннолучевые установки. Ленинград: Машиностроение, 1972. 168 с.

128. Кайдалов А.А., Зубченко Ю.В., Шилов Г.А., Локшин В.Е. Методика расчета допустимых нестабильностей основных параметров источников питания мощных сварочных пушек. *Автомат. сварка*. 1984. №7. С. 59 – 64.

129. Мищенко В. П. Управление электронными пучками в установках для электронно-лучевого испарения и переплава. *Автомат. сварка*. 1992. №2. С. 69 – 71.

130. Мищенко В. П., Бурьянов В. П., Любарец Л. Ф. Аппаратура управления электронным лучом. *Проблемы спец. электрометаллургии*. 1977. Вып. 6. С. 66-69.

131. Мищенко В. П., Бурьянов В. П., Новиченко М. Ф. Совершенствование устройство управление электронным лучом в установках для плавки и испарения материалов. *Проблемы спец. электрометаллургии*. 1982. Вып. 16. С. 57-60.

132. Кручинин А. М., Долбилин Е. В. Источники питания установок с концентрированными потоками энергии. *Электротехника*. 1987. № 8. С. 85 – 88.

133. Ланцов В.В., Владимиров Е. Н. Мощные высоковольтные источники питания. Часть 1. *Силовая электроника*. 2010. № 5. С.64 – 70.

134. Гольдина Р. А., Девонисский В. Ю. Высоковольтные выпрямители малой мощности. Москва: Энергия, 1976. 152 с.

135. Краус Л. А., Гейман Г.В., Лапиров-Скобло М. М., Тихонов В. И. Проектирование стабилизированных источников питания радиоэлектронной аппаратуры. Москва: Энергия, 1980. 288 с.

136. Казакевич В. С., Морозов К. В., Петров А. Л., Попков Г. Н. Высоковольтный источник питания электронной пушки. *Приборы и техника эксперимента*. 1994. № 5. С. 213-214.

137. Пенин А. А. Источник высокого напряжения. *Приборы и техника эксперимента*. 1994. № 6, С. 178.

138. Криштафович И. А. Транзисторные системы высоковольтного электропитания. Киев, 1988. 55 с. (Препринт/АН УССР. Ин-т электродинамики, №574).

139. Березин О. К., Костиков В. Г., Криштафович И. А. Модульные системы высоковольтного вторичного электропитания. Киев, 1989. 62 с. (Препринт/ АН УССР. Ин-т электродинамики, №584).

140. Березин О. К., Костиков В. Г., Шахнов В. А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Москва: Три Л. 2000. 198 с.

141. Юрченко Н.Н., Пазеев Г.Ф. Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные блоки электронно - лучевых технологических установок. *Технічна електродинаміка*. 1998. № 2. Т.2. С. 10–13. Спец. випуск.

142. Высоковольтный источник питания мощностью 15 кВА на базе IGBT модулей для технологических установок / В.М. Михальский, В.В. Голобородько, С.И. Полищук, Э.М. Чехет, В.К. Сеницын, В.П. Дзюба, И.К. Завора, А.Н. Токовенко. *Технічна електродинаміка*. 2000. Ч.4. С. 92-95. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки».

143. Казимиров Н. М., Лоскутов Г. А. Каскадный источник питания электронно-лучевой установки для прецизионной сварки. *Автоматическая сварка*. 1981, №5. С. 63-65

144. Источник питания для электронно-лучевой сварки. Г. А. Лоскутов, Н. Н. Казимиров, В.П.Игумнов и В.Ф.Чернышов. А.С.СССР № 1433693. БИ № 40, 1988.

145. Источник питания электронно-лучевой сварочной установки. В. К. Лебедев, В. Д. Шелягин, В. К. Мохнач, В. А. Попов и О. Л. Жданов. А.С.СССР № 465844. БИ № 46, 1979.

146. Джерело електроживлення електронно-променевої установки. М. С. Комаров, А. М. Иванов, В. В. Мартинов, О. П. Трофименко, Ю. В. Козлов, М. В. Чайка. Патент України №41942. Промислова власність. Бюл. №9. 2001.

147. Пристрій електроживлення електронно-променевої установки. М.С.Комаров, В.В.Мартинов. Патент України №29547. Промислова власність. Бюл. №6. 2000.

148. Высоковольтный источник электропитания электронно-лучевой пушки. В.Д. Семенов, В.В. Русанов, В.А. Федотов, К.Ф. Матвеев. Патент России № 54549 Бюл. №19. 2006.

149. Башенко В.В., Вихтман В.Б., Козлов А.Н., Гайдукова И.С. Состояние и перспективы развития электронно-лучевой сварки. Материалы конференции «Технологии и оборудование ЭЛС 2008». Санкт-Петербург, 19 – 22 мая 2008.

150. Назаренко О. К. Совершенствование электронно-лучевого сварочного оборудования. *Сварочное производство*. 2008. № 11. С. 31-36.

151. Папалекси Н.Д. О процессах в цепи переменного тока, содержащий электрический вентиль. Собр. тр. Москва: Изд-во АН СССР, 1948. С. 52 – 68.

152. Глухивский Л.И. Дифференциальный гармонический метод расчёта периодических процессов в цепях с вентилями. *Изв. вузов. Электромеханика*. 1980. №1. С. 14-19 .

153. Грабовецкий Г.В. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых вентильных преобразователей частоты. *Электричество*. 1973. №6. С. 42-46.

154. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. Киев: Техніка, 1980. 135 с.

155. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. Киев: Вища школа, 1983. 431 с.

156. Бельскис А.А. Анализ цепей с вентильными преобразователями в квазипериодических режимах. *Электричество*. 1982. №6. С.53-56.

157. Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Формування системи рівнянь змінних стану для розрахунку процесів у електричних колах з циклічно змінними режимами// Праці інституту електродинаміки НАН України. – 2005. – Вип.3(12). – С. 132 – 137.

158. Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Мельничук Г.В. Моделювання систем з перетворювачами електроенергії з циклічно-змінюваними параметрами. Київ: ТОВ «Наш формат», 2018. 165 с.

159. Жуйков В.Я. Анализ установившихся и переходных процессов в системах с генераторами кусочно-непрерывных периодических функций. *Пробл. техн. электродинамики*. 1979. Вып. 70. С. 11-13.

160. Жуйков В.Я., Сучик В.Е., Гриценко В.Ю. Расчет процессов в преобразователях с амплитудно-импульсной моделью методом отдельных составляющих. *Оптимизация схем и параметров устройств преобразовательной техники*. Киев: Наук. думка, 1983. С. 32 – 37.

161. Жуйков В.Я., Сучик В.Е., Гриценко В.Ю. Решение уравнений состояния электрических цепей с амплитудно- импульсной модуляцией воздействий. *Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт.* 1987. №2. С. 68-72.

162. Бурым В.М., Макаров А.М., Михалевич Г.А. Решение уравнений состояния электрических цепей с применением рядов Уолша. Киев. 1975. 48 с. (препринт/Ин-т электродинамики АН УССР, №104).

163. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчёт переходных процессов в цепях с кусочно непрерывной воздействующей функцией. *Электричество.* 1980. №1. С. 33-38.

164. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е. Методы анализа для автоматизированного проектирования вентильных преобразователей. Киев: О-во "Знание" УССР, 1983. 16 с.

165. Соболев В. Н., Чехет Э.М. Анализ квази-установившихся электромагнитных процессов в системе непосредственный преобразователь частоты - асинхронный двигатель. Киев. 1985. 45 с. (препринт/Ин-т электродинамики АН УССР, №410).

166. Соболев В. Н., Чехет Э.М. Анализ электромагнитных процессов в непосредственных преобразователях частоты с однократной модуляцией при работе на статическую нагрузку. Киев. 1985. 53 с. (препринт/Ин-т электродинамики АН УССР, №409).

167. Соболев В. Н., Чехет Э.М. Расчёт мгновенных значений выходных токов непосредственных преобразователей частоты с однократной модуляцией. *Технічна електродинаміка.* 1982. №3. С. 29-34.

168. Ромашко В.Я., Вербицкий Е.В. Применение разностных уравнений в системах упреждающего управления преобразователями постоянного тока // *Электроника и связь.* – 2012. – № 2. – С. 23 – 27.

169. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е. Аналіз процесів в напівпровідникових перетворювачах на основі графів. Київ: Вид-во НТУ України «КПІ», 2010. 68 с.

170. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е. Анализ и синтез преобразователей с постоянной и переменной структурой. Киев. 1983. 65 с. (препринт/Ин-т электродинамики АН УССР, №340).

171. Grosh O. A., Dyak I. B., Sучик V. E. Численно-аналитический расчёт процессов в вентильных преобразователях. Тез. докл. 4-й Всесоюз. Науч.- Тех. конф. «Проблемы преобразовательной техники». Киев: Ин-т электродинамики АН УССР. 1987. Часть 4. С 54-56.

172. Денисюк С.П., Кобинская Н.А., Дяк И.Б. Алгоритм анализа вентильных преобразователей при известном законе переключения вентилей. *Вестн. Киев. политех. ин-та. Радиоэлектроника*. 1984. Вып. 21. С. 44-50.

173. Конев Ф.Б. Численно-аналитический расчет электромагнитных процессов в силовых схемах вентильных преобразователей. *Электротехн. пром-сть. Преобраз. техника*. 1981. №1. С. 5-8.

174. Левченко В.В. Метод непосредственного расчета установившихся режимов вентильных преобразователей. *Электротехн. пром-сть. Преобраз. техн.* 1980. №3. С. 6-8.

175. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицкий Є.В. Чисельно-аналітичний розрахунок функцій вільного режиму. *Технічна електродинаміка*. 2010. №3. С. 9-13.

176. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2006. 632 с.

177. Middlebrook R., Cuk S. A general unified approach to modeling switching converter power stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC)*, 1976, Pp. 18–34.

178. Wester W., Middlebrook R. Low Frequency Characterization of Switched DC-DC converters. *IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst.*, Vol. AE S-9, No.3, 1973, Pp. 376 – 385.

179. Lehman B., Bass R. Switching Frequency Dependent Averaged Models for PWM DC-DC Converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, 1996, Pp. 89 – 98.

180. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.2). Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. 272 p.
181. Erickson R., Maksimovich D. Fundamentals of Power Electronics. Kluwer Academic Publishers, USA, 2000. 883 p.
182. Maksimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*, Vol. 89, No. 6, 2001, Pp. 898 – 912.
183. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51, Issue 3. Pp. 661 – 668.
184. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters / Marian K. Kazimierczuk, second edition. John Wiley&Sons , Ltd, UK, 2016. 960 p.
185. Sanders S., Noworolski J., Lui X., Verghese G. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Trans. Power Electronics*. 1991. Vol.2, Issue 2. Pp. 251 – 259.
186. Vorperian V., Tymerski R., Lee F. C. Equivalent circuit models for resonant and PWM switches. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.4, 1989, Pp. 205–214.
187. Witulski A., Erickson R. Extension of state-space averaging to resonant switches and beyond. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.5, 1990, Pp. 98–109.
188. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Technical University of Koszalin, Poland, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(4), 2012, Pp. 609-631.
189. Белов Г., Серебрянников А., Павлова А. Структурные динамические модели и частотный метод синтеза двухконтурных систем управления импульсными преобразователями. *Силовая электроника*. 2008. №3. С. 98 – 106.
190. Белов Г. А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей. *Электричество*. 2008. № 4. С. 40 – 49.
191. Артеменко М.Е., Артеменко Ар.М. Метод баланса амплитуд пульсационных функций для анализа и синтеза однотактных преобразователей постоянного напряжения. Киев: Аверс, 2004. 44 с.

192. Баховцев И.А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. 219 с.
193. Директор С., Рорер Р. Введение в теорию систем. Москва: Мир, 1974. 464 с.
194. Маляр В.С. Теоретичні закони електротехніки. Електричні кола: навч. посібник. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2012. 312 с.
195. Huang W., Qahouq J.A. Small-signal modeling and controller design of energy sharing controlled distributed battery system. *Simul. Model. Pract Theo.* 2017. Pp.1–19.
196. Shin H.-B., Jang E.-S., Park J.-G. et al. Small-signal analysis of multiphase interleaved boost converter with coupled inductors. *Proc. Inst. Elect. Eng. Elect. Power Appl.*, 2005. Pp. 1161–1170.
197. Di Benedetto M., Lidozzi A., Solero L. et al. Small-signal model of the five-level unidirectional T-rectifier. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2017. Pp. 5741–5751.
198. Forouzesh M., Siwakoti Y.P, Blaabjerg F. et al. Small-signal modeling and comprehensive analysis of magnetically coupled impedance-source converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2016. Pp. 7621–7641.
199. Prasanna, U.R., Rathore, A.K. Small-signal modeling of active-clamped ZVS current-fed full-bridge isolated DC/DC converter and control system implementation using PSoC. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2014. Pp.1253–1261.
200. Luo F., Ye H. Small signal analysis of energy factor and mathematical modeling for power DC-DC converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 2007. Pp. 69–79.
201. Sun J., Mitchell D., Greuel M., Krein P., Bass R. Averaged Modelling of PWM Converters Operating in Discontinuous Mode. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2001. Vol.16. № 4. Pp. 345-358.
202. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1984. 832 с.

203. Мартынов В.В. Источник электропитания для электронно-лучевого и плазменного технологического оборудования. *Праці Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2004. Вип.3(9). С.43-49.

204. Русин Ю.С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. Ленинград: Энергия, 1973. 152 с.

205. Щербаков А.В. Современные тенденции развития электрооборудования для прецизионной электронно-лучевой сварки и размерной обработки. *Электротехника*. 2010. №3. С.42-48.

206. Щербаков А.В., Родякина Р.В., Новокрещенов В.В. Технология обработки материалов. Оборудование электронно-лучевых комплексов. Учебное пособие. Москва: Изд-во Юрайт, 2018. 208 с.

207. Драгунов В.К., Гладышев О.М., Беневольский Е.С. Инверторный источник питания сварочной электронной пушки. *Сварочное производство*. 2009. №7. С. 42-46.

208. Козлов А.Н., Гайдукова И.С., Уваев А.Г. Вакуумное технологическое оборудование для производства изделий микрофотозлектроники. *Прикладная физика*. 2006. №3. С. 32-37.

209. Zheng-Long Li, Yen-Yu Chen, Chaur-Jeng Wang, Jyh-Wei Lee. Comparison of chromium carbide thin films grown by different power supply systems. *Surface and Coatings Technology*. 2018. Vol.353. Pp. 329-338.

210. Naeem M., Waqas M., Jan I., Zaka-ul-Islam M., Zakaullah M. Influence of pulsed power supply parameters on active screen plasma nitriding. *Surface and Coatings Technology*. 2016. Vol.300. Pp. 67-77.

211. Devia A., Arango Y. C., Devia D. M. Implementation of a switched DC arc power supply for the production of hard coatings. *Surface and Coatings Technology*. 2006. Vol.201. Issue 6. Pp. 2919-2924.

212. Dora J., Felba J., Sielanko W. A new generation of power supplies for electron beam welding machines. *Vacuum:Elsevier*. 2005. Vol.77. Issue 4. Pp. 463-467.

213. Hanmin Ye. Design of PLC Control System of High Voltage Source for Electron Beam Welder. *Power Supply Technologies and Applications*. 2003. Vol. 6. Pp. 47-50.
214. Hanmin Ye., Xiaofei Liu. The design of HV Source for Electron Beam Welder Based on Computer Technology. *Proceedings of the 2nd International Conference on Computer Science and Electronics Engineering (ICCSEE 2013)*. 2013.
215. Zeting Wang, Peng Wang, Shengwen Fan, Tao Chen. Digital Filament Power Supply Designed for Electron Beam Welder. *Applied Mechanics and Materials*. 2013. Vol. 392, Pp. 382-385.
216. Shengwen Fan, Zeting Wang, Zhengxi Li. Development of High Voltage Source for Electronic Beam Welder Based on Phase Shift Control. *Automation & Instrumentation*. 2010. Vol. 12. Pp. 62-64.
217. Villegas P. J., Díaz J., Pernía A. M., Martínez J. A., Nuño F., Prieto M. J. Filament Power Supply for Electron Beam Welding Machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2015. Vol. 62. Issue 3. Pp. 1421 – 1430.
218. Zhang Wei, Du Huicong, Qi Bojin. 150kV/30kW inverter for electron beam welding power supply design. *Jornal of Beijing University of Aeronautics*. 2014. Vol. 40(11). Pp. 1531-1536.
219. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учебное пособие для бакалавров. Москва: Изд-во Юрайт, 2012. 667 с.
220. Jin Nan, Tang Hou-Jun, Bai Liang-Yu, Geng Xin, Yang Xiao-Liang. Analysis and control of two switches AC chopper voltage regulator. *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*. 2010. Vol. 9. N 4. Pp. 208-217.
221. Jin Nan, Tang Hou-jun, Liu Weil, Ye Peng-sheng. Analysis and control of buck-boost chopper type AC voltage regulator. *Proceed. of IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2009)*. 2009. Pp. 1019-1023.
222. Soeiro T., Petry C.A., Fagundes C.S., Barbi I. Direct AC—AC converters using commercial power modules applied to voltage restorers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58, N 1. Pp. 278-288.

223. Xin Geng, Hou-Jun Tang, Nan Jin, Jian-Yu Lan. Direct buck-type AC-AC converters using VSC method. *Przeegląd Elektrotechniczny*. 2013.N 01b. P. 257-261.

224. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова*. 2004. №3. С.10 - 16.

225. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ энергетических процессов в импульсных преобразователях электрической энергии переменного тока. *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. 2015. №1. С. 22-32.

226. Mohr Malte, Fuchs Friedrich W. Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems. *Proc. 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007*. Aalborg, Germany. 2007. Pp.1-10.

227. Logachev P.V., Semenov Yu.I., Medvedko A.S., Senkov D.V. 60 keV 30 kW Electron Beam Facility for Electron Beam Technology. *Proc. of the EPAC*. 2008. Pp. 1887.

228. Муниров Д.В., Марченко Е.С. Новые инверторные энергокомплексы ЭЛС на 30 кВт. *Актуальные проблемы авиации и космонавтики*. 2014. №10, Т.1. С.111-112.

229. Xuejiao Li, Shouqi Wei, Xian Luo, Jinpeng Zhu, Weipeng Yin. Design and Simulation of High-voltage Power Supply for Electron Beam Precision Micro Machining Equipment. *2 nd International Workshop on Materials Engineering and Computer Sciences (IWMECS 2015)*. 2015. Pp. 500-504.

230. Jinhai Mo, Shouqi Wei, Shaojia He. Design of stabilized high-voltage source with PWM-BUCK for electron beam welder. *Transactions of the China Welding Institution*. 2009. Vol.30, No.06. Pp.34-38.

231. Sheng Wen Fan, Jun Du, Ze Ting Wang, Peng Wang. Study on High-Voltage DC Power Supply for Electron Beam Furnace Based on Series Resonance. *Advanced Materials Research*. 2014. Vols. 960-961. Pp. 916-920.

232. Yang Zhe, Bao-min Wang. Study of High-Voltage Power Supply for Electronic Beam Welder Based on Soft-switching Technology. *IOP Conf.Series: Materials Science and Engineering (AEMCME 2018)*. 2018. Pp.1-7.

233. Zhengxi Li, Zeting Wang, Shengwen Fan. The development of high frequency and high voltage power supply for electronic beam welder. *Journal of Northern Industrial University*. 2010. Pp. 16-18.

234. Zhang Wei, Huicong Du. The design of high voltage power supply for 150kV/30kW inverter electronic beam welder. *Journal of Beijing Aeronautics and Astronautics University*, 2014, Vol.40 (11). Pp.1531-1536.

235. Benhu Zhao, Luo Jin, Yang Tao, etc. The research of 80 kV/ 15 kW high voltage DC power applied in electronic beam welder. *Journal of Electrical Engineering Technology*. 2011. Vol.5. Pp. 16-18.

236. Zhang Hongyan. The Research of High Voltage Electron Beam Welding Power Supply. *Beijing: North China University of Technology*. 2015. Pp. 34-52.

237. Lee J. Y., Jeong Y. S., Han B. M. An Isolated DC/DC Converter Using High Frequency Unregulated LLC Resonant Converter for Fuel Cell Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol.58(7). Pp. 2926-2934.

238. Wang Zeting, Liu Peng, Fan Shengwen. Research on High Voltage Power Supply of Electron Beam Welding Based on Soft-switching Technology. *Power Electronics*. 2016. Vol. 50(2). Pp. 94-96.

239. Комаров Н.С., Мартынов В.В. Особенности электропитания энергоемкого электротехнологического оборудования. *Пр. Ин-ту электродинаміки НАНУ*. 2007. Вип.2(17). С. 67-72.

240. Высоковольтный источник питания для электронно-лучевого оборудования. Н. С. Комаров, Ю. В. Руденко. Патент России № 2349020. Бюл. №7. 2009.

241. Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания мощного электротехнологического оборудования. *Электроника и связь*. 2011. №2. С.98-100. Темат.выпуск «Электроника и нанотехнологии».

242. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Багатомодульне джерело для електроживлення нестационарних технологічних навантажень. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. С.104-109. Спец. випуск, Частина 2.
243. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Процессы в выходной цепи источника электропитания электронно-лучевой пушки при пробоях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.21. С.109 – 117.
244. Трансформаторы силовые общего назначения напряжением до 35кВ включительно. Технический справочник, часть 2. Москва: ВНИИ Стандартэлектро, 1990. 144 с.
245. Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов. Москва: Энергия, 1981. 392 с.
246. Казимиров Н.Н., Лоскутов Г.А. Переходные процессы в источнике питания при погасании разряда в сварочной пушке. *Автоматическая сварка*. 1983. №11.С. 41-43.
247. Джерело живлення для електровакуумного устаткування. В.В.Мартинов, Ю.В.Руденко. Патент України на корисну модель № 76695. Промислова власність. Бюл. №1. 2013.
248. Кацман Ю.А. Электронные лампы высоких и низких частот. Москва: Высшая школа, 1968. 375 с.
249. 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* . 2001. Vol. 11. №1. Pp. 33-44.
250. Руденко Ю.В. Субгармонические колебания в импульсном стабилизаторе понижающего типа. *Технічна електродинаміка*. 2006. №4. С.28-34.
251. Теория автоматического управления. Под ред. А.В.Нетушила. Учебн. для вузов. Изд. 2-е, доп. и перераб. Москва: Высшая школа, 1976. 400 с.
252. Рубцов В.П., Щербаков А.В. Анализ динамических характеристик канала отклонения луча в электронно-лучевой установке. *Электротехника*. 2014. №2. С.30 – 34.

253. Рыкалин Н.Н., Зуев И.В., Углов А.А. Основы электронно-лучевой обработки материалов. Москва: Машиностроение, 1978. 239 с.

254. Найвельт Г.С., Мазель К.Б., Хусайнов Ч.И., Затилян Г.П., Шаров Л.Н., Кузнецов С.А., Алексеев В.А., Киселев Л.М., Тихонов В.И., Шуваев Ю.Н. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. Под ред. Г. С. Найвельта. Москва: Радио и связь, 1985. 576 с.

255. Пашкин А. Н., Болдарев Е. А., Богданов В.В. Виды катодов сварочных электронно-лучевых пушек. *Актуальные проблемы авиации и космонавтики*. 2014. Т.1. №10. С.113-114.

256. Бердников Д.В. Измерение индуктивности рассеяния в трансформаторах импульсных преобразователей с помощью LRC-метра. *Современная электроника*. 2006. №8. С.58-61.

257. Источник электропитания плазмотрона. Воцинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П., Андриенко П.Д., Переславцев А.В., Тресвятский С.С., Крутяков Ю.А., Кудринский А.А.. Патент России № 2523066, БИ №20, 2014.

Додаток А

Список публікацій здобувача

1. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. №3. С. 42–48.
2. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 37–46.
3. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип.49. С.88-97 (Особистий внесок - дослідив вплив нелінійностей функцій змінних станів перетворювачів на точність розрахунку усталеного процесу).
4. Руденко Ю.В., Мартинов В.В. Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним включенням дроселя. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. № 50. С. 79–83 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачі, розробив методику розрахунку параметрів перетворювача).
5. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Влияние индуктивности рассеяния трансформатора в преобразователях на их выходную мощность. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015. Вип.42. С.91-95 (Особистий внесок – розробив математичні моделі перетворювачів та дослідив їх вихідні характеристики).
6. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Взаимосвязь неустойчивости тока электромагнитной системы и ускоряющего напряжения электронно-лучевой пушки технологического оборудования. *Электроника и связь*. 2015. №4. С.15-21 (Особистий внесок - визначив аналітичні співвідношення та умови для узгодження параметрів багатосекційних джерел прискорюючої напруги та джерел струму магнітних систем зварювальних електронно-променевих гармат).
7. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Дослідження та проектування напіпровідникових перетворювачів для стабілізації та регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2015.

Продовж. дод. А

Вип.41. С.73-80 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання).

8. Руденко Ю.В. Влияние неидеальности трансформатора на процессы в прямоходовом двухтактном преобразователе. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.39. С.79-82.

9. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Вдосконалення методів аналізу та засобів регулювання напруги в джерелах живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2014. Вип.38. С.99-106 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання).

10. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз процесів перетворення параметрів електроенергії в силових напівпровідникових пристроях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.35. С.81-90 (Особистий внесок – провів моделювання електромагнітних процесів в перетворювачах та визначив параметри, що підвищують їх ефективність).

11. Шидловская Н.А., Руденко Ю.В. Применение теории дифференциальных уравнений с импульсным воздействием к анализу процессов в импульсных преобразователях напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С.14-17 (Особистий внесок – дослідив перехідні процеси в перетворювачі понижуючого типу з використання теорії диференціальних рівнянь).

12. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Системы электропитания для энергоемких технологий. *Электроника и связь*. 2013. № 3 (74). С.14-18 (Особистий внесок – дослідив процеси у високовольтних багатосекційних джерелах живлення дл електровакуумного обладнання).

13. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмоэрозионной обработки гетерогенных токопроводящих сред.

Продовж. дод. А

Технічна електродинаміка. 2016. №6. С.30 – 37 (Особистий внесок – дослідив процеси регулювання електричних параметрів у високочастотних перетворювачах для плазмових технологій).

14. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П., Руденко Ю.В. Покращення електромагнітної сумісності розрядно-імпульсних систем з мережею живлення. *Технічна електродинаміка*. 2018. №3. С.28 – 42 (Особистий внесок – провів розрахунок режимів перетворювача для плазмових технологій).

15. Руденко Ю.В., Липковский К.А. Анализ выходных характеристик выпрямителя при несимметрии трехфазной системы питающих напряжений. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2013. Вип.34. С.69-76 (Особистий внесок – розробив математичні моделі та провів розрахунок процесів у вихідних колах випрямлячів багатосекційних джерел живлення).

16. Руденко Ю.В. Переходные процессы в выходных цепях источника питания, работающего на нестационарную технологическую нагрузку. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 2. С.50 – 57.

17. 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 багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

18. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратном преобразователе с учетом неидеальности трансформатора. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.30. С.108-116.

19. Мартынов В.В., Руденко Ю.В. Дослідження електромагнітних процесів у високопотенціальних перетворювачах для живлення електротехнологічного устаткування. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2011. Вип.29. С.81-83 (Особистий внесок – дослідив особливості процесів у багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

Продовж. дод. А

20. Мартинов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П. Дослідження взаємодії силових транзисторних перетворювачів з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.25. С.145 – 159 (Особистий внесок – провів моделювання та розрахунок процесів у багатосекційних джерелах живлення електровакуумного обладнання).

21. Мартинов В.В., Липківський К.О., Руденко Ю.В., Халіков В.А., Можаровський А.Г. Аналіз та оптимізація процесів в перетворювальних системах для живлення електротехнологічного обладнання. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.26. С.99-105 (Особистий внесок – провів моделювання процесів у вузлах багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

22. Руденко Ю.В. Субгармонические колебания в импульсном стабилизаторе понижающего типа. *Технічна електродинаміка*. 2006. №4. С.28 – 34.

23. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Процессы в выходной цепи источника электропитания электронно-лучевой пушки при пробоях. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.21. С.109 – 117 (Особистий внесок – провів моделювання процесів у вихідних колах багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

24. Липковский К.А., Руденко Ю.В. Режимы стабилизации выходного напряжения в секционированных системах электропитания. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2010. Вип.27. С.97-100 (Особистий внесок – провів розрахунки режимів стабілізації вихідної напруги багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

25. Руденко Ю.В. Показатели качества электроэнергии на входе и выходе секционированного высоковольтного источника электропитания для электротехнологий. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАНУ*. 2008. Вип.19. С.99 – 105.

26. Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики секционированного источника питания для электронно-лучевых технологий. *Технічна електродинаміка*. 2009. №1. С.67 – 70.

Продовж. дод. А

27. Гаврилюк О.Я., Несынов В.И., Комаров Н.С., Руденко Ю.В., Лебедев Б.Б., Подольцев А.Д. Регулятор анодного тока электронно-лучевых пушек с подогреваемым катодом. *Современная электрометаллургия*. 2004. № 3. С.25 – 32 (Особистий внесок – приймав участь у розробці математичних моделей перетворювача для джерела струму накала електронно-променевої гармати).

28. Комаров Н.С., Руденко Ю.В. Регулировочные характеристики источника тока для питания магнитных катушек вакуумных технологических установок. *Технічна електродинаміка*. 2002. №2. С.19 – 24 (Особистий внесок – приймав участь у розрахунках параметрів джерела живлення та експериментальних дослідженнях).

29. Комаров М.С., Руденко Ю.В. Високовольтне джерело живлення для електронно-променевого обладнання: пат. 85316 Україна; № а 2007 06961; заявл. 21.06.2007; опубл. 12.01.2009, Бюл. №1. (Особистий внесок – розробив розрахункові моделі та дослідив процеси в перетворювачі багатосекційних джерел живлення електровакуумного обладнання).

30. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Джерело живлення для електровакуумного устаткування: пат. на корисну модель 76695 Україна; № и 201208302; заявл. 06.07.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. №1. (Особистий внесок - розробив математичні моделі та дослідив процеси в перетворювачі багатосекційних джерел живлення з урахуванням системи струмообмеження).

31. Вощинин С.А., Мартынов В.В., Руденко Ю.В., Монжеран Ю.П., Андриенко П.Д., Переславцев А.В., Тресвятский С.С., Крутяков Ю.А., Кудринский А.А. Источник электропитания плазмотрона: пат. 2523066 Россия; № а 2012157746/07; завл. 28.12.2012; опубл. 20.07.2014, Бюл. №20 (Особистий внесок – дослідив процеси у вузлах джерела живлення для потужного електротехнологічного обладнання).

Продовж. дод. А

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на науково-технічних конференціях:

1. XXIII Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність-2017» (Харків, 13 – 15 вересня, 2017 р., форма участі – публікація тез).

2. XXII Міжнародна науково-технічна конференція «Силова електроніка та енергоефективність-2016» (Одеса, 5 – 8 вересня, 2016 р., форма участі – публікація тез).

3. XXXI Міжнародна науково-технічна конференція «Електроніка та нанотехнології» (Київ, 12-14 квітня, 2011 р., форма участі – публікація тез).

4. II Міжнародна конференція «Інтелектуальні енергетичні системи – ESS'11» (Мукачеве, 7 – 10 червня, 2011 р., форма участі – публікація тез).

Додаток Б
Акти впровадження

«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Декан факультету

Електроенерготехніки та автоматики
Національного технічного університету
України «Київський політехнічний
інститут імені Ігоря Сікорського»,
д.т.н. проф.



О.С. Яндульський

2019 р.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Руденка Ю.В.
у навчальному процесі Національного технічного
університету України «Київський політехнічний інститут
імені Ігоря Сікорського»

Ми, що нижче підписалися, зав. кафедри теоретичної електротехніки Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» д.т.н. проф. Островерхов М.Я., професор кафедри теоретичної електротехніки д.т.н. проф. Бойко В.С., доцент кафедри теоретичної електротехніки к.т.н. доцент Чибеліс В.І., склали Акт про використання результатів дисертаційної роботи старшого наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України к.т.н. Руденка Ю.В. «Основи теорії розрахунку багатоінтервальних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними вузлами для електровакуумного обладнання» у навчальний процес кафедри, а саме: у дисципліні «Промислова електроніка» додано тему «Розрахунок електромагнітних процесів в імпульсних перетворювачах методом усереднення»

Зав. кафедри теоретичної електротехніки

д.т.н., проф. Островерхов М.Я.

Професор кафедри теоретичної електротехніки

д.т.н., проф. Бойко В.С.

Доцент кафедри теоретичної електротехніки

к.т.н., доц. Чибеліс В.І.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор Інституту
електродинаміки НАН України
академік НАН України

О.В.Кириленко

«24» 06 2019 р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Руденка Юрія Володимировича «ОСНОВИ ТЕОРІЇ РОЗРАХУНКУ БАГАТОІНТЕРВАЛЬНИХ ПРОЦЕСІВ У НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ З ВИСОКОПОТЕНЦІАЛЬНИМИ ВУЗЛАМИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОВАКУУМНОГО ОБЛАДНАННЯ», яка представлена на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

В Інституті електродинаміки НАН України в період з 2001 р. по 2018 р. за безпосередньої участі Руденка Юрія Володимировича були проведені науково-технічні дослідження, направлені на розвиток теорії розрахунків та аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах джерел живлення електровакуумного обладнання, що забезпечують ефективність їх розробки та побудови. Наукові положення та результати досліджень відображені в дисертаційній роботі Руденка Ю.В. і отримані здобувачем особисто в процесі виконання наступних науково-дослідних робіт з тематики фундаментальних досліджень НАН України: «Розвинути теорію, розробити принципи побудови джерел електроживлення на базі силових транзисторних модулів з високочастотною імпульсною модуляцією для плазмового, лазерного та променевого технологічного обладнання й впровадити нові системи живлення в промислове технологічне устаткування» (Номінал-2), № ДР 0101U003650, «Дослідити взаємодію силових транзисторних перетворювачів з високочастотною імпульсною модуляцією з дуговими, плазмовими та променевими технологічними навантаженнями і впровадити нові системи живлення в промислове технологічне устаткування» (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 0109U005582, «Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням» (Джерело-2), № ДР 0113U006534, та спільних з Українським Науково-Технологічним Центром (УНТЦ) науково-технічних проєктів: «Безвідказні пристрої електроживлення для енергоємних ресурсозберігаючих технологій», проєкт №490d УНТЦ, «Адаптація силових модулів системи електроживлення до використання в іонно-плазменій технологічній установці та їх натурні випробування», проєкт № P101 УНТЦ. В проєкті № P101 УНТЦ здобувач був керівником робіт.

До найбільш вагомих результатів відноситься наступне:

1. Розроблено новий метод аналізу електромагнітних процесів у напівпровідникових перетворювачах з високопотенціальними колами, що дає можливість врахування постійних і пульсаційних складових цих процесів в багатоінтервальних режимах роботи.

2. Розроблено математичні моделі за усередненими змінними одноктактних та двотактних перетворювачів з високопотенціальним трансформатором, що дає можливість графо-аналітичного визначення закономірностей між навантажувальними характеристиками та параметрами високопотенціальних трансформаторів.

3. Розроблено метод визначення динамічних характеристик регулювання анодного струму джерелом живлення накалу прямонакальної гармати на основі рекурентного розв'язку рівняння термодинамічної рівноваги катоду.

4. Розроблено методику, яка дозволяє розраховувати необхідні значення параметрів схем заміщення високопотенціального трансформатора напівпровідникових перетворювачів системи живлення електровакуумного обладнання, що забезпечують максимальну вихідну потужність в діапазоні заданої навантажувальної характеристики.

5. У результаті аналізу процесів у джерелі струму електромагнітної системи електровакуумного обладнання розроблено методику розрахунку регулювальних та пульсаційних характеристик джерела за критерієм зменшення коефіцієнту пульсацій та збільшення точності регулювання струму, що дає змогу покращення технічних характеристик джерела струму електромагнітної системи технологічної установки.

6. На основі аналізу систем живлення зварювальних електронно-променевих гармат розроблено математичні моделі для розрахунку та узгодження параметрів джерела прискорювальної напруги та регулятора струму електромагнітної системи електронно-променевої гармати, що дозволяє забезпечити задану нестабільність струму магнітної котушки при нестабільності прискорювальної напруги, яка не викликає порушення стабільності технологічного процесу в заданому діапазоні стабілізації прискорювальної напруги.


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.

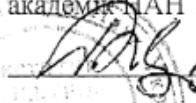


В.Я.Гуцалюк

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор Інституту електродинаміки
НАН України,
академік НАН України





О.В. Кириленко
«17» 10 2017 р.

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор Інституту металофізики
ім. Г.В. Курдюмова НАН України,
академік НАН України




О.М. Івасин
«10» 10 2017 р.

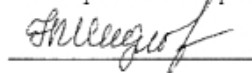
АКТ

впровадження результатів науково-дослідної роботи

Чинний Акт складений про те, що в Інституті електродинаміки НАН України в рамках виконання науково-дослідної роботи «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» (шифр Сігма-Ш4) колективом фахівців у складі: чл.-кор. НАН України, д.т.н. Н.А. Шидловська, д.т.н. С.М. Захарченко, к.т.н. Ю.В. Руденко та інж. О.П. Черкаський було розроблено, виготовлено та впроваджено у відділі будови та властивостей твердих розчинів Інституту металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України джерело струму установки електрофільтрації колоїдів з плазмоерозійною дисперсною фазою.

Від ІЕД НАН України

Відповідальний виконавець НДР,
головний наук. співробітник відділу
теоретичної електротехніки,
чл.-кор. НАН України, д.т.н.

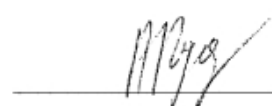

Н.А. Шидловська

Провідний наук. співробітник відділу
теоретичної електротехніки, д.т.н.

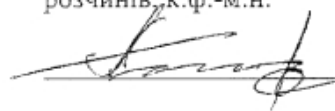

С.М. Захарченко

Від ІМФ НАН України

Завідувач лабораторії будови рідких та
аморфних металів, д.ф.-м.н.


А.Д. Рудь

Старший наук. співробітник відділу
будови та властивостей твердих
розчинів, к.ф.-м.н.


А.О. Перекос

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор Інституту електродинаміки
НАН України,
академік НАН України

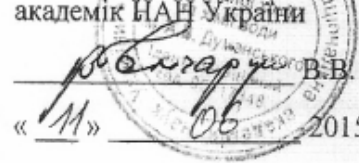


[Signature]
О.В. Кириленко

«*11*» *06* 2015 р.

"ЗАТВЕРДЖУЮ"

Директор Інституту колоїдної хімії та хімії
води ім. А.В. Думанського НАН України,
академік НАН України



[Signature]
В.В. Гончарук

«*11*» *06* 2015 р.

АКТ**впровадження результатів науково-дослідної роботи**

Чинний Акт складений про те, що в Інституті електродинаміки НАН України в рамках виконання науково-дослідної роботи за проектом Р.5.11. «Розробка обладнання електроерозійного коагуляційного очищення в системах водопідготовки теплових агрегатів» цільової комплексної програми прикладних досліджень НАН України «Проблеми ресурсу і безпеки експлуатації конструкцій, споруд та машин (РЕСУРС)», згідно з договором № Р.5.11/795-2015 від 02.03.2015 р., колективом фахівців: д.т.н. Ращепкін А.П., д.т.н. Захарченко С.М., к.т.н. Руденко Ю.В., к.т.н. Чопик В.В., к.т.н. Шаповал І.А. розроблено і створено експериментальну установку електроерозійного коагуляційного очищення води. До складу установки входять транзисторний високочастотний генератор розрядних імпульсів, який конструктивно складається з блоків зарядного пристрою ємнісного накопичувача енергії та формувача розрядних імпульсів, а також розрядна камера.

Експериментальну установку електроерозійного коагуляційного очищення води впроваджено в Інституті колоїдної хімії та хімії води ім. А.В. Думанського НАН України для спільного проведення дослідів фахівцями ІЕД НАН України і ІКХХВ НАН України з вивчення кінетики імпульсної електроерозійної та електрохімічної коагуляції та оптимізації режимів водопідготовки теплових агрегатів і теплорозподільчих мереж.

Експериментальна установка має наступні технічні параметри:

- продуктивність очищення природних вод з використанням розрядної камери 240×60×150 мм і зовнішнього седиментаційного баку – до 5 т/добу;
- середня вихідна потужність генератора розрядних імпульсів – до 2 кВт;
- діапазон регулювання амплітуди напруги розрядних імпульсів від 30 до 500 В;
- діапазон зміни амплітуди струму розрядних імпульсів до 1300 А;
- діапазон регулювання тривалості розрядних імпульсів від 2 до 200 мкс;
- діапазон регулювання частоти розрядних імпульсів від 1 до 1000 Гц;
- режими керування полярністю імпульсів: позитивна, негативна, змінна.

Від ІЕД НАН України

Науковий керівник НДР, д.т.н., проф.

[Signature] А.П. Ращепкін

Відповідальний виконавець, д.т.н.

[Signature] С.М. Захарченко

Від ІКХХВ НАН України


Провідний науковий співробітник, д.х.н.

[Signature] Д.Д. Кучерук

Старший науковий співробітник, к.т.н.

[Signature] В.В. Таранов

ЗАТВЕРДЖУЮ»
 Директор СВН «КИЇВСЬКІ ТЕЦ»
ПАТ «КИЇВЕНЕРГО»
 Ю.І. Гладішев



« 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 електромагнітних процесів у силових вузлах, виконаних ст.наук.співр. Руденком Ю.В. в рамках науково-дослідної роботи «Розвиток теорії та принципів побудови високочастотних джерел електроживлення для потужного електротехнологічного обладнання з динамічним навантаженням (Джерело-2)» (Державний реєстраційний номер роботи 0113U006534).

Результатом є застосування в інверторі струмообмежуючих та рекупераційних кіл з оптимальним значенням параметрів елементів, що не викликають насичення силового трансформатору та перевантажень інвертору. Проведені випробування підтверджують, що запропоновані технічні 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



Турон Г.А.