

Міністерство освіти і науки України
Вінницький національний аграрний університет

Інженерно-технологічний факультет
Кафедра електроенергетики, електротехніки та електромеханіки

Допущений до захисту:
В.о. завідувача кафедри
к.т.н., доцент Граняк В.Ф.

(підпис, вчене звання, прізвище, ініціали)
« ___ » _____ 2023 р.

**ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМНИХ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ
ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНОЇ УСТАНОВКИ**

Робота на здобуття освітнього ступеня «Магістр»
за спеціальністю 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Виконав: студент групи 61-ЕІ.маг.
Кирилюк Владислав Ігорович

Керівник: к.т.н., доцент
Спірін Анатолій Володимирович

ЗМІСТ

ВСТУП.....	3
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ЩОДО СПОСОБІВ ПОВБУДОВИ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНИХ УСТАНОВОК	5
1.1.Огляд доступних джерел живлення гальванічних установок на ринку	5
1.1.2 Огляд структурних схем джерел живлення для гальванічних установок	11
1.2. Огляд способів рівномірного розподілу навантаження між паралельно включеними перетворювачами напруги	18
1.2.1 Системи пасивного розподілу потужності	20
1.2.2 Системи активного розподілу потужності	23
Висновки з першого розділу	40
РОЗДІЛ 2МОДУЛЬНЕ ДЖЕРЕЛО ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНОЇ УСТАНОВКИ НА ОСНОВІ МОСТОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ФАЗОВИМ КЕРУВАННЯМ	42
2.1 Принцип дії перетворювача з фазовим керуванням.....	42
2.2 Алгоритм розрахунку параметрів перетворювача	45
2.3 Розрахункові співвідношення визначення параметрів силової схеми перетворювача.....	48
2.4 Реалізація системи управління перетворювачем та системою з використанням інтерфейсу зв'язку CAN	56
2.5 Синтез системи управління перетворювачем	58
2.5.1 Параметричний синтез регулятора напруги.....	60
Висновки з другого розділу	70
РОЗДІЛ 3 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНОЇ УСТАНОВКИ	71
Висновки з третього розділу	80
РОЗДІЛ 4. ПРАКТИЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ МОДУЛЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНОЇ УСТАНОВКИ	81
Висновки з четвертого розділу	89
ВИСНОВОК.....	90
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	92
ДОДАТКИ.....	96

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Технологічні процеси гальванічного виробництва відіграють значну роль у багатьох галузях промисловості. Гальванічні покриття широко використовуються для захисту деталей від корозії, відновлення зношених деталей, а також для полегшення паяння. Часто такі покриття дозволяють замінити кольорові, благородні чи дефіцитні метали менш дорогими та поширеними [1]. Зносостійкість гальванічних покриттів найчастіше є більшою, ніж у механічно оброблених поверхонь. Зокрема, економічність гальванічного покриття перевершує інші види покриттів. Найбільшого поширення гальванічна обробка набула в автомобільній, авіаційній, електронній та радіотехнічній промисловості, а також у будівництві та ювелірному виробництві.

Для живлення гальванічної установки використовують постійний струм. Від якості струму, що живить ванну залежить якість гальванічного покриття, продуктивність установки, економічні показники готового продукту. Тому основною вимогою до перетворювачів є коефіцієнт пульсацій вихідного струму. Як правило, цей показник дорівнює приблизно 5% номінального вихідного струму [2].

Сучасні випрямлячі мають величезну потужність і дозволяють живити кілька ванн одночасно. Однак при паралельному підключенні ванн виникає проблема розподілу струму та контролю за процесами, що протікають в окремих ваннах. Проблему розподілу струму між ваннами можна вирішити і за допомогою побудови випрямлячів на основі осередків невеликої потужності. Для кожної ванни вибирається необхідна кількість осередків і робиться шафа з випрямлячем. Всі отримані шафи поєднуються системою керування верхнього рівня для зручності контролю за кожною ванною.

Метою роботи підвищення енергоефективності системи електроживлення для гальванічних виробництв, шляхом аналізу та синтезу нових схемотехнічних рішень та алгоритмів управління.

Для досягнення викладеної вище мети було поставлено та вирішено такі завдання:

1. Здійснити аналіз схем силової частини джерела електроживлення для гальванічних виробництв з точки зору зменшення маси та габаритів виробу. Здійснити аналіз способів розподілу струмового завантаження перетворювачів у рамках системи з паралельним включенням перетворювачів напруги.

2. Розробити імітаційну модель синтезованої системи електроживлення, що дозволяє отримати її статичні та динамічні характеристики, та оцінити адекватність запропонованих способів управління.

3. Практично реалізувати та перевірити працездатність модульного джерела електроживлення для гальванічних виробництв.

4. Розробити алгоритм розрахунку параметрів силового кола перетворювача з погляду мінімізації маси джерела електроживлення.

Об'єктом дослідження є модульне джерело електроживлення для гальванічних виробництв.

Предметом дослідження є енергетичні та масогабаритні характеристики перетворювачів з м'якою комутацією, побудованих із застосуванням планарної технології виготовлення магнітних елементів, а також точність розподілу струмів між модулями у рамках паралельної роботи.

Методи досліджень. Для вирішення поставлених завдань були використані елементи теорії електричних та магнітних ланцюгів, методи схемотехнічного моделювання з використанням програмного забезпечення MATLAB-Simulink та PSIM, програма для моделювання фізичних процесів Elmer та фізичне макетування.

РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ ЛІТЕРАТУРИ ЩОДО СПОСОБІВ ПОБУДОВИ ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ГАЛЬВАНІЧНИХ УСТАНОВОК

Всі галузі промисловості прагнуть мінімізації габаритів та маси джерел живлення. Найбільш технологічні рішення дозволяють отримати вигоду при своїй експлуатації: менша площа, що займається в цеху, зручність обслуговування і транспортування.

1.1.Огляд доступних джерел живлення гальванічних установок на ринку

Найбільш поширеними досі є низькочастотні тиристорні випрямлячі, наприклад випрямлячі серії TE1 виробництва "Електромодуль", представлений на рис. 1. 1. Випрямляч призначений для живлення постійним струмом гальванічних ванн, верстатів електрохімічної обробки металів, низьковольтних електродвигунів, очищення стічних вод, і навіть живлення інших споживачів постійного струму [3].



Рис. 1.1 – Випрямляч TE1-200-12Т

Істотним обмеженням у роботі даного випрямляча є вимога до навколишнього середовища: навколишнє середовище не вибухонебезпечне, не містить агресивних газів у неприпустимих концентраціях, не насичена руйнівним пилом і водяними парами. При встановленні випрямляча

безпосередньо в цеху поряд з ваннами протягом нетривалого часу роботи в корпус випрямляча потрапляють пари електролітів, які є агресивними середовищами і згубно впливають на термін служби випрямляча. Встановлення обладнання в окремому приміщенні не завжди можливе, тому розробники випрямлячів для гальванічних цехів намагаються мінімізувати контакт компонентів випрямляча з парами електролітів. Зокрема, цю проблему можна вирішити встановленням водяного охолодження, наприклад, випрямлячі серії ГАЛС виробництва ТОВ "Інтмаш", представлений на рис. 1.2. У цих випрямлячах повітря з цеху контактує лише з радіатором, який виробляє тепловідведення від рідини, що охолоджує. Силкові елементи шафи не обдуваються повітряним потоком, що містить пари електролітів [4].



Рис. 1.2 – Випрямляч ГАЛС-6300P-12-УХЛ із рідинним охолодженням

Всі низькочастотні випрямлячі мають один загальний недолік - наявність важких і об'ємних силових трансформаторів і дроселів. Це здорожчує транспортування, встановлення, зберігання таких випрямлячів. Для вирішення цієї проблеми розробники обладнання для гальванічних виробництв почали випускати високочастотні транзисторні випрямлячі, позбавлені цих недоліків.

Більш компактним рішенням є випрямлячі серії "UNIV" виробництва "IMPGold", рис. 1.3.



Рис. 1.3 – Випрямляч UNIV-150A/12B

Високочастотні імпульсні випрямлячі (джерела струму/напруги) серії «UNIV», широкого діапазону вихідної потужності від 0,36 до 150 кВт та призначенням, використовуються для різних процесів гальванічного виробництва, електротермії і т.д.

Дані випрямлячі побудовані на високоякісній елементній базі провідних світових виробників з використанням високовольтних IGBT-модулів, керованих широтно-імпульсною модуляцією, що забезпечують високий коефіцієнт потужності та високий ККД перетворювача. Випрямлячі мають високу надійність, точність підтримки вихідних параметрів, мають малі пульсації вихідного струму і оснащені захистом від короткого замикання та перенапруги на виході та автоматичним захистом від перегріву.

Дана серія випрямлячів має широкий вибір вихідної потужності, що говорить про складність нарощування вихідного струму шляхом включення декількох випрямлячів паралельно [5].

Випрямляч «СТРАТ», представлений на рис. 1.4, у повністю герметичному виконанні з пасивним охолодженням, що не містить у своєму складі вентиляторів, які не витримують жорстких умов навколишнього середовища в гальванічних цехах [6].



Рис. 1.4 - Повністю герметичний випрямляч СТРАТ-100ВГ-ІР65

Модульні системи електроживлення виробництва компанії CRS Industrial Power Equipment [7]. Випрямлячі серії «DC», представлені на рис. 1.5, використовують у своїй основі високочастотний інвертор на IGBT транзисторах, що володіє високим ККД і низьким часом відгуку. Варто зазначити, що випрямлячі, що мають повітряне охолодження, виконуються в негерметичних корпусах, що знижує термін служби.



Рис. 1.5 – Модульні випрямлячі CRS

Варто відзначити вітчизняний випрямляч «Пульсар СМАРТ» виробництва «Навіком» [8], показаний на рис. 1.6. Випрямлячі модульної конструкції займають у 2-5 разів меншу площу та мають у 2-3 рази меншу масу порівняно з випрямлячами «Пульсар ПРО» порівнянної потужності, що значно спрощує транспортування та монтаж. Випрямлячі можна встановлювати впритул один до одного або іншого обладнання, забезпечивши доступ тільки спереду та ззаду.



Рис. 1.6 – Модульні випрямлячі Пульсар СМАРТ

Перетворювач живлення NEON ІІГ виробництва «ЕлектроІнтел» [9], представлений на рис. 1.7 також є вітчизняної розробкою. Як і в інших модульних випрямлячів, зовнішній корпус NEON ІІГ складається з окремих пластин, що дозволяє легко нарощувати кількість силових осередків без потреби придбання шафи, розрахованої на більшу кількість модулів.



Рис. 1.7 – Модульний випрямляч NEON

Випрямлячі NEON ІІГ виконуються зі ступенем захисту IP54, що забезпечує стійкість до впливу агресивних середовищ, можливість роботи на відкритому повітрі під навісом або у безпосередній близькості до гальванічної ванни.

Одним із найвідоміших випрямлячів для гальванічних виробництв є FlexKraft виробництва «KraftPowercon», Швеція [10], показаний на рис. 1.8. Основні переваги полягають у модульності конструкції, компактності, високому ККД.



Рис. 1.8 – Модульні випрямлячі FlexKraft

Представлені вище модульні випрямлячі прості в обслуговуванні, дозволяють підібрати найбільш підходящу замовнику сумарну вихідну потужність. Використання високочастотних схем перетворення дозволяє позбутися важких мережевих трансформаторів, покращити якість вихідного струму при середніх та малих навантаженнях.

Для подальшого порівняння масогабаритних показників основні характеристики випрямлячів зведені в загальну Таблицю 1.1. Всі випрямлячі, представлені в таблиці, мають вихідну напругу, що дорівнює 12 В. та всі електричні параметри, взяті для номінального режиму роботи.

Таблиця 1.1 - Характеристики випрямлячів для гальванічних виробництв

Назва	Р _{ВИХ} ,	m,	V,	Р _{ВИХ} /V,	Р _{ВИХ} /m,	η,	χ
	Вт	кг	м ³	кВ/м ³	кВ/кг	%	
TE1-200-12T	2400	160	0,21	11,4	0,015	85	0,85
TE1-600-12T	7200	270	0,62	11,6	0,026	85	0,85
UNIV-150A/12B	1800	19	0,054	33,3	0,095	88	0,87
UNIV-500A/12B	6000	35	0,08	75	0,17	88	0,87
СТРАТ-100ВГ- IP65	1200	10	0,11	10,9	0,12	96	-
ППГ-12/150-220 IP54	1800	25	0,056	32,1	0,072	88	0,86
ППГ-12/600-380 IP54	7200	55	0,13	56,25	0,13	88	0,86
Flexkraft AIR- 12/600	7200	49	0,14	52,6	0,15	90	0,93
Q500 12V/550A DC AIR-400VAC- 1MOD	6600	79	0,1	66	0,083	87	0,93
Пульсар СМАРТ 1000/12	12000	72	0,16	75	0,17	90	0,95- 0,97

1.1.2 Огляд структурних схем джерел живлення для гальванічних установок

Джерело живлення для гальванічної установки може бути реверсивним і нереверсивним. Реверсування струму дозволяє досягти високої якості покриттів, рівномірності покриття, покращених властивостей та прискорення процесу осадження металу. При реверсуванні відбувається зміна полярності напруги на навантаженні, струм починає протікати в протилежному напрямку. Це дозволяє розчинити найбільш виступаючі ділянки поверхні, що утворилася, тобто. дефекти покриття.

Усі схеми джерел живлення для гальванічних установок можна розділити на низькочастотні тиристорні та високочастотні транзисторні.

Тиристорні схеми працюють на низьких частотах та у складі мають мережевий силовий трансформатор. У лабораторних умовах зазвичай використовуються однофазні випрямлячі малої потужності [11], схема якого представлена на рис. 1.9. Дана схема має низку переваг: однофазне живлення, що важливо для дослідницьких лабораторій, простота силової схеми та

системи управління. До недоліків можна віднести наявність громіздкого мережевого трансформатора, а також вихідного фільтра.

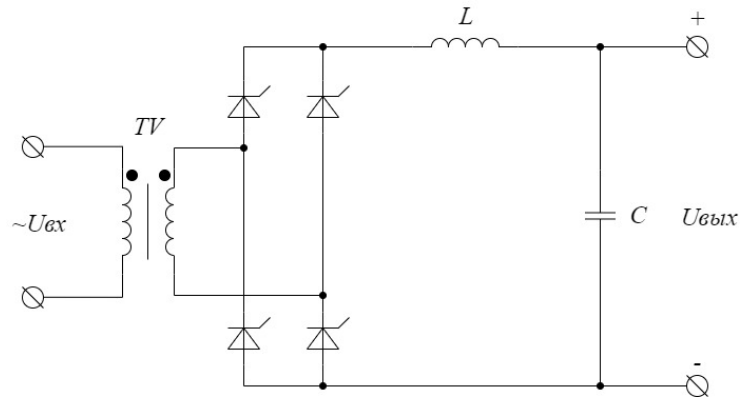


Рис. 1.9 – Однофазний тиристорний випрямляч

У промислових установках використовують багатофазні випрямлячі. Багатофазні випрямлячі мають ряд переваг перед однофазними: кращі питомі техніко-економічні показники, симетричне завантаження всіх трьох фаз мережі живлення, менші пульсації випрямленого струму [12]. Ці переваги визначили широке застосування багатофазних випрямлячів у гальванічних цехах.

Найбільш поширена тиристорна схема випрямлення показана на рис. 1.10, яка була представлена в 1923 році (випрямляч Ларіонова на 6-ти діодах).

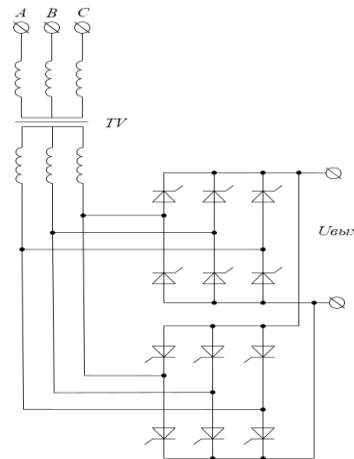


Рис 1.10 – Трифазна схема живлення гальванічної установки з реверсом

Реверс в тиристорних схемах реалізується з допомогою включення додаткового зустрічного комплекту вентилів.

Основні переваги представленої схеми:

- простота виконання;
- надійність системи, тиристори напівпровідникові прилади, витримують величезні імпульсні струми та напруги.

До недоліків схеми можна віднести: наявність мережевого силового трансформатора, що має велику масу та габарити;

- без вихідного фільтра неспроможна використовуватися при хромуванні, так як ця операція вимагає пульсацій вихідного струму нижче 5%.

Структурна схема транзисторного джерела живлення гальванічної установки представлена на рис. 1.11. Гальванічну ізоляцію містить DC/DC перетворювач.

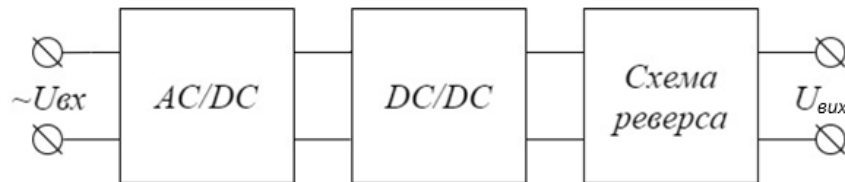


Рис 1.11 – Структурна схема транзисторного джерела живлення

Транзисторні схеми випрямлення складаються з випрямляча та DC/DC перетворювача з трансформаторною розв'язкою. Як схема випрямлення може бути використаний однофазний або трифазний діодний міст, а також коректор коефіцієнта потужності, представлені на рис. 1.12. Коректор коефіцієнта потужності дозволяє отримати найкращі, порівняно із звичайним діодним випрямлячем, енергетичні характеристики на вході перетворювача. Використання розділеної схеми дозволяє зменшити пульсації вихідного струму коректора, що знижує необхідну величину вихідної ємності. Однак додавання коректора коефіцієнта потужності знижує загальну надійність системи, додає активні елементи до схеми, що вимагають управління.

Реверс у транзисторних схемах реалізується за допомогою однофазного інвертора напруги, рис 1.13. Цей інвертор працює на низькій частоті та головною вимогою до нього є мінімальні статичні втрати.

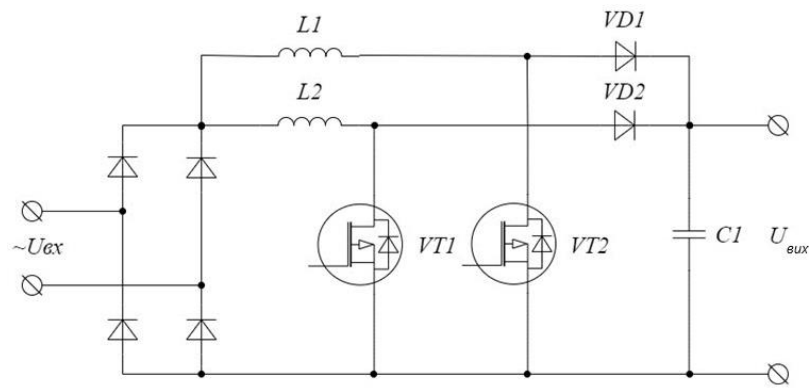


Рис 1.12 – Коректор коефіцієнта потужності із чергуванням фаз

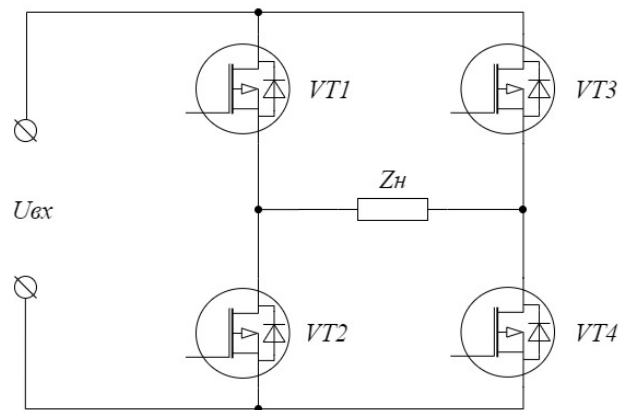


Рис 1.13 – Інвертор напруги

Серед транзисторних схем можна виділити групу схем з «жорсткою» комутацією: напівмостовий, двоключовий прямоходовий та мостовий перетворювач.

На рис. 1.14 представлена схема напівмостового перетворювача напруги. Ця схема, як правило, використовується на потужності до 1 кВт.

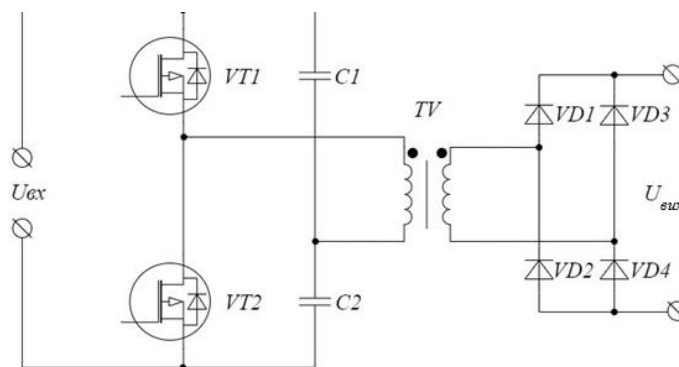


Рис. 1.14 – Напівмостовий перетворювач

Недоліки схеми:

- амплітуда напруги на трансформаторі дорівнює половині напруги живлення, тому для досягнення необхідної потужності потрібно збільшувати струм через первинну обмотку трансформатора;
- через конденсатори $C1$ та $C2$ протікають імпульсні струми великої величини, що обмежує вибір конденсаторів;
- використання на великих потужностях не вигідно - велике завантаження струмом.

На рис. 1.15 зображено схему двоключового прямоходового перетворювача.

Порівняно з напівмостовою схемою можна виділити такі переваги:

- простота управління, імпульс управління один на обидва транзистори, що спрощує побудову системи управління;
- надійність, як наслідок відсутності потреби у «мертвому» часі.

До недоліків можна віднести:

- більший струм через транзистори порівняно з бруківкою схемою;
- трансформатор використовується лише половину періоду комутації – це неефективно.

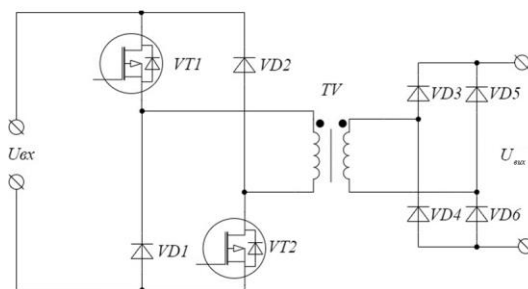


Рис. 1.15 – Двоключовий прямоходовий перетворювач

На рис. 1.16 представлено мостовий перетворювач. Ця схема використовується на потужності від 1 кВт до десятків кВт.

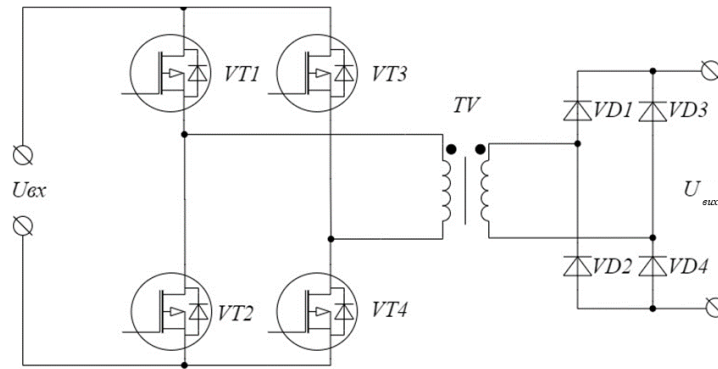


Рис. 1.16 – Мостовий перетворювач

Переваги:

- трансформатор використовують весь період комутації;
- менше, порівняно з напівмостовою схемою, струмове навантаження.

Недоліки:

- використовується пара компліментарних сигналів управління транзисторами, як наслідок потрібен «мертвий» час.

Всі представлені схеми з «жорсткою» комутацією мають один загальний недолік - великі втрати на перемикання силових вентилів. Ці втрати обмежують максимально допустиму частоту перетворення.

Щоб знизити комутаційні втрати необхідно використовувати схеми з «м'якою» комутацією силових ключів.

На рис. 1.17 представлено загальну схему для всіх резонансних напівмостових перетворювачів. Резонансні перетворювачі мають хороші енергетичні та масогабаритні показники. Особливо широко застосовуються у високочастотних перетворювачах електричної енергії з номінальною потужністю від 1 кВт і вище [13] і частотою комутації до декількох мегагерц [14].

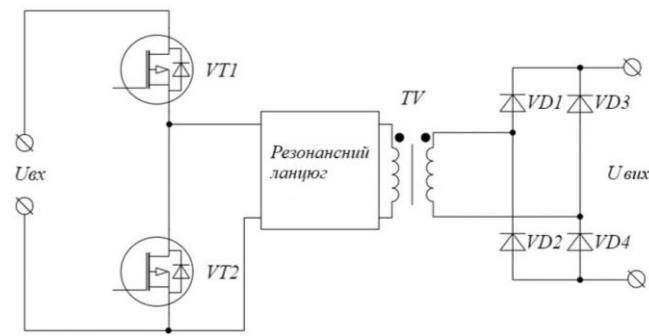


Рис. 1.17 – Резонансний напівмостовий перетворювач

Усі резонансні перетворювачі будуються за принципом. Вхідна частина, представлена однією або двома стійками інвертора, формує прямокутні імпульси напруги із змінною частотою. Ці імпульси подаються на резонансний ланцюг, який у свою чергу підключається до навантаження. Як навантаження найчастіше виступає високочастотний трансформатор із випрямлячем.

Регулювання вихідної напруги здійснюється шляхом зміни частоти комутації вхідного інвертора, у результаті змінюється імпеданс резонансного ланцюга.

За конфігурацією та способом підключення резонансного ланцюга до навантаження розрізняють послідовні, паралельні та послідовно-паралельні резонансні схеми [15-16].

До недоліків таких топологій можна віднести складність частотного керування, складність забезпечення режимів холостого ходу та короткого замикання. Управління шляхом зміни частоти комутації ускладнює паралельне включення перетворювачів через биття і неточності вимірювань струмів при плаваючій частоті.

Для середніх та високих рівнів потужності (від 500 Вт і вище, аж до десятків кВт) часто використовується мостовий перетворювач із фазовим керуванням [17-22]. Схема перетворювача представлена рис. 1.18.

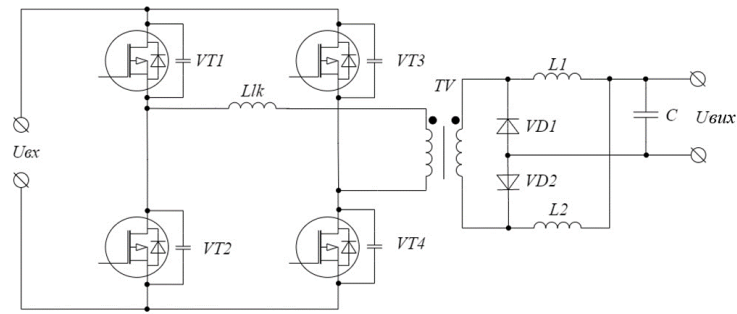


Рис. 1.18 – Мостовий перетворювач із фазовим управлінням

Цей перетворювач має ряд переваг:

- висока питома потужність;
- відносна простота управління;
- здатність роботи в режимах короткого замикання та холостого ходу;
- можливість використання як резонансного ланцюга паразитних елементів силового трансформатора.

До недоліків можна віднести обмежений діапазон зміни навантаження та вхідної мережі, в якому здійснюється "м'яка" комутація силових ключів. Для збільшення ККД можна замінити вихідні діоди на МОП-транзистори.

1.2. Огляд способів рівномірного розподілу навантаження між паралельно включеними перетворювачами напруги

Одним із способів побудови систем електроживлення середньої та великої потужності є паралельне включення перетворювачів малої потужності. Паралельне включення кількох модулів дозволяє отримати такі переваги:

- збільшення надійності системи;
- можливість розширити систему задля досягнення більшої потужності;
- можливість використання електронних компонентів, що дозволяють працювати на менших напругах і струмах (що особливо актуально при використанні вітчизняної елементної бази) та мають меншу ціну;
- зниження масогабаритних показників магнітних елементів;

- можливість резервування;
- простоту доставки на гарантійний чи негарантійний ремонт, а також простоту доставки ЗІП.

Основна проблема при паралельному включенні перетворювачів напруги полягає у забезпеченні рівномірного розподілу потужності, що споживається навантаженням, між усіма працюючими перетворювачами, при паралельному включенні перетворювачів, що є стабілізаторами напруги, у більшості випадків спостерігається ефект перетягування струму. Суть цього ефекту в тому, що вся потужність навантаження або більша її частина споживається лише від одного модуля. Причина полягає в неідеальності опорної напруги, схеми виміру вихідної напруги, а також розкид у параметрах електронних компонентів. Результатом нерівномірності розподілу струмів може стати суттєве нагрівання і вихід з ладу одного або декількох модулів.

Існує безліч способів забезпечення рівномірного розподілу струмів між перетворювачами, які реалізуються як в аналоговому, так і цифровому вигляді. В даний час, у зв'язку з розвитком мікроконтролерів та їх повсюдне застосування, цифрова реалізація найбільш поширена завдяки своїм перевагам над аналоговими способами:

- структуру та параметри системи управління легко змінити, переписавши програмний код;
- простота реалізації складних алгоритмів управління, в том числі адаптивних;
- використання цифрових інтерфейсів зв'язку, за допомогою яких легко організувати обмін даними між паралельними модулями.

До недоліків цифрової системи управління належить наявність цифрових затримок у системі, які можуть вплинути на динаміку роботи перетворювачів. Однак у випадку з гальванічним виробництвом, навантаження не несе в собі процесів, що швидко змінюються, тому динаміка системи не є настільки критичною.

Усі системи з паралельним включенням перетворювачів можна поділити

на два види [23-24]:

- Системи пасивного розподілу потужності. Перевагою таких систем є простота реалізації. Вони ґрунтуються на пасивному розподілі струму між перетворювачами без використання складних алгоритмів, додаткових датчиків та без необхідності обміну даними між паралельно включеними модулями.

- Системи активного розподілу потужності. Реалізація таких систем пов'язана з використанням складних засобів управління та організацією обміну даними між перетворювачами для досягнення рівномірного розподілу струмів.

1.2.1 Системи пасивного розподілу потужності

Метод формування «м'якої» вихідної характеристики перетворювача.

Даний спосіб розподілу струмів заснований на формуванні «м'якої» зовнішньої характеристики перетворювача. Як видно з рисунку 1.19 у разі паралельного включення перетворювачів при однаковому виході напруги перетворювачів різниця між їхніми власними струмами у разі жорсткої вихідний ВАХ (рис 1.19, а) більша, ніж у разі більш «м'якої» вихідний характеристики (рис 1.19 б).

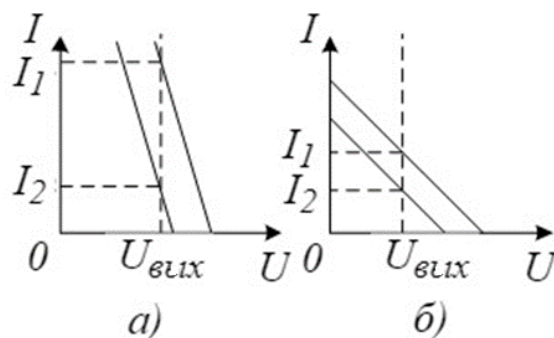


Рис 1.19 – Вихідні характеристики двох паралельно працюючих перетворювачів: а) при малому вихідному опорі перетворювачів; б) при великому вихідному опорі перетворювачів

Зазначений метод можна розділити на 3 групи за способом досягнення необхідного нахилу вихідної характеристики:

1. Використання силових схем перетворювачів, які є природною «м'якою» вихідною ВАХ. Наприклад, «м'який» ВАХ має підвищуючий, знижуючий та інвертуючий перетворювачі, що працюють у режимі переривчастого струму, а також послідовний резонансний перетворювач [23-25].

2. Послідовне з виходом включення резисторів [26-28]. Резистори послідовно підключаються до виходів кожного з перетворювачів, як зазначено на рис. 1.20. Протікаючий через підключений резистор струм створює падіння напруги на виході перетворювача. У цьому випадку вихідна напруга визначатиметься таким виразом:

$$U_{\text{вих}} = U_1 - I_1 R_1 = U_2 - I_2 R_2 \quad (1.1)$$

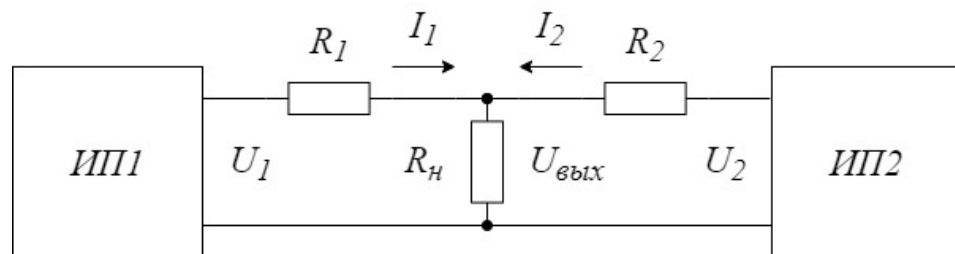


Рис 1.20 – Приклад використання методу послідовного включення резисторів

Очевидним недоліком даного способу є велика потужність, що розсіюється на резисторах, що веде до зниження ККД системи. Тому цей спосіб доцільно використовувати лише на малих вихідних потужностях.

3. Зворотний зв'язок вихідного струму [29]. Цей метод заснований на тому, що вихідна напруга перетворювача використовується для створення додаткового падіння напруги, пропорційного струму на виході перетворювача. Приклад реалізації цього методу зображено рисунку 1.21.

Вираз вихідної характеристики перетворювача записується так:

$$U_{\text{ВИХ}} = U_{\text{он}} \cdot H_u - I_{\text{ВИХ}} R_{\text{екв}} \quad (1.2)$$

Де $R_{\text{екв}} = H_u \cdot H_i$ – еквівалентний «віртуальний» опір контура, H_i – коефіцієнт передачі датчика струму, H_u – коефіцієнт передачі датчика напруги, $U_{\text{он}}$ – напруга.

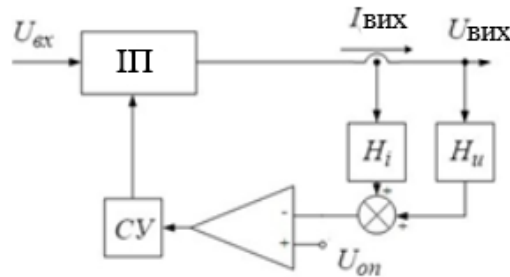


Рис 1.21 – Приклад зворотного зв'язку струму

Використання рівних коефіцієнтів заповнення.

Цей метод представлений в [30-31] і заснований на висунутому припущенні, що при управлінні паралельно працюючими перетворювачами напруги з однаковим коефіцієнтом заповнення струми розподіляються з точністю 10%, що дозволяє не використовувати спеціальні блоки. Для реалізації даного способу необхідно організувати загальний для перетворювачів контур керування по напрузі, виходом якого є сигнал керування, що подається на паралельно перетворювачі, як показано на рис. 1.22.

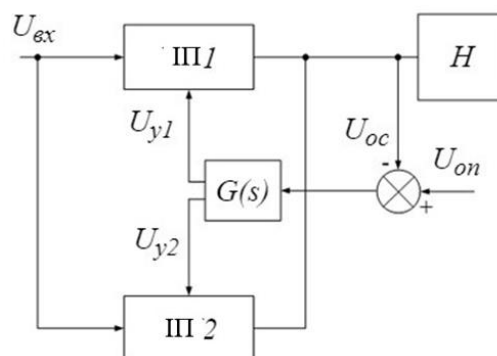


Рис 1.22 – Приклад реалізації методу управління з рівними коефіцієнтами заповнення

Усі системи пасивного розподілу потужності мають характеристики:

- простота реалізації та розширення системи;
- висока надійність, внаслідок простих використовуваних рішень.
- точність розподілу струмів між перетворювачами невисока;
- неточність установки вихідної напруги через його просідання.

1.2.2 Системи активного розподілу потужності

Подані нижче системи розподілу потужності відрізняються більш високою точністю розподілу струмів між перетворювачами, але разом з тим вони мають більш високу складність реалізації.

За способами побудови контурів регулювання системи розподілу потужності можна розділити на 4 типи.

Внутрішній контур регулювання струмів перетворювачів.

Даний спосіб організації контурів будується на тому, що контур управління напругою, що складається з опорної напруги $U_{оп}$ напруги зворотного зв'язку U_{oc} і регулятора сигналу помилки по напрузі, є загальним для паралельно включених перетворювачів [23-24]. Характерна для цього метода структура зображена на рисинку 1.23, де $G_{(s)}$ – це передаточна функція регулятора сигналу помилки по напрузі; U_{y1} , U_{y2} – сигнали управління для ШІМ першого і другого перетворювача відповідно; U_{on1} , U_{on2} – сигнали помилки від контурів обробки струмових сигналів першого і другого перетворювача відповідно; N – навантаження. Струми перетворювачів вимірюються датчиками струму і обробляються в блоку обробки струмових сигналів. На виході цього блоку формуються сигнали помилки U_{on1} , U_{on2} , які добавляють до сигналу управління, отриманому в контурі регулювання по вихідній напрузі. Сигнал управління збільшується або зменшується відповідно від знаку сигналу помилки, щоб отримати відповідні напруги U_{y1} , U_{y2} для ШІМ перетворювачів, щоб отримати бажані струми на виходах перетворювачів.

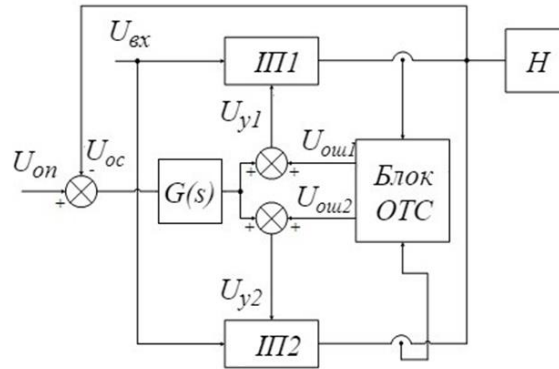


Рис 1.23 – Структура внутрішнього контуру регулювання струмів

Переваги цього способу:

- висока точність розподілу струмів;
- висока точність регулювання вихідної напруги.

Недоліки:

- низька модульність системи;
- нестійкість до збоїв;
- Наявність загального контуру за напругою не дозволяє використовувати модулі окремо один від одного.

Зовнішній контур регулювання струмів.

Характерна для цього способу блок-схема зображена на рис. 1.24. У даному методі струми перетворювачів вимірюються за допомогою датчиків струмів і передаються у блок обробки струмових сигналів. Сигнали помилки U_{ou1} , U_{ou2} з виходу даного блоку також використовуються для збільшення/зменшення опорної напруги для досягнення рівномірного розподілу струмів.

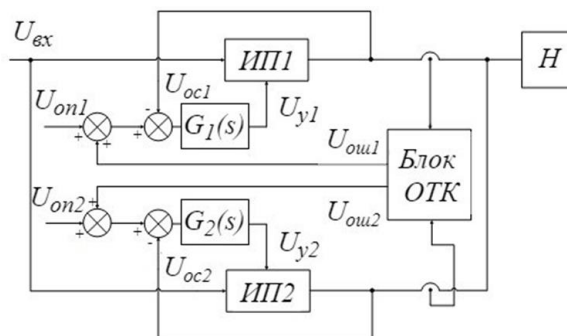


Рис. 1.24 – Блок-схема зовнішнього контуру регулювання струмів

Головною перевагою методу є те, що у кожного перетворювача є свій зворотний зв'язок по напрузі, опорна напруга та регулятор для обробки сигналів помилки U_{om1} та U_{om2} . Контур регулювання напруги кожного перетворювача працює незалежно від інших перетворювачів [23-24]. Таким чином, можна виділити такі характеристики представленого способу.

Переваги:

- модульність та стандартизація виробництва;
- масштабованість;
- висока надійність - при виході з ладу одного з перетворювачів система зменшить максимальну вихідну потужність і продовжить роботу.

Недоліки:

- нестабільність у перехідних процесах;
- високий коефіцієнт посилення контуру регулювання за напругою може посилити будь-яку кінцеву різницю між опорними напругами модулів настільки, що у рівнях вихідних струмів перетворювачів з'явиться серйозний дисбаланс.

Паралельні контури керування. Блок-схема, що представляє приклад реалізації цього способу, представлена рис. 1.25 [32]-[35].

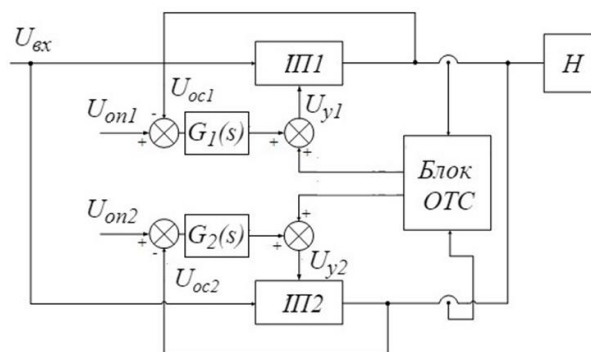


Рис. 1.25 – Блок-схема з паралельними контурами регулювання

У системі є два власні контури: за струмом і за напругою. Відмінність цього від попередніх у тому, що контури регулювання працюють паралельно, тобто, у кожному контурі є власний сигнал завдання, заведено власний зворотний і неузгодженість сигналів обробляється своїм регулятором.

Сигнали з виходів регуляторів підсумовуються, формуючи загальний сигнал керування, що використовується в блоці ШІМ. Можна виділити такі параметри представленого методу.

Переваги:

- можливість налаштування контурів на велику смугу пропускання, що підвищує швидкодію системи;
- модульність системи;
- масштабованість системи;
- Висока надійність.

Недоліки:

- Необхідність використання спеціальних складних алгоритмів, що захищають контури регулювання від насичення.

Зовнішній контролер.

Останній у цьому огляді спосіб забезпечення рівномірного розподілу струмів – використання зовнішнього контролера. Розподіл струмів у разі здійснюється з допомогою порівняння всіх струмів і напруг в усіх перетворювачах, і регулювання відповідних сигналів управління перетворювачами задля досягнення рівномірного розподілу [23-24]. Порівняння відбувається всередині зовнішнього контролера відповідно до його програми. Характерна цього способу блок-схема зображено рисунку 1.26.

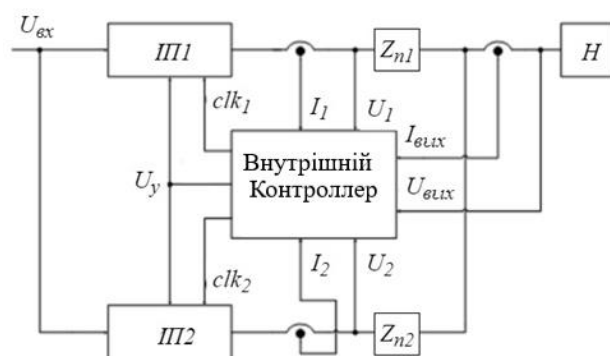


Рис. 1.26 – Блок-схема системи керування із зовнішнім контролером

Переваги:

- Висока точність розподілу струмів і регулювання вихідної напруги;

- простота моніторингу аварійних ситуацій.

Недоліки:

- велика кількість з'єднань для зв'язку між модулями та зовнішнім контролером;
- зниження ступеня модульності;
- зниження надійності – у разі відмови зовнішнього контролера система припинить свою роботу.

Способи обробки струмових сигналів

Основне завдання блоку обробки струмових сигналів – порівняти виміряні вихідні струми перетворювачів із сигналом завдання, обчислити сигнал помилки струму кожного перетворювача, пропустити цей сигнал через регулятор і передати отриманий сигнал в контур управління по напрузі.

Управління за середнім значенням струму.

Якщо на рис. 1.27 функції u_1 та u_2 рівні один одному, а вагові функції $W_1(s) = W_2(s) = \frac{1}{N}$ де N – це кількість паралельно включених перетворювачів, отримаємо метод управління за середнім значенням струму [23-24, 36-39]. Сума вихідних струмів перетворювачів усереднюється на формування опорного сигналу I_{on} , пропорційного середньому значенню вихідного струму кожного перетворювача. Сигнал I_{oni} порівнюється з вихідним струмом перетворювача I_i , внаслідок чого формується сигнал помилки по струму $I_{оши}$. Отриманий сигнал помилки подається на регулятор з функцією передавання $G_i(s)$. Сигнал помилки за напругою $U_{оши} = G_i(s) \cdot (I_{oni} - I_{оши})$ використовується для регулювання вихідної напруги перетворювача таким чином, щоб його вихідний струм дорівнював усередненого вихідного струму всієї системи.

Переваги описаного способу управління за середнім значенням струму:

- стабільність сигналів помилок струму;

- завадостійкість.

Недоліки:

- відносно низька надійність;
- низька стійкість до відмов.
- при виході з експлуатації одного з перетворювачів необхідно змінити ваговий коефіцієнт, що ускладнює реалізацію.

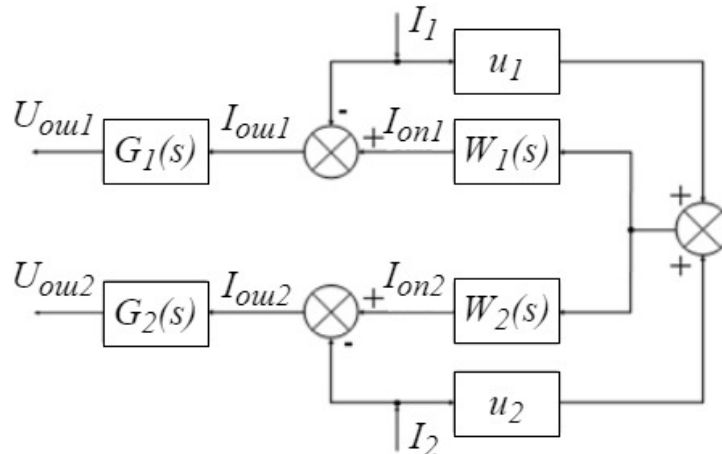


Рис. 1.27 – Блок-схема системи управління середньому струму перетворювачів

Представлена система з паралельно включених перетворювачів, в якій у кожного з них є свій внутрішній контур по вихідній напрузі і зовнішній контур по струму, як показано на рис. 1.28. У зовнішньому струмовому контурі середнє значення струму осередків порівнюється зі своїм струмом перетворювача. Сигнал помилки струму обробляється регулятором, і отриманий сигнал додається до сигналу завдання напруги для приведення струму перетворювача до заданого середнього значення. Скоригований сигнал завдання напруги порівнюється з виміряним напругою перетворювача, їх різниця обробляється регулятором отримання сигналу управління ключами перетворювача.

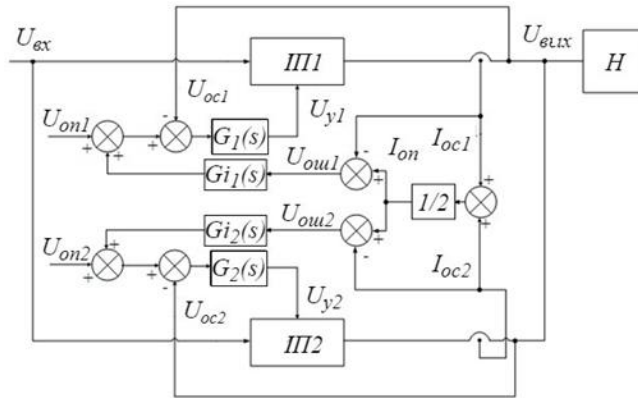


Рис. 1.28 – Система із зовнішнім контуром за струмом та управлінням за його середнім значенням

В [43-44] система побудована схожим чином, крім того, що контури регулювання розташовані у зворотному порядку, як показано на рис. 1.29. Зовнішнім є контур напруги, а внутрішнім – контур струмом. У зовнішньому контурі кожного перетворювача обчислюється неузгодженість між сигналом завдання по напрузі і сигналом зворотного зв'язку. Отримана різницю подається на регулятор, на виході якого виходить сигнал, що бере участь у формуванні сигналу завдання струм перетворювача. Виміряні струми модулів усереднюються, і отриманий сигнал віднімається з сигналу контурів по напрузі. Отримана в результаті різниця надходить на фільтри $\Phi 1$ і $\Phi 2$.

Фільтри необхідні для того, щоб при появі ступінчастої зміни різниці на його вході в перший момент часу на його виході з'являлася така ступінчаста зміна, яка через деякий час сходить до нуля. До сигналу на виході фільтра підмішується усереднене значення струмів перетворювачів, у результаті виходить сигнал завдання струм модуля. Далі з сигналу завдання віднімається струм зворотного зв'язку комірки, їхня різниця надходить на регулятор, після чого подається в блок ШІМ. При появі будь-яких перехідних процесів у системі сигнал завдання струм перетворювача дорівнюватиме сигналу, отриманому з контуру по напрузі. У режимі вихід фільтра дорівнюватиме нулю, а сигнал завдання на струм - середньому значенню струму системи. Такий спосіб формування сигналу завдання струм дозволяє контуру по струму

швидше реагувати на які виникають зміни в навантаженні.

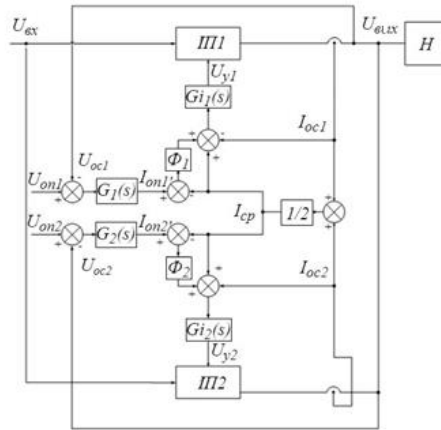


Рис 1.29 – Система із зовнішнім контуром за напругою та управлінням за середнім значенням струмів перетворювачів

У роботі [45-47] автори представляють наступний спосіб організації контурів регулювання. Сигнали керування з двох власних контурів підсумовуються, утворюючи загальний сигнал керування, що використовується в ШІМ. Для рівномірного розподілу струмів як сигнал завдання в контурі струму використовується середнє значення струмів комірок, як показано на рис. 1.30.

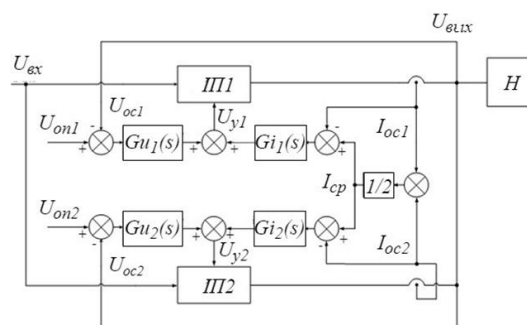


Рис. 1.30 – Система з паралельними контурами регулювання та керування за середнім значенням струмів перетворювачів

Ведучий-відомі.

На відміну від попереднього методу, у представленому методі ведучий-відомі опорний сигнал струмом не розраховується, а вибирається зі своїх струмів перетворювачів, тобто, серед усіх перетворювачів вибирається один

ведучий, «master», та його власний вихідний струм стає опорним сигналом за струмом інших перетворювачів. На рис. 1.27 опорний сигнал I_{on} – це сигнал, пропорційний вихідному струму провідного перетворювача [36-39, 48]. Існує кілька способів вибору провідного перетворювача. Найбільш простий – метод із фіксованим провідним перетворювачем. Передбачається, що розробник сам обирає провідний перетворювач, реалізує відповідний алгоритм роботи, який змінюється у процесі експлуатації. Для отримання блок-схеми даного методу рисунку 1.27 потрібно прийняти $u_1 = 1$, $u_2 = 0$ і $W(s) = 1$. Метод забезпечує досить високу точність розподілу струмів і дозволяє досягти стабільного регулювання вихідної напруги. Основна проблема у тому, що з виходу з ладу провідного перетворювача система припиняє свою роботу. У роботі[49] представлена система з зумовленим провідним перетворювачем. Струм цього перетворювача є сигналом завдання для інших перетворювачів. Кожен модуль у системі має свій контур за напругою і контур за струмом, що працюють паралельно, як показано на рис. 1.31. Помилка напруги обчислює тільки провідний перетворювач, при цьому його власний контур струму не працює. Дані про струм і неузгодженість напруг провідного перетворювача передаються всім веденим «slave» перетворювачам. Ведені модулі обробляють дані про напругу, обчислюють власні помилки по струму, обробляють їх, після чого величини, отримані з регуляторів обох контурів, підсумовуються, утворюючи сигнал управління перетворювачем.

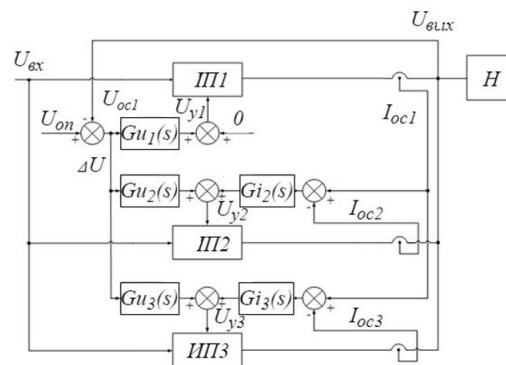


Рис. 1.31 – Система з визначеним провідним перетворювачем

Система з зумовленим провідним перетворювачем використовується у

[50]. Недолік цього усувається в іншому його різновиду, у якій провідний перетворювач визначається автоматично, тобто. провідним стає перетворювач із максимальним вихідним струмом. Блок-схема, характерна методу автоматичного вибору ведучого представлена рис. 1.32.

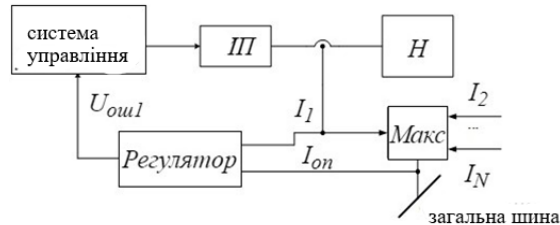


Рис 1.32 – Реалізація способу автоматичного вибору провідного перетворювача

У разі, якщо струм якого-небудь перетворювача менший, ніж струм у загальній шині, на входи регулятора приходять величини, різниця яких не дорівнює нулю, і на виході регулятора є ненульовий сигнал, який передається в систему управління перетворювачем. Якщо струм будь-якого перетворювача більше, ніж струм у загальній шині, перетворювач стає провідним, регулятор перестає працювати, тому у цьому випадку на нього подається нульовий сигнал.

Серед різних способів управління, основою яких є концепція ведучий-відомий найбільшу популярність отримав автоматичний ведучий.

Переваги:

- високі показники відмовостійкості;
- висока надійність;
- масштабованість системи.

Недоліки:

- низька точність розподілу струмів за перехідних процесів, струм у провідному перетворювачі не регулюється, а струми інших перетворювачів прагнуть до струму ведучого [35];

- можливий збій у розподілі – в результаті «боротьби» за роль провідного перетворювача струми можуть сильно зрости, внаслідок чого

вийде з ладу контур зворотного зв'язку по струму. До того ж система може стати нестабільною через часту зміну провідного перетворювача.

- низька завадостійкість - низькочастотні коливання можуть викликати боротьбу роль провідного перетворювача.

Реалізація методу автоматичного вибору провідного перетворювача описана [51-53]. В описаних системах у кожного перетворювача є зовнішній контур струму і внутрішній за напругою, як показано на рис. 1.33. З струмів перетворювачів вибирається найбільший, перетворювач стає провідним деякий час, коли струм стає сигналом завдання інших модулів у системі. Вихідний сигнал контуру струму збільшує сигнал завдання по напрузі таким чином, щоб струм даного осередку досяг заданого рівня.

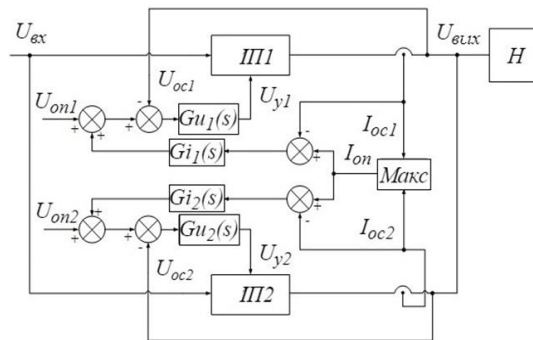


Рис. 1.33 – Система автоматичного вибору провідного перетворювача

Інші системи активного розподілу потужності.

У роботі [54] представлена ідея про те, що струми перетворювачів необхідно розподіляти таким чином, щоб ККД усієї системи був максимальним. Така ситуація можлива, коли споживана потужність мінімальна. При цьому, як стверджують автори, розкид у розподілі струмів не перевищить 10%. Для реалізації описаного способу пропонується використовувати загальний контур напруги, на виході якого виробляється загальний сигнал управління перетворювачами, як показано на рис. 1.34. Крім цього необхідно вимірювати вхідний струм усієї системи. Виміряний вхідний струм надходить на блок відстеження точки мінімуму (ВТМ), який реалізується у вигляді програмного коду мікроконтролера. Виходом блоку

ОТМ є сигнали a і b сума яких дорівнює 1. Для отримання сигналів управління кожним перетворювачем загальний сигнал управління множиться на сигнали a і b . Таким чином, блок ВТМ може зменшувати або збільшувати сигнали управління перетворювачами для досягнення мінімального вхідного струму.

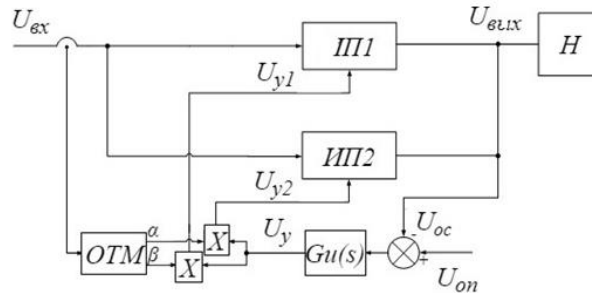


Рис. 1.34 – Система з відстеженням мінімальної вхідної потужності

У [55-57] представлений ще один метод. Паралельно включені перетворювачі подаються у вигляді однакового резистивного навантаження. При рівності опорів струм ділиться порівну між усіма опорами, формування сигналу управління для понижуючого перетворювача відбувається за виразом:

$$U_{yi} = \frac{U_{вх}}{r_{ze} \cdot i_{Li}} \quad (1.3)$$

Де $U_{вх}$ – вхідна напруга системи, r_{ze} - еквівалентне резистивне вхідний опір перетворювача, помножене на кількість перетворювачів у системі, i_{Li} - струм індуктивності одного перетворювача. Для реалізації такого алгоритму необхідно вимірювати вхідну напругу, а також струм індуктивності, як показано на рис. 1.35, далі роблячи з ними дії множення та поділу для обчислення сигналів керування.

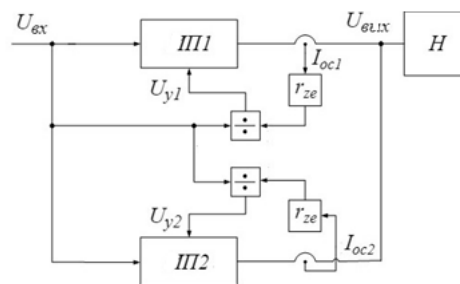


Рис. 1.35 – Система з перетворювачами, представленими у вигляді резистивного навантаження

У джерелах [58-59] представлено вдосконалений метод нахилу вихідної характеристики. Блок-схема описуваної системи наведено на рисунку 1.36. У представленій системі кожен із перетворювачів має власний контур по напрузі (зовнішній контур) і контур по струму (внутрішній контур). Рівномірний розподіл струмів між осередками досягається за рахунок коригування власного сигналу завдання на напругу двома незалежними способами одночасно.

Перший спосіб – зменшення сигналу завдання величину, рівну добутку вихідного струму перетворювача і віртуального опору. Таким чином, формується «м'яка» зовнішня характеристика перетворювача.

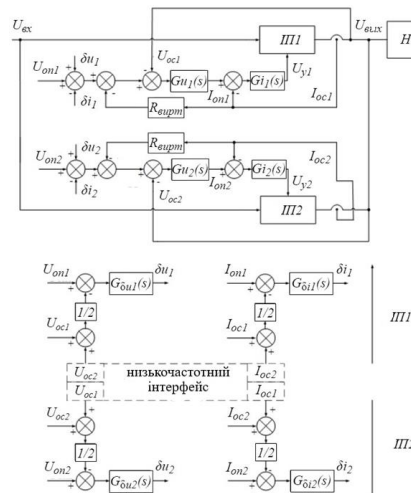


Рис. 1.36 – Блок-схема системи з використанням удосконаленого методу формування «м'якої» вихідної характеристики

Другий спосіб - коригування сигналу завдання відбувається за допомогою добавок по напрузі δ_u та струму δ_i . Добавки формуються в такий спосіб: перетворювачі обмінюються даними про вихідну напругу і струм за низькочастотним інтерфейсом зв'язку. У кожному перетворювачі визначається середнє значення вихідної напруги та струму на основі інформації власних і отриманих величинах. Обчислені середні значення порівнюються з власними сигналами завдання на напругу та струм, отриману різницю обробляється регуляторами G_{δ_u} і G_{δ_i} . В результаті на виході регуляторів формуються добавки δ_u і δ_i . Добавка по напрузі δ_u додається до вихідного власного сигналу завдання з напруги, а добавка по току δ_i віднімається від нього. У разі, якщо

при використанні віртуального опору, середнє значення вихідної напруги стало менше вихідного сигналу завдання U_{oni} , добавка по напрузі компенсує просідання. У той же час, якщо обчислений середній струм менше власного сигналу завдання на струм, добавка струму зменшить сигнал завдання на напругу, щоб вихідний струм перетворювача збільшився.

Способи організації обміну даними між перетворювачами

При використанні найбільш ефективних активних методів розподілу струмів для забезпечення паралельної роботи необхідно організувати обмін даними між перетворювачами, щоб модулі на основі отриманих даних змінювали свої струми та напруги у більшу чи меншу сторону. Обмін можна організувати аналоговим чи цифровим способами.

Аналогові засоби забезпечення зв'язку.

При використанні аналогових способів забезпечення зв'язку всі модулі передають дані про свої струми на загальну шину (загальний провід), і в залежності від обраного способу обробки струмового сигналу на шині з'являється або середній струм, або найбільший представлений.

На рис. 1.37 показаний спосіб реалізації управління середньому значенню струму за допомогою аналогової шини [48]. Струм кожного силового модуля подається на загальну шину через резистор. З появою перепаду напруги на резисторі, тобто. якщо власний струм відрізняється від середнього струму на шині, регулятор змінить свій вихідний сигнал так, щоб звести перепад до нуля.

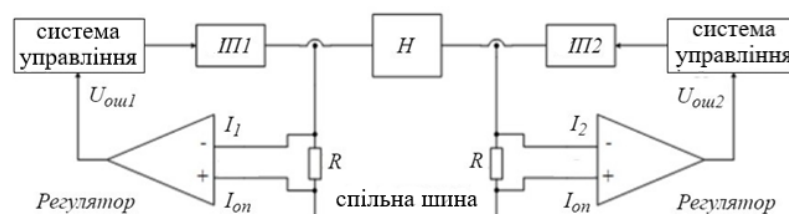


Рис 1.37 – Реалізація методу управління за середнім значенням струму за допомогою аналогової шини

На рис. 1.38 представлений спосіб реалізації методу управління за

максимальним струмом за допомогою аналогової шини, тобто методу ведучий-відомі з автоматичним вибором провідного перетворювача [48].

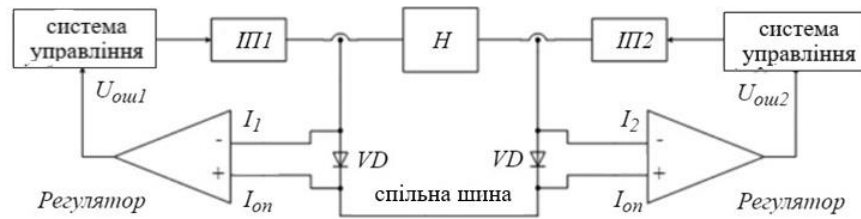


Рис 1.38 – Реалізація способу ведучий-відомі з автоматичним вибором провідного перетворювача

На відміну від системи, представленої рисунку 1.37, у разі резистор замінений на діод. Якщо струм даного перетворювача менший, ніж струм у загальній шині, діод закритий, на входи регулятора приходять різні потенціали, на виході регулятора є ненульовий сигнал, який передається в систему управління перетворювачем. Якщо струм даного перетворювача більше, ніж струм у загальній шині, діод відкривається, при цьому перетворювач стає провідним, і його регулятор перестає працювати. Розглянемо основні переваги та недоліки аналогового способу забезпечення обміну даними між модулями.

Переваги:

- швидкодія;
- відсутність втрат інформації при аналого-цифровому перетворенні.

Недоліки:

- низька схибленість;
- дрейф нуля;
- залежність від температури;
- відсутність гнучкості у системі управління.

Цифрові інтерфейси.

Для забезпечення зв'язку між осередками при цифровому способі передачі даних використовуються цифрові інтерфейси. При цьому модулі з'єднуються один з одним шиною, якою передається інформація про струми у

вигляді двійкового коду згідно з певним протоколом передачі.

Переваги цифрових інтерфейсів:

- схибленість;
- можливість гнучкого настроювання системи управління;
- відсутність дрейфу нуля;
- стабільність за зміни температури.

Недоліки:

- наявність затримок під час передачі інформації;
- втрати інформації при аналого-цифровому перетворенні.

Розглянемо кілька підходящих для паралельної роботи систем інтерфейсів з наступними параметрами:

1. Максимальна частота обміну даними.
 2. Захищеність інтерфейсу.
 3. Спосіб доступу до загальної шини.
- Максимальна кількість пристроїв. I2C [60].

Максимальна частота обміну між осередками – 100 кбіт/с – 400 кбіт/с. Захищеність інтерфейсу - низька. Спосіб доступу до шини – з ініціативи провідного пристрою. Максимальна кількість пристроїв – 128.

- RS-485 [61].

Максимальна частота обміну між осередками – 100 кбіт/с – 10 Мбіт/с. Захищеність інтерфейсу - висока. Спосіб доступу до шини – з ініціативи провідного пристрою. Максимальна кількість пристроїв – 32 від одного передавача, можна збільшити до 256.

- CAN [62].

Максимальна частота обміну між осередками – 1 Мбіт/с. Захищеність інтерфейсу - висока. Спосіб доступу до шини – доступ отримує пристрій, що пройшов спеціальний арбітраж. Максимальна кількість пристроїв – теоретично будь-яка, практично – обмежена здатністю навантаження передавачів (зазвичай 100-200 пристроїв).

- USB 2.0 Full-speed [63].

Максимальна частота обміну між осередками – 12 Мбіт/с. Захищеність інтерфейсу - висока. Спосіб доступу до шини – з ініціативи провідного пристрою. Максимальна кількість пристроїв – 128.

- Ethernet [64].

Максимальна частота обміну між осередками в залежності від модифікації 10 Мбіт/с, 100 Мбіт/с, 1 Гбіт/с, 10 Гбіт/с, 100 Гбіт/с. Захищеність інтерфейсу - висока. Спосіб доступу до шини – множинний доступ з контролем несучої та виявлення колізій. Максимальна кількість пристроїв – 1024.

Навантаженням для випрямляча у гальванічних процесах є гальванічна ванна. Гальванічна ванна є ємністю, заповненою електролітом, в яку занурюються металеві електроди, що проводять струм від зовнішнього джерела. Струм в електроліті переноситься іонами – катіонами та аніонами. Схема заміщення навантаження при гальванічному осадженні металу представлена на рисунку 1.39 [65].

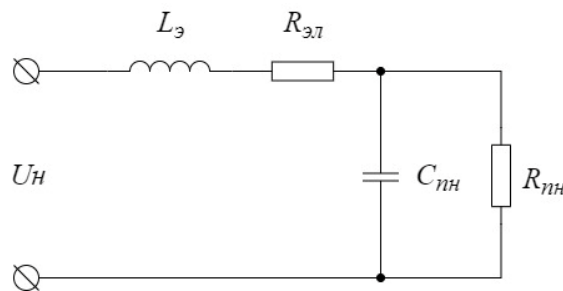


Рис. 1.39 – Схема заміщення навантаження у процесах гальванічного осадження металу

На рис. 1.39 прийняті наступні позначення: L_e – сумарна індуктивність електродів системи, R_{el} – опір електроліту, R_{nn} – активний опір активаційної поляризації, C_{nn} – ємність подвійного електричного шару. Для розгляду роботи випрямляча можна використовувати схему, представлену рисунку 1.40 [65].

У цій схемі заміщення не враховується ємність подвійного електричного шару, що визначається формулою:

$$\frac{1}{C_{нн}} = \frac{1}{C_{ydc}} \cdot \left(\frac{1}{S_a} + \frac{1}{S_K} \right) \quad (1.4)$$

де C_{ydc} – питома ємність подвійного електричного шару, S_a – площа анода, S_K – площа катода. Для нівелювання похибок, що виникають в результаті цього припущення, опір навантаження при протіканні максимального струму оцінюється в розмірі опору електроліту, а при розрахунку мінімально допустимої напруги на навантаженні оцінюється сумою опорів електродів і активаційної поляризації [65].

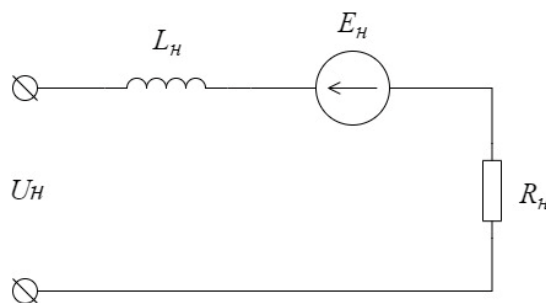


Рис 1.40 – Схема заміщення навантаження для аналізу роботи випрямляча у процесах модифікації поверхні металу.

У процесі гальванічного осадження металу при частоті реверсивних імпульсів струму менше 100 Гц можна знехтувати сумарною індуктивністю електродів. ЕРС системи визначається різницею стандартних потенціалів її електродів, і в процесах гальванічного осадження металу її величина на порядок нижча за вихідну напругу випрямляча, тому величиною ЕРС ванни можна знехтувати [65].

При всіх прийнятих припущеннях, у роботі розглядатиметься робота випрямляча на активний опір, що визначається ставленням квадрата вихідної напруги до вихідної потужності випрямляча:

$$R_H = \frac{U_{вих}^2}{P_{вих}} \quad (1.5)$$

Висновки з першого розділу

1. Аналіз доступних на ринку джерел живлення гальванічних установок показав, що найсучаснішим рішенням з погляду зручності використання, обслуговування та надійності є модульне виконання джерела живлення.

2. Аналіз силових схем, на основі яких будуються джерела електроживлення, показав, що найбільш кращою схемою є мостовий перетворювач з фазовим управлінням.

3. Аналіз варіантів побудови системи управління показав, що найбільш переважним з погляду перешкод та захищеності, точності розподілу струмів і модульності системи є використання власних контурів за напругою і струмом, що працюють паралельно в кожному перетворювачі. Як засіб для рівномірного розподілу струмів доцільно використовувати цифровий інтерфейс зв'язку CAN, що має спеціальний алгоритм доступу до загальної шини. При розподілі струмів доцільно використовувати їхнє середнє значення.

4. Аналіз схеми заміщення гальванічної ванни у процесах гальванічного осадження металу показав, що, у випадку, можна розглядати активний характер навантаження випрямляча.

РОЗДІЛ 2 Модульне джерело електроживлення гальванічної установки на основі мостового перетворювача з фазовим керуванням

Перетворювач, представлений рисунку 2.1 і двох стояків інвертора (транзистори VT1...VT4), силового високочастотного імпульсного трансформатора і випрямляча з фільтром.

Як випрямляч використовується схема подвійника струму.

У порівнянні з випрямлячем з відведенням середньої точки трансформатора, подвійник струму має наступні переваги [66-67]:

- менше струмове завантаження ключів;
- удвічі більша частота пульсацій вихідного струму. Це дозволяє зменшити ємність вихідного конденсатора.

Недоліки схеми подвійника струму:

- удвічі більша напруга на ключах порівняно з випрямлячем з відведенням середньої точки трансформатора.

2.1 Принцип дії перетворювача з фазовим керуванням

Розглянемо принцип дії перетворювача за допомогою тимчасових діаграм, представлених на рис. 2.2 та схем заміщення на різних інтервалах роботи, представлених на рис. 2.1. Кожного моменту силова схема працює у одному з дев'яти режимів [68].

Інтервал ($t_0 - t_1$) (рис. 2.1 – а): у цьому режимі потужність передається з первинної сторони на вторинну. Ключі VT1 та VT4 включені, і вхідна напруга прикладається до первинної обмотки трансформатора. Діод VD1 на вторинній стороні залишається зміщеним назад, а діод VD2 проводить струм. Тому струм I_{L1} лінійно наростає, тоді як струм I_{L2} лінійно спадає.

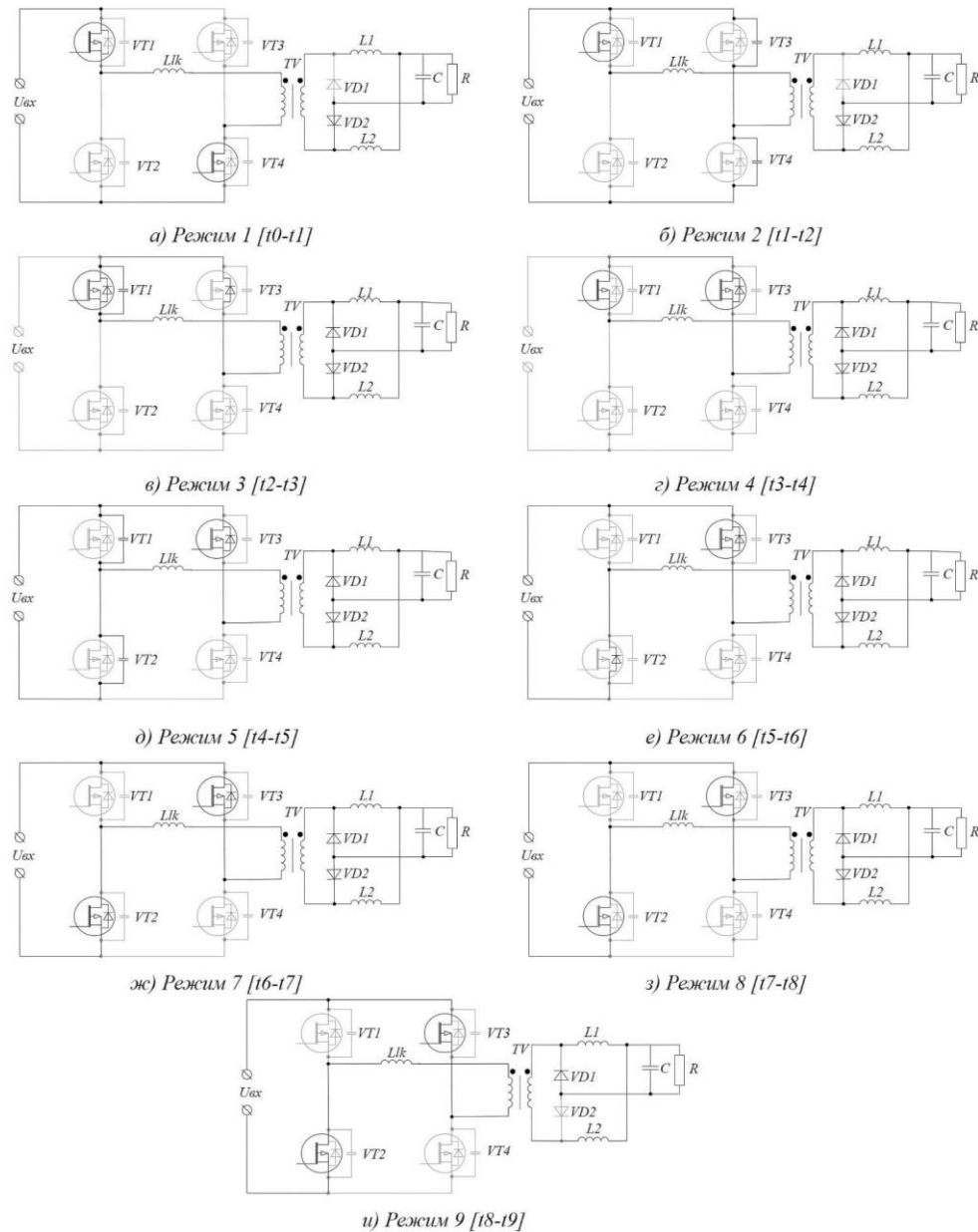


Рис 2.1 – Режими роботи мостового перетворювача з фазовим керуванням

Інтервал ($t_1 - t_2$) (рис. 2.1 – б): коли ключ VT_4 вимикається, то енергія зберігається в індуктивності L_1 вихідного фільтра, розряджаючи при цьому паразитну ємність ключа VT_3 та одночасно заряджаючи паразитну ємність ключа VT_4 . Комутація ключів при нульовій напрузі може бути досягнута при дотриманні умов, описаних у виразі (2.1), де паразитну ємність ключа:

$$\frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot (i_{L1}(t_1))^2 \geq \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \cdot U_{in}^2 \quad (2.1)$$

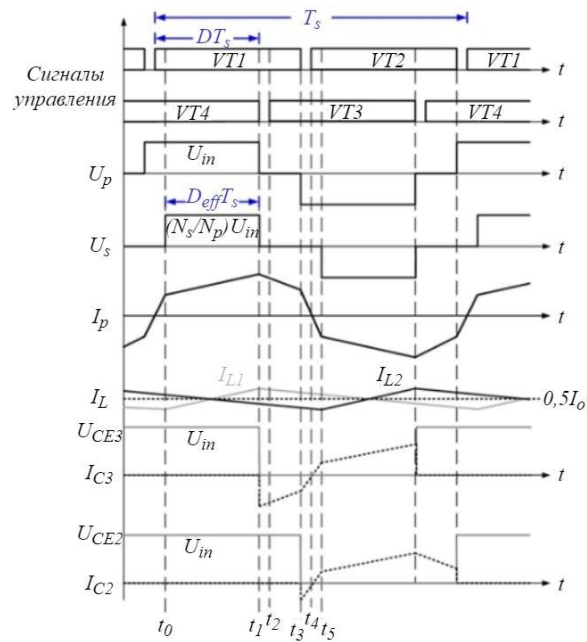


Рис 2.2 – Тимчасові діаграми роботи мостового перетворювача з фазовим керуванням

Оскільки величина індуктивності L_1 досить велика, ця умова здійснюється. Таким чином, комутація ключів провідної стійки (VT3 і VT4) при нульовій напрузі досяжна в широкому діапазоні навантажень. Коли всі діоди на вторинному боці включені, напруга трансформатора дорівнюватиме нулю. Як видно з малюнка 2.1 -, зворотні діоди ключів VT1 і VT3 проводять струм на первинній стороні, і перемикання транзистора VT3 при нульовій напрузі стає можливою.

Інтервал $(t_2 - t_3)$ (рис. 2.1 – г): у цьому режимі ключ VT3 вмикається, і досягається комутація при нульовій напрузі. Вторинна сторона, як і раніше, залишається в режимі авторотації.

Інтервал $(t_3 - t_4)$ (рис 2.1 – д, рис. 2.1 – е): як видно з малюнка 2.1 – д, ключ VT1 вимикається на момент часу t_3 . Енергія, накопичена в індуктивностях розсіювання трансформатора, заряджатиме і розряджатиме паразитні ємності ключів VT1 і VT2 відповідно. Умова комутації при нульовій напрузі в цьому режимі описана виразом (2.2):

$$\frac{1}{2} \cdot L_{Llk} \cdot (i_p(t_3))^2 \geq \frac{4}{3} \cdot C_{oss} \cdot U_{in}^2 \quad (2.2)$$

Потім, як показано на рис. 2.1 – е, зворотні діоди ключів VT2 та VT3 починають проводити струм, і напруга U_{in} прикладається до первинної обмотки трансформатора. Ключ VT2 у цьому режимі підготовлений до комутації при нульовій напрузі. Як очевидно на рисунку 2.2, струм на інтервалі $t_3 - t_4$ має різкі нахили. Оскільки напрям струму реверсується у наступному режимі, то веденій стійці (VT1, VT2) складно забезпечити комутацію ключів при нульовій напрузі.

Інтервал ($t_4 - t_5$) (рис 2.1 - ж, рис. 2.1 - з): як видно з малюнка 2.1 - ж, ключ VT3 включається в момент початку цього режиму, і комутація при нульовій напрузі досягається. У цьому режимі струм зворотних діодів ключів VT2 та VT3 змінює свій напрямок і протікає через кожен із ключів, як показано на рисунку 2.1 – з. Однак на вторинному боці у цей момент усі діоди закриті. Струм вихідного фільтра при цьому продовжує спадати. У цей період потужність не передається на вторинний бік через індуктивність розсіювання, що зменшує ефективну шаруватість.

Далі послідовність повторюється від режиму 1 до 5 режиму в зворотному напрямку.

Залежність вихідної напруги в режимі, що встановився, від коефіцієнта заповнення імпульсів управління і вхідної напруги визначається наступним виразом:

$$U_s = \frac{(N_s/N_p) \cdot D_{eff} \cdot U_{in}}{2} \quad (2.3)$$

Методика розрахунку мостового перетворювача з фазовим управлінням наведена в джерелах [69-85].

2.2 Алгоритм розрахунку параметрів перетворювача

Блок-схема алгоритму розрахунку параметрів перетворювача представлена рис. 2.3.

Вхідними даними для розрахунку є такі величини:

U_{innom} , U_{inmin} , U_{inmax} – номінальна, мінімальна та максимальна вхідна

напруга;

$U_{outnom}, U_{outmin}, U_{outmax}$ - номінальна, мінімальна та максимальна вихідна напруга;

P_{outnom} – номінальна вихідна потужність;

P_{outmax} – максимальна вихідна потужність у режимі перевантаження;

T_{dt} - «мертвий» час між імпульсами керування ключами стійки інвертора;

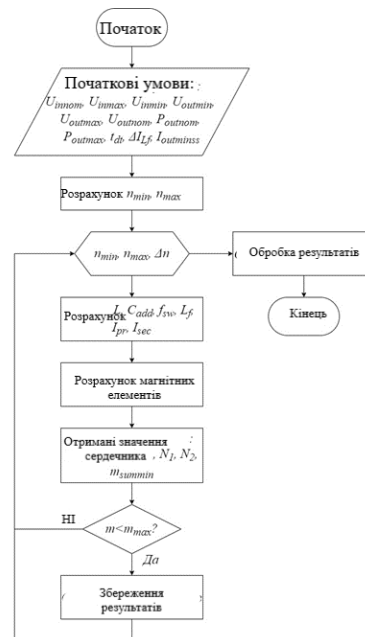


Рис. 2.3 – Блок-схема алгоритму розрахунку параметрів перетворювача

DI_L – пульсації струму у фільтрових дроселях;

I_{outmin} – мінімальний струм навантаження, при якому перетворювач ще працює в режимі "м'якої" комутації.

Основними обмежувачими чинниками до розрахунку є:

- маса моточних елементів;
- частота комутації;
- максимальна зворотна напруга на ключах вихідного випрямляча.

Розрахунок проводиться ітераційно. Як змінна величина використовується коефіцієнт трансформації силового трансформатора. Він визначається з граничних умов зворотної напруги на ключах вихідного

випрямляча. Верхня межа коефіцієнта трансформації вибирається виходячи з мінімально можливої напруги на вторинній обмотці трансформатора, необхідного для утримання номінальної вихідної напруги. Нижня межа коефіцієнта трансформації вибирається виходячи з пробивної напруги вихідних ключів. Задається ряд значень вихідної індуктивності L_f , виходячи із заданих пульсацій струму. Наступним кроком формується ряд значень комутаційної індуктивності L виходячи з межі режиму «м'якої» комутації. Ставлення L_f до L визначає два фактори: в якому діапазоні навантаження перетворювач буде працювати в режимі «м'якої» комутації, і яка амплітуда досягне напруги на вторинній обмотці трансформатора.

Максимально допустима частота комутації визначається з умови підтримки заданого рівня вихідної напруги при мінімальній вхідній напрузі та максимальному навантаженні. Мінімумально допустима частота комутації вибирається з міркувань мінімізації маси моточних виробів.

Параметри комутаційної індуктивності та частоти перетворення дозволяють визначити комутаційну ємність C .

З урахуванням усіх розрахованих параметрів, наступним кроком визначаються діючі значення струмів у первинній та вторинній обмотках трансформатора, I_{pr} та I_{sec} відповідно. Отримані результати є обмежуючим фактором під час виборів транзисторів. Далі проводиться розрахунок моточних виробів. Вхідними даними для розрахунку моточних виробів є значення індуктивностей L_f і L , коефіцієнт трансформації n , а також діючі значення струмів в обмотках I_{pr} та I_{sec} . Обмежуючими факторами є допустима густина струму в обмотках J та максимальне значення магнітної індукції в магнітопроводі B . Результатом розрахунку моточних виробів є:

- типи сердечників для трансформатора, вихідних дроселів комутаційного дроселя;
- кількість витків первинної обмотки трансформатора, вторинної обмотки трансформатора, вихідного дроселя, комутаційного дроселя;

- сумарна маса сердечників.

Отримане значення маси сердечників порівнюється з граничною умовою, і у разі задоволення поставленою умовою повний набір параметрів перетворювача зберігається для подальшої обробки.

2.3 Розрахункові співвідношення визначення параметрів силової схеми перетворювача

Тичасові інтервали наводяться відповідно до рисунку 2.2.

Мінімальне та максимальне значення коефіцієнта трансформації визначаються за такими співвідношеннями [86]:

$$n_{min} = \frac{U_{in\ max}}{U_{brr}}, \quad (2.4)$$

$$n_{max} = \frac{U_{inmin}}{2 \cdot U_{out\ max}} \quad (2.5)$$

Де n_{max} – максимально допустима зворотна напруга на ключах випрямляча.

На рис. 2.4 представлена схема заміщення перетворювача на інтервалах провідного стану ключів VT1 та VT4.

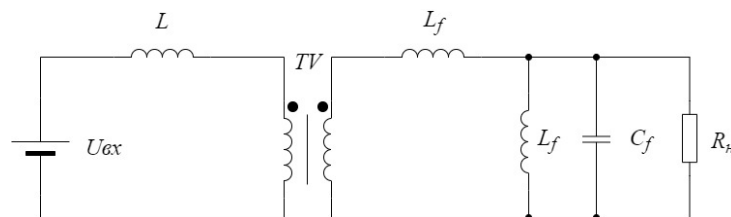


Рис 2.4 – Схема заміщення перетворювача на інтервалах провідного стану ключів VT1 та VT4

Для цієї схеми заміщення можна визначити мінімальне та максимальне значення напруги на вторинній обмотці силового трансформатора:

$$U_{secmin\ pwr} = \frac{U_{inmin} \cdot L_f}{n \cdot \left(\frac{L}{n^2} + L_f \right)} \quad (2.6)$$

$$U_{secmax\ pwr} = \frac{U_{inmax} \cdot L_f}{n \cdot \left(\frac{L}{n^2} + L_f \right)} \quad (2.7)$$

Втрати часу на періоді комутації, що складаються з «мертвого» часу та

часу на зміну струму первинної обмотки від свого максимуму до мінімуму в умовах максимального навантаження, визначаються відповідно до рисунку 2.2:

$$t_{loss} = L_f \cdot \frac{0.5 \cdot \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{U_{secminpwr} - U_{outmax}} \quad (2.8)$$

Максимально допустима частота комутації визначається за умови підтримки заданого рівня вихідної напруги при мінімальній вхідній напрузі та максимальному навантаженні:

$$\frac{2 \cdot n \cdot U_{outmax}}{U_{inmin}} = \frac{T_{sw} - t_{loss}}{T_{sw}} \quad (2.9)$$

де T_{sw} – період комутації.

$$f_{sw} = \frac{1 - \frac{U_{outmax} \cdot 2 \cdot n}{U_{inmin}}}{2 \cdot t_{loss} + 2 \cdot t_{dt}} \quad (2.10)$$

Струм у комутаційному дроселі, у момент початку перемикання транзисторів визначає енергію, накопичену в ньому на момент перемикання.

Напруга на фільтровий дроселі до моменту початку комутації визначається відповідно до рисунку 2.4 як:

$$U_{L_f - I_{sw}} = \frac{U_{outmax} \cdot L_f}{\frac{L}{n^2} + L_f} \quad (2.11)$$

Значення струму

I_{sw} , з якого відбувається перемикання силових вентилів, визначається з допомогою тимчасових інтервалів, показаних рисунку 2.5.

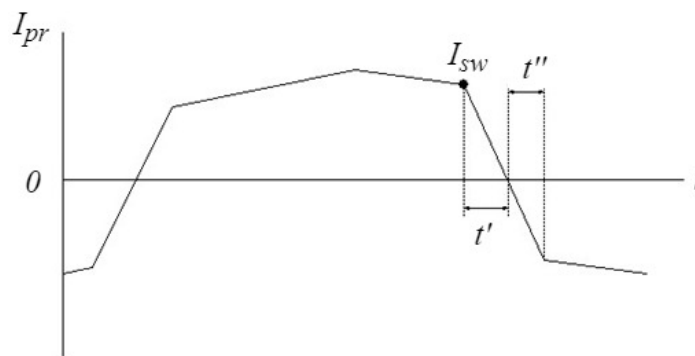


Рис 2.5 – Струм первинної обмотки трансформатора

Ці вирази отримані із співвідношень для різних інтервалів роботи силової схеми, описаних у розділі 2.1:

$$t' = \frac{L_f \cdot 0,5 \cdot \Delta I_L \cdot I_{outom}}{U_{sec_max_sw} - U_{outmax}}, \quad (2.12)$$

$$t' = \frac{\frac{I_{outom}}{2n} - \frac{\Delta I_L \cdot I_{outom}}{4n} + \frac{U_{inmax}}{L} \cdot \left(t' - \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} \right)}{\frac{U_{inmax}}{L} + \frac{2I_{outom} - \Delta I_L \cdot I_{outom}}{\frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - t'}}. \quad (2.13)$$

Значення струму в комутаційному дроселі в моменті початку переключення вентелів визначається наступним чином:

$$I_{sw} = \frac{\frac{I_{outom}}{2} + \frac{\Delta I_L \cdot I_{outom}}{4} - \frac{U_{L_f - I_{sw}} \cdot t_3}{L_f}}{n} \quad (2.14)$$

Значення L_f і L з врахуванням частоти комутації і струму перемикавання визначаються з формули (2.15, 2.16):

$$L = \frac{t_{dt} \cdot U_{inmax}}{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{I_{sw}}{n}}, \quad (2.15)$$

$$L_f = \frac{U_{L_f} \cdot \Delta t}{\Delta I_L}. \quad (2.16)$$

Розрахунок струму первинної обмотки трансформатора проводиться у разі інтервалів, представлених рисунку 2.6.

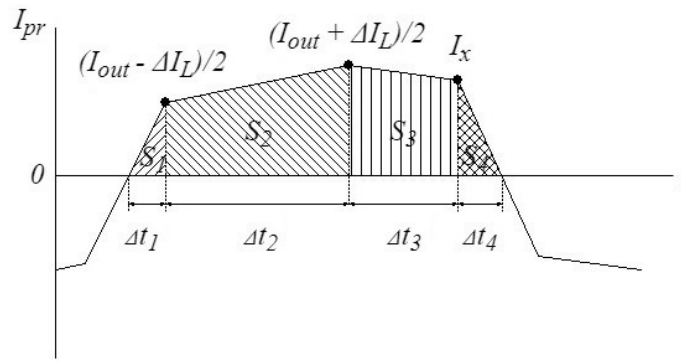


Рис 2.6 – Струм первинної обмотки трансформатора (2.18)

Інтервали часу $\Delta t_1 - \Delta t_4$ розраховуються відповідно до формули (2.17):

$$U_L = L \cdot \frac{\Delta I_L}{\Delta t}. \quad (2.17)$$

Площа S_1 під криву струму розраховується за формулою площі трикутника:

$$S_1 = \frac{L}{2} \cdot \left(\frac{I_{outnom} - \Delta I_L}{2 \cdot n \cdot U_{innom}} \right)^2. \quad (2.18)$$

За допомогою теореми накладання та еквівалентної схеми на рис. 2.4 розраховується напруга на вторинній обмотці трансформатора в номінальному режимі роботи:

$$U_{sec_nom_pwr} = \frac{U_{innom} \cdot L_f}{n \cdot \left(\frac{L}{n^2} + L_f \right)} - \frac{U_{outnom} \cdot L_f}{\frac{L}{n^2} + L_f} + U_{outmin}. \quad (2.19)$$

Площа S_2 під кривою струму розраховується за формулою площі трапеції:

$$S_2 = L_f \cdot \frac{I_{outnom}}{4} \cdot \left(\frac{I_{outnom} \cdot \Delta I_L}{2 \cdot (U_{sec_nom_pwr} \cdot U_{outnom})} \right)^2. \quad (2.20)$$

Далі розраховується інтервал часу Δt_3 , описаних у розділі 2.1 режимів роботи:

$$t_3 = - \frac{\frac{I_{outnom}}{2n} - \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4n} + \frac{U_{innom}}{L} \cdot \left(\Delta t_2 - \frac{1}{2 \cdot f_{sw}} \right)}{\frac{U_{innom}}{L} + \frac{2I_{outnom} - \Delta I_L \cdot I_{outnom}}{\frac{1}{f_{sw}} - \Delta t_2}}. \quad (2.21)$$

Значення напруги U_{Lf_Ix} на фільтровому дроселі розраховується у момент перемикання вентилів за формулою (2.11).

Струм I_x розраховується так:

$$I_x = \frac{\frac{I_{outnom}}{2} + \frac{\Delta I_L \cdot I_{outnom}}{4} - \frac{U_{Lf_Ix} \cdot \Delta t_3}{L_f}}{n}. \quad (2.22)$$

Площа S_4 під кривою струму розраховується за формулою площі трапеції:

$$S_3 = \frac{t_3}{2} \cdot \left(\frac{\frac{I_{outnom} \cdot \Delta I_L}{4} + \frac{I_{outnom}}{2}}{n} + \frac{I_x}{n} \right). \quad (2.23)$$

Площа S_4 під кривою струму розраховується по формулі площі трикутника:

$$S_4 = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_x}{n} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot f_{sw}} - t_1 - t_2 - t_3 \right). \quad (2.24)$$

Струм первинної обмотки трансформатора дорівнює:

$$I_{pr} = 2 \cdot f_{sw} \cdot (S_1 + S_2 + S_3 + S_4) \quad (2.25)$$

Струм вторинної обмотки трансформатора дорівнює:

$$I_{sec} = n \cdot I_{pr}. \quad (2.26)$$

Значення струму ключів на первинній стороні трансформатора дорівнює:

$$I_{pr_MOSFET} = \sqrt{\frac{I_{pr}}{2}}. \quad (2.27)$$

Значення струму ключів випрямляча знаходиться за співвідношенням:

$$I_{out_MOSFET} = \sqrt{\frac{I_{outom}}{2}}. \quad (2.28)$$

Для забезпечення «м'якої» комутації необхідно, щоб у всьому діапазоні регулювання енергія, збережена в резонансній індуктивності, була більша або дорівнює енергії, збереженої в паразитних ємностях транзисторів інвертора [73]:

Період резонансу комутаційного ланцюга визначається виходячи з обраного "мертвого" часу. Необхідно переключити транзистори стійки інвертора до досягнення першого піку напруги в резонансній ємності. Таким чином період резонансу дорівнює [73]:

$$T_{res} = 4 \cdot t_{dt}. \quad (2.29)$$

Як правило, період резонансу ланцюга, складеного лише з паразитних вихідних ємностей транзисторів та резонансної індуктивності, занадто малий по відношенню до «мертвого» часу. Для вирішення цієї проблеми необхідно встановити до провідної стійки інвертора додаткові конденсатори, еквівалентну ємність яких можна визначити із співвідношення [73]:

$$T_{res} = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}. \quad (2.30)$$

Значення комутаційної ємності: \sqrt{LC}

$$C = \frac{t_{dt}^2}{\pi^2 \cdot \frac{L}{4}}. \quad (2.31)$$

Розрахункові співвідношення визначення параметрів моточних виробів.

Дроселі та трансформатор є найбільш габаритними елементами силової схеми. Оптимізація загальної маси всього перетворювача залежить від оптимізації маси моточних виробів.

Усі основні аналітичні висловлювання до розрахунку магнітних елементів представлені у книгах [86-87].

Товщина «скин»-шару визначається як [86]:

$$\varepsilon = \frac{0,0662}{\sqrt{f_{sw}}} \quad (2.32)$$

З отриманого значення вибирається товщина мідної фольги. Вона має бути не товщі двох «скин»-шарів.

Кількість витків первинної обмотки трансформатора визначається як [86]:

$$N_1 = \frac{U_{inmax}}{f_{sw} \cdot B \cdot A_e \cdot K_f}, \quad (2.33)$$

Де K_f - коефіцієнт форми, A_e - ефективна площа перерізу магнітопроводу.

Ширина провідників розраховується виходячи з даних на магнітопровід, після чого вибирається кількість шарів для забезпечення бажаної густини струму.

На рис. 2.7 позначені геометричні розміри планарних сердечників EE та EI форми.

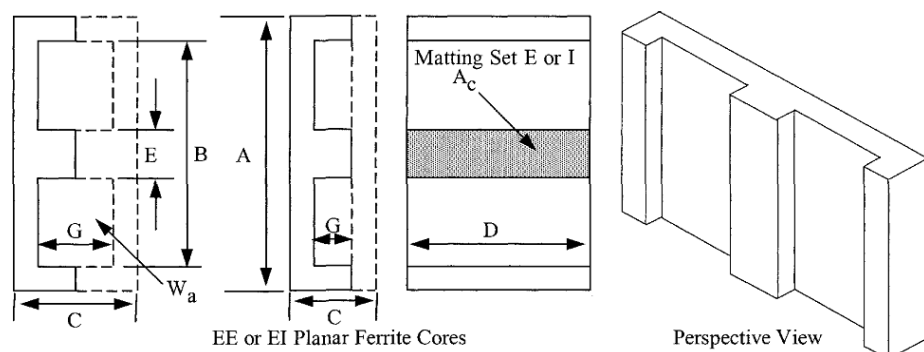


Рис. 2.7 – Геометрія планарних EE та EI сердечників

Для обліку крайових ефектів розраховується магнітний потік у зазорі [86]:

$$F = 1 + \frac{2 \cdot l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right), \quad (2.34)$$

де l_g - довжина зазору.

Число витків розраховується, виходячи з необхідної індуктивності [86]:

$$N = \sqrt{\frac{l_g \cdot L}{\mu_0 \cdot A_e \cdot F}}. \quad (2.35)$$

Розмір магнітної індукції в магнітопроводі визначається співвідношенням [86]:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot F \cdot \frac{\Delta I}{2}}{l_g + \left(\frac{l_m}{\mu} \right)}, \quad (2.36)$$

де l_m - довжина магнітної лінії.

Комутаційний дросель розраховується аналогічно.

Після розрахунку всіх магнітних елементів обчислюється їхня сумарна маса. Якщо вона не перевищує заданого значення, далі проводиться вибір між отриманими наборами параметрів перетворювача.

За допомогою представленої методики було здійснено розрахунок перетворювача з наступними вхідними параметрами:

- межі вхідної напруги: 376 ... 410 В;
- вихідна напруга: 12 В;
- вихідна потужність: 2 кВт;
- "мертвий" час: 250 нс;
- максимальна зворотна напруга на ключах випрямляча: 100 В;
- максимальна маса сердечників: 500 г;
- межі частоти комутації: 100...200 кГц.

В результаті розрахунку були отримані такі дані:

- тип сердечника: для трансформатора Е64/10/50, інших елементів Е43/10/28;

- комутаційна індуктивність $L = 12,84$ мкГн;
- кількість витків комутаційної індуктивності: 8 витків;
- зазор для магнітопроводу комутаційної індуктивності: 1,1 мм;
- комутаційна ємність $C = 1,91$ нФ; індуктивність вихідних дроселів $L_f = 1,43$ мкГн;
- кількість витків в обмотках вихідних дроселів: 3 витки;
- зазор для магнітопроводу вихідних дроселів: 1,1 мм; частота комутації $f_{sw} = 200$ кГц; коефіцієнт трансформації силового трансформатора $n = N_1 / N_2 = 12/2$;
- діючий струм ключів випрямляча $I_{out_MOSFET} = 118$ А;
- діючий струм первинної обмотки $I_{pr} = 13$ А;
- діючий струм вторинної обмотки $I_{sec} = 78$ А;
- маса сердечників моточних елементів $m = 410$ гр.

2.4 Реалізація системи управління перетворювачем та системою з використанням інтерфейсу зв'язку CAN

Для реалізації системи управління по середньому струму перетворювачів виберемо цифровий інтерфейс CAN, так як він має прийнятну швидкість обміну даними, хорошу перешкодно захищеність, контролем помилок передачі і прийому, а також особливим способом отримання пристроєм доступу до мережі.

Арбітраж доступу до мережі відбувається в такий спосіб. При вільній шині будь-який вузол може починати передачу будь-якої миті часу. У разі одночасної передачі двох або більше вузлами відбувається арбітраж доступу. Для проведення арбітражу кожне повідомлення, яке називається кадром даних, містить свій код арбітражу (ідентифікатор), як показано на рис.2.8. Передаючи ідентифікатор, вузол одночасно перевіряє стан шини. Якщо при передачі рецесивного біта (логічна «1») приймається домінуючий (логічний

«0») – вважається, що інший вузол передає повідомлення з великим пріоритетом, і передача відкладається до моменту звільнення шини, як показано на рис. 2.9. Таким чином, доступ до шини отримує пристрій із найменшим ідентифікатором [88-91].

Для реалізації управління середньому струму перетворювачів необхідно знати струми всіх осередків і усереднити їх. Однак, припускаючи, що струми в системі розподіляються з достатньою точністю, можна обмежитися даними про два струми - мінімальний серед перетворювачів і максимальний. За допомогою інтерфейсу CAN це можна реалізувати в такий спосіб.

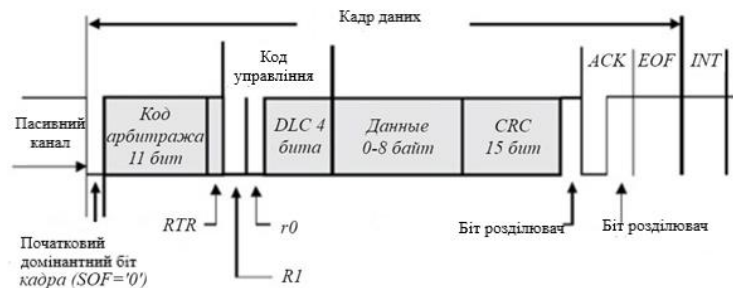


Рис. 2.8 – Структура кадру даних

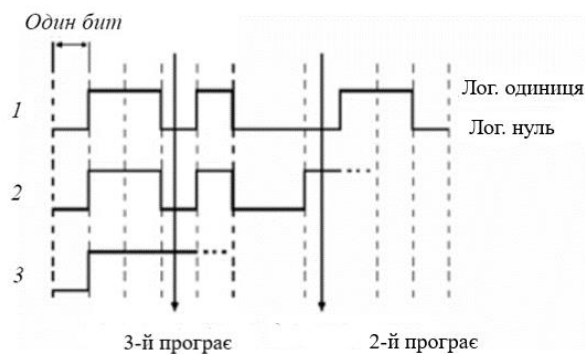


Рис 2.9 – Процедура арбітражу доступу до мережі

Розмір струму перетворювача інвертується і поміщається у полі ідентифікатора під час надсилання повідомлення. Повідомлення від різних осередків, що містять ідентифікатори з інформацією про струм, одночасно надсилаються на шину. Арбітраж виграє осередок, що має найменший ідентифікатор, тобто найбільший струм. Осередки, які програли арбітраж, більше не намагаються відправити це повідомлення. Таким чином, немає

необхідності обробляти інформацію про струми всіх модулів, що входять до паралельної системи [88-91], що покращує динаміку роботи системи. Усі комірки зчитують повідомлення з шини, знову інвертують ідентифікатор отримання максимального струму. Аналогічно проводиться передача даних про мінімальний струм осередків, з тією різницею, що перед відправкою він не інвертується. Отримані значення використовуються для розрахунку середнього струму осередків, який використовується як сигнал завдання на власні струми перетворювачів. Після прийому повідомлення з шини всі осередки знову одночасно надсилають оновлену інформацію про власний струм на шину [88].

Щоб виключити колізію на шині інтерфейсу при виникненні ситуації, коли кілька перетворювальних осередків мають однаковий вихідний струм, до кінця ідентифікатора пристрою додається серійний номер перетворювача. Тоді з усіх осередків, які проводять однаковий струм, арбітраж виграє осередок із найменшим серійним номером [88].

2.5 Синтез системи управління перетворювачем

Синтез контурів регулювання проводиться параметричним методом з використанням передавальних функцій перетворювача [92]. Представлені вирази є передатними функціями перетворювача від сигналу керування до вихідної напруги і сигналу керування до струму індуктивності, з урахуванням паразитних параметрів елементів перетворювача. На основі даних функцій далі буде зроблено синтез системи управління перетворювачем. Висновок цих виразів, зважаючи на громіздкість, не наводиться.

$$G_{vd1} = \frac{U_{ex}}{s^2 \cdot L_f C + s \cdot \left(\frac{L_f}{R} + 2 \cdot R_d C \right) + 2 \cdot \left(1 + \frac{R_d}{R} \right)}, \quad (2.37)$$

$$G_{id1} = G_{vd1} \cdot \left(\frac{1 + sCR}{R} \right), \quad (2.38)$$

$$R_{d1} = \frac{L_{ik} \cdot f_{sw}}{n^2}, \quad (2.39)$$

$$Z_{out} = \frac{R_d + s \cdot \frac{L_f}{2}}{s^2 \cdot \frac{L_f}{2} C + s \cdot R_d C + 1}, \quad (2.40)$$

де G_{id1} – передатна функція від сигналу керування до струму дроселя, G_{vd1} – передатна функція від сигналу управління до вихідної напруги, $U_{вх}$ – вхідна напруга перетворювача, n - коефіцієнт трансформації, L_f – індуктивність фільтрового дроселя, C – ємність вихідного конденсатора, R – опір навантаження перетворювача, R_d – еквівалентний опір, враховує втрати на індуктивності розсіювання і комутаційної індуктивності.

Структура системи керування.

Система управління імпульсним перетворювачем складається з двох контурів – по струму індуктивностей та вихідної напруги, як показано на рис. 2.10. Контури включені паралельно, тобто у кожний момент часу працює лише один контур регулювання, який має найменший вихідний сигнал. Корируючий пристрій у контурах регулювання поділено на дві частини. Перша частина – це пропорційні коефіцієнти G_{cu0} та G_{ci0} , друга частина – загальна динамічна складова регулятора $G(s)$. Ця структура системи керування дозволяє обмежити струм перетворювача, при цьому не зменшуючи смугу пропускання контуру за напругою.

Передбачається, що дана система управління буде реалізована в аналоговому вигляді.

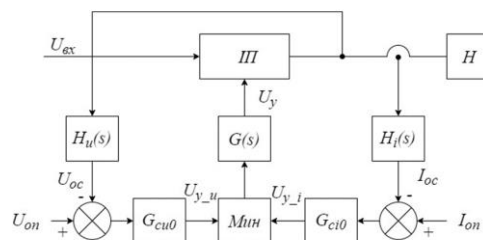


Рис. 2.10 – Структура системи управління

Тому у системі управління контури регулювання працюють паралельно, прийємо припущення, що вони незалежні один від одного і при роботі один контур не впливає на другий. Тоді синтез регуляторів для даних контурів буде проводитися окремо для кожного контуру на основі передатних функцій перетворювача за напругою та струмом, описаних раніше.

2.5.1 Параметричний синтез регулятора напруги

Для синтезу регулятора в контурі по напрузі, в першу чергу, необхідно проаналізувати передатну функцію для розімкнутого некомпенсованого контуру зворотного зв'язку по напрузі $T_{u0}(s)$, показану на рис. 2.10, при цьому: $G_{cu}(s) = G_{cu0}G(s) = 1$:

$$T_{u0}(s) = G_{vd}(s) H_u(s). \quad (2.41)$$

ЛАЧХ та ФЧХ для даного виразу представлені на рис. 2.11.

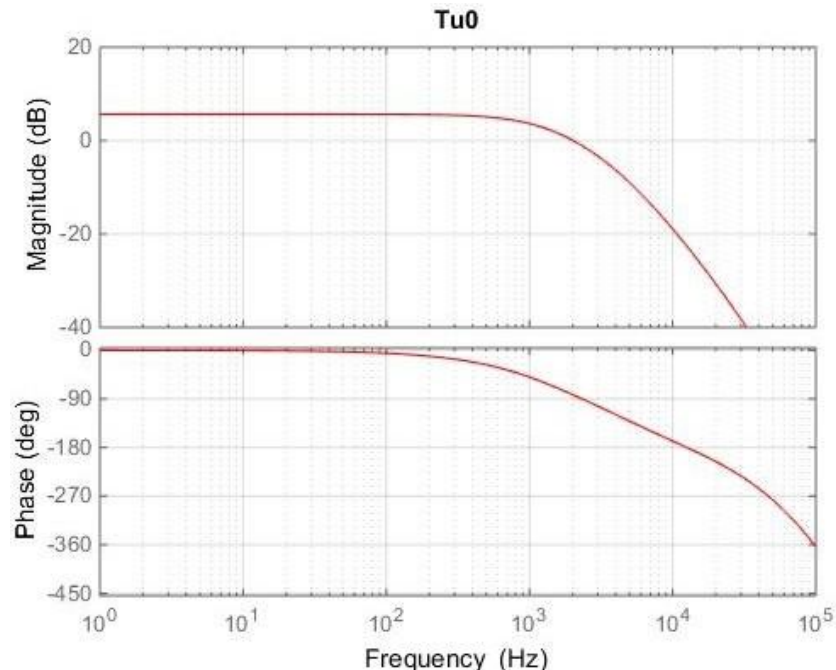


Рис 2.11 – ЛАЧХ та ФЧХ передавальної функції розімкнутого некомпенсованого контуру регулювання за напругою

На рис. 2.11 видно, що фаза на частотах понад 10 кГц опускається нижче -180° . Отже, для синтезу контуру регулювання за напругою зі смугою пропускання понад 10 кГц необхідно використовувати ПД регулятор. Однак

у нашому випадку, враховуючи досить статичний характер навантаження, ми можемо налаштувати регулятор на невисоку частоту, наприклад, 1 кГц, і використовувати ПІ регулятор з передатною функцією:

$$G_{cu}(s) = G_{cu0} \cdot G(s) = G_{cu0} \cdot \left(1 + \frac{\omega_1}{s}\right), \quad (2.42)$$

тут G_{cu0} - статичний коефіцієнт посилення в контурі за напругою, ω_1 - кутова частота інверсного нуля [77].

Передатна функція компенсованого контуру за напругою має вигляд:

$$T_u(s) = T_{u0}(s) G_{cu}(s). \quad (2.43)$$

Необхідно підбирати різні значення G_{cu0} і ω_1 щоб збільшити граничну частоту смуги пропускання контуру. При цьому існує обмеження запасу по фазі на граничній частоті контуру. Щоб уникнути перерегулювання при перехідних процесах, необхідно забезпечити запас по фазі не менше 60° .

Передатна функція замкнутого контуру по напрузі показує, як впливає зміна сигналу завдання на вихідну напругу, і визначається виразом:

$$G_u(s) = \frac{v_{\text{вх}} H_u}{v_{\text{вн}}} = \frac{T_u(s)}{1 + T_u(s)}. \quad (2.44)$$

Крім умови про достатній запас по фазі на граничній частоті f_c для перехідних процесів без перерегулювання необхідно, щоб ЛАЧХ передавальної функції замкнутого контуру не піднімалася вище за рівень 0 дБ.

Виходячи з усіх перерахованих вище умов, задаємо наступні параметри регулятора: $G = 0,5$, $\omega_1 = 2\pi \cdot 1000$.

ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій скомпенсованого розімкнутого контуру, а також замкнутого контуру представлені на рис. 2.12.

З малюнка 2.12 видно, що смуга пропускання контуру регулятора за напругою становить близько 1,5 кГц, запас фази на цій частоті становить 84° . При цьому ЛАЧХ передавальної функції замкнутого контуру не піднімається вище за рівень 0 дБ у всій смузі частот.

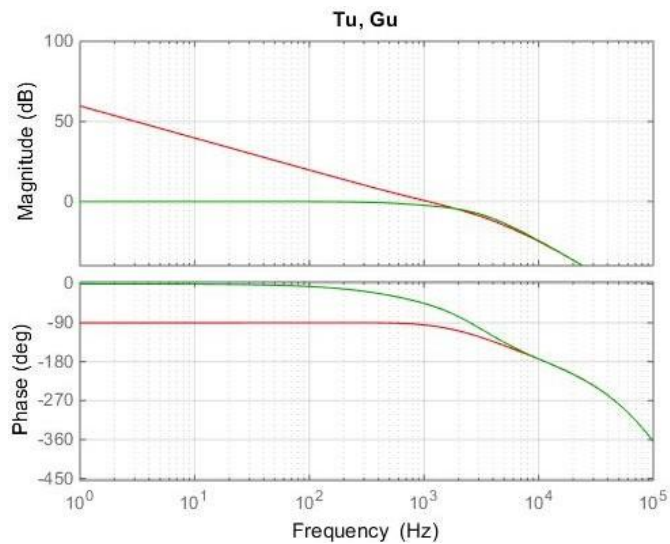


Рис 2.12 – ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій компенсованого розімкнутого контуру та замкнутого контуру за напругою

Для аналізу стійкості отриманого контуру регулювання напруги скористаємося критерієм стійкості Найквіста. Для цього побудуємо годограф Найквіста для передавальної функції компенсованого розімкнутого контуру зворотного зв'язку, показано на рис. 2.13. Для стійкої роботи системи годограф не повинен охоплювати крапку $(-1; j0)$.

З рисунку 2.13 видно, що отриманий годограф не охоплює точку $(-1; j0)$, отже замкнутий контур регулювання стійкий.

Розглянемо реакцію замкнутого контуру зворотного зв'язку по напрузі на ступінчасту зміну сигналу завдання, показану на рисунку 2.14. Перехідний процес має аперіодичний характер і виходить на режим за 0,3 мс.

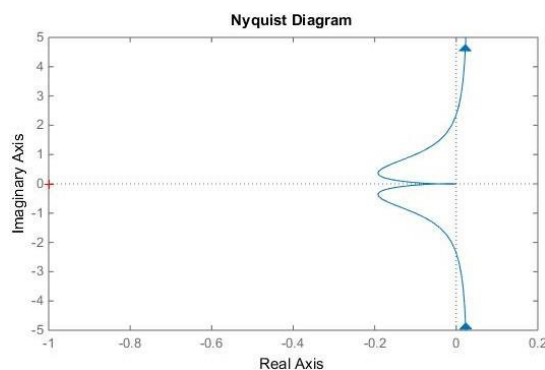


Рис 2.13 – Годограф Найквіста для компенсованого розімкнутого

контур зворотного зв'язку за напругою

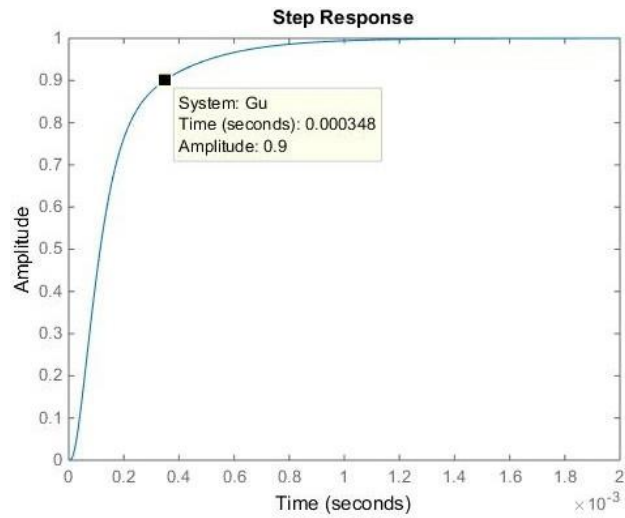


Рис 2.14 – Реакція замкнутого контуру зворотного зв'язку по напрузі на ступінчасту зміну сигналу.

2.5.2 Параметричний синтез регулятора струму

Контур управління по струму необхідний для обмеження струму в перетворювачі, тому загальна частина регулятора $G(s)$ відповідає за динаміку системи, синтезована стосовно контуру по напрузі. Для контуру струму необхідно визначити пропорційний коефіцієнт G_{ci0} . Для цього розглянемо вираз для некомпенсованого розімкнутого контуру зворотного зв'язку по струму, помноженого на передатну динамічну функцію складової регулятора $G(s)$:

$$T_{i0}(s) \cdot G(s) = G_{id}(s) \cdot H_i(s) \cdot G(s). \quad (2.45)$$

ЛАЧХ та ФЧХ вирази (2.45) представлені на рис. 2.15.

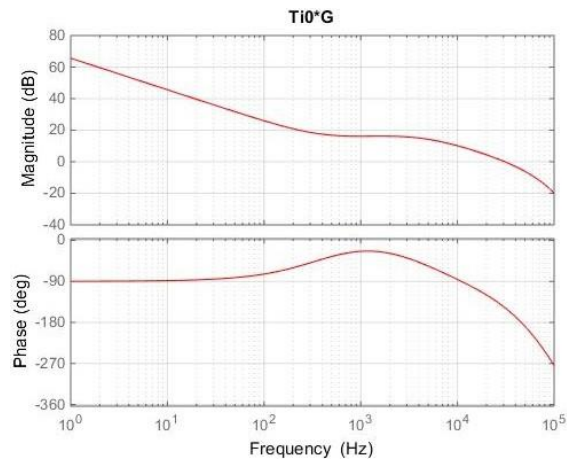


Рис 2.15 – ЛАЧХ та ФЧХ некомпенсованого розімкнутого контуру по струму, помноженого на передатну функцію динамічної складової регулятора

Опустимо ЛАЧХ контуру на 20 дБ вниз, тоді пропорційний коефіцієнт регулятора дорівнюватиме $G=0,18$.

Вираз для компенсованого контуру по струму має вигляд:

$$T_i(s) = T_{i0}(s) G_{ci}(s) = T_{i0}(s) G_{ci0} G(s), \quad (2.46)$$

а передатна функція замкнутого контуру струму:

$$G_i(s) = \frac{i_L H_i}{i_{on}} = \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}. \quad (2.47)$$

ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій компенсованого розімкнутого контуру, а також замкнутого контуру представлені на рис. 2.16.

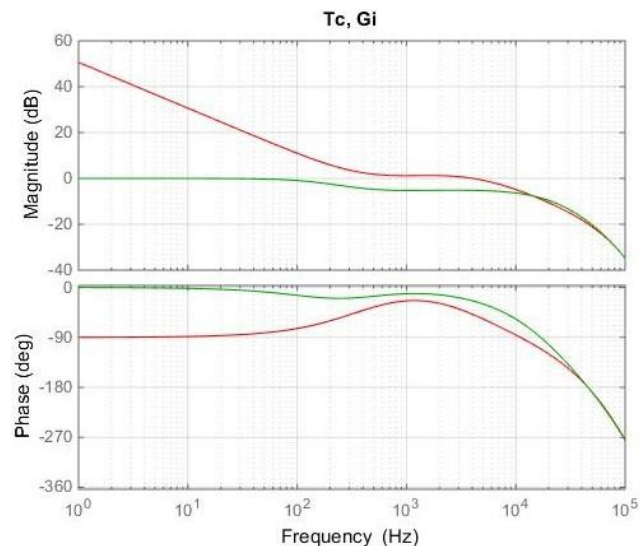


Рис 2.16 – ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій компенсованого розімкнутого контуру та замкнутого контуру по струму

З рисунку 2.16 видно, що смуга пропускання контуру струмом становить близько 4 кГц, запас по фазі на цій частоті становить 130° . При цьому ЛАЧХ замкнутого контуру струму не піднімається вище рівня 0 дБ, це говорить про те, що в перехідних процесах не повинно виникнути перерегулювання.

Досліджуємо синтезований контур на стійкість. Побудуємо годограф Найквіста для передавальної функції скомпенсованого розімкнутого контуру

зворотного зв'язку струму, показаного на рисунку 2.17.

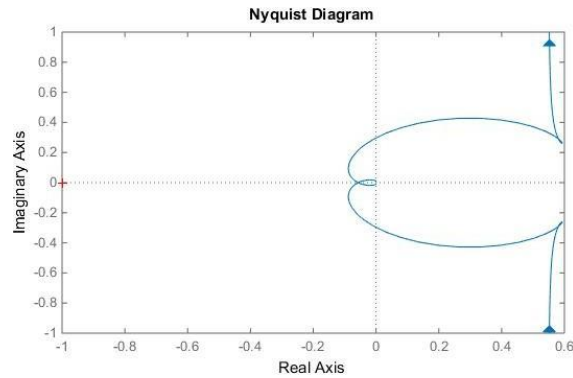


Рис 2.17 – Годограф Найквіста для передавальної функції компенсованого розімкнутого контуру по струму

З малюнка 2.17 видно, що отриманий годограф не охоплює точку $(-1; j0)$, замкнений контур струму є стійким.

Розглянемо реакцію замкнутого контуру струму на ступінчасту зміну сигналу завдання, представлену на рисунку 2.18. Так само, як і в контурі за напругою, перехідний процес має аперіодичний характер, час перехідного процесу становить 2,4 мс.

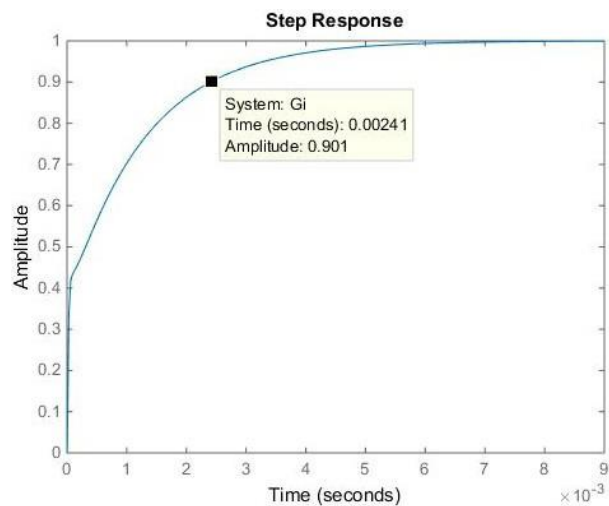


Рис 2.18 – Реакція замкнутого контуру зворотного зв'язку струмом на ступінчасту зміну сигналу

У цьому розділі було отримано математичні моделі по постійному і змінному струму понижуючого перетворювача з урахуванням паразитних властивостей елементів. З моделі змінного струму були виведені передатні

функції перетворювача від сигналу управління до вихідної напруги і від сигналу управління до струму індуктивності. На основі отриманих передавальних функцій були синтезовані регулятори для контурів управління напругою і струмом. Синтезовані регулятори забезпечують стійку роботу замкнених контурів регулювання, а також періодичні перехідні процеси без перерегулювання.

2.5.2 Структурна схема системи із паралельно включених перетворювачів

На рис. 2.19 представлена структурна схема системи N перетворювачів, включених паралельно. Кожен перетворювач має систему управління, описаної вище. Крім цього, для забезпечення рівномірного розподілу струмів доданий контур, що реалізує алгоритм, описаний наприкінці розділу 1. До наявного контуру напруги додається зовнішній контур розподілу струму. Як сигнал завдання у новому контурі використовується середній струм перетворювачів.

Вибір максимального та мінімального струмів для розрахунку середнього значення струму буде реалізований через інтерфейс зв'язку CAN за допомогою особливого способу арбітражу доступу абонентів до шини, як описано в розділі 2.4.

Так як спілкування по цифровому інтерфейсу відбувається з деякою кінцевою частотою, необхідно усереднювати струм перед відправкою, щоб уникнути втрати корисної інформації. Усереднення проводитиметься за методом середнього, відображеного у вигляді блоку $U_{cp}(s)$ у структурній схемі на рис. 2.19. Крім усереднення, структурної схеми враховується тимчасова затримка під час передачі даних з інтерфейсу зв'язку з допомогою блоку ZOH_{CAN} .

2.5.3 Параметричний синтез контуру розподілу струмів

Передатна функція некомпенсованого розімкнутого контуру розподілу

струмів при $G_{cs}(s) = 1$ має вигляд, представлений на рис. 2.19:

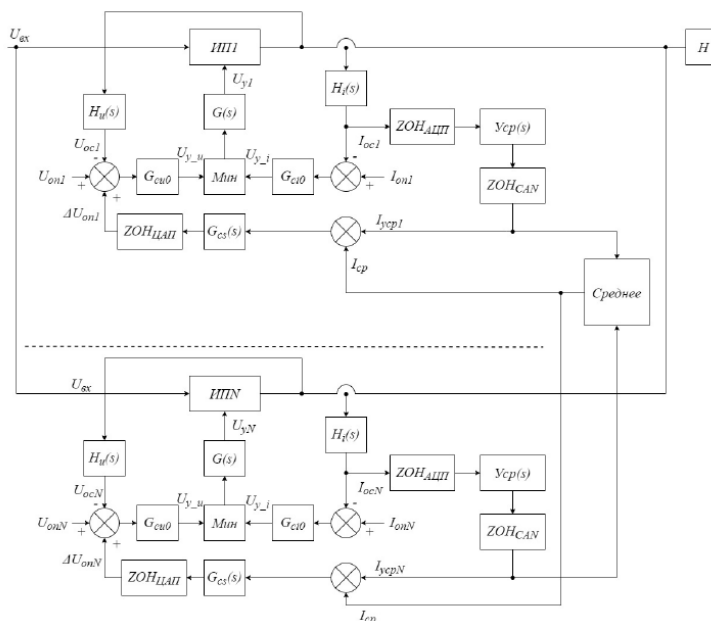


Рис. 2.19 – Структурна схема N паралельно включених перетворювачів

У виразі (2.48) прийняті такі позначення:

$$U_{cp}(s) = \frac{1}{N} \cdot \frac{1 - \exp(-s \cdot N \cdot T_{АПП})}{1 - \exp(-s \cdot T_{АПП})}, \quad (2.48)$$

$$ZOH_{CAN}(s) = \frac{1 - e^{-s \cdot \frac{1}{f_{CAN}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{CAN}}},$$

$$ZOH_{АПП}(s) = \frac{1 - e^{-s \cdot \frac{1}{f_{АПП}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{АПП}}}, \quad (2.49)$$

$$ZOH_{ЦАП}(s) = \frac{1 - e^{-s \cdot \frac{1}{f_{ЦАП}}}}{s \cdot \frac{1}{f_{ЦАП}}},$$

$$G_{cu}(s) = G_{cu0} \cdot G(s). \quad (2.50)$$

Період роботи АЦП $T_{АПП}$ відомий, так само, як і період роботи ЦАП $T_{ЦАП}$. Частота, з якою по інтерфейсу CAN передаються повідомлення в даній системі: $f_{CAN} = 2000$ Гц. Частота усереднення $f_{урп} = 1000$ Гц. Тоді кількість

точок для усереднення знаходиться так:

$$N = \frac{f_{\text{АП}}}{f_{\text{ср}}} = \frac{100000}{1000} = 100. \quad (2.51)$$

ЛАЧХ і ФЧХ для виразу (2.48) представлені рисунку 2.20.

Даний контур розподілу струмів є зовнішнім по відношенню до контуру регулювання напруги, потрібно рознести їх граничні частоти. Гранична частота контуру напруги становить 1,5 кГц, тоді прийємо граничну частоту контуру розподілу струму – 10 Гц. З малюнка 2.20 видно, що запас по фазі смуги частот до 10 Гц становить близько 90 градусів.

Як регулятор у контурі розподілу струму будемо використовувати ІІ регулятор. Його передатна функція в контурі розподілу струму набуде вигляду:

$$G_{cs}(s) = G_{cs0} \cdot G(s) = G_{cs0} \cdot \left(1 + \frac{\omega_I}{s}\right). \quad (2.52)$$

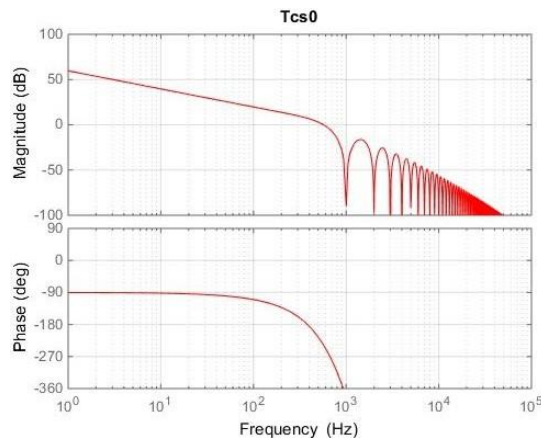


Рис 2.20 – ЛАЧХ та ФЧХ передавальної функції для розімкнутого некомпенсованого контуру розподілу струмів

При визначенні параметрів регулятора, як і в разі синтезу регуляторів для одиничного перетворювача, необхідно домогтися оптимального запасу по фазі передавальної функції скомпенсованого розімкнутого контуру, а також розташування ЛАЧХ передавальної функції замкнутого контуру нижче 0 дБ.

Цим умовам задовольняють такі параметри регулятора: $G_{cs} = 0.05$, $\omega_1 = 2\pi \cdot 10$.

Вираз для компенсованого контуру з розподілу струму має вигляд:

$$T_{CS}(s) = T_{CS0}(s) G_{CS}(s). \quad (2.53)$$

Передатна функція замкнутого контуру розподілу струму:

$$G_{\alpha}(s) = \frac{i_L H_i}{i_{max}} = \frac{T_{\alpha}(s)}{1 + T_{\alpha}(s)}. \quad (2.54)$$

ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій скомпенсованого розімкнутого контуру, а також замкнутого контуру представлені на рис. 2.21.

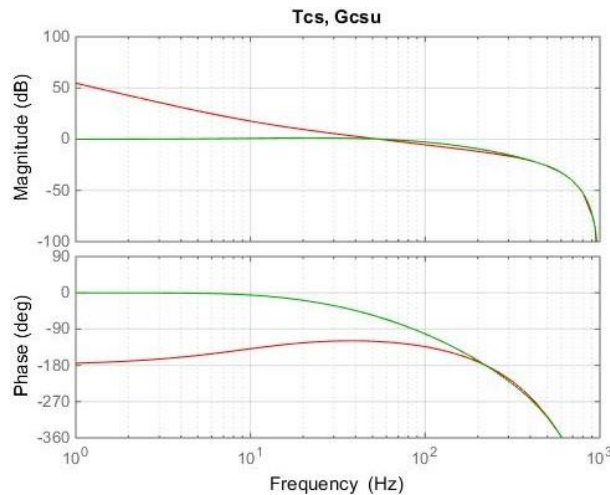


Рис 2.21 – ЛАЧХ та ФЧХ передавальних функцій скомпенсованого розімкнутого та замкнутого контуру з розподілу струму

З рисунка 2.21 видно, що смуга пропускання контуру становить 50 Гц, запас по фазі даної частоті становить приблизно 80°. При цьому ЛАЧХ замкнутого контуру струму не піднімається вище рівня 0 дБ, це говорить про те, що в перехідних процесах не повинно виникнути перерегулювання. Досліджуємо синтезований контур на стійкість. Побудуємо годограф Найквіста для передавальної функції скомпенсованого розімкнутого контуру зворотного зв'язку струму, представлений рисунку 2.22.

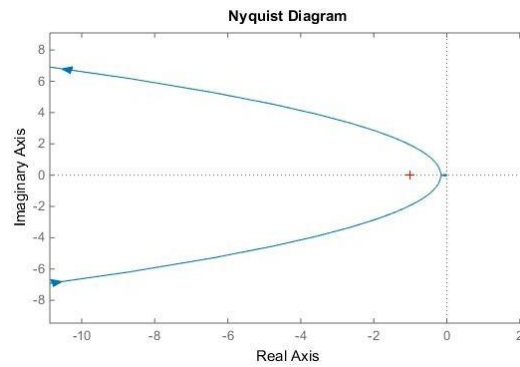


Рис 2.22 – Годограф Найквіста для передавальної функції компенсованого розімкнутого контуру зворотного зв'язку з розподілу струму

З рисунка 2.22 видно, що отриманий годограф не охоплює точку $(-1; j0)$, звідси можна дійти невтішного висновку у тому, що замкнутий контур з розподілу струмів стійкий.

Висновки з другого розділу

1. Запропонований алгоритми комплексного розрахунку параметрів силової схеми перетворювача з фазовим управлінням дозволяє обчислити усі необхідні значення елементів схеми, що спростить та прискорить розробку подібних перетворювачів для інших цілей.
2. Комплексний розрахунок елементів перетворювача дозволяє отримати параметри магнітних компонентів мінімізації загальної маси перетворювача.
3. Описаний спосіб використання інтерфейсу зв'язку CAN дозволяє знизити кількість даних, що передаються між модулями.
4. Використана структура системи управління перетворювачами дозволяє досягти високої точності розподілу струмів між модулями, а також більшої стабільності при перехідних процесах, що виникають у системі.

РОЗДІЛ 3 Імітаційне моделювання системи електроживлення гальванічної установки

Імітаційне моделювання силової схеми перетворювача, системи управління та системи електроживлення проводилося у програмному забезпеченні PSIM. На рис. 3.1 представлено модель силової схеми перетворювача. На рис. 3.2 представлено модель системи управління перетворювачем.

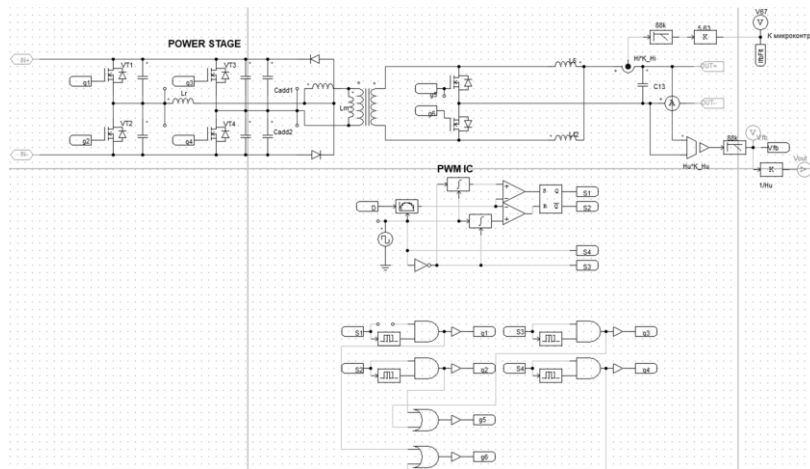


Рис. 3.1 – Модель перетворювача в PSIM

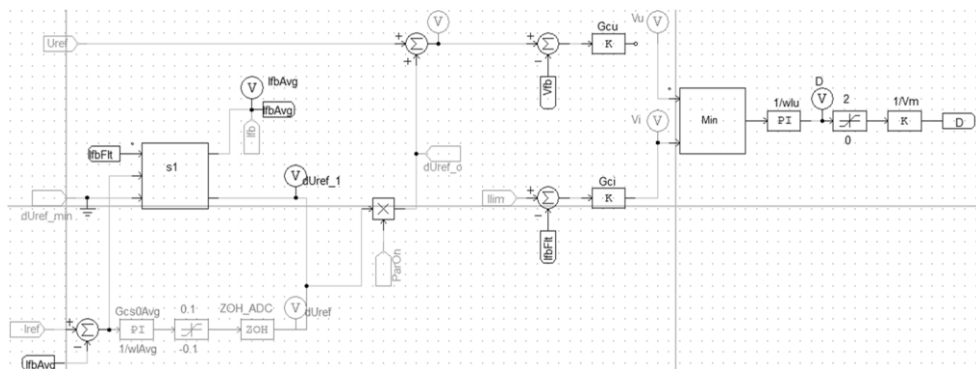


Рис. 3.2 – Модель системи управління у ПЗ PSIM

Розглянемо реакцію системи управління на зміну ступінчастого сигналу завдання на напругу, як показано на рис. 3.3. Вихід на режим становить приблизно 0,8 мс.

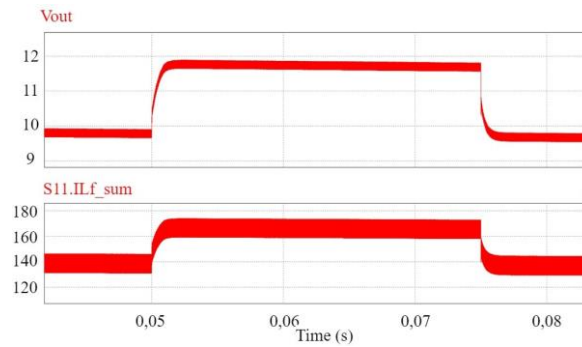


Рис 3.3 – Епюри вихідної напруги та струму індуктивностей при ступінчастій зміні сигналу завдання на напругу

На рис. 3.4 наведено епюри вихідної напруги та струму індуктивностей при ступінчастій зміні сигналу завдання на струм. Вихід на режим становить приблизно 1,5 мс. Перехідні процеси мають аперіодичний характер.

Відмінності перехідних процесів моделі від теоретично розрахованих перехідних показників обумовлені паралельним включенням контурів, тому при синтезі регуляторів було прийнято припущення у тому, що контури управління працюють незалежно друг від друга.

На рис. 3.5 представлені результати моделювання вихідної напруги і струму індуктивностей при скиданні накидання навантаження 50%-100%-50%. Час перехідних процесів при накиданні навантаження становить близько 1 мс, при цьому напруга просідає на 1,2 В. При скиданні навантаження час перехідних процесів становить близько 0,8 мс, при цьому викид напруги становить 0,6 В. Характер перехідних процесів аперіодичний.

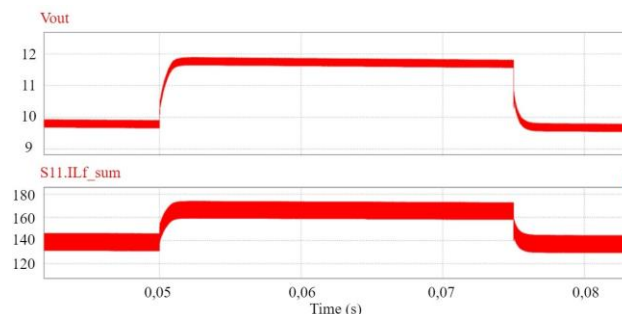


Рис 3.4 – Епюри вихідної напруги та струму індуктивностей при ступінчастій зміні сигналу завдання на струм

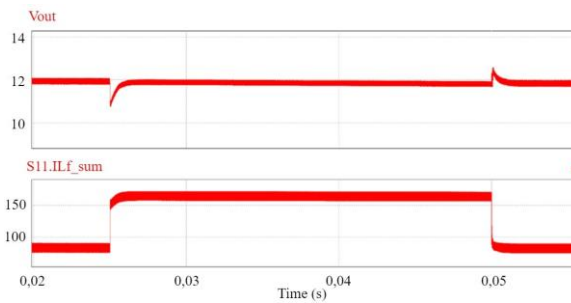


Рис. 3.5 – Епюри вихідної напруги та струму індуктивностей при скиданні накидання навантаження 50%-100%-50%

При моделюванні системи електроживлення, що складається з 9 паралельно включених перетворювачів, як моделі перетворювачів використовувалися їх схеми заміщення, представлені на рис. 3.6. Використання схем заміщення дозволило суттєво скоротити час моделювання, при цьому зберігши достатню точність і достовірність результатів, що одержуються.

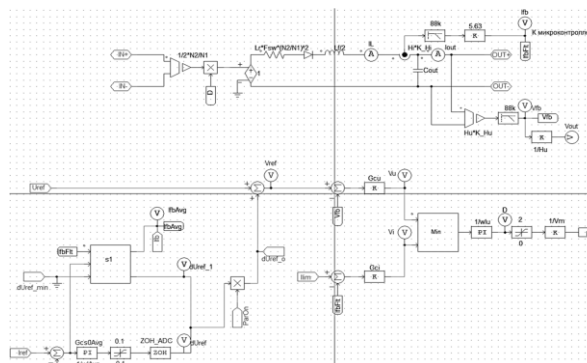


Рис 3.6 – Модель перетворювача з використанням схеми заміщення у ПЗ PSIM

На рис. 3.7 представлено модель системи електроживлення. У кожному осередку міститься схема заміщення перетворювача, представлена рисунку 3.6. У цій системі є контур розподілу струмів, сигналом завдання для якого є середнє значення струму перетворювачів, обчислене за максимальним і мінімальним струмами силових модулів.

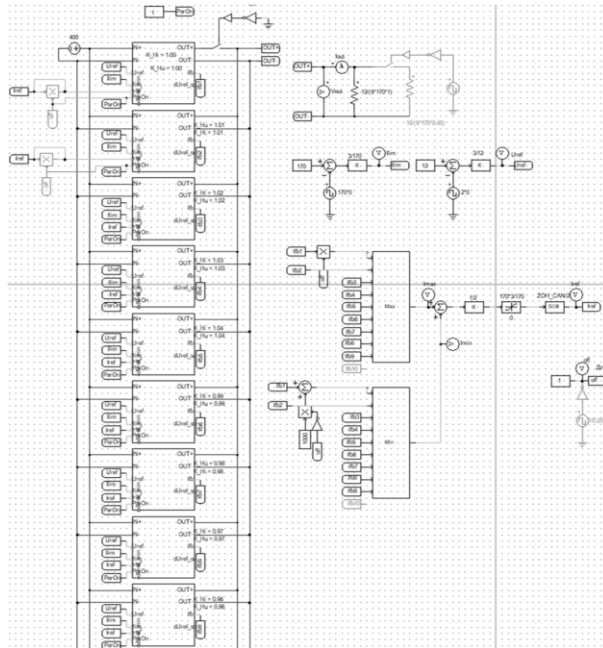


Рис 3.7 – Модель системи електроживлення у ПЗ PSIM

Розглянемо докладніше представлену модель. Частота передачі повідомлень становить 2 кГц. У систему введені розкиди коефіцієнтів передачі датчиків струмів та напруг: датчики напруги мають розкид 2%, датчики струму 10%. Частота обчислення ковзного середнього становить 1 кГц.

На рис. 3.8 представлені результати моделювання скидання та накидання навантаження 45%-90%-45%.

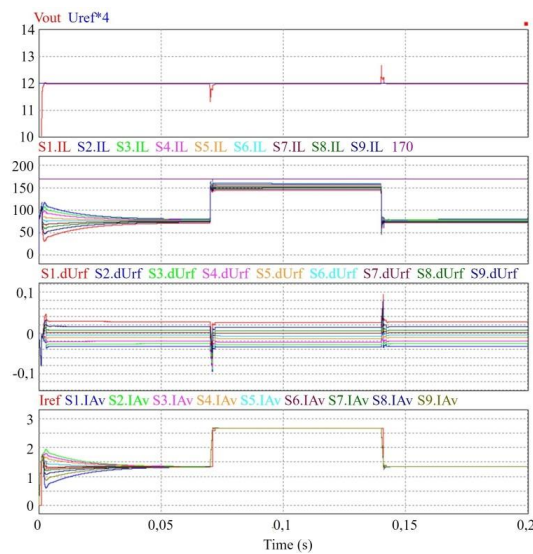


Рис. 3.8 – Епюри вихідної напруги, струмів індуктивностей, вихідних сигналів регуляторів розподілу струмів та ковзних середніх по струмах модулів при скиданні накидання навантаження 45%-90%-45%

У режимі при 45% навантаження мінімальний струм серед модулів становить 71,9 А, максимальний – 80,4 А. Розкид струмів становить 12%.

У режимі при 90% навантаження мінімальний струм серед модулів становить 144,7 А, максимальний – 159,9 А. Розкид струмів становить 11%.

На рис. 3.9 представлені результати моделювання зміни сигналу завдання за напругою на 2 при 90% навантаження.

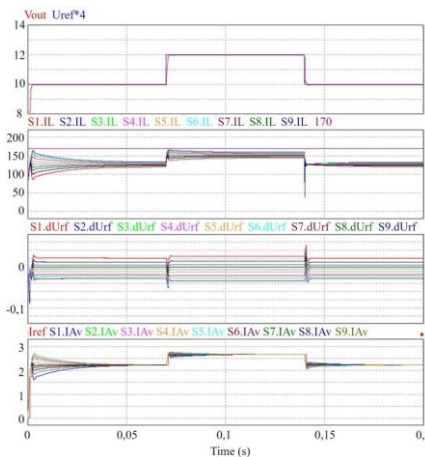


Рис 3.9 – Епюри вихідної напруги, струмів індуктивностей, вихідних сигналів регуляторів розподілу струмів та ковзних середніх по струмах модулів при скиданні-начерку сигналу завдання на 2В

В режимі, що встановився при заданні 10 В мінімальний струм серед модулів становить 120,2 А, максимальний - 133,6 А. Розкид струмів становить 11%.

В режимі, що встановився при заданні 12 В мінімальний струм серед модулів становить 144,6 А, максимальний - 160 А. Розкид струмів становить 11%.

На рис. 3.10 представлені результати моделювання аварійної ситуації, коли у модуля, що проводить максимальний струм, обривається зв'язок. Ситуація моделюється за 50% навантаження.

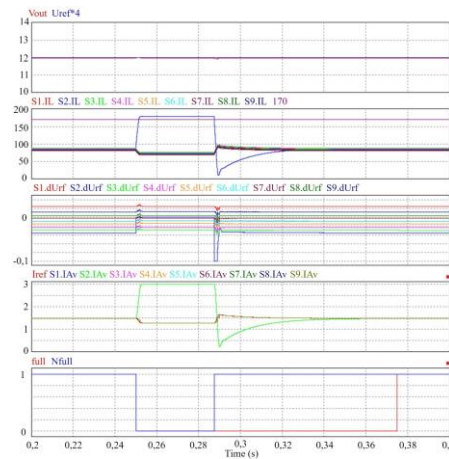


Рис. 3.10 – Епюри вихідної напруги, струмів індуктивностей, вихідних сигналів регуляторів розподілу струмів, ковзних середніх струмів модулів та сигналу відключення зв'язку

У режимі до обриву зв'язку мінімальний струм серед модулів становить 80,4 А, максимальний – 88,8 А. Розкид струмів становить 11%.

Після обриву зв'язку мінімальний струм серед модулів, у яких не обірвався зв'язок, становить 69,6 А, максимальний – 76,0 А. Струм перетворювача з відключеним зв'язком становить 179,5 А. Розкид струмів становить 9%.

На рис. 3.11 представлені результати моделювання аварійної ситуації, коли у модуля, що проводить мінімальний струм, обривається зв'язок. Ситуація моделюється за 50% навантаження.

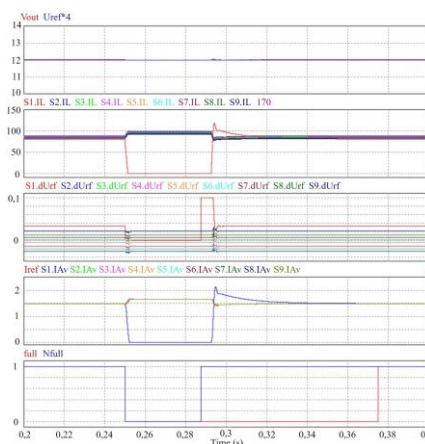


Рис 3.11 – Епюри вихідної напруги, струмів індуктивностей, вихідних сигналів регуляторів розподілу струмів, ковзних середніх струмів модулів та сигналу відключення зв'язку.

У режимі до обриву зв'язку мінімальний струм серед модулів становить 80,6 А, максимальний – 89,1 А. Розкид струмів становить 11%.

Після обриву зв'язку мінімальний струм серед модулів, у яких не обірвався зв'язок, становить 92,0 А, максимальний – 99,6 А. Струм перетворювача з відключеним зв'язком становить 0 А. Розкид струмів становить 9%.

За результатами моделювання можна дійти невтішного висновку, що у різних режимах роботи точність розподілу струмів становить від 9% до 12% за поставлених умов.

В результаті моделювання виявлено, що у разі багаторазового обриву зв'язку в одному з осередків вихідна напруга системи поступово збільшується, як показано на рис. 3.12.

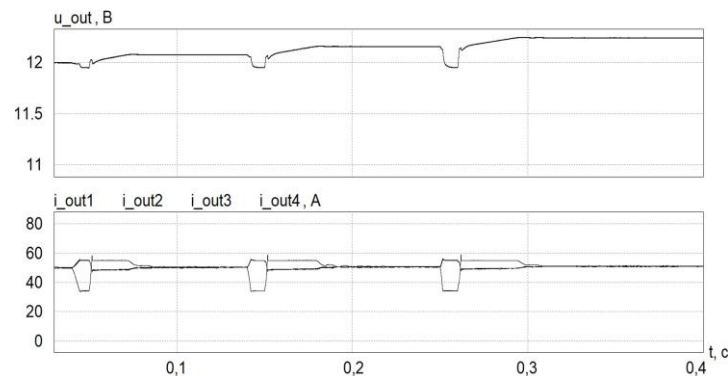


Рис. 3.12 – Епюри вихідної напруги, вихідних струмів модулів при багаторазовому обриві зв'язку

З малюнка 3.12 видно, що після завершення кожного перехідного процесу, пов'язаного з урвищем зв'язку одного з модулів, вихідна напруга не виходить на заданий рівень. Більш того, з кожним новим перехідним процесом різниця між заданим значенням напруги та фактичною вихідною напругою зростає. У цьому контур розподілу струмів виконує своє завдання – струми перетворювачів після перехідних процесів вирівнюються між собою.

Механізм цього явища у тому, що контур забезпечення рівномірного розподілу струмів у системі впливає власний контур управління з напруги

кожного перетворювача. Завдання контуру по розподілу струмів полягає в тому, щоб звести до нуля різницю між максимальним та мінімальним струмами серед усіх перетворювачів. Як тільки струми зрівнюються, помилка на вході ПІ-регулятора зовнішнього контуру розподілу стане рівною нулю, при цьому вплив, що управляє інтегральної частини регулятора $G_{CS}(s)$ залишиться незмінним. У ідеальних умовах, в режимі, що встановився, сума керуючих впливів регуляторів $G_{CS}(s)$ всіх перетворювачів дорівнює нулю. Розкид характеристик складових елементів перетворювачів, неточність при калібруванні модулів призводить до того, що сума вихідних величин регуляторів $G_{CS}(s)$ в режимі, що встановився, не дорівнює нулю. Деякі модулі можуть змінити свій вихідний струм швидше, ніж інші, що призводить до зміни середнього значення струмів перетворювачів. В результаті вихідна напруга відхиляється від заданого рівня.

Щоб нівелювати цей ефект, необхідно спрямувати суму інтегральних частин регуляторів до нуля. Для цього було запропоновано ввести дві додаткові послілки з даними протоколу обміну повідомленнями по шині CAN. За аналогією зі струмами перетворювачів, дві додаткові послілки містять інформацію про максимальну і мінімальну серед усіх перетворювачів добавку регулятора розподілу струмів. Отримані добавки усереднюються та віднімаються з інтегральних складових регуляторів щодо розподілу струмів перетворювачів, як показано на рис. 3.13.

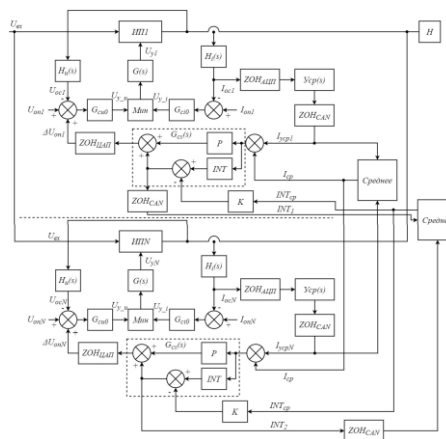


Рис. 3.13 – Структурна схема N паралельно включених перетворювачів із запропонованим алгоритмом компенсації помилки за напругою

Коефіцієнт K передачі значення «середнього» значення інтегральних частин регуляторів перетворювачів, у цій роботі, був підібраний дослідним шляхом з використанням імітаційної моделі.

На рис. 3.14 представлені результати імітаційного моделювання системи, що складається з чотирьох перетворювачів напруги, що працюють на загальне навантаження за різних значень коефіцієнта K .

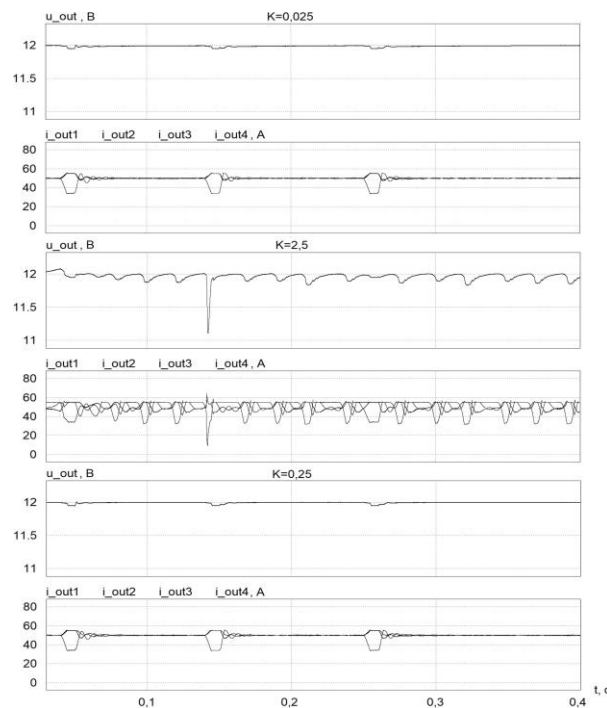


Рис 3.14 – Результати імітаційного моделювання системи електроживлення із різними значеннями коефіцієнта K .

За результатами моделювання можна дійти невтішного висновку, що запропонований спосіб усунення помилки у вихідному напрузі системи дозволяє нівелювати наслідки перехідних процесів. Помилка більше не накопичується з кожним новим перехідним процесом. Варто зазначити, що у вихідній напрузі залишається помилка, викликана пропорційним регулятором у контурі контролю інтегральної складової регулятора розподілу струмів. Однак ця помилка не змінюється після декількох перехідних процесів і є малою до вихідної напруги. При занадто малому коефіцієнті K помилка у вихідній напрузі системи має велику величину, при занадто великому коефіцієнті K система стає нестійкою [93].

Висновки з третього розділу

1. Імітаційна модель підтверджує спроможність запропонованого алгоритму комплексного розрахунку параметрів перетворювача.
2. Імітаційна модель підтверджує працездатність розрахованих контурів зворотного зв'язку.
3. Імітаційне моделювання аварійних ситуацій дозволило виявити ситуацію, в якій у режимі виникає статична помилка у вихідній напрузі системи.
4. Запропоновано спосіб усунення статичної помилки у вихідній напрузі системи шляхом передачі додаткових даних про добавку регулятора з розподілу струму та віднімання середньої добавки з інтегральної складової регулятора.

РОЗДІЛ 4. Практична реалізація модуля системи електроживлення гальванічної установки

При практичній реалізації модуля електроживлення до уваги брався той факт, що робота системи буде проводитися в агресивному навколишньому середовищі з парами електrolітів. Для забезпечення захисту компонентів та друкованих плат було прийнято рішення виготовити перетворювач із максимально закритим корпусом. З метою покращення масогабаритних показників, магнітні елементи виконані за планарною технологією, що дозволяє ефективно відводити тепло від сердечників у закритому корпусі.

На рис. 4.1 та рис. 4.2 представлена фотографія двох осередків системи електроживлення.

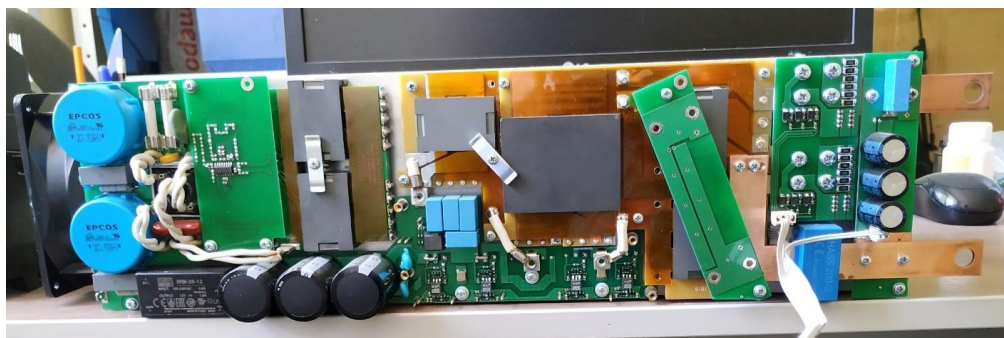


Рис. 4.1 – Фотографія розробленого осередку електроживлення

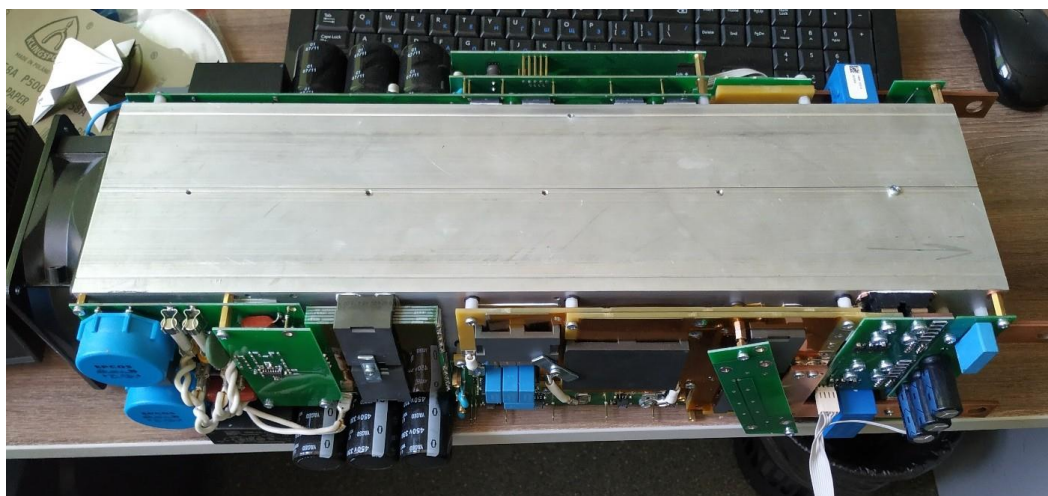


Рис. 4.2 – Фотографія розробленого осередку електроживлення

Планарні магнітні елементи дозволяють збільшити питому щільність

перетворення енергії та підвищити продуктивність складальної ділянки [94-105]. Розробка та конструювання планарних трансформаторів та дроселів стали окремим напрямом інженерної науки [106-132]. Два основні факти зробили цю технологію затребуваною. Перший – це силові MOSFET транзистори, які дозволили збільшити частоту перетворення енергії, що дозволило зменшити кількість витків та перетин магнітопроводу. Другий – сердечник, який може бути виконаний у будь-якій формі.

У будь-якій області, де потрібна хороша повторюваність паразитних параметрів магнітних компонентів, використовуються планарні технології виготовлення. І це є однією з головних переваг планарних технологій. Виготовлення їх за допомогою друкованих плат або мідних штампувань дозволяє знизити складність складання, з іншого боку, проектування магнітного елемента конструкції стало складніше.

Повторюваність характеристик забезпечується технологією виконання обмоток з урахуванням друкованих плат. У зібраному стані положення кожного витка щодо осердя завжди однаково. Витки первинної обмотки завжди на однаковій відстані від витків вторинної обмотки. Це дозволяє з високою точністю контролювати індуктивність розсіювання трансформатора. Використання одного і того ж матеріалу як ізолятора дозволяє контролювати міжвиткову ємність. На рис. 4.3 представлено фотографію розроблених магнітних елементів.

Для порівняння на рис. 4.4 представлений спосіб охолодження трансформатора, виконаного за класичною технологією. Для відведення тепла від сердечника використовуються теплові трубки, які закріплені на ферит за допомогою епоксидної смоли та теплопровідних прокладок. У радіатор трубки вклеєні на теплопровідний клей. Всі додаткові заходи для покращення тепловідведення від «класичного» магнітного елемента в умовах закритого корпусу збільшують складність складання силового модуля, що веде до збільшення витраченого часу та вартості.

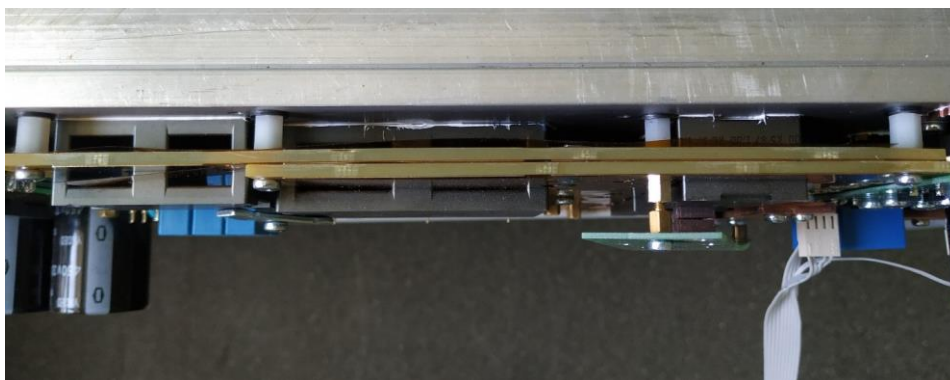


Рис. 4.3 – Фотографія розроблених магнітних елементів



Рис. 4.4 – Фотографія перетворювача живлення для гальванічної установки з «класичним» трансформатором

Для заміни розробленого планарного трансформатора «класичним», необхідно було б використовувати осердя E70/33/32 з тепловими трубками. Схематичне порівняння їх розмірів представлено на рисунку 4.5. За розрахунками, обсяг «класичного» трансформатора у 2,4 рази більший, ніж обсяг планарного трансформатора.

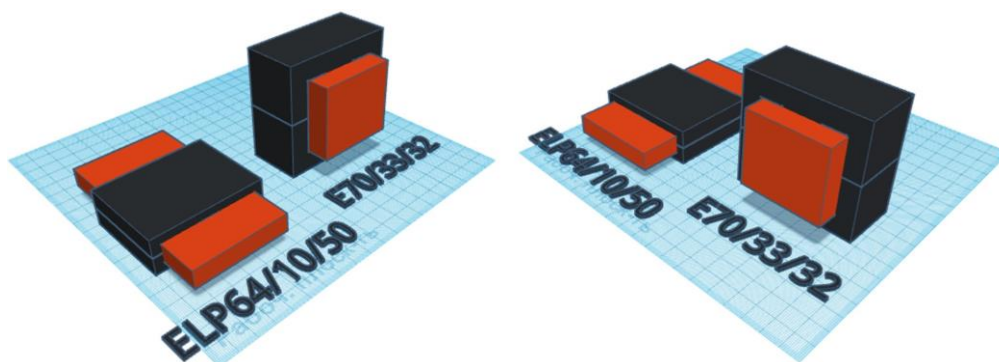


Рис. 4.5 – Схематичне зображення трансформаторів рівної потужності, виконаних за планарною та «класичною» технологією

У результаті отримані габарити двох осередків електроживлення потужністю 4 кВт (12 В, 340 А) складають: ширина 200 мм, довжина 580 мм (з урахуванням вихідних шин), висота 145 мм. Для порівняння масогабаритних показників систем електроживлення подано таблицю 4.1. У ній зібрані системи електроживлення від різних виробників, побудовані за модульним принципом. Випрямлячі GALS 12/680 та GALS 12/6800 побудовані на базі розробленого осередку електроживлення.

Варто відзначити, що виробник випрямлячів Пульсар СМАРТ заявляє про максимальну вихідну потужність системи електроживлення при температурі навколишнього повітря, що дорівнює +35 °С [8]. При температурі навколишнього середовища, що дорівнює +40 °С, випрямляч Пульсар СМАРТ може довго працювати з вихідною потужністю, що дорівнює 75% від максимальної.

Таблиця 4.1 - Характеристики випрямлячів для гальванічних виробництв

Назва	РВИХ,	m,	V,	РВИХ/V,	РВИХ/m,	η,	χ
	Вт	кг	м ³	кВ/м3	кВ/кг	%	
ППГ-12/600-380 IP54	7200	55	0,13	56,25	0,13	88	0,86
ППГ-12/6000-380 IP54	72000	375	0,62	116,1	0,19	88	0,86
Flexkraft AIR-12/600	7200	49	0,14	52,6	0,15	90	0,93
Flexkraft AIR-12/6000	72000	315	0,56	129	0,23	90	0,93
Q500 12V/550A DC AIR-400VAC-1MOD	6600	79	0,1	66	0,083	87	0,93
Q500 12V/5000A DC AIR-230VAC-9MOD	60000	263	0,41	146	0,23	87	0,93
Пульсар СМАРТ 1000/12	12000	72	0,16	75	0,17	90	0,95- 0,97
Пульсар СМАРТ 8000/12	96000	398	0,57	168	0,24	90	0,95- 0,97
GALS 12/680	8000	48	0,1	80	0,17	94	0,99
GALS 12/6800	80000	323	0,42	190	0,25	94	0,99

Дослідження характеристики ККД перетворювача.

В результаті проведеного експерименту було отримано характеристику

ККД перетворювача, представлену на рис. 4.6.

З рисунка 4.6 видно, що в області навантажень, близьких до номінальної, ККД знижується, що пов'язано зі збільшенням втрат у вихідному синхронному випрямлячі.

Що стосується перетворювачем, побудованим за схемою мостового перетворювача з фазовим управлінням, у сфері малих навантажень спостерігається зниження ККД, тому при малому струмі через індуктивність комутаційної її енергії недостатньо для забезпечення м'якої комутації силових ключів, що веде до зростання втрат. Таким чином, якщо в системі при розподілі струмів на малих навантаженнях будуть працювати всі модулі, то ККД системи з високою точністю повторюватиме ККД одиничного перетворювача.

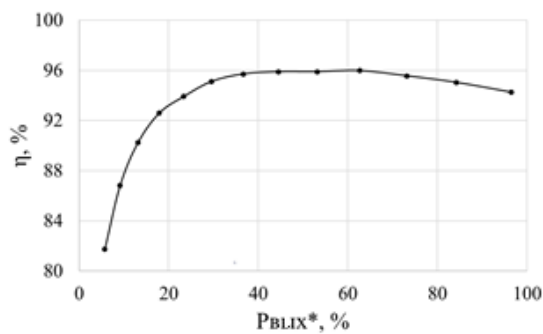


Рис. 4.6 – ККД одного перетворювача

Для покращення енергетичних характеристик системи електроживлення можна додати алгоритм, який дозволить відключати частину перетворювачів під час роботи з малою вихідною потужністю. На рис. 4.7 показано блок-схему запропонованого алгоритму запуску системи електроживлення з вибором оптимальної кількості силових модулів.

При початковому запуску системи електроживлення оператор вводить необхідні значення вихідного струму та вихідної напруги системи, після чого натискає кнопку "Увімкнення". Панель оператора зчитує кількість силових модулів у складі системи живлення, готових до роботи. Далі, виходячи з отриманих даних, розраховується потужність, необхідна від одного силового

модуля після включення системи. У пам'яті панелі оператора зберігається таблиця зі значеннями вихідної потужності та ККД силових модулів, що становлять систему електроживлення. У циклі проводиться порівняння розрахованого значення потужності, що вимагається від одного модуля з точкою, що має максимальний ККД у таблиці. З урахуванням форми графіка, показаного рисунку 4.6, якщо розраховане значення потужності більше, ніж потужність у точці максимального ККД, то система включається з поточним значенням кількості силових модулів, інакше кількість модулів зменшується і розрахунок проводиться заново.



Рис 4.7 – Блок-схема алгоритму запуску системи електроживлення

У випадку, якщо потрібно відключити частину силових модулів, то для більш рівномірного розподілу навантаження по них відключаються ті модулі, лічильник годин напрацювання яких більше.

Після запуску системи електроживлення, панель оператора продовжує збирати дані про поточний вихідний струм, вихідну напругу та кількість задіяних силових осередків у системі. Протягом роботи системи виконується алгоритм, представлений рисунку 4.8. У такому разі ККД системи набуде наступного вигляду, представлено на рис. 4.9.

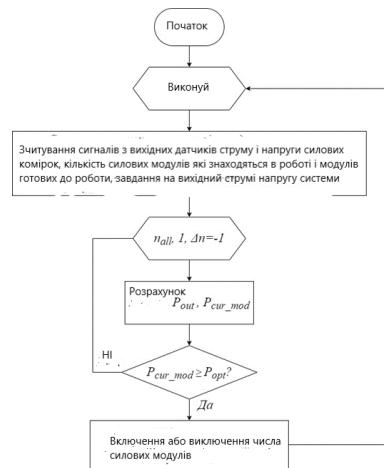


Рис 4.8 – Блок-схема алгоритму оптимізації кількості активних силових модулів системи електроживлення для досягнення максимального ККД системи

Реалізація відключення частини осередків при малих навантаженнях дає не тільки вигоду у ККД, а й як вихідний струм. Величина пульсацій струму від піку до піку зберігається практично незмінною у всьому діапазоні вихідної потужності. У цьому випадку відношення розмаху пульсацій струму на виході до нього середнього значення збільшується зі зниженням вихідний потужності. У деяких технологічних процесах гальваніки потрібні малі пульсації вихідного струму (близько 5%) на навантаженнях, що становлять 10% від номінальної, наприклад, хромування. Якщо в такому випадку будуть працювати всі перетворювачі, то величина пульсацій вихідного струму буде неприпустимо великою. Слід зазначити, що розглядається найгірший випадок, тобто. відсутність усунення фаз пульсацій струмів на виходах перетворювачів.

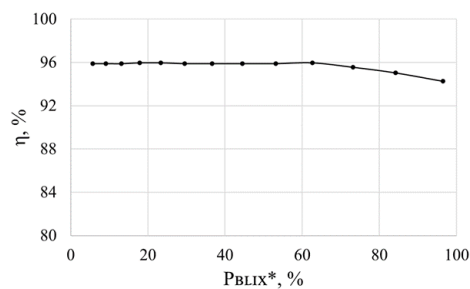


Рис. 4.9 - ККД системи з 10 перетворювачів з алгоритмом відключення осередків

Деякі виробники модульних випрямлячів для гальванічних виробництв вирішують цю проблему за допомогою збільшення індуктивності вихідного фільтра, що веде до збільшення його габаритів та маси, а також вартості. При цьому в номінальному режимі роботи системи електроживлення пульсації струму на виході становлять частки відсотка [10]. Запропонований алгоритм дозволяє не збільшувати індуктивність вихідного фільтра і зберегти величину відносних пульсацій вихідного струму в межах, що потрібні техпроцесом.

На рис. 4.10 показано, як відношення величини пульсацій струму на виході одного перетворювача від наведеної вихідної потужності.

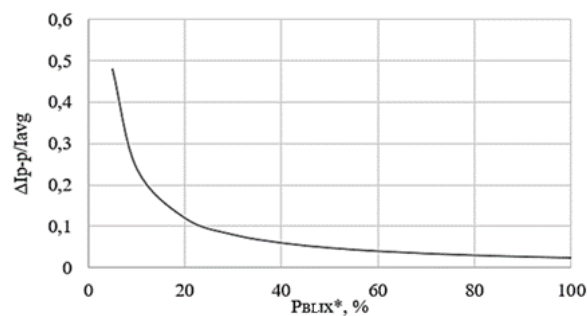


Рис 4.10 – Залежність відносних пульсацій вихідного струму від вихідної потужності

При впровадженні раніше описаного алгоритму, ця залежність прийме наступний вид, показаний рисунку 4.11.

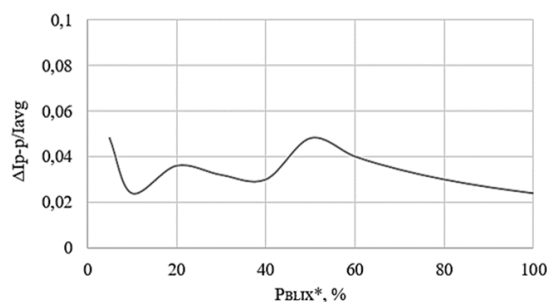


Рис 4.11 – Залежність відносних пульсацій вихідного струму від вихідної потужності під час використання алгоритму відключення осередків.

Якщо стоїть завдання мінімізувати пульсації вихідного струму системи, для цього слід мінімізувати кількість активних силових модулів системи електроживлення. У цьому випадку алгоритм роботи буде виглядати так, як показано на рис. 4.12.

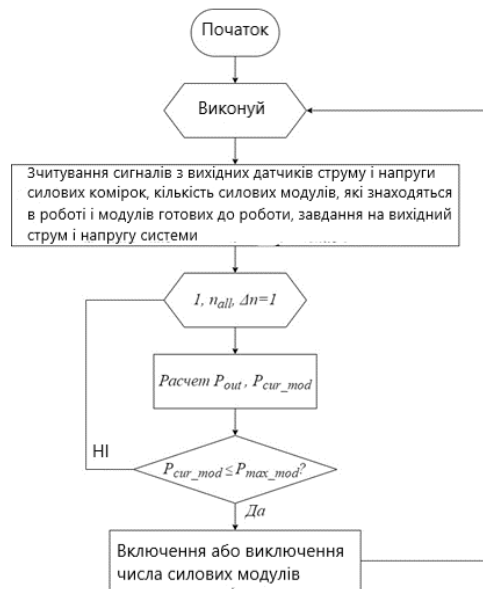


Рис 4.12 – Блок-схема алгоритму оптимізації кількості активних силових модулів системи електроживлення для мінімізації пульсацій вихідного струму.

Висновки з четвертого розділу

1. Реалізований модуль електроживлення гальванічної установки дозволяє побудувати систему електроживлення, що має великі на 13% питомі показники вихідної потужності, порівняно з випрямлячем Пульсар СМАРТ.
2. У ході практичної реалізації перетворювача було запропоновано схему побудови магнітних елементів, що знижує трудомісткість при складанні.
3. Впровадження алгоритму відключення осередків при малій вихідній потужності системи дозволяє досягти кращих енергетичних показників вихідної енергії та ККД системи загалом.

ВИСНОВОК

У ході виконання представленої роботи було розроблено модуль електроживлення, а також систему електроживлення для гальванічної установки з покращеними енергетичними характеристиками.

У процесі виконання роботи було вирішено всі поставлені завдання.

1. Здійснено аналіз схем силової частини джерела електроживлення для гальванічних виробництв з точки зору зменшення маси та габаритів виробу, а також аналіз способів розподілу струмового завантаження перетворювачів у рамках системи з паралельним включенням перетворювачів напруги. Обґрунтовано рішення використовувати структуру з паралельно включених перетворювачів напруги з фазовим керуванням для реалізації модульної системи електроживлення гальванічної установки.

2. Запропоновано імітаційну модель синтезованої системи електроживлення, що дозволяє отримати її статичні та динамічні характеристики, та оцінити адекватність запропонованих способів управління.

3. Синтезований алгоритм розрахунку параметрів силового ланцюга перетворювача з погляду мінімізації маси джерела електроживлення, що у поєднанні з алгоритмом відключення осередків за малої вихідної потужності дає змогу покращити масогабаритні показники системи електроживлення гальванічної установки на 13%.

4. Розроблено програму комплексного розрахунку основних параметрів перетворювача з фазовим керуванням, що надає можливість отримати значення всіх необхідних параметрів силової частини перетворювача напруги з фазовим керуванням.

5. Реалізовано модуль джерела електроживлення для гальванічних виробництв, що має близький до одиниці коефіцієнт потужності та підвищений до 94% ККД при порівнянні з аналогами масогабаритних показників. Розроблено модернізовану систему управління перетворювачами напруги, включеними паралельно, що дозволяє усунути статичну помилку у

вихідній напрузі після відновлення передачі даних між осередками.

6. Запропоновано та реалізовано алгоритм управління системою електроживлення, що складається з паралельно включених перетворювачів напруги, що дозволяє покращити якість вихідної енергії в області малої вихідної потужності без необхідності збільшення номіналів силових елементів вихідного фільтра. Запропонований алгоритм управління також дозволив збільшити ККД системи електроживлення до 95% у діапазоні навантаження від 5 до 90% від номінальної.

7. Підвищена точність розподілу струмів між осередками до 12% з використанням управління середнього струму перетворювачів з урахуванням 10% розкиду показань датчиків струмів силових осередків.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Aliev E.B., Bandura V.M., Pryshliak V.M., Yaropud V.M., Trukhanska O.O. Modeling of mechanical and technological processes of the agricultural industry. *INMATEH - Agricultural Engineering*. 2018. Vol. 54, No1. P.95-104.
2. Hraniak V.F. Method and means for measuring the temperature of the pole windings of the electric machine rotor. *Праці Одеського політехнічного університету*. 2021. № 1 (63). С. 78-87.
3. Kaletnik H., Adamchuk V., Bulgakov V., Kyurchev V., Nadykto V. Main problems in the field of agricultural mechanization in Ukraine. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2016. № 3. С. 6-12.
4. Shtuts A., Kolisnyk M., Voznyak O. Studying the dynamic characteristics of closed system of gravity concrete mixer's electric drive by means of computer simulation. *AGRICULTURAL ENGINEERING*. 2022. Vol. 54. P. 49-61.
5. Булгаков В.М., Калетнік Г.М., Черниш О.М. Теоретичне дослідження збурених гармонійних коливань у вібраційних приводах машин *Вібрації в техніці та технологіях*. №2 (82) 2016. С.5–9/
6. Видмиш А.А., Возняк О.М., Замрій М.А. Розробка способу визначення максимально досяжного коефіцієнта підсилення (передачі) KmS. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. № 3(98). С. 25-31.
7. Видмиш А.А., Возняк О.М., Купчук І.М., Бойко Д.О. Дослідження медіанної фільтрації одновимірних сигналів. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. № 1 (96). С. 88-102. DOI: 10.37128/2306-8744-2020-1
8. Возняк О. М., Штуць А. А., Замрій М. А. Система управління колекторним двигуном. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2021. № 2 (113). С. 57-66.
9. Возняк О.М. Штуць А.А. Колісник М.А. Сучасні системи електроприводів. Теорія та практика частина 1. Вінниця: ТОВ "ТВОРИ". 2021. 280 С.

10. Возняк О.М., Видмиш А.А., Штуць А.А. Дослідження графоаналітичних методів визначення стандартних W-параметрів чотириполосника. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2019. № 4 (107). С. 67-78 DOI: 10.37128/2520-6168-2019-4-9

11. Возняк О.М., Штуць А.А., Замрій М.А. Розробка мікропроцесорного контролера для вимірювання лінійного переміщення рухомих органів виконавчих механізмів вібраційних машин. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2021. № 2(101). С. 71-84.

12. Возняк О.М., Штуць А.А., Наавгуст О.П. Аналіз комплексної моделі моніторингу параметрів якості електроенергетики. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2021. № 4 (115). С. 159-170.

13. Возняк О.М., Штуць А.А., Тихонов В.К. Дослідження моделі галузі електроенергетики та методики виконання вимірювань якості електроенергії. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2022. № 1 (116). С. 150-163.

14. Граняк В.Ф. Математична модель накладного абсолютного переміщення. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. № 2 (97). С. 123-128.

15. Граняк В.Ф., Гайдамак О.Л. Використання дискретного вейвлет-аналізу вібро-акустичного сигналу для виявлення асиметрії живлення обертових електричних машин змінного струму. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2021. № 2 (101). С. 62-70.

16. Граняк В.Ф., Кожушко О.В. Оцінювання систематичних похибок смугового несиметричного сенсора вологості. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2022. № 1 (116). С. 164-169. DOI: 10.37128/2520-6168-2022-1-19

17. Граняк В.Ф., Купчук І.М., Гонтар В.Г. Метод та засіб прямого автоматизованого вимірювального контролю ізоляції обмоток електричних машин. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. № 2 (109). С. 129-137.

18. Граняк В.Ф., Кухарчук В.В., Каців С.Ш. Параметричний ємнісний вимірювальний перетворювач повітряного зазору між ротором і статором обертових електричних машин. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2020. № 6 (153). С. 7-15.

19. Граняк В.Ф., Солоня О.В. Перспективи виявлення дефектів обертових електричних машин на основі аналізу їх вібросигналів. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2022. № 1 (104). С. 20-29 DOI: 10.37128/2306-8744-2022-1-3.

20. Калетнік Г.М., Черниш О.М., Березовий М.Г. Використання сучасних методів механіки для сільського господарства. *Збірник наукових праць ВНАУ: Вінниця*, 2011. Т1 (65). С.8-18.

21. Купчук І. М., Зубар І. В., Онищук Ю. В., Дідик А. М., Замрій М. А. Свідцтво про реєстрацію авторського права на твір. Комп'ютерна програма «Harvesting Cereals Optimization v. 1.2» («Harvesting cereals v. 1.2»): Свідцтво № 103729 від 05.04.2021. Авторське право і суміжні права. Офіційний бюлетень № 64, 2021.

22. Купчук І.М., Яропуд В.М., Телекало Н.В., Граняк В.Ф. Перспективи та передумови впровадження автономних систем електрозабезпечення агропромислових підприємств. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. № 3 (110). С. 51-63.

23. Матвійчук В. А. Рубаненко О. Є. Гунько І.О. Діагностування електрообладнання. Вінниця: ВНАУ. 2020. 138 С.

24. Матвійчук В.А., Любін М.В., Токарчук О.А., Рубаненко О.О. Особливості частотно-регульованого електроприводу для транспортуючих систем АПК. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: технічні науки*. 2018. № 6 (267). С. 39-43.

25. Матвійчук В.А., Стаднік М.І., Рубаненко О.О. Електропривод виробничих машин і механізмів. Навчальний посібник з виконання курсової роботи. Вінниця: ВНАУ, 2016.

26. Матвійчук В.А., Стаднік М.І., Рубаненко О.О. Методичні вказівки по оформленню дипломних робіт магістра для студентів ОКР «Магістр» спеціальності 8.10010101 «Енергетика сільськогосподарського виробництва» та студентів ОС «Магістр» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка і електромеханіка». Вінниця: ВНАУ. 2016. 64 с.

27. Матвійчук В.А. Рубаненко О.О. Собчук Н.В. Використання

локальних джерел електроенергії для оптимізації структури ЕЕС. *Вісник Хмельницького національного університету. Серія: технічні науки*. 2018. № 4 (263). С. 98-101.

28. Ольшанський В. П., Сліпченко М. В., Спольнік О. І., Замрій М. А. Вільні коливання осцилятора за наявності квадратичного в'язкого опору та сухого тертя. *Вібрації в техніці та технологіях*. 2020. № 2(97). С. 33-40.

29. Пазюк В.М., Токарчук О.А., Токарчук Д.М. Сучасний стан проблеми енергоефективності в світі та в Україні. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2021. №1(112). С. 88 –99.

30. Сивак Р.І., Деревенько І.А. Короткий курс теоретичної механіки: ТОВ «Вінницька міська друкарня», 2016. – 200 с.

31. Солона О. В., Купчук І.М. Практикум з теорії механізмів і машин: навч. посіб. Вінниця: ВНАУ, ТОВ “Друк”. 2020. 252 с.

32. Солона О. В., Купчук І.М. Теорія механізмів і машин. Курсове проектування. Навчальний посібник. 2-ге вид., допов. і перероб. Вінниця: ВНАУ, 2019. 249 с.

33. Солона О.В. Застосування сучасних мехатронних систем та роботизованих комплексів у АПК України. *Техніка, енергетика, транспорт АПК*. 2020. № 3 (110). С. 71–76.

34. Стаднік М. І. Оптимізація функціональної структури системи автоматизації однорідних об'єктів. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2016. № 3. С. 62–65.

35. Стаднік М.І., Видмиш А.А., Штуць А.А. Колісник М.А. Інтелектуальні системи в електроенергетиці. Теорія та практика: навч. посіб. Вінниця. ТОВ "ТВОРИ". 2020. 332 с.

ДОДАТКИ