

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ
(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електроніки
(повне найменування факультету)

Кафедра Програмування та математики
(повна назва кафедри)

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до дипломної роботи

освітньо-кваліфікаційного рівня магістр
(бакалавр, спеціаліст, магістр)

спеціальності 171 – Електроніка
(шифр і назва спеціальності)

на тему Розробка та дослідження перетворювача частоти для індукційного нагрівання металу

Виконав: студент групи Ел-13м

Довгаль А.В.
(прізвище, та ініціали)

(підпис)

Керівник Марченко Д.М.
(прізвище та ініціали)

(підпис)

Завідувач кафедри Лифар В. О.
(прізвище та ініціали)

(підпис)

Рецензент Самойлова Ж.Г.
(прізвище та ініціали)

(підпис)

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

імені ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

(м. Сєвєродонецьк)

Факультет Інформаційних технологій та електронікиКафедра Програмування та математикиОсвітньо-кваліфікаційний рівень магістр
(бакалавр, спеціаліст, магістр)Спеціальність 171 – Електроніка
(шифр і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

В.О.Лифар
“ ” 2019 року

З А В Д А Н Н Я

НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Довгалю Андрію Валерійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Розробка та дослідження перетворювача частоти для індукційного нагрівання металукерівник проекту (роботи) Марченко Дмитро Миколайович, д.т.н., професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)затверджені наказом вищого навчального закладу від “21” листопада 2018 року № 245/482. Строк подання студентом проекту (роботи) 15.01.20193. Вихідні дані до роботи Матеріали науково-дослідної практики

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1) Аналітичний огляд;

2) Розробка силової частини перетворювача частоти;

3) Розробка системи керування перетворювача частоти;

4) Моделювання та експериментальні дослідження.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

6. Дата видачі завдання 01.09.2018

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Актуальність теми і постановка завдань дослідження	03.09.18-10.09.18	
2	Аналіз розробок та досліджень	11.09.18-30.09.18	
3	Огляд та вибір методик розрахунку перетворювачів частоти	01.10.18-14.10.18	
4	Програмна реалізація моделей	15.10.18-30.11.18	
5	Розробка алгоритму та програмного модуля для реалізації моделей	01.12.18-31.12.18	
6	Оформлення пояснювальної записки	01.01.19-15.01.19	

Студент Довгаль А.В.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) Марченко Д.М.
(підпис) (прізвище та ініціали)

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
1 ПЕРШИЙ РОЗДІЛ.....	9
АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД.....	9
1.1 Основі поняття	9
1.2 Галузі застосування тиристорних перетворювачів частоти в електротехнічних пристроях.....	10
1.3 Загальні технічні вимоги до розробки тиристорних перетворювачів для електротехнічних установок.....	18
1.3.1 Потужність перетворювача.....	19
1.3.2 Частота вихідної напруги.....	20
1.3.3 Напруга перетворювача.....	21
1.4 Аналіз схем тиристорних перетворювачів.....	22
1.4.1 Інвертори струму.....	22
1.4.2 Інвертори струму з ускладненим вихідним ланцюгом.....	25
1.4.3 Резонансні інвертори.....	27
1.4.4 Резонансні інвертори зі зворотними діодами.....	30
1.4.5 Резонансні інвертори з подвоєнням частоти.....	34
1.5 Висновки за розділом.....	37
2 ДРУГИЙ РОЗДІЛ.....	38
РОЗРОБКА СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА.....	38
2.1 Розробка структурної та принципової електричної схем силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з подвоєнням частоти	38
2.2 Устрій і робота випрямляча.....	39
2.3 Розрахунок і вибір елементів схеми випрямлювача.....	40
2.4 Розробка принципової схеми інвертора.....	41
2.5 Розрахунок силової частини інвертора.....	44

3 ТРЕТІЙ РОЗДІЛ.....	50
РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ.....	50
3.1 Система керування випрямлячем	50
3.1.1 Структурна схема системи керування випрямлячем.....	50
3.1.2 Принципова схема системи керування випрямлячем.....	50
3.1.3 Розрахунок і вибір елементів системи керування випрямлячем	53
3.1.3.1 Розрахунок генератора, що задає.....	53
3.1.3.2 Розрахунок пристрою самопідхоплення й обробки сигналу зворотного зв'язку	54
3.1.3.3 Розрахунок пускового пристрою	55
3.1.3.4 Розрахунок формувача імпульсів	57
3.2 Система керування інвертором.....	59
3.2.1 Структурна схема системи керування інвертором.....	59
3.2.2 Принципова схема системи керування інвертором.....	61
3.2.3 Розрахунок та вибір елементів системи керування інвертором	69
3.2.3.1 Розрахунок блоку вихідних підсилювачів.....	69
3.2.3.2 Розрахунок попереднього підсилювача імпульсів.....	71
3.2.3.3 Розрахунок генератора, що задає	79
3.2.3.4 Розрахунок датчика контролю тиристорів.....	79
4 ЧЕТВЕРТИЙ РОЗДІЛ.....	82
МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ.....	82
4.1 Об'єкт досліджень.....	82
4.2 Моделювання та експериментальні дослідження.....	83
ВИСНОВКИ.....	99
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	101

ВСТУП

Широке впровадження різного роду електротехнологій у промисловості, у першу чергу в машинобудуванні, активізувало розробку нових електротехнологічних установок тому, що в зв'язку з застосуванням таких установок виникла необхідність перетворення електричної енергії промислової частоти в електроенергію більш високої частоти перемінного струму. Вирішення задачі перетворення електричної енергії здійснюється розробкою і застосуванням в установках спеціальних однофазних перетворювачів частоти. Історично передумовами до створення сучасної перетворювальної техніки є розробка і виробництво спочатку машинних перетворювачів, а потім статичних помножувачів частоти, іонних і тиристорних перетворювачів.

Впровадження в електротехнологічні установки тиристорних перетворювачів зв'язано з розробкою в 60-х роках минулого століття силових керованих вентилів - тиристорів і силових діодів. З'явилася безліч схем напівпровідникових перетворювачів частоти, а зібрані по цих схемах тиристорні перетворювачі стали більш конкурентоздатними і ефективними стосовно інших видів перетворювачів. Тиристорний перетворювач почав витісняти з перетворювальної техніки машинні й електромагнітні пристрої. Огляд технічної літератури показує, що тенденція заміни машинних перетворювачів на тиристорні вже завершилася.

Розвиток силової перетворювальної техніки обумовлює широке застосування статичних тиристорних перетворювачів частоти в різного роду і призначення електротехнологічних пристроях. Властивості тиристорних перетворювачів частоти в значній мірі залежать від властивостей самих тиристорів – основних силових елементів схем перетворювача.

Тиристири мають малий час вмикання: після подачі до керуючого електрода короткочасного позитивного сигналу воно складає не більш 4 мкс. Час закриття тиристорів - час протягом якого він утрачає свої провідні

властивості після появи на його аноді негативної напруги складає 10-20 і менш мікросекунд. Час відновлення керованості тиристорів після закінчення протікання струму і повторного вмикання складає 25-35 мікросекунд, що в 10 разів менше часу відновлення іонних вентилів.

Переваги тиристора: малий струм керування, необхідний для забезпечення режиму повної провідності (0,05-0,1А); мале значення спадання напруги у відкритому стані при проходженні номінального струму, що складає 2-2,5В і забезпечує у свою чергу малі втрати в тиристорі; практично необмежене число вмикань; малі масогабаритні показники.

Застосування тиристорних перетворювачів обумовлює цілий ряд переваг:

- завдяки широкій номенклатурі виготовлених елементів спрощується розробка і виготовлення тиристорних перетворювачів з різними номінальними даними;

- постійне удосконалювання тиристорів, що випускаються, забезпечує поліпшення техніко-економічних показників раніше створених перетворювачів;

- економія активних матеріалів (міді і стали) при виготовленні перетворювальних пристроїв;

- у порівнянні з машинними перетворювачами тиристорні перетворювачі не вимагають будівництва фундаментів і могутніх вантажнонесучих перекриттів;

- малий рівень шумів і відсутність вібрацій при роботі;

- високий ККД перетворення електричної енергії;

- незначна потужність сигналу керування;

- відсутність втрат енергії при знятті навантаження;

- практично миттєва готовність до роботи;

- добра ремонтпридатність, що пов'язане в багатьох випадках з ревізією і заміною силових елементів;

- блочність конструкції;

- гарна сумісність з електронними блоками керування, захисту й автоматики.

Ряд негативних якостей тиристорних перетворювачів обумовлений негативними властивостями самих тиристорів, основні з яких:

- низька перевантажувальна здатність по струму, унаслідок малих розмірів $p-n$ переходу;
- обмеження швидкості наростання в часі струму і напруги;
- вихід з ладу при незначних перенапругах;
- великий розкид параметрів (струм керування, час включення, струм витоку в межах одного класу і групи), що утрудняє рівнобіжну роботу тиристорів у схемах перетворювача;
- залежність параметрів від температури.

1 ПЕРШИЙ РОЗДІЛ

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Основні поняття

Перетворювачі підвищеної частоти для електротехнологічних установок складаються з двох основних вузлів вказаних на рисунку 1.1: випрямляча (В), що перетворює змінний струм промислової частоти в постійний, і однофазного автономного інвертора (І), що перетворює постійний струм у змінний підвищеної частоти [1-5]. У якості випрямляча застосовують одну із схем трифазних мостових випрямлячів. Крива вхідного струму випрямляча відмінна від синусоїди. У ній присутні вищі гармонійні складові канонічного порядку. Для поліпшення гармонійного складу випрямленого струму в посередню ланку включається фільтр, який згладжує, (Ф), що часто є елементом схеми інвертора.

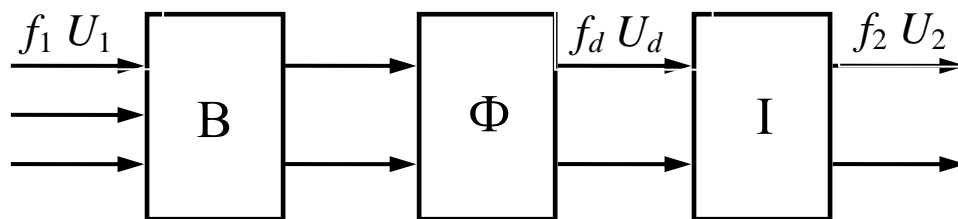


Рисунок 1.1 – Узагальнена структурна схема перетворювача частоти

Робота випрямляча на автономний тиристорний інвертор приводить до появи в живильній мережі додаткових спотворювань у порівнянні з роботою випрямляча на лінійне навантаження. Спотворювання форми кривої живлячої перетворювач напруги негативно позначається на роботі інших споживачів енергії, приєднаних паралельно з перетворювачем до загальної мережі, а також на роботі живлячих ланцюгів, пристроїв захисту,

автоматики, вимірювальної техніки. Вимоги до припустимого спотворення кривої напруги мережі регламентовано нормами на якість електричної енергії струмоприймачів.

При використанні регульованих випрямлячів в схемі перетворювача, із збільшенням кута керування знижується коефіцієнт потужності перетворювача, що погіршує умови споживання електричної енергії промислової частоти.

1.2 Галузі застосування тиристорних перетворювачів частоти в електротехнічних пристроях

Галузі застосування тиристорних перетворювачів обумовлюються функціональними можливостями перетворювачів при використанні їх в електротехнологічних установках [6,7]. Зупинимось на використовуваних у даний час промислових технологіях.

Індукційна плавка металу. Застосування індукційних печей у металургії дозволяє здійснювати найбільш досконалу технологію виготовлення різних високоякісних металів і сплавів [8]. Зберігаючи достоїнства тигельної плавки і плавки металів у дугових печах, індукційна плавка має свої достоїнства і переваги.

Для високочастотних індукційних печей характерна велика швидкість плавки. Це створює сприятливі умови для одержання заданого складу сплаву при мінімальних втратах за цикл, а також відкриває можливості збільшення продуктивності.

У процесі плавки в індукційних печах на розплавлений метал діють сили, викликані взаємодією струму, що проходить по індукторі, і струмів, які індуктовані у розплавленому металі. Ці сили спрямовані радіально до центру розплавленого металу. Під їхнім впливом метал витісняється по осі тигля від центру нагору і вниз, створюючи активну циркуляцію, що обумовлює

інтенсивне переміщення і забезпечує швидке одержання однорідного по складу сплаву.

Важливою особливістю індукційних печей є концентрація тепла безпосередньо в металевому тиглі, а не подача його ззовні, що створює можливість нагрівання металу до досить високих температур. Підвищення температури практично обмежується лише стійкістю плавильного тигля й можливостей запобігання теплового випромінювання в навколишнє середовище.

Згадані вище особливості індукційного нагрівання дають можливість успішно здійснювати плавку не тільки в повітряній атмосфері, але у вакуумі й у захисних сферах, наприклад у водні, а також в інертних газах при різних атмосферних тисках. При цьому можна досягти досить низьких тисків і високої чистоти газового середовища. Нарешті, застосування індукційних печей значно поліпшує умови праці плавильників і підвищує культуру виробництва.

Значення індукційного нагрівання й індукційних печей з особливою повнотою виявляється при плавці металів із високою температурою плавлення, наприклад металів платинової групи, високолегованих сталей і чавуна, а також спеціальних сплавів для постійних магнітів, магнітом`яких матеріалів, жароміцних сплавів і сплавів з особливими властивостями теплового розширення і пружності.

Важливим параметром, що характеризує індукційну плавильну установку, є її ККД. Електричний ККД індукційної печі залежить від електричного опору металу, що розплавляється, і від частоти живильного її струму [9]. Для забезпечення високого електричного ККД потрібно, щоб внутрішній діаметр тиглю складав не менш 4-7 глибин проникнення струму в метал. Глибина проникнення струму в метал Δ визначається за формулою (1.2).

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \gamma}}, \quad (1.1)$$

де $\omega = 2\pi f$;

μ - магнітна проникність матеріалу, Гн/м;

γ - питома електропровідність матеріалу, Ом⁻¹·м⁻¹;

Магнітна проникність може бути визначена за формулою (1.2)

$$\mu = \mu_{\text{відн}} \mu_0 \quad (1.2)$$

де $\mu_{\text{відн}}$ - відносна магнітна проникність, значення якої обумовлюється кривою намагнічування матеріалу з довідкових даних; μ_0 – постійна, що характеризує магнітні властивості вакууму; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Гн/м.

Термічний ККД обумовлюється відношенням корисної енергії, необхідної для розігріву металу від початкової до певної температури розплаву, до фактично переданого в тигель енергії. У силу втрат енергії в навколишнє середовище, із збільшенням часу розігріву, термічний ККД знижується.

Повний ККД плавки обумовлюється добутком електричного ККД на термічний і залежить від частоти перетворювача, що живить індукційну піч, потужності перетворювача (часу плавки), умов тепловіддачі в навколишнє середовище.

Індукційне нагрівання металевих заготовок під пластичну деформацію. В даний час індукційним способом нагріваються тіла різної форми: призматичні, із круглим, прямокутним і квадратним перетином (труби, стрічки, листи, кільця). Для тіл кожної форми розроблені спеціальні методики вибору частоти струму і режиму нагрівання.

Круглі циліндричні заготівки. Індуктований струм протікає в поверхневих шарах заготівки, підвищення температури серцевини відбувається за рахунок теплопровідності. Якщо до заготівки підведена досить велика потужність, то температура на поверхні, у межах гарячої глибини проникнення струму, дуже швидко може бути доведена до заданої. Звичайно сталеві заготівки перед куванням і прокаткою необхідно нагрівати до 1200°C .

Розрізняють два види індукційного нагрівання: нагрів при постійній температурі і звичайне нагрівання. У першому випадку, використовуючи максимальну потужність перетворювача, швидко підвищують температуру поверхневого шару шириною глибини проникнення струму до необхідної температури, а потім, після досягнення необхідної температури, потужність знижують до такої величини, щоб температура поверхні не змінювалася, і за рахунок струмопровідності металу йшло вирівнювання температури по об'єму заготівки. В другому випадку, потужність перетворювача підбирають такою, щоб при нагріванні заготівлі різниця температур між поверхнею і внутрішнім шаром утримувалася майже незмінної.

Нагрівання при постійній температурі поверхні дозволяє нагріти заготівлю за мінімально короткий час і характеризується найвищим термічним ККД. Термічний ККД характеризується відношенням корисної енергії, необхідної для нагрівання всього обсягу заготівки до фактично витраченої енергії. Найбільш високий термічний ККД забезпечується, якщо глибина проникнення струму близька до радіуса заготівки. Але електричний ККД при цьому зростає із зменшенням глибини проникнення струму, тобто з підвищенням частоти. Повний ККД нагрівання, обумовлений добутком термічного ККД на електричний, має максимальне значення при конкретній частоті. У зв'язку зі зміною електричних параметрів при нагріванні, особливо після досягнення сталевим тілом точки Кюрі (768°C), коли відносна магнітна проникність стали знижується до одиниці, для забезпечення максимального повного ККД нагрівання необхідне регулювання частоти перетворювача

протягом процесу нагрівання. Даній вимозі задовольняє тиристорний перетворювач з регульованою потужністю і робочою частотою.

Високочастотне загартування. У порівнянні з іншими відомими способами зміцнення поверхневого шару (азотування, цементування) високочастотне поверхнєве загартування має переваги, зв'язані з високою продуктивністю, однорідністю структури а також точним регулюванням глибини шару, що гартується. При поверхневому загартуванні сталевих виробів підвищується стійкість деталей до стирання, вигину, крутінню. Можливості зміцнення поверхневим загартуванням мають обмеження для деталей складної форми, коли відсутня можливість індукування струму у важкодоступні місця поверхні.

Швидке високопродуктивне нагрівання, ймовірно лише в межах глибини проникнення струму в гарячу сталь. Глибше нагрівання може відбуватися за рахунок теплопровідності. Величина глибини проникнення струму в гарячу сталь легко обчислюється і є довідковою.

У більшості випадків поверхневого загартування, необхідна напруга на індукторі значно менша номінальної напруги перетворювача. Для узгодження рівнів напруги індуктора і перетворювача застосовують гартівні трансформатори. У галузі підвищених частот використовують гартівні трансформатори зі сталевим магнітопроводом із водоохолодженням обмоток і магнітопроводу, а в галузі радіочастот застосовують повітряні трансформатори.

Пайка і наплавлення при індукційному нагріванні. Поряд із давно відомими і розповсюдженими видами пайки твердими припоями високочастотна пайка знайшла широке застосування для з'єднання окремих частин виробів. Перевагами високочастотної пайки є:

- менше короблення виробу завдяки місцевому нагріванню поверхонь, що спаюються;

- можливість швидко нагрівати метал, що спаюється, і робити пропайку глибинних швів за рахунок виділення тепла безпосередньо в самому виробі

без передачі його ззовні. При цьому завдяки короткочасності нагрівання відбувається лише незначне окислювання металу при пайці твердими припоями без захисної атмосфери і майже відсутнє окислювання поверхні при пайці м'якими припоями;

- висока продуктивність процесу, що випливає з можливості сконцентрувати значні потужності в малому обсязі за допомогою поверхневого ефекту;

- одержання однорідної якісної пайки за допомогою регулювання режиму нагрівання і точного дозування енергії, яка передається у виріб, при можливості автоматизувати процес і організувати його в потоці механічної обробки;

- здешевлення процесу в порівнянні з газовою пайкою в електропечах при погіршенні якості пайки;

До недоліків процесу, що обмежує застосування високочастотної пайки, відносяться:

- великі первісні витрати на придбання устаткування;
- труднощі нагрівання деталей складної конфігурації;
- залежність форми індуктора, який нагріває, від форми шва, що спаюється, і конструкції деталі (для кожної геометричної форми необхідний свій індуктор);

- необхідність виконувати пайку в стаціонарних умовах.

Для здійснення процесу високочастотної пайки необхідні джерела високочастотної електроенергії. У залежності від розміру зони, що нагрівається, умов нагрівання і необхідної продуктивності пристрою вибирається частота струму і потужність джерела живлення.

До вибору частоти струму для пайки можна підходити так само, як і до вибору її для поверхневого загартування. Режими нагрівання при пайці відрізняються від гартівних тим, що пайка вимагає менших питомих потужностей при більшому часі нагрівання, тому що при цьому процесі необхідне більш глибоке нагрівання металу не тільки за рахунок

індуктованих струмів, але і за рахунок передачі тепла шляхом теплопровідності.

Високочастотне зварювання металів. При нагріванні металів струмами високої частоти питомі потужності можуть досягати 10 кВт/см^2 , а час нагрівання до температури плавлення металу складають кілька секунд, а в ряді випадків вимірюється десятками і сотими частками секунди.

Швидке нагрівання до зварювальної температури і наступний стиск забезпечують одержання якісних зварених з'єднань. Зварювання при високочастотному нагріванні відноситься до категорії способів зварювання металів тиском. Найбільше поширення знайшло високочастотне зварювання труб. Відомі два способи зварювання – струмами підвищеної частоти (індукційне зварювання) і струмами радіочастотного діапазону (радіочастотне зварювання). З погляду застосування в індукційному зварюванні тиристорних перетворювачів частоти має стикове зварювання труб.

Ультразвукові електротехнологічні установки. Ультразвуковий метод обробки є методом механічного впливу на матеріал. Частота коливань знаходиться поза діапазону чутних людиною звуків, і складає $f=16-100 \text{ кГц}$. При розповсюдженні в матеріальному середовищі звукова хвиля переносить певну енергію, яка може використовуватися в різних технологічних процесах. Перевагами ультразвукової обробки варто вважати:

- можливість одержання акустичної енергії різними технічними прийомами;
- широту діапазону технологічного застосування ультразвуку від розмірної обробки до одержання нероз'ємних з'єднань (зварювання, пайка і т.д.);
- простоту експлуатації й автоматизації промислових процесів.

До недоліків відносяться:

- підвищена вартість акустичної енергії в порівнянні з іншими видами енергії;

- необхідність виготовлення спеціальних пристроїв і апаратів для генерації ультразвукових коливань, їхньої передачі і розподілу.

Для живлення магнітострикційних перетворювачів застосовують перетворювачі частоти: машинні, лампові, транзисторні і тиристорні. Діапазон робочої частоти джерел живлення складає 16-44 кГц. Зміна робочої частоти джерела живлення незначна і використовується для настроювання на резонансну частоту магнітострикційного або п'єзоелектричного перетворювача. Номінальні потужності джерел живлення знаходяться в межах від кількох сотень ватів до кількох десятків кіловатів.

Проміжні ланки підвищеної частоти в джерелах живлення.

Останнім часом з'явилися розробки джерел дугового електрозварювання з застосуванням ланки перетворення частоти. У порівнянні з однофазними зварювальними трансформаторами промислової частоти нові джерела живлення з проміжною ланкою підвищеної частоти дозволили крім зниження масогабаритних показників, забезпечити рівномірне навантаження при їхньому живленні від трифазної електричної мережі, створити прийнятну вольт-амперну характеристику утворення і горіння електричної дуги в зварювальному пристрою, захист від аварійних режимів.

Одержання індукційної плазми. Застосування плазмової технології дало поштовх при одержанні нових матеріалів, які володіють високими технологічними властивостями (вогнестійкістю, твердістю, міцністю), а також при різанні чорних (нержавіючих) і кольорових металів із високою швидкістю великої товщини. Наприклад, плазмотрон потужністю 100кВт різє сталь товщиною 30 мм із швидкістю 4 м/хв. При цьому досягається висока точність різки, що скорочує наступні підгінні роботи. Плазмове різання широко застосовується в суднобудуванні, на підприємствах важкого й атомного машинобудування, хімічної й електротехнічної промисловості.

Плазмове зварювання забезпечує з'єднання деталей з міді, латуні, бронзи, алюмінію і його сплавів. Плазмове наплавлення і напилювання

забезпечує покриття деталей низкостійким, жароміцним і антикорозійним складом із мінімальним перемішуванням наносного й основного матеріалу.

Плазмова плавка металів дозволяє одержувати особливо чисті тугоплавкі метали.

На відміну від вакуумної індукційної, дугової й електричної плавки при плавці в плазмово-дугових печах спостерігається менший випар кошовних компонентів розплаву, а застосування плазмотронів дозволяє одержати високі температури і вирішити проблему стабільності і регулювання параметрів процесу.

Плазмотрони – генератори плазми отримують живлення від джерел постійного і змінного струму. Усі плазмотрони змінного струму мають падаючу вольт амперну характеристику. Регулювання потужності в плазмотронах здійснюється зміною опору в колі живлення (регульовані дроселі), напругою джерела живлення, потужністю дуги супроводу.

Високочастотні плазмотрони підрозділяються на індукційні, ємнісні, смолоскипові, надвисокочастотні. У високочастотному індукційному плазмотроні газ нагрівається вихровими струмами, як і при індукційному нагріванні провідного середовища в перемінному електромагнітному полі індуктора при частоті від 6,3 кГц до 20 МГц. На початку процесу для утворення провідного середовища в зоні індуктора створюється область високотемпературного провідного газу за допомогою стороннього джерела (наприклад, дугового розряду).

1.3 Загальні технічні вимоги до розробки тиристорних перетворювачів для електротехнічних установок

Огляд галузей застосування тиристорних перетворювачів підвищеної частоти, специфічні вимоги, пред'явлені до них, як джерелам або ланкам підвищеної частоти дає можливість сформулювати загальні підходи при розробці цих пристроїв.

1.3.1 Потужність перетворювача

Номинальна потужність тиристорних перетворювачів частоти (ТПЧ) визначається максимально необхідною потужністю за умовами технологічного процесу. На відміну від машинних перетворювачів ТПЧ мають малу теплову інерційність, тому необхідно враховувати навіть короткочасність добору максимальної потужності, що, у свою чергу, визначається параметрами силових напівпровідникових параметрів схеми. Надмірність, недовикористання силових елементів приводить до подорожчання перетворювача.

Для уніфікації типорозмірів, зниження їхньої кількості необхідно передбачити можливість паралельної роботи окремих перетворювачів, можливість їхнього конструктивного з'єднання з роботою на загальні шини у виді перетворювальної підстанції. Таке рішення передбачається при випуску ТПЧ Талліннським електротехнічним заводом і Всеросійським науково-дослідним інститутом струмів високої частоти імені В.П.Вологдіна при використанні перетворювачів у системах централізованого живлення. Системи централізованого живлення застосовуються на великих машинобудівних підприємствах зі значним використанням індукційного нагрівання в ковальському виробництві. Підключення окремих ковальських індукційних нагрівачів на загальні шини систем централізованого живлення дозволяє за рахунок розбіжності по тимчасових графіках споживання потужності окремими шинами створити для перетворювальної підстанції малозмінююче навантаження, знизити встановлену потужність ТПЧ.

Зміна потужності перетворювача може визначитися вимогами технологічного процесу, наприклад прискорений нагрів при постійній температурі поверхневого шару, зі зниженням потужності при вирівнюванні температури за об'ємом; швидкісна плавка з наступним зниженням потужності при підготовці сплаву до заливання у форми. Зміна потужності може бути також викликана змінами параметрів тіла, що нагрівається, і

можливістю адаптування перетворювача до зміни цих параметрів для підтримки електричного режиму роботи електротехнологічної установки.

1.3.2 Частота вихідної напруги

Робоча частота перетворювача визначається вимогами технологічного процесу. ТПЧ не перебивають по своїх можливостях необхідний у розглянутих вище галузях застосування частотний діапазон. Обмеження частотного діапазону зверху зв'язано з нормованим часом відновлення (часом вимикання) тиристорів - часом перебування тиристора під негативною напругою для відновлення його непровідного стану. Прагнення до збільшення частотного діапазону привело до створення багатокоміркових, багатотактових інверторів підвищеної частоти. За рахунок порівняно малого співвідношення між часом вмикання і часом вимикання тиристора вдається збільшити генеровану перетворювачем частоту шляхом використання в схемі декількох тиристорних комірок, що працюють на загальне навантаження з вмиканням у роботу з кільцевого принципу. У результаті кожній комірці надається міжкомутаційна пауза за часом більше, ніж нормований час вимикання.

Подальше підвищення робочої частоти ТПЧ приводить до інших обмежень. До них відносяться комутаційні втрати, швидкість наростання напруги і струму. На комутаційні втрати впливає інерційність зміни стану тиристора. Тиристор не можна розглядати як ідеальний ключ. Процес зміни його провідності супроводжуються зміною в часі опору тиристора, отже, змінами потужності втрат. Зі збільшенням частоти зростає число комутацій і втрат енергії в тиристорах, знижується ККД перетворювача.

Збільшення швидкості наростання напруги на закритому тиристорі приводить до збільшення ємнісної складової струму через р-n перехід, і, отже, до самовідкривання його, без подачі імпульсу на керуючий електрод.

Обмеження по швидкості наростання струму через тиристор зв'язано з інерційністю утворення площі провідного каналу р-n переходу. Різке

збільшення струму через тиристор може привести до неприпустимої щільності струму в струмопровідному каналі і виходу тиристора з ладу.

1.3.3 Напруга перетворювача

Рівень вихідної напруги перетворювача повинний відповідати з однієї сторони напрузі живлення навантаження, з іншого боку – класові напруги тиристорів. Збільшення рівня напруги на тиристорах приводить до їхнього пробою і виходу їх з ладу. Зниження напруги на тиристорі приводить до недовикористання його по потужності. Узгодження рівнів вихідної напруги навантаження і перетворювача можливо двома шляхами: введенням у ланцюг живлення навантаження вихідних трансформаторів, що погоджують; використання ланцюгів послідовного резонансу напруг. У першому випадку можуть застосовуватися як автотрансформатори, так і трансформатори без гальванічного зв'язку між обмотками. При застосуванні ланцюгів послідовного резонансу, реактивна потужність індуктивності і конденсатора повинні бути досить високими, щоб добротність ланцюга забезпечувала необхідний рівень підвищення напруги.

Регулювання напруги на навантаженні шляхом зміни вихідної напруги перетворювача може здійснюватися: зміною вихідної напруги випрямляча, зміною робочої частоти інвертора, уведенням фазового зсуву між вихідними напругами мостів двомостового інвертора. У першому випадку випрямляч повинен бути керованим з систем імпульсного фазового керування для формування кута керування від нуля до появи режиму переривчастого струму. Відзначимо відразу недоліки такого способу регулювання. Зі збільшенням кута керування збільшуються пульсації випрямленої напруги, знижується коефіцієнт потужності перетворювача, тому що збільшується кут зсуву фаз між першими гармоніками фазної напруги і фазного струму, виникає можливість появи режиму переривчастого струму.

Зміна робочої частоти інвертора завдяки частотним властивостям навантажувального контуру дозволяє також регулювати напругу на

навантаженні. Необхідно відзначити, що при цьому змінюються також еквівалентні параметри індуктора, глибина проникнення струму.

Перспективним є фазове регулювання напруги в двомостових перетворювачах частоти. У цьому випадку, у залежності від схем інверторних мостів, зміною кута зсуву фаз між керуючими імпульсами тиристорів у межах від 0 до 180 електричних градусів, напруга на навантаженні змінюється від максимального значення (паралельна робота мостів) до практично нульового значення (робота в протифазі).

1.4 Аналіз схем тиристорних перетворювачів

В даний час існує велика різноманітність схем однофазних тиристорних перетворювачів підвищеної частоти [10-14]. Перетворювачі містять у собі інвертори струму, робота яких у тому або іншому ступені вивчена, маються рекомендації з розрахунку і вибору елементів схеми. Кожна зі схем має свої переваги і недоліки в порівнянні з іншими. Упровадження ТПЧ, виконаних по цих схемах, дозволило оцінити негативні якості, ввести в ці схеми додаткові елементи, що істотно підвищило техніко-економічні показники ТПЧ.

При побудові ТПЧ в основному знайшли застосування в електротехнологічних установках схеми інверторів струму і резонансних інверторів.

1.4.1 Інвертори струму

Для інверторів струму, які зображені на рисунку 1.2, характерно те, що вони формують у навантаженні струм ($i_{\text{вих}}$), а форма і фаза напруги залежать від параметрів навантаження.

Джерело постійного струму працює в режимі генератора струму, для чого у вхідному ланцюзі включається реактор L_d з великою індуктивністю.

Крім того, реактор L_d виконує функції фільтра вищих гармонійних напруг, тому що до нього в будь-який момент часу прикладається різниця між незмінною напругою джерела живлення і пульсуючою напругою на вході інвертора; перешкоджає розрядові конденсатора на джерело живлення під час комутації струму в тиристорах і забезпечує аперіодичний режим роботи інвертора, характерний малими пульсаціями вхідного струму.

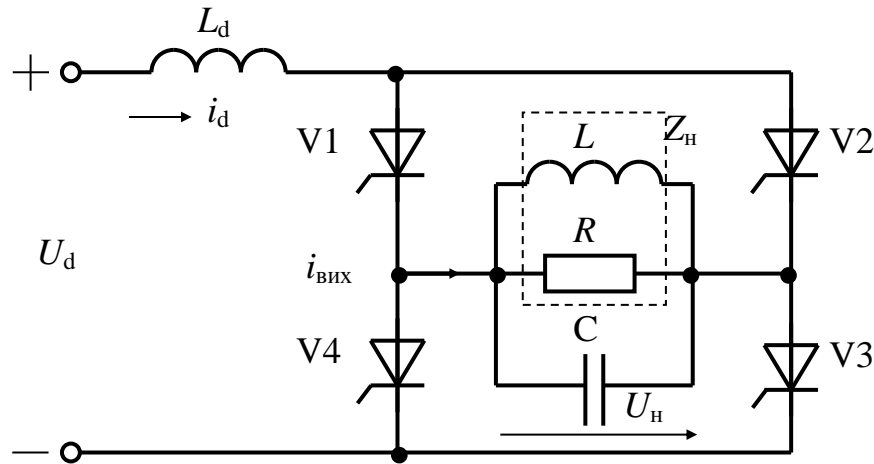


Рисунок 1.2 – Електрична схема інвертора струму

При активно-індуктивному характері навантаження баланс реактивної потужності забезпечується комутуючими конденсаторами і конденсаторами, що компенсують. По способу підключення навантаження до комутуючих конденсаторів інвертори струму підрозділяються на паралельні (рис. 1.2), послідовні і на інвертори з ускладненим вихідним ланцюгом (послідовно-паралельні, тощо). Для підвищення граничної частоти або збільшення потужності інвертори токи можуть збиратися з декількох ідентичних осередків, кожна з яких являє собою послідовний інвертор.

Для інвертора струму характерний енергообмін між конденсаторами, що компенсують, включеними в ланцюг змінного струму, реактивностями ланцюга навантаження і реактором L_d ланцюга вхідного струму.

Принцип дії паралельного інвертора струму пояснюють діаграми на рисунку 1.3, які побудовані у функції часу $v = \omega t$ (ω – частота керування, яка рівна робочій частоті) при наступних допущеннях: пряме спадання напруги в тиристорах в інтервалах провідності, час включення, їхній зворотний струм і струм витоку дорівнюють нулеві; індуктивність вхідного реактора L_d дорівнює нескінченності; в елементах інвертора немає втрат енергії.

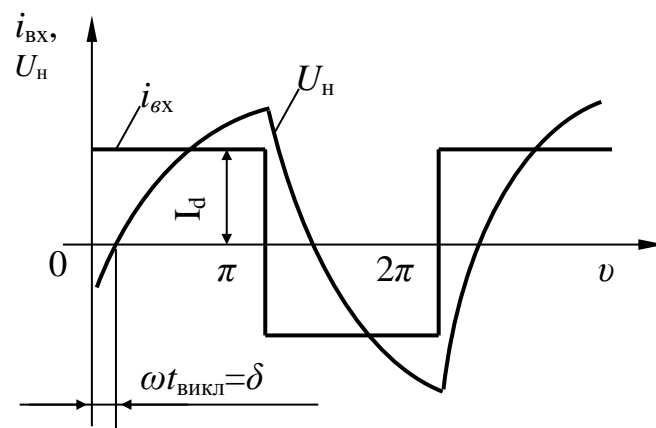


Рисунок 1.3 – Часова діаграма роботи паралельного інвертора струму

Кут запирання δ залежить від параметрів навантаження, що може характеризувати безрозмірний коефіцієнт навантаження який наведений у формулі (1.3)

$$B = 1/(\omega CR). \quad (1.3)$$

Наближення до холостого ходу, коли B прагне до нуля, кут δ прагне до 90° , а вихідна напруга до нескінченності, що приводить до електричних пробоїв і зриву коливань.

При короткому замиканні навантаження конденсатор C також виявляється замкнутим накоротко. Через те, що конденсатор забезпечує комутацію струму, паралельний інвертор у режимі короткого замикання не

працездатний: при наближенні до цього режиму кут запирання δ настільки зменшується, що коливання напруги зривається (інвертор перекидається).

Розглянутий інвертор також дуже чутливий до зміни розстройки добротності паралельного контуру η і Q , що визначають коефіцієнт потужності навантаження, який розраховується по формулі (1.4).

$$\cos\varphi_n = 1/\sqrt{1 + (Q/\eta)^2}, \quad (1.4)$$

$$\text{де } \eta = \omega\sqrt{LC}; Q = R/\sqrt{LC}.$$

Вмикання в ланцюг навантаження котушки індуктивності без одночасного збільшення комутуючої ємності може привести до перекидання інвертора, тому що індуктивність компенсує реактивний струм комутуючої ємності і зменшує тим самим кут запирання δ .

Через сильну залежність режиму роботи інвертора струму від параметрів навантаження необхідно оснащувати його системою автоматичного регулювання, здатної забезпечити стійкість і оптимальний режим при зміні параметрів навантаження в широких межах.

1.4.2 Інвертори струму з ускладненим вихідним ланцюгом

У практичних умовах нерідко виникає необхідність ускладнення вихідного ланцюга інвертора з метою узгодження навантаження, тобто одержання заданої напруги на її затискачах при збереженні невисокої напруги на вентильних плечах. У деяких випадках вихідний ланцюг ускладнюється з метою підвищення стійкості роботи інвертора або поліпшення умов його пуску при мінливих у широких межах параметрах навантаження.

Прикладом такого ускладнення є включення в нерозгалужену частину вихідного ланцюга інвертора конденсатора C_{nc} і перетворення паралельного інвертора в послідовно-паралельний зображений на рисунку 1.4.

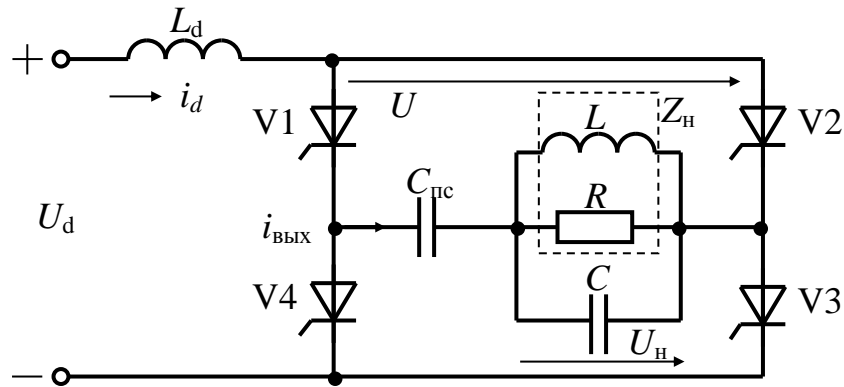


Рисунок 1.4 - Електрична схема інвертора струму з включенням в нерозгалужену частину вихідного ланцюга конденсатора

При значному зменшенні і збільшенні опору навантаження R , зростає інвертована напруга U і кут запирання δ , а при деякому проміжному значенні провідності навантаження інвертована напруга U і кут δ виявляються мінімальними. Вибираючи відповідним чином параметри схеми за допомогою вираження (1.6) можна домогтися того, щоб мінімальний кут запирання був достатнім для вимикання тиристорів.

$$\frac{1}{R} = \omega C \sqrt{\left(1 + \frac{C}{C_{nc}}\right) \frac{C}{C_{nc}}} \quad (1.6)$$

У цих умовах границі припустимого діапазону зміни параметрів навантаження при експлуатації інвертора визначаються лише значенням інвертованої напруги. Тому в порівнянні з паралельним інвертором (без

системи автоматичного регулювання) припустимий діапазон зміни параметрів навантаження тут виходить значно більш широким.

Поряд з послідовно-паралельним інвертором знаходить практичне застосування паралельно-послідовний інвертор, у якому другий конденсатор включений безпосередньо в ланцюг навантаження.

1.4.3 Резонансні інвертори

Широке розповсюдження в електротермії одержали послідовні резонансні інвертори. Відмінною рисою резонансних інверторів є наявність послідовного LC -контур з параметрами, підібраними таким чином, щоб струм керованих вентилів змінювався по коливальному закону практично в перебіг всього інтервалу провідності. Звичайно прагнуть до того, щоб власна частота контуру перевищувала частоту керування. При такій умові вимикання провідного вентиля, як показано на рисунку 1.5, передують моментів відмикання чергового (так званого режиму природного вимикання). При цьому швидкість наростання струму вентилів, що відмикаються, виходить досить невелика, що сприятливо позначається на режимі їхньої роботи, особливо на підвищених частотах. Важливим достоїнством резонансних інверторів, що роблять перспективним їхнє застосування на підвищених частотах, є також можливість одержання великого часу запирання за рахунок подовження пауз між імпульсами струму керованих вентилів. Режим природного вимикання особливо важливий при роботі у верхньому діапазоні середніх частот (8-10 кГц), де застосування індивідуальних комутуючих пристроїв для силових тиристорів приводить до збільшення теплових втрат у тиристорах і унеможливорює їхню роботу через теплові перевантаження.

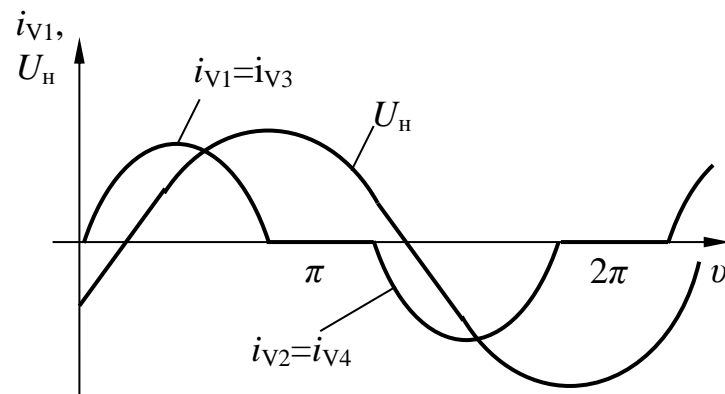


Рисунок 1.5 – Часові діаграми струмів і напруги послідовного резонансного інвертора

Для підвищення частоти вихідної напруги резонансного інвертора в електротермії одержала широке розповсюдження схема з подвоєнням частоти, зображена на рисунку 1.6, часові діаграми роботи якої показано на рисунку 1.7.

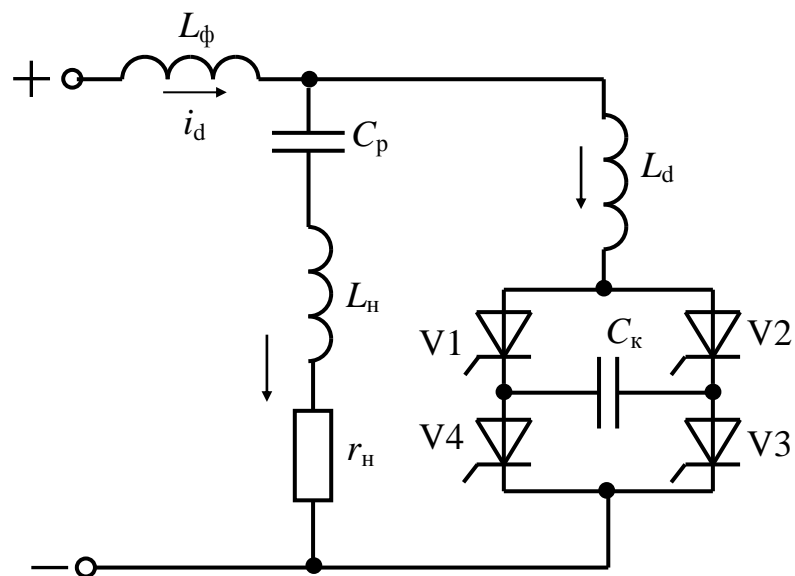


Рисунок 1.6 – Схема резонансного інвертора з подвоєнням частоти

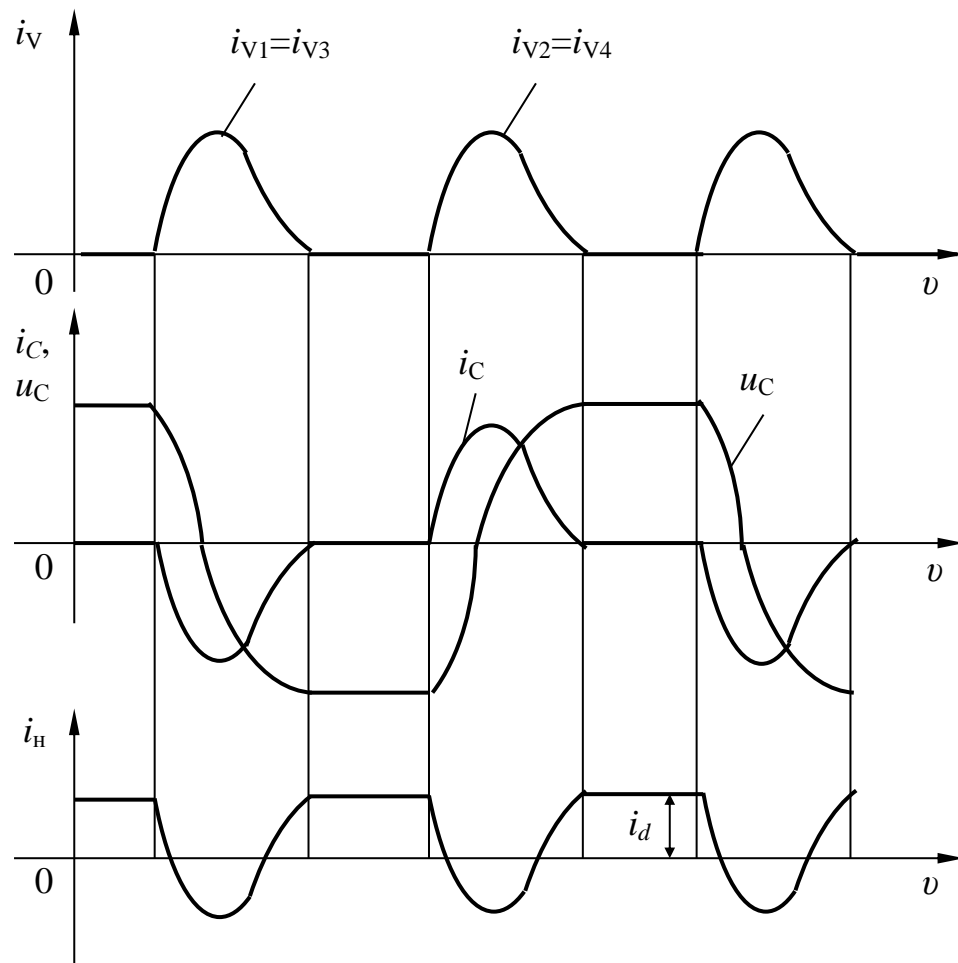


Рисунок 1.7 - Часові діаграми роботи інвертора з подвоєнням частоти

Конденсатор C_p , включений послідовно з навантаженням, є розділовим, а конденсатор C_k - комутуючим. При зменшенні опору навантаження, так само як і в послідовному інверторі, струми і напруги на реактивних елементах схеми і тиристорах, а також власний кут запирання різко зростають. У режимі холостого ходу інвертор перетворюється в паралельний інвертор струму і виникають значні перенапруги. Достоїнством інвертора з подвоєнням частоти є можливість підтримки досить великого кута запирання при зміні параметрів навантаження в широких межах. Основним недоліком є висока напруга, що прикладається до тиристорів і реактивних елементів.

1.4.4 Резонансні інвертори зі зворотними діодами

У розглянутій раніше схемі умови для запирання тиристорів, які проводять, створюються на етапах струмових пауз. Зі збільшенням частоти відносна тривалість струмових пауз зростає і вони займають значну частину періоду кривій. З ростом частоти потужність, що віддається в навантаження, зменшується, а форма кривої істотно відрізняється від синусоїди.

Для поліпшення показників інвертора при переході в область підвищених частот (від 2-3 до 5-10 кГц) вихідну схему інвертора доповнюють зворотними діодами [15]. Схема резонансного інвертора зі зворотними діодами приведена на рисунку 1.8. Дросель L , як і в схемі на іншому рисунку вводять при малій величині L_n (коли конденсатор $C_{пар}$ може бути відсутнім) або при великій величині L_n , коли конденсатор $C_{пар}$ використовується для компенсації.

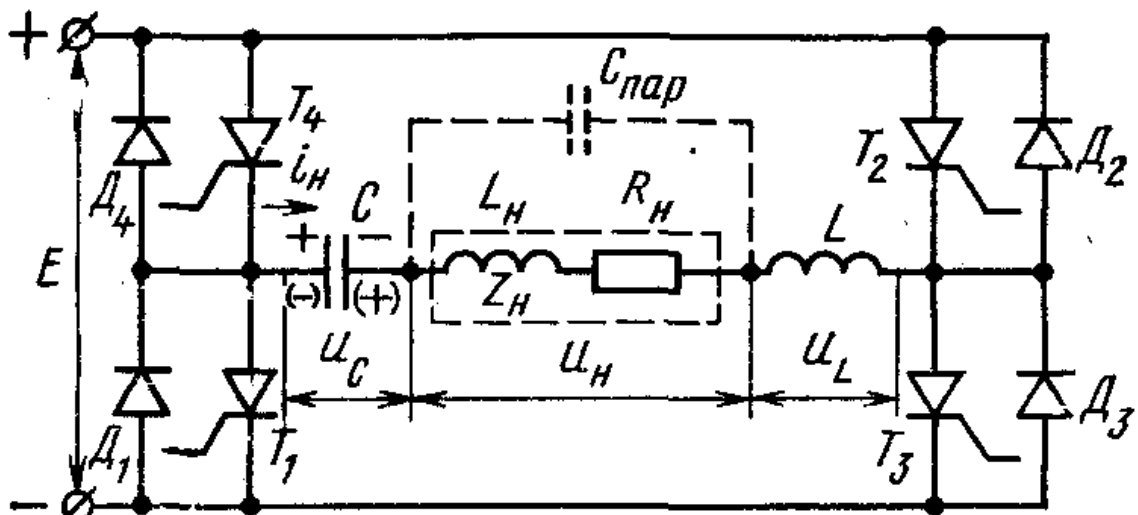


Рисунок. 1.8 - Схема резонансного інвертора зі зворотними діодами

В інверторі можливі два режими роботи: режим переривчастого струму навантаження і режим безперервного струму. Режимові переривчастого струму відповідає співвідношення частот $\omega_0 > 2\omega$, де $\omega_0 = 2\pi/T_0$ - власна резонансна частота вихідного ланцюга, а $\omega = 2\pi/T$ - вихідна частота

інвертора. Часові діаграми, що характеризують процеси в інверторі в режимі переривчастого струму навантаження, приведені на рисунку 1.9.

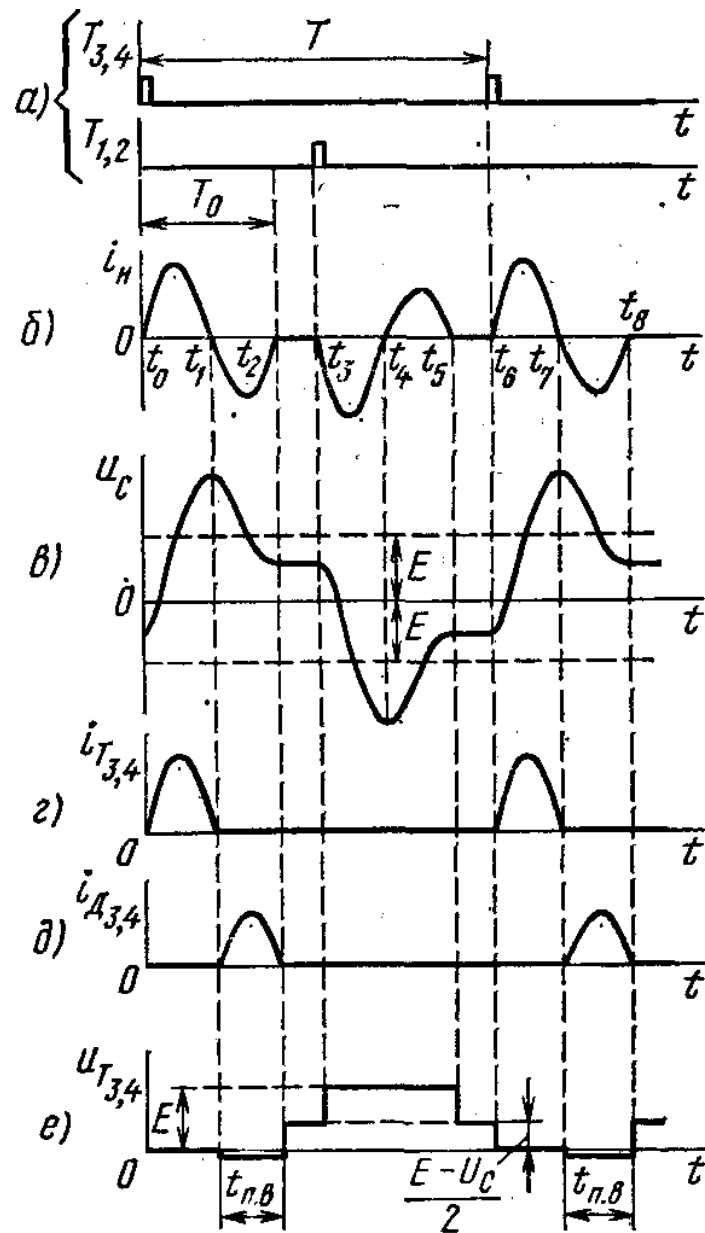


Рисунок 1.9 - Часові діаграми, що ілюструють процеси в схемі на рисунку 1.8 у режимі переривчастого струму навантаження

З відмиканням у момент часу t_0 тиристорів T_3, T_4 (рисунки 1.8, 1.9, а, б) створюється контур коливального перезаряду конденсатора C в ланцюзі з джерелом живлення, навантаженням Z_H і дроселем L . У цьому ланцюзі на інтервалі $t_0 - t_1$ формується напівхвиля струму i_H (рисунок 1.9, б). До моменту часу t_1 струм i_H і струми тиристорів T_3, T_4 (рисунок 1.9, з) зменшуються до

нуля. За рахунок наявності в ланцюзі перезаряду джерела живлення напруга на конденсаторі в момент часу t_1 (рисунок 1.9,б) перевищує напругу E (полярність напруги на конденсаторі зазначена на рисунку 1.8 без дужок). Унаслідок цього з моменту часу t_1 настає другий напівперіод коливального (зворотного) перезаряду конденсатора по ланцюзі з діодами $D3, D4$. Процес продовжується на інтервалі $t_1 - t_2$ (рисунок 1.9, б), протягом якого енергія, яка накопичена в конденсаторі, віддається в ланцюг джерела живлення і навантаження. До тиристорів $T3, T4$ (рисунок 1.9, е) прикладається зворотна напруга, яка рівна спаданню напруги на діодах $D3, D4$ (0,8—1,2 В) від протікання через них струму навантаження (рисунок 1.9,д). До моменту часу t_2 , струм i_n зменшується до нуля, діоди $D3$ і $D4$, зачиняються. Напруга на конденсаторі знижується до рівня $u_C < E$ (рисунок 1.9,б) і залишається незмінною до відмикання чергової пари тиристорів. На інтервалі $t_2 - t_3$ струм $i_n = 0$ (рисунок 1.9,б) і до тиристорів $T3$ і $T4$ прикладається напруга в прямому напрямку, яка рівна напіврізниці напруг джерела живлення і конденсатора (рисунок 1.9,е).

У момент часу t_3 відмикаються тиристири $T1$ і $T2$ і відбуваються аналогічні процеси перезаряду конденсатора: на інтервалі $t_3 - t_4$ — із тиристорами $T1$ і $T2$, які проводять; на інтервалі $t_4 - t_5$ — із діодами $D1$ і $D2$, які проводять. При цьому до тиристорів $T3, T4$ прикладається в прямому напрямку напруга E . У наступному процесі в схемі повторюються.

Часові діаграми, що характеризують процеси в інверторі в режимі безперервного струму навантаження, наведені на рисунку 1.10,а-е. Режимові безперервного струму відповідає співвідношення власної резонансної частоти вихідного ланцюга і частоти проходження керуючих імпульсів, при якому $\omega_0 < 2\omega$ або $T_0 > T/2$. Чергове відмикання тиристорів здійснюється тут до завершення перезаряду конденсатора в ланцюзі зі зворотними діодами, у зв'язку з чим криві токи навантаження і напруги на конденсаторі наближаються за формою до синусоїди (рисунок 1.10,в). Необхідні умови для запирання тиристорів по закінченні їхнього інтервалу

провідності створюються в процесі формування кривої струму навантаження, коли проводять струм зворотні діоди (рисунки 1.10, б, д, е).

Завдяки близькій до синусоїди формі кривій струму $i_H(t)$, а також кращому використанню тиристорів по струму режим безперервного струму навантаження знайшов переважне застосування на практиці.

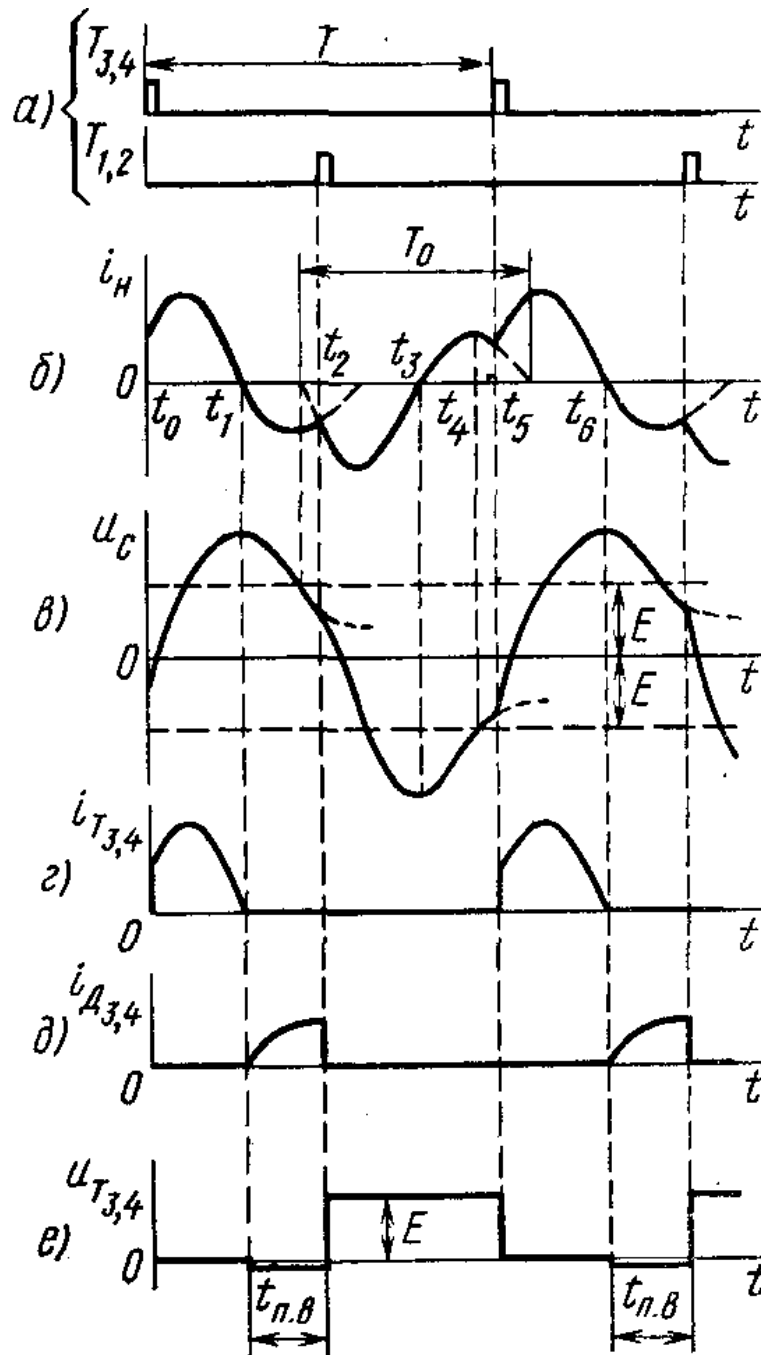


Рисунок 1.10 - Часові діаграми, що ілюструють процеси в схемі рис.1.8 у режимі переривчастого струму навантаження

1.4.5 Резонансні інвертори з подвоєнням частоти

Обмеження у використанні резонансних інверторів по частоті обумовлено збільшенням потужності втрат у тиристорах при їхніх переключеннях, а також кінцевим часом вимикання тиристорів. Одним з ефективних шляхів підвищення робочої частоти є робота інвертора в режимі, при якому частоті f_1 переключення тиристорів відповідає частота $f = 2f_1$ струму навантаження. Такий режим роботи характерний для резонансних інверторів з подвоєнням частоти [16].

Схема інвертора з подвоєнням частоти наведена на рисунку 1.11. До неї входить інверторний міст на тиристорах $T1—T4$ і діодах $D1—D4$ з конденсатором C_p і дроселем L , включеними в діагоналі моста. Активно-індуктивне навантаження Z_H підключене паралельно іншій діагоналі інверторного моста через роздільний конденсатор C_p . Ємності конденсаторів C і C_p рівні (хоча іноді приймають $C > C_p$). У ланцюзі постійного струму інвертора розташований дросель L_d , що згладжує, індуктивність якого перевищує індуктивності L і L_H .

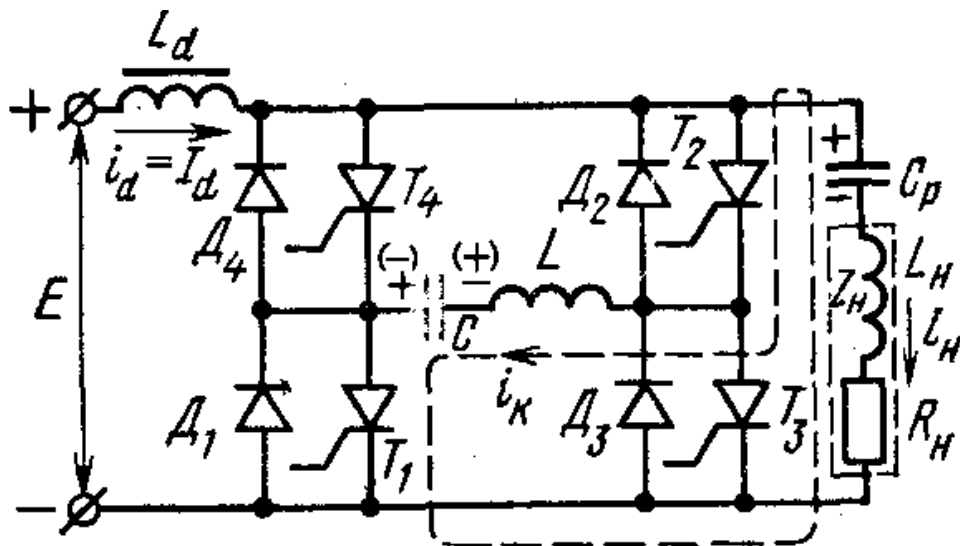


Рисунок 1.11 - Схема резонансного інвертора з подвоєнням частоти

На рисунку 1.12 показані часові діаграми, які пояснюють процеси в схемі резонансного інвертора.

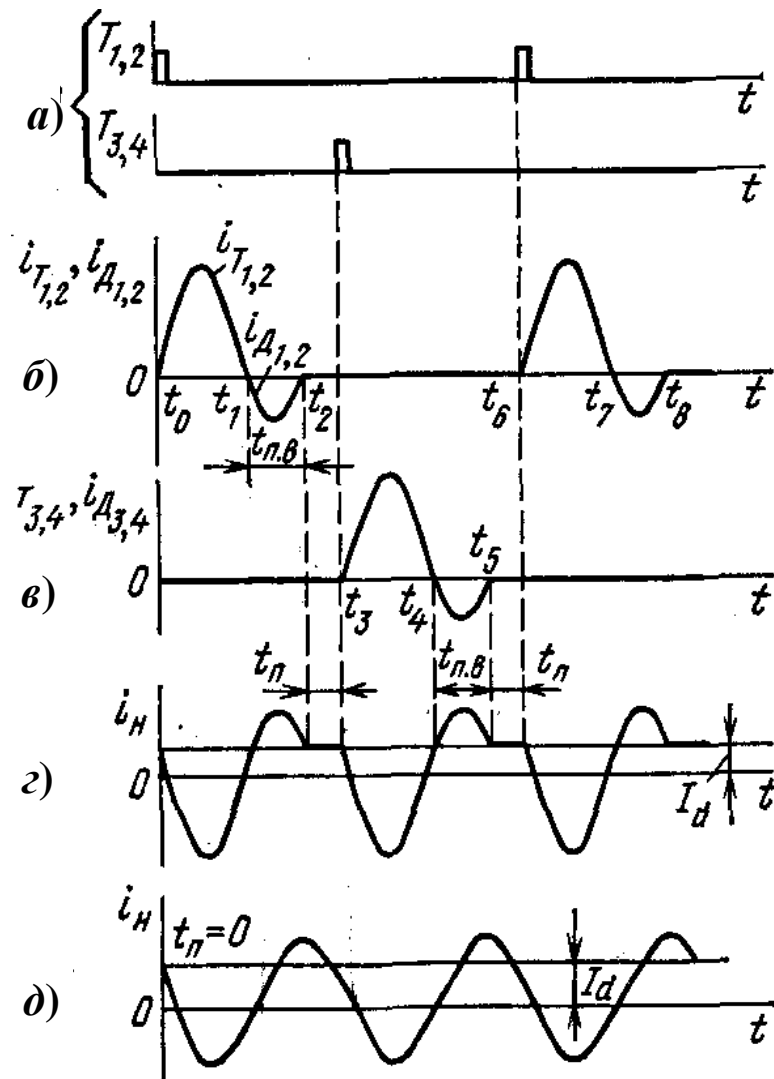


Рисунок 1.12 - Часові діаграми, які пояснюють процеси в схемі резонансного інвертора

Робота схеми заснована на почерговому відмиканні навхрест лежачих тиристорів $T1$, $T2$ і $T3$, $T4$ (рисунок 1.12,а) і підключенні ними конденсатора C і дроселя L паралельно вихідного ланцюга інвертора. Струм у навантаженні i_i (рисунок 1.12,г) являє собою різницю струму джерела живлення ($i_d = I_d$) і струму перезаряду конденсаторів C і C_p в контурі з відкритими тиристорами інвертора. Так, з моменту часу t_0 формування

напівхвилі струму i_n пов'язано з коливальним процесом перезаряду конденсаторів C і C_p в ланцюзі з дроселем L , навантаженням Z_n при відкритих тиристорах $T1$ і $T4$ (контур перезаряду показаний на рисунку 1.11 пунктиром). Полярність напруги на конденсаторі C перед перезарядом зазначена на схемі без дужок. Процес перезаряду протікає в два етапи. На першому етапі (інтервал $t_0 - t_1$) він супроводжується протіканням струму коливального контуру i_n через тиристори $T1, T2$ (рисунок 1.12,б), на другому, після зміни напрямку струму i_n , - через діоди $D1$ і $D2$, які шунтують ці тиристори. Через віддачу енергії конденсаторів у ланцюг навантаження процес перезаряду носить загасаючий характер. Цим пояснюється зменшення амплітуди струму i_n на етапі його протікання через зворотні діоди. На інтервалі $t_1 - t_2$ створюються умови, необхідні для запирання тиристорів $T1$ і $T2$, які раніш проводили. До них прикладається зворотна напруга, рівна спаданню напруги на діодах $D1$ і $D2$. На інтервалі $t_2 - t_3$ (рисунок 1.12,б) тиристори інвертора замкнені. Струм навантаження на цьому інтервалі визначається струмом $i_d = I_d$ заряду конденсатора C_p (рисунок 1.12,з).

З моменту часу t_3 формування чергової напівхвилі струму i_n обумовлено відмиканням тиристорів $T3, T4$ і пов'язано з аналогічним процесом перезаряду конденсаторів C і C_p . Полярність напруги на конденсаторі C перед перезарядом зазначена на рисунку 1.11 в дужках. Надалі процеси в схемі повторюються.

Розглянутий режим роботи інвертора характеризується наявністю інтервалів паузи t_n (рисунок 1.12,з) у струмі i_n контуру $C-L$.

Для наближення до синусоїди кривої струму i_n (i) елементи контуру вибирають з таким розрахунком, щоб $t_n = 0$ (рисунок 1.12,д). Зазначеному відповідає співвідношення частот $f = 2f_0$, де

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{(L_i + L) \frac{CC_p}{C + C_p}}} \quad (1.7)$$

Істотною особливістю розглянутої схеми є її працездатність у режимі короткого замикання у вихідному ланцюзі, а при наявності додаткового баластового резистора — і в режимі холостого ходу.

1.5 Висновки за розділом

Аналітичний огляд сучасного стану застосування електронних систем для високочастотної індукційної термообробки металів показав, що найбільш поширеними у сучасних промислових технологіях електротермічної обробки металів і металопродукції є тиристорні перетворювачі частоти на базі автономних інверторів. Тиристорні перетворювачі (з вихідною частотою 0,5-22 кГц) забезпечують швидкодіюче регулювання режимів електротермічної обробки індукційних установок потужністю десятки-сотні кіловат.

Розглянуті різні варіанти схемної реалізації тиристорних перетворювачів частоти на базі автономних інверторів, серед яких у найбільшій мірі поставленому завданню відповідає варіант резонансного інвертора з подвоєнням частоти. Такі інвертори мають можливість підтримки досить великого кута запирання при зміні параметрів навантаження в широких межах, тобто працездатні у великому діапазоні навантажень, що і дозволяє їм працювати як у режимі холостого ходу, так і в режимі короткого замикання. В зв'язку з цим немає необхідності ускладнювати систему керування, системою автоматичного регулювання для забезпечення стійкості роботи, як у випадку з паралельним інвертором; істотно полегшується запуск схеми у порівнянні з запуском паралельного інвертора. Резонансний інвертор з подвоєнням частоти дозволяє досягти також більш високої частоти вихідної напруги без збільшення частоти переключення силових ключів, що призводить до зниження потужності втрат у тиристорах при їхніх переключеннях. Досить вагомою перевагою прийнятого варіанту схеми є її підвищена надійність і простота в налагодженні і запуску.

2 ДРУГИЙ РОЗДІЛ

РОЗРОБКА СИЛОВОЇ ЧАСТИНИ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

2.1 Розробка структурної та принципової електричної схем силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з подвоєнням частоти

Структурна схема перетворювача частоти, який забезпечує виконання функцій згідно до завдання, представлений на рисунку 2.1.

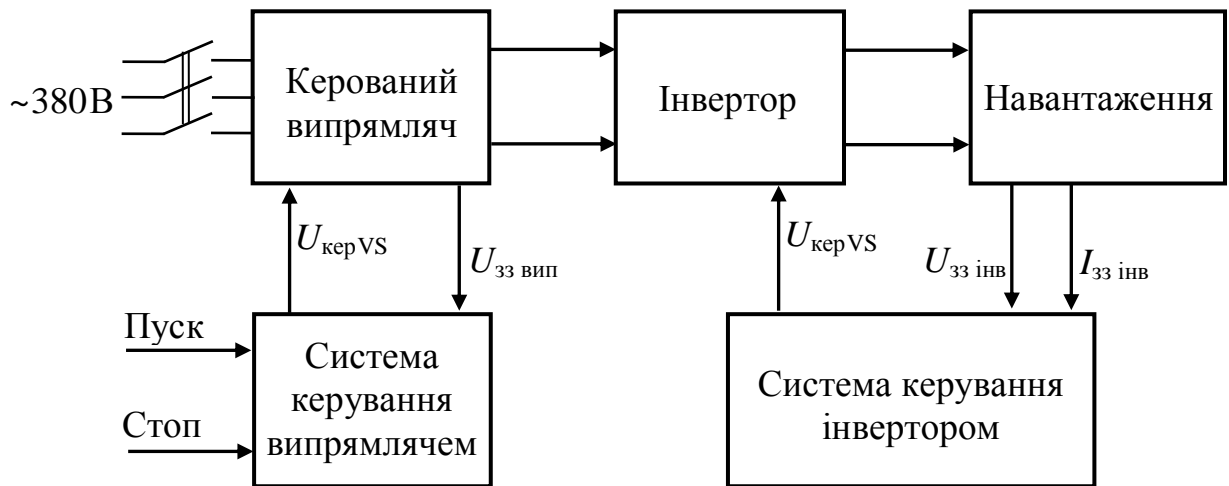


Рисунок 2.1 – Структурна схема перетворювача частоти

Живлення схеми здійснюється від промислової мережі змінною напругою 380 В яка поступає на вхід керованого випрямляча і після випрямлення поступає на вхід інвертора. В інверторі постійна напруга перетворюється в змінну з частотою, яка потрібна для індукційного нагріву металу. Зазвичай ця частота від навантаження знаходиться в межах від сотень герц до декількох десятків кілогерц. В якості навантаження використовується індуктор, що представляє собою один або кілька витків провідника, які охоплюють тигель. Тигель є конструкцією, яка виконана з матеріалів, що мають відмінну стійкість до впливу високих температур.

Найчастіше тигель виконується в формі циліндра, проте зустрічаються і інші форми даної ємності, наприклад, великі плавильні чаші.

Керування інвертором здійснюється системою імпульсно-фазового керування у ручному або автоматичному режимах, за допомогою сигналів зворотного зв'язку по струму I_{33} і по напрузі U_{33} . Система забезпечує формування імпульсів, які відмикають тиристори, необхідний діапазон їх зміни, а також достатню симетрію кутів включення тиристорів в різних фазах.

2.2 Устрій і робота випрямляча

Випрямляч, принципова електрична схема якого показана на рисунку 2.2, призначений для перетворення трифазного змінного струму промислової частоти в постійний, а також для відключення інвертора в робочих і аварійних режимах. Він являє собою трифазний випрямний міст на тиристорах, зібраний за схемою Ларіонова. При зриві процесу інвертування і при виникненні несправності в будь-якому тиристорі інвертора випрямляч автоматично вимикається.

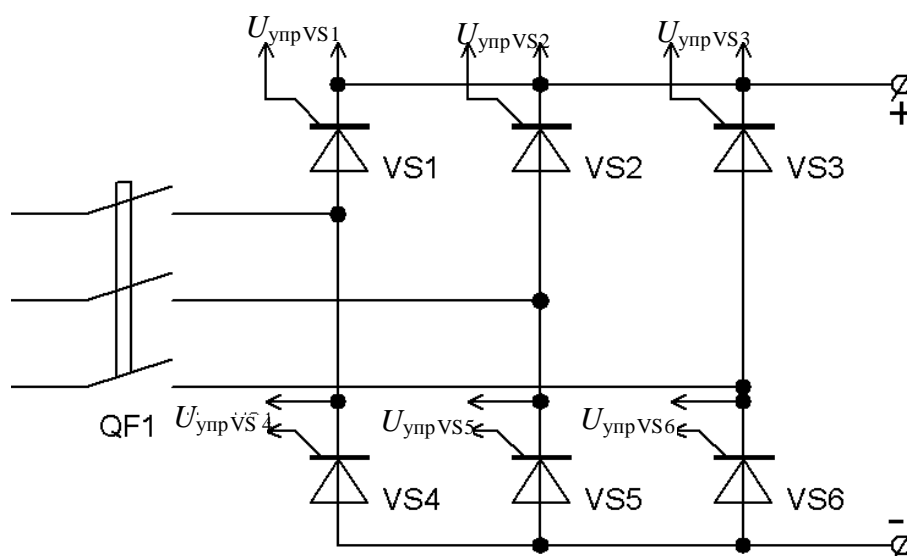


Рисунок 2.2 - Принципова електрична схема випрямляча

2.3 Розрахунок і вибір елементів схеми випрямляча

Максимальні випрямлена U_{d0} з фазна $U_{1\phi}$ напруги визначаються за формулами

$$U_{1\phi} = \frac{U_{1л}}{\sqrt{3}} = 220V \quad (2.1)$$

$$U_{d0} = 2,34 \cdot U_{1\phi} = 2,34 \cdot 220 = 514,8V \quad (2.2)$$

Максимальна зворотна напруга на тиристорах визначається за формулою

$$U_{обрV} = \sqrt{2} \cdot U_{1л} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4V \quad (2.3)$$

Зворотна напруга на вентилях, що рекомендується з урахуванням перенапруги, визначається за формулою

$$U_{обр} = 1,2 \cdot U_{обрV} = 1,2 \cdot 537,4 = 644,88V \quad (2.4)$$

Для розрахунку середнього струму через вентиля необхідно знати струм споживаний інвертором, який з урахуванням заданої потужності, що дорівнює 20 кВт, визначається за формулою

$$I = \frac{P}{U} = \frac{20000}{514,8} = 38,85A \quad (2.5)$$

Середній струм через вентиля визначається за формулою

$$I_{cp} = \frac{I}{3} = \frac{38,85}{3} = 12,95A \quad (2.6)$$

По зворотній напрузі і середньому струмі вибираємо тиристори Т171-25, 8 класу [17].

2.4 Розробка принципової схеми інвертора

По запропонованій структурній схемі розроблена принципова електрична схема силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з подвоєнням частоти і представлена на рисунку 2.3.

Інвертор призначений для перетворення постійної напруги U_d у змінну U_H підвищеної частоти для живлення навантаження. Він виконаний за схемою однофазного послідовного інвертора з подвоєнням частоти і зворотними діодами. Живлення інвертора здійснюється постійною напругою U_d через фільтрову індуктивність L_3 , що забезпечує сталість струму, а також служить для обмеження струму короткого замикання при зриві процесу інвертування і захисту живильної мережі від проникнення струмів підвищеної частоти.

Схема інвертора являє собою міст, в одній діагоналі якого включений комутуючий LC-контур, власна частота якого більше власної частоти коливального контуру навантаження, а в другий - фільтрова ємність з навантаженням.

Розглянемо роботу інвертора в сталому режимі в момент, коли фільтровий конденсатор C_2 заряджений.

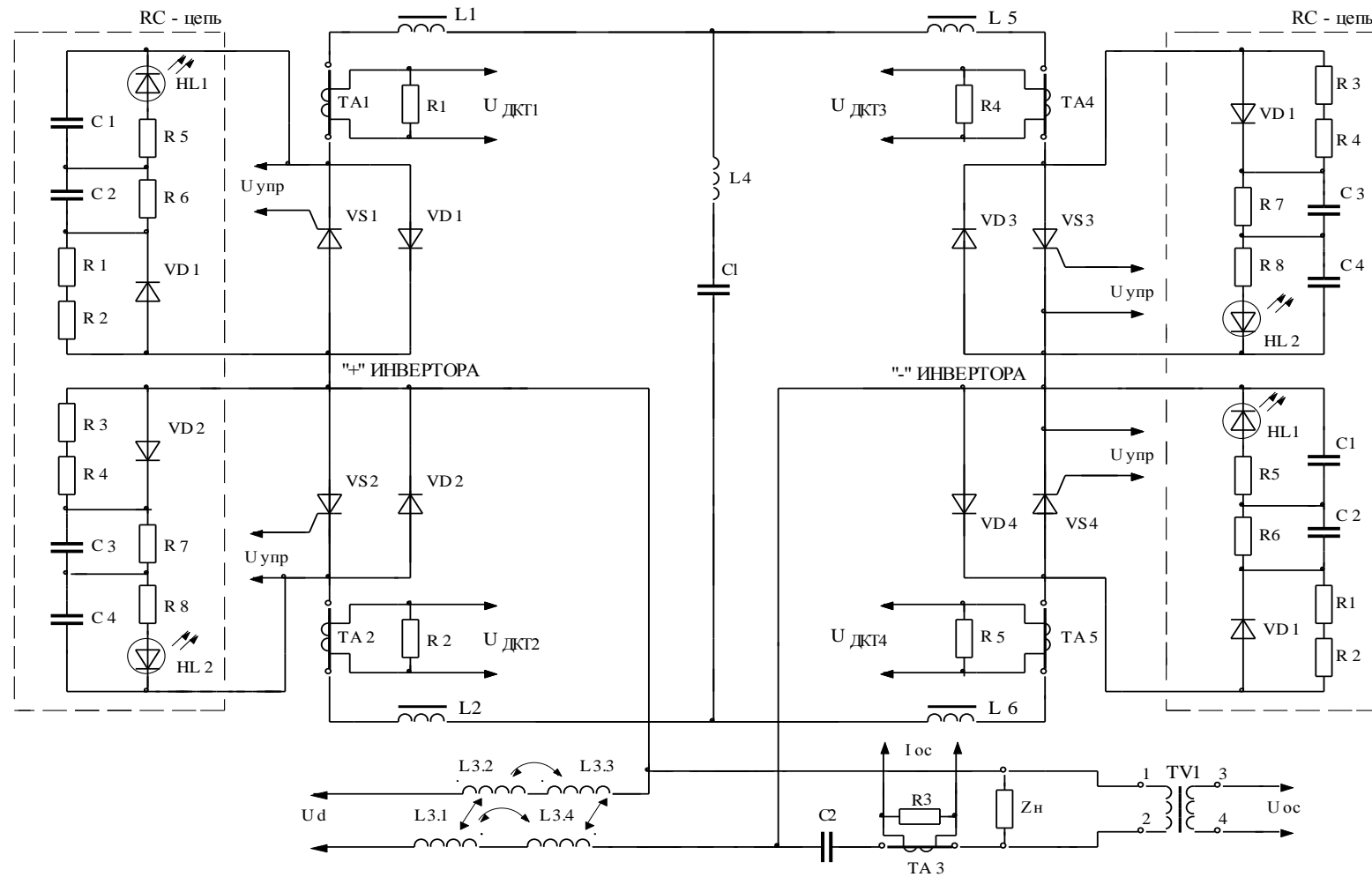


Рисунок 2.3 – Принципова електрична схема силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з

ПОДВОЄННЯМ ЧАСТОТИ

При відмиканні тиристорів $VS1$, $VS4$ у контурі, утвореному елементами $VS1 - C1 - L4 - VS4 - Z_n - C2 - VS1$, відбувається коливальний процес. Наприкінці інтервалу провідності тиристорів конденсатор $C1$ заряджається до напруги U_d і починається його розряд по контурові, утвореному елементами $C1 - VD1 - C2 - Z_n - VD4 - L4 - C1$. Подальший розвиток коливального процесу неможливо, тому що тиристори замикаються. У момент часу, який відповідає половині періоду частоти, відмикаються тиристори $VS2$, $VS3$ і в контурі, утвореному елементами $VS3 - L4 - C1 - VS2 - Z_n - C2 - VS3$, знову протікає струм.

До кінця цього напівперіоду стан схеми буде відповідати початковому. Струм у навантаженні при цьому буде мати форму, обумовлену повторюваним коливальним процесом протягом напівперіоду без постійної складової.

Завдяки цьому частота напруги на навантаженні удвічі вище частоти напруги на комутуючому конденсаторі.

Частковий розряд комутуючого конденсатора через зворотні діоди дозволяє обмежити напругу на елементах інвертора при зниженні навантажувального опору аж до короткого замикання навантаження. При короткому замиканні навантаження добротність контуру $L4 - C1 - C2$ буде найбільшою, й активна потужність, необхідна для підтримки коливань, буде мінімальною. З ростом активного опору навантаження перетворювача споживання потужності від джерела зростає. Однак, подальший зріст опору навантаження приводить до збільшення амплітуди перемінної напруги на навантаженні і до зменшення часу відновлення керованості тиристорів, що може призвести до відмикання зворотних діодів.

Для зниження крутості наростання прямого струму і зменшення комутаційних перенапруг послідовно з кожним вентиляним плечем включені реактори, що насичують, $L1$, $L2$, $L5$, $L6$.

Для попередження мимовільного включення тиристорів при швидкості наростання напруги в закритому стані, що перевищує критичне значення, паралельно кожному вентиляльному плечу включені RC – ланцюги.

2.5 Розрахунок силової частини інвертора

Вихідна частота перетворювача відповідно до завдання складає 2400 Гц, в зв'язку з цим частота власного комутуючого контуру дорівнює 2400 Гц, а керування - 1200 Гц.

Добротність індукційної печі згідно з загальними рекомендаціями $Q=10$.

Інвертор живиться від керованого трифазного випрямляча, напруга якого визначається за формулою

$$U_d = 2,34 \cdot U_\phi = 514,8B \quad (2.7)$$

Визначимо максимальну напругу на тиристорах і зворотних діодах за формулою

$$\frac{U_{am}}{U_d} = 1,53 \Rightarrow U_{am} = 1,53 \cdot 514,8 = 787,6B \quad (2.8)$$

Задамося максимальним струмом через силові тиристори $I_{am} = 1000A$ і визначимо $\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$ з формули

$$\frac{I_{am}}{U_d \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} = 1,1 \quad (2.9)$$

З формули (2.9) виразимо $\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}$ за формулою

$$\sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \frac{I_{am}}{U_d \cdot 1,1} = \frac{1000}{1,1 \cdot 514,8} = 1,766 \quad (2.10)$$

Максимальна крутість наростання струму через силові тиристри визначиться за формулою

$$S_{i_{max}} = I_{am} \frac{\pi}{t_u} = 1000 \cdot \frac{3,14}{\frac{1}{2} \cdot f} = 1000 \cdot \frac{3,14}{\frac{1}{2} \cdot 2400} = 15 \frac{A}{\text{мкс}} \quad (2.11)$$

Визначимо середнє значення струму через тиристор $I_{a_0} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} i_a(t) dt$

або з вираження $\frac{I_{a_0}}{U_d \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} = 0,163$ визначимо I_{a_0} за формулою

$$I_{a_0} = 0,163 \cdot U_d \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = 0,163 \cdot 514,8 \cdot 1,766 = 148,2A \quad (2.12)$$

Виберемо силові ключі. Вони повинні задовольняти наступним умовам

$$S_{i_{max}} > 15 \frac{A}{\text{мкс}}; \quad U_{am} > 787,6B; \quad I_{am} > 1000A; \quad I_{a_0} > 148,2A$$

По наведеним вище даним вибираємо силові тиристори типу ТБ171-200 10-го класу [17].

Визначимо максимальний струм через зворотні діоди з формул

$$\frac{I_{\partial m}}{U_d \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} = 0,96 \quad (2.13)$$

$$I_{\partial m} = 0,96 \cdot 514,8 \cdot 1,766 = 872,7 \text{ A} \quad (2.14)$$

Визначимо середнє значення струму через зворотні діоди за формулою

$$I_{\partial 0} = \frac{1}{T} \int_0^{t_u} i_{\partial}(t) dt \quad (2.15)$$

або за формулою

$$I_{\partial 0} = 0,139 \cdot U_d \cdot \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = 0,139 \cdot 514,8 \cdot 1,766 = 126,4 \text{ A} \quad (2.16)$$

Зворотні діоди повинні відповідати наступним параметрам

$$I_{\partial 0} > 126,4 \text{ A}; \quad U_{\partial m} > 787,6 \text{ B}$$

Даним параметрам відповідає високочастотний діод типу ДЧ171-250 – 10 класу [17].

Визначимо струм споживаний від випрямляча за формулою

$$I_d = 2(I_{a0} - I_{d0}) = 2 \cdot (148,2 - 126,4) = 43,6 \text{ A} \quad (2.17)$$

Визначимо вихідну потужність перетворювача за формулою

$$P = U_d \cdot I_d \cdot \eta = 514,8 \cdot 43,6 \cdot 0,9 = 20,2 \text{ кВт} \quad (2.18)$$

де η - ККД перетворювача прийнято рівним 0,9 (стандартне для статичних перетворювачів)

Визначимо параметри елементів, для цього складемо систему рівнянь

$$\begin{cases} T = \frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{L_{k3} C_{k3}} \\ \sqrt{\frac{L_{k3}}{C_{k3}}} = 1,766 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{f} = 2\pi \sqrt{C_{k3}} \cdot (\sqrt{C_{k3}} \cdot 1,766) \\ \sqrt{L_{k3}} = \sqrt{C_{k3}} \cdot 1,766 \end{cases} \quad (2.19)$$

Виразимо із системи рівнянь (2.19) C_{k3}

$$2\pi \cdot C_{k3} \cdot 1,766 = \frac{1}{f} \quad (2.20)$$

$$C_{k3} = \frac{1}{2\pi \cdot 2400 \cdot 1,766} = 37,6 \text{ мкФ} \quad (2.21)$$

Прийmemo $\frac{C_\phi}{C_k} = 1$, тоді за формулою

$$C_{k3} = \frac{C_\phi \cdot C_k}{C_\phi + C_k} = \frac{C_\phi^2}{2C_\phi} = \frac{C_\phi}{2} \quad (2.22)$$

$$C_{\phi} = 2C_{k\varepsilon} = 2 \cdot 37,6 = 75,2 \text{ мкФ} \quad (2.23)$$

Приймаємо конденсатори C_{ϕ} і C_k типу ЭСВК–0,8–2,4–80 мкФ і ЭСВК–0,8–1–80 мкФ відповідно.

У такому випадку $C_{k\varepsilon} = 40 \text{ мкФ}$, тоді за формулою

$$\sqrt{L_{k\varepsilon}} = \sqrt{40 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,766 \quad (2.24)$$

$$L_{k\varepsilon} = 124,7 \text{ мкГн} \quad (2.25)$$

прийmemo $L_k = L_p$, тоді

$$L_{k\varepsilon} = L_k + L_p = 2L_p \quad (2.26)$$

$$L_k = \frac{L_{k\varepsilon}}{2} = \frac{124,7}{2} = 62,35 \text{ мкГн} \quad (2.27)$$

Розрахуємо параметри навантаження. Індуктивність індуктора приймаємо

$$L_H = 0,2 \cdot L_{k\varepsilon} = 0,2 \cdot 124,7 = 25 \text{ мкГн} \quad (2.28)$$

тоді C_H розраховуємо по формулі

$$C_H = \frac{1}{6,28^2 \cdot 2400^2 \cdot 25 \cdot 10^{-6}} = 176,1 \text{ мкФ} \quad (2.29)$$

Індуктивність вхідного дроселя приймають на порядок більше $L_k=124,7\text{мГн}$ та визначаємо за формулою

$$L_d = (20..30) \cdot L_{кз} = 25 \cdot 124,7 = 3,11\text{мГн} \quad (2.30)$$

Навантажувальну ємність C_n збираємо з двох паралельно включених конденсаторів $\text{ЭСВК-0,8-2,4-112 мкФ}$ і $\text{ЭСВК-0,8-2,4-64 мкФ}$.

ТРЕТІЙ РОЗДІЛ

РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЧАСТОТИ

3.1 Система керування випрямлячем

3.1.1 Структурна схема системи керування випрямлячем

Структурна схема системи керування випрямлячем (СКВ) представлена на рисунку 3.1.

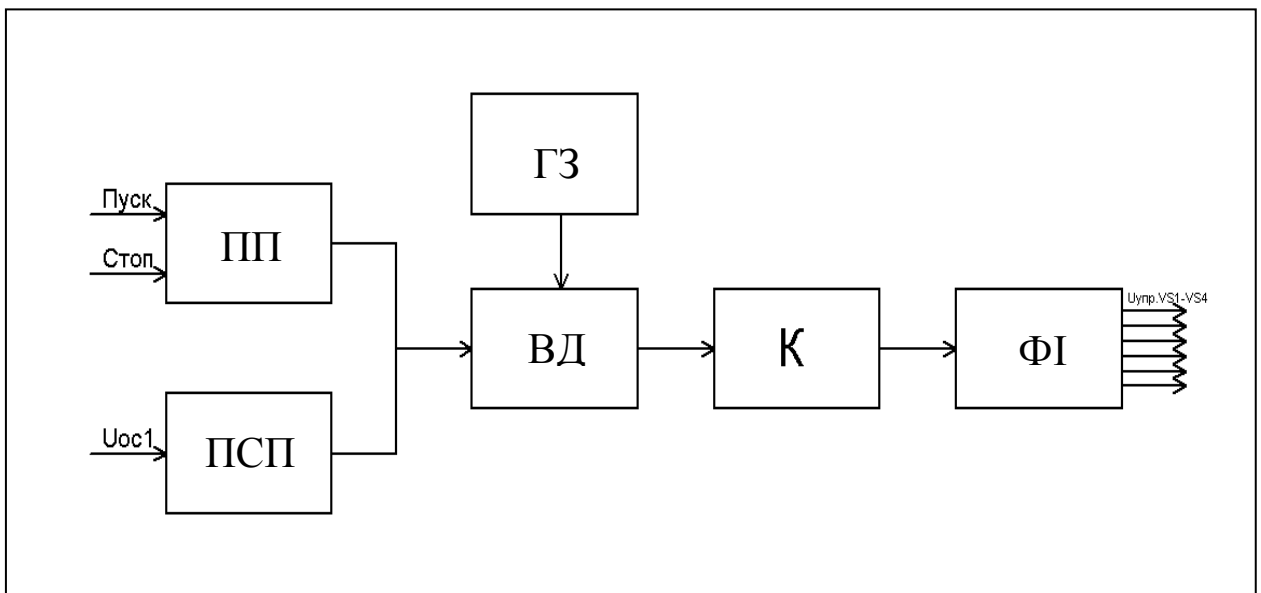


Рисунок 3.1 - Структурна схема системи керування випрямлячем
 ПП – пусковий пристрій; ПСП – пристрій самопідхоплення й обробки сигналу зворотного зв'язку U_{oc1} ; ГЗ – генератор, що задає; ВД – вузол дозволу; К – ключ; ФІ - формувач імпульсів.

3.1.2 Принципова схема системи керування випрямлячем

Принципова схема системи керування випрямлячем зображена на рисунку 3.2. Ця система призначена для керування тиристорами силового випрямляча в нерегульованому режимі і забезпечує вимикання

перетворювача в нормальних і аварійних режимах. Вона містить пусковий пристрій, зібраний на транзисторі VT1, генератор, що задає, який зібраний на мікросхемі таймера DD1, вузол дозволу зібраний на елементі «2І-НІ» DD2, пристрій самопідхоплення й обробки сигналу зворотного зв'язку U_{OC1} , виконане на транзисторній оптопарі V1, ключ, зібраний на транзисторі VT2, і шість однакових осередків формування імпульсів керування тиристорами випрямляча, виконаних на імпульсних трансформаторах Т1-Т6.

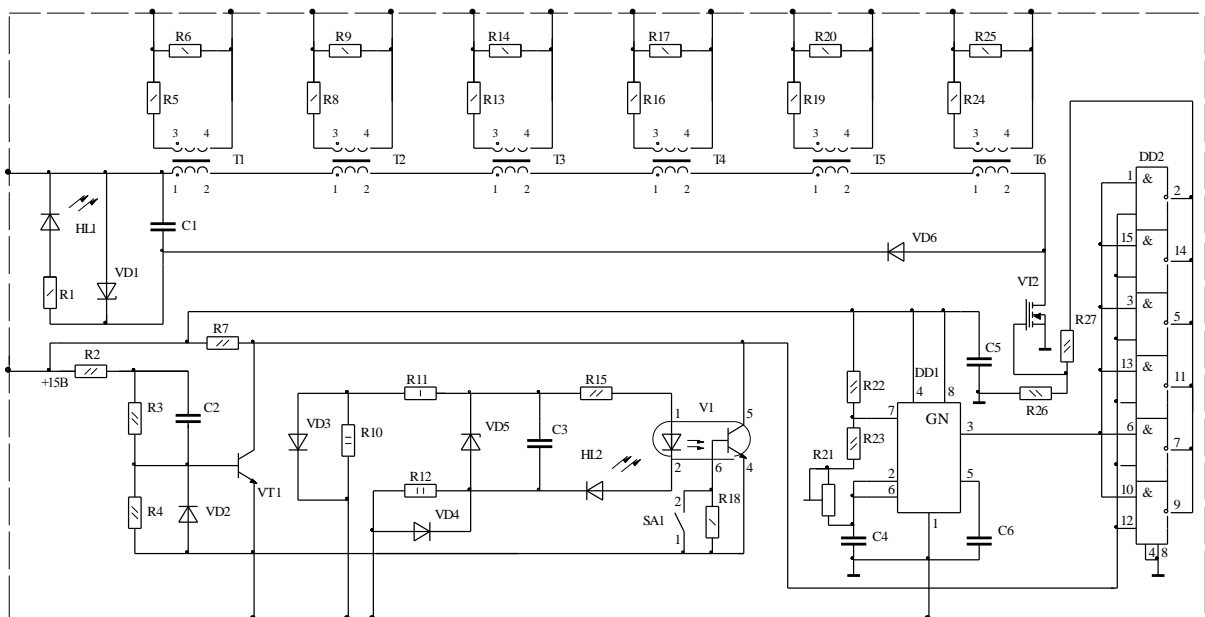


Рисунок 3.2 – Принципова схема системи керування випрямлячем

При вмиканні живлення системи керування починає працювати генератор, що задає. Частота вихідних імпульсів генератора рівна 2 кГц і тривалість 100мкс обумовлені елементами R21-R22-R23-C4. Вихідні імпульси генератора, що задає, надходять на вузол дозволу, який до моменту пуску блокує імпульси керування.

При натисканні кнопки "ПУСК" відкривається транзистор VT1, а через 60 мкс (час, обумовлений елементами R3-R4-C2) він закриється. Протягом цього часу на керуючому вході 12 DD2 вузла дозволу присутній активний рівень. Таким чином, на виході вузла дозволу формуються імпульси, що

надходять на керуючий ключ VT2. У результаті на всіх імпульсних трансформаторах формуються імпульси керування. Таким чином, виходить, що протягом усього часу роботи випрямляча на кожному тиристорі одночасно присутні імпульси керування. Але відкриваються ті тиристори, до яких буде прикладена позитивна напруга. Як тільки відкриваються тиристори випрямляча, починається заряд фільтрової ємності C1 і коли напруга на ній досягне необхідної величини, вступає в роботу зворотний зв'язок U_{OC1} , підключений до виходу випрямляча. Напруга зворотного зв'язку, яка обмежується резисторами R10, R11, R12 і R15, надходить на контакти 29 і 30 плати системи керування випрямлячем і включає транзисторну оптопару V1. Таким чином, виходить, що транзистор VT1 ще не закрився, а транзистор в оптопарі уже відкрився, відбулося самопідхоплення по керуванню і вже на всі тиристори випрямляча подаються імпульси керування. Виходить, що режим роботи тиристорного випрямляча аналогічний режимові роботи випрямляча на діодах. Завдяки зворотному зв'язкові керуючі імпульси будуть формуватися тільки при наявності напруги на виході випрямляча. Про те, що відбулося само підхоплення, сигналізує зелений світлодіод HL1, а про те, що працює зворотний зв'язок, – червоний світлодіод HL2. Світлодіоди розташовані на платі системи керування випрямлячем.

При зриві процесу інвертування напруга зворотного зв'язку U_{OC1} зникає, і випрямляч перетворювача вимикається, здійснюючи захист інвертора і зупинку перетворювача. Зупинка перетворювача також може здійснюватися кнопкою SB2 "СТОП". При натисканні на кнопку "СТОП", закривається транзистор оптопарі V1, зникає активний рівень дозволу, ключ закривається і пропадають імпульси керування, що приводить до запирання силового випрямляча.

3.1.3 Розрахунок і вибір елементів системи керування випрямлячем

3.1.3.1 Розрахунок генератора, що задає

Генератор, що задає, виконаний на мікросхемі таймера NE555N параметри якого приведені в [19].

Виходячи з того, що $f=2\text{кГц}$, $t=100\text{ мкс}$ визначимо параметри елементів схеми генератора, що задає.

Постійні часу визначаються за формулами

$$t_{U1} = 0,693 \cdot (R21 + R22 + R23) \cdot C4 = 400 \cdot 10^{-6} \quad (3.1)$$

$$t_{U2} = 0,693 \cdot (R21 + R23) \cdot C4 = 100 \cdot 10^{-6} \quad (3.2)$$

Приймемо $C4=47\text{пФ}$, тоді з постійних часу визначаємо за формулами

$$R21 + R23 = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,693 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 3070 \text{ Ом} \quad (3.3)$$

$$R21 + R22 + R23 = \frac{400 \cdot 10^{-6}}{0,693 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 12280,8 \text{ Ом} \quad (3.4)$$

З отриманих виражень складемо систему рівнянь 3.5

$$\begin{cases} R21 + R23 = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{0,693 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 3070 \text{ Ом}; \\ R21 + R22 + R23 = \frac{400 \cdot 10^{-6}}{0,693 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 12280,8 \text{ Ом} \end{cases} \quad (3.5)$$

Вирішивши систему одержимо формулу

$$R22 = 12780,8 - 3070 = 9210,8 \text{ Ом} \quad (3.6)$$

приймаємо $R22=9,1 \text{ кОм}$, $R23=2,0 \text{ кОм}$, $R21^*=2,0 \text{ кОм}$

$C6$ вибираємо $= 0,01\text{мкФ}$

3.1.3.2 Розрахунок пристрою самопідхоплення й обробки сигналу зворотного зв'язку

Основним елементом пристрою самопідхоплення є транзисторна оптопара 4N33 параметри якої приведені у [20]. Вона забезпечує гальванічну розв'язку силової частини і системи керування.

Стабілітрон VD5 Д814А служить для обмеження напруги, що надходить на світлодіод оптопари і на випромінюючий світлодіод.

Необхідно щоб через світлодіод оптопари V1 і HL2 протікав струм 8мА при нарузі на виході випрямляча $U_d=514,8 \text{ В}$. Величину

Величина U_d визначається за формулою

$$U_d = I_1 \cdot (R10 + R11 + R12) + U_{CTVD5} \quad (3.7)$$

де $U_{CTVD5} = 9,6 \text{ В}$

Відповідно до формули

$$R15 = \frac{U_{CT} - U_{VD1} - U_{HL2}}{I_2} = \frac{9,6 - 1,2 - 2}{8 \cdot 10^{-3}} = 300 \text{ Ом} \quad (3.8)$$

Потужність, яка виділиться на резисторі R15 визначається за формулою

$$P_{R15} = (I_2)^2 \cdot R15 = (8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 300 = 0,0192 \text{ Вт} \quad (3.9)$$

Вибираємо R15 – МЛТ-0,125-300

Величина струму I_1 визначиться за формулою

$$I_1 = I_{CT} + I_2 = 5\text{мА} + 8\text{мА} = 12\text{мА} \quad (3.10)$$

Розрахуємо сумарний опір

$$R_{10} + R_{11} + R_{12} = \frac{U_d - U_{CTVD5}}{I_1} = \frac{514,8 - 9,6}{12 \cdot 10^{-3}} = 42433 \text{ Ом} \quad (3.11)$$

Підставляючи відповідні значення величин визначаємо величину U_d формулою

$$U_d = I_1 \cdot (R_{10} + R_{11} + R_{12}) + U_{CTVD5} \approx 520\text{В} \quad (3.12)$$

Потужність виділювана на сумарному опорі $R_{10} + R_{11} + R_{12}$ визначається за формулою

$$P_{(R_{10} + R_{11} + R_{12})} = (I_1)^2 \cdot (R_{10} + R_{11} + R_{12}) = (12 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 42433 = 6,11\text{Вт} \quad (3.13)$$

Прийmemo резистори $R_{10} = R_{11} = R_{12}$ типу МЛТ-2-15кОм

Діоди VD3, VD4 1N4007 служать для захисту від неправильної подачі сигналу зворотного зв'язку.

3.1.3.3 Розрахунок пускового пристрою

Транзистор VT1 відкривається на 30 мс, за цей час проходить 1,5 періоду мережевої напруги і фільтрова ємність на виході випрямляча встигає

зарядитися. До параметрів транзистора VT1 і діода VD2 особливих вимог немає, приймемо їх КТ315А і КД522Б відповідно.

Складаємо рівняння

$$U_C = U_n - U_{БЭ} = U_n \cdot (1 - e^{-\frac{t}{R_2 C_2}}) = 15 \cdot (1 - e^{-\frac{30 \cdot 10^{-3}}{R_2 C_2}}) \quad (3.14)$$

З рівняння виразимо постійну часу R2-C2 відповідно до формули

$$R_2 \cdot C_2 = \frac{0,03}{\ln(1 - \frac{14,3}{15})} = 9,79 \cdot 10^{-3} \quad (3.15)$$

Приймемо C2=1мкФ, тоді R2=9791 Ом

R2 – МЛТ-0,125-10кОм (тому що потужність, яка виділяється на R2 дуже мала)

R3 служить для розряду ємності C2 , приймаємо його рівним 1МОм

Вочевидь, що в момент пуску відповідно до формул

$$I_B = \frac{U_n - U_{БЭ}}{R_2} = \frac{15 - 0,7}{10 \cdot 10^3} = 1,43 \text{ мА} \quad (3.16)$$

$$I_{R4} = 0,1 \cdot I_B = 0,143 \text{ мА} \quad (3.17)$$

Тоді опір R4 визначається за формулою

$$R_4 = \frac{U_{БЭ}}{I_{R4}} = \frac{0,7}{0,143 \cdot 10^{-3}} = 4895 \text{ Ом} \quad (3.18)$$

Потужність, яка виділяється на опорі R4 визначається за формулою

$$P_{R4} = (I_{R2})^2 \cdot R4 = (0,143 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5100 = 0,000104 \text{ Вт} \quad (3.19)$$

Опір R7 визначається за формулами

$$R7 = \frac{U_n - U_{КЭнас}}{I_B \cdot \beta} = \frac{15 - 0,3}{1,43 \cdot 10^{-3}} = 1028 \text{ Ом} \quad (3.20)$$

$$P_{R4} = (I_B)^2 \cdot R7 = (1,43 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1000 = 0,2 \text{ Вт} \quad (3.21)$$

Прийmemo R4 – МЛТ-0,125-5к1, R7 – МЛТ-0,25-1к0м

3.1.3.4 Розрахунок формувача імпульсів

Застосування польового транзистора IRF630N обґрунтовано рядом факторів: малий опір переходу стік-джерело, низькі втрати на нагрівання, імпульсний режим роботи.

При розрахунку параметрів схеми враховується те, що для нормального відмикання силових ключів потрібні наступні параметри керуючого імпульсу $I_{УПР} = 0,5 \text{ А}$, $U_{УПР} = 6 \text{ В}$ і $t_{УПР} = 100 \text{ мкс}$ [17].

Прийmemo $R6 = 100 \text{ Ом}$, тоді відповідно до формул

$$I_{R6} = \frac{U_{УПР}}{R6} = \frac{6}{100} = 0,06 \text{ А} \quad (3.22)$$

$$I_{R5} = I_{VS} + I_{R6} = 0,5 + 0,06 = 0,56 \text{ А} \quad (3.23)$$

Напруга на вторинній обмотці імпульсного трансформатора відповідно до формули

$$U_{W2} = U_{УПРVS} + \Delta U_{УПР} = 6 + 0,6 = 6,6 \text{ В} \quad (3.24)$$

Розрахуємо опір $R5$ за формулами

$$R5 = \frac{\Delta U_{\text{ВІП}}}{I_{R5}} = \frac{0,6}{0,56} = 1,07 \text{ Ом} \quad (3.25)$$

$$P_{R4} = (I_{R5})^2 \cdot R7 = (0,56)^2 \cdot 1,1 = 0,345 \text{ Вт} \quad (3.26)$$

Прийmemo $R5$ – МЛТ-0,5-1,1Ом

Задamoся коефіцієнтом трансформації $K_w = 1$, тоді напруга на первинній обмотці за формулою

$$U_{w1} = K \cdot U_{w2} = 1 \cdot 6,6 = 6,6 \text{ В} \quad (3.27)$$

Тому що формувач імпульсів виконаний у виді шести ідентичних каналів, елементи інших каналів аналогічні відповідним елементам розрахованого каналу.

За формулами 3.28 та 3.29

$$U_{\Pi} = 6 \cdot U_{w1} + U_{CH} = 6 \cdot 6,6 + 0,4 = 39,6 + 0,4 = 40 \text{ В} \quad (3.28)$$

$$I_C = 6 \cdot I_{R5} = 6 \cdot 0,56 = 3,36 \text{ А} \quad (3.29)$$

Тоді параметри резистора $R1$ визначаються за формулами 3.30 та 3.31

$$R1 = \frac{U_{\Pi}}{I_{R1}} = \frac{40}{8 \cdot 10^{-3}} = 5000 \text{ Ом} \quad (3.30)$$

$$P_{R1} = (I_{R1})^2 \cdot R1 = (8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5100 = 0,32 \text{ Вт} \quad (3.31)$$

Прийmemo $R1$ – МЛТ-0,5-5,1кОм

3.2 Системи керування інвертором

3.2.1 Структурна схема системи керування інвертором

На рисунку 3.3 представлена структурна схема системи імпульсно-фазового керування резонансним інвертором з подвоєнням частоти.

Система пуску, до складу якої входять кнопки SB3 «СТОП» , SB4 «ПУСК» і реле K1, призначена для здійснення запуску і зупинки перетворювача. Вона виробляє пусковий або стоповий сигнали $U_{\text{ПУСК}}$ і $U_{\text{СТОП}}$. За допомогою цих сигналів подається і знімається напруга живлення інвертора U_d .

Система керування інвертором призначена для формування, розподілу, попереднього посилення й одержання імпульсів керування тиристорами інвертора необхідної частоти і потужності. До складу системи керування інвертором входять наступні вузли: вузол затримки (ВЗ) пуску і стопа інвертора, генератор, що задає (ГЗ), вузол зниження частоти (ВЗЧ), задатчик рівня частоти (ЗРЧ), вузол керування частотою (ВКЧ), перерахунковий пристрій (ПП), формувач тривалості імпульсів керування (ФТІК), попередній підсилювач імпульсів (ППІ), блок вихідних підсилювачів (БВП), трансформатори керування інвертором (ТКІ).

Пусковий або стоповий сигнали ($U_{\text{ПУСК}}$ або $U_{\text{СТОП}}$) з СП надходять у СКІ одночасно на ВЗ і ВЗЧ. ВЗ складається з елементів DD3.3, DD3.4, R33, R38, VD22, C13, VD23. Він забезпечує пуск ГЗ, зібраного на елементах DD3.1, DD3.2 за схемою мультівібратора з часозадаючими елементами R20, R21 і C8, із затримкою на вмикання $t_{z,\text{вкл}}$ в 0,15 с або стоп ГЗ із затримкою на вимикання $t_{z,\text{вим}}$ в 0,30 с. Затримка на вмикання дозволяє запускати інвертор на вже сталу вхідну напругу U_d , а затримка на вимикання необхідна для забезпечення завершення всіх перехідних процесів в інверторі після того як була знята напруга живлення U_d .

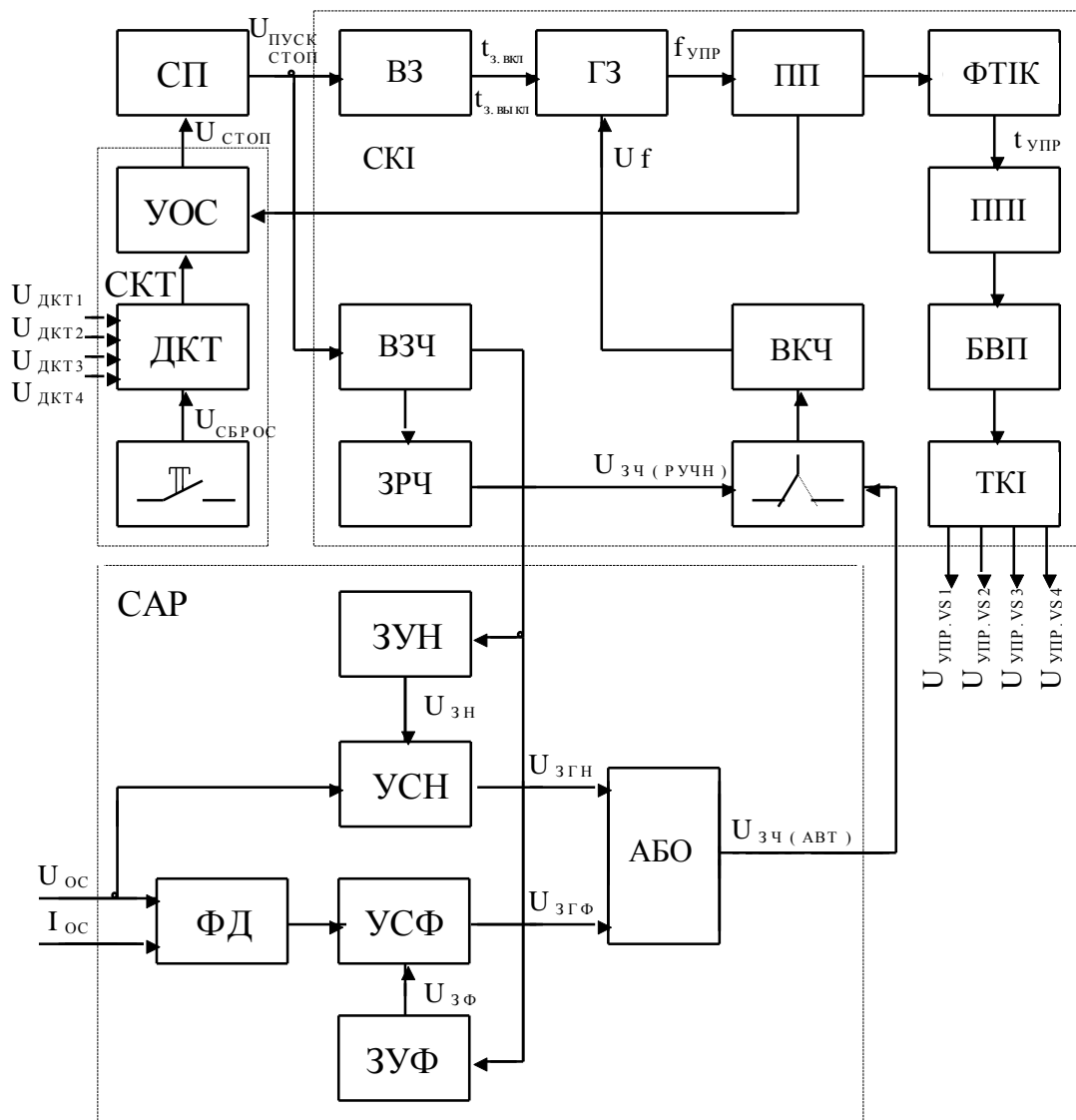


Рисунок 3.3 – Структурна схема системи імпульсно-фазового управління резонансним інвертором з подвоєнням частоти

СП – система пуску; СКІ – система керування інвертором; ВЗ – вузол затримки; ГЗ – генератор, що задає; ПП - перерахунковий пристрій; ФТІК - формувач тривалості імпульсів керування; ПП – попередній підсилювач імпульсів; БВП – блок вихідних підсилювачів; ТКІ – трансформатори керування інвертором; ВЗЧ – вузол зниження частоти; ВКЧ – вузол керування частотою; ЗРЧ – задатчик рівня частоти; СКТ – система контролю тиристорів; ВОС – вузол обробки сигналів; ДКТ – датчик контролю тиристорів; САР – система автоматичного регулювання; ФД – фазовий дискримінатор; ЗРН – задатчик рівня напруги; ЗРФ – задатчик рівня фази; ВСН – вузол стабілізації вихідної напруги; ВСФ – вузол стабілізації фази

Вузол зниження частоти призначений для пуску інвертора з нижньої частоти ГЗ і зниження її в момент зупинки перетворювача і складається з тригера DD4.2, ланцюга, що задає час R32, C12, емітерного повторювача на VT10 і стабілітрона VD21. Величина напруги стабілізації VD21 визначає максимальний рівень завдання для ЗРЧ, він же є і максимальним рівнем завдання для системи автоматичного керування.

Генератор, що задає, починає працювати після того як ВЗ видає сигнал дозволу. У залежності від положення перемикача SA1 «АВТ-РУЧН» реалізується автоматичний або ручний режим керування.

3.2.2 Принципова схема системи керування інвертором

На рисунку 3.4 приведена принципова електрична схема системи керування інвертором, а на рисунку 3.5 часові діаграми, що пояснюють роботу системи імпульсно-фазового управління (СІФУ). СІФУ призначена для керування, регулювання, захисту і сигналізації всіх режимів роботи інвертора. СІФУ складається з чотирьох основних вузлів: системи пуску (СП), системи керування інвертором (СКІ), системи контролю тиристорів (СКТ), системи автоматичного регулювання (САР).

Так, при ручному керуванні частота ГЗ і, тим самим, вихідна частота перетворювача задається ЗРЧ. До складу ЗРЧ входять: корегуючий резистор R42, що встановлює максимальний рівень напруги відповідній максимальній частоті ГЗ; VT13; регулятор R46 «ЧАСТОТА», що дозволяє плавно встановлювати рівень завдання. Встановлений рівень завдання частоти $U_{зч(ручн)}$ через перемикач SA1 «АВТ-РУЧН» надходить у вузол керування частотою (ВКЧ), зібраний на DA3.1 за схемою підсилувача, що інвертує, з коефіцієнтом $K = R69/R65$ передачі. У залежності від величини негативної керуючої напруги U_f , що надходить на часозадаючі резистори R20, R21 через R60 з ВКЧ виробляються імпульси необхідної частоти $f_{упр} = f_{min} - f_{max}$. Далі

імпульси з ГЗ надходять на ПП, зібраний на тригері DD4.1, що працює в рахунковому режимі по задньому фронтові імпульсів і призначений для одержання імпульсів частотою в два рази меншої частоти ГЗ. Отримані сигнали з ПП надходять на ФТІК, виконаний з часозадаючих RC-ланцюжків: R35, C10 і R36, C11, де формується тривалість імпульсів керування $t_{упр}$ першого і другого каналів в інтервалі 10 - 25 мкс. Вже сформовані по тривалості імпульси надходять на БВП 1 і 2 каналів через ППІ, зібраний на VT11, VT12 і VT14, VT15. БВП, разом з ТКІ, призначений для одержання імпульсів керування $U_{УПР.VS1} \dots U_{УПР.VS4}$ необхідної потужності і містить два ідентичних каналів на транзисторах VT9, VT16 зібраних за схемою джерел струму. Для запобігання викиду ЕРС самоіндукції ТКІ застосовані ланцюжки R41, VD24 і R66, VD34, які шунтують. Світіння світлодіодів HL5, HL6 указує на наявність імпульсів керування на виході БВП.

Система контролю тиристорів (СКТ) призначена для контролю становища тиристорів інвертора. До складу СКТ входять датчик контролю тиристорів (ДКТ) і вузол обробки сигналів (ВОС).

У випадку зриву інвертування (пробою одного з тиристорів) спрацьовує СКТ, запалюється один зі світлодіодів HL1...HL4 і відбувається аварійне відключення. Повторне вмикання перетворювача можливо тільки після появи сигналу скидання $U_{СБРОС}$ після натискання кнопки SB3 "КОНТР-ЗАЩ".

Датчик контролю тиристорів призначений для обробки сигналів $U_{ДКТ1} \dots U_{ДКТ4}$, що містять інформацію про становище тиристорів у діагоналях мостового інвертора. В основі ДКТ лежать формувачі на транзисторах VT1...VT4, що працюють у ключовому режимі, що перетворюють сигнали датчиків струму діагоналей інверторного моста, виконаних на трансформаторах струму ТА1...ТА4 (рис.2.2), причому прямий струм тиристорних груп інвертора викликає появу негативного потенціалу щодо спільного проводу.

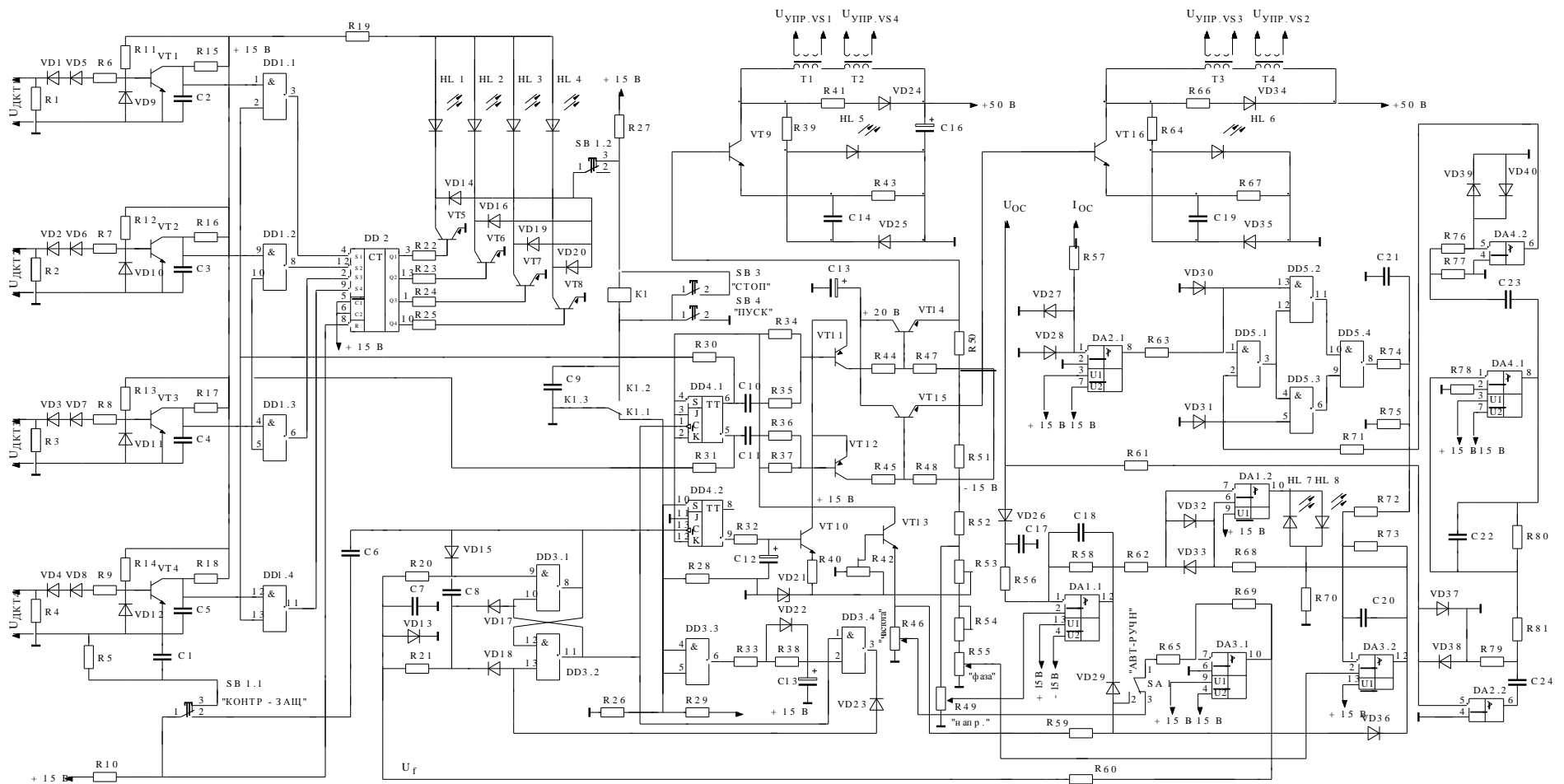


Рисунок 3.4 - Принципова електрична схема системи імпульсно-фазового управління резонансним інвертором з подвоєнням частоти

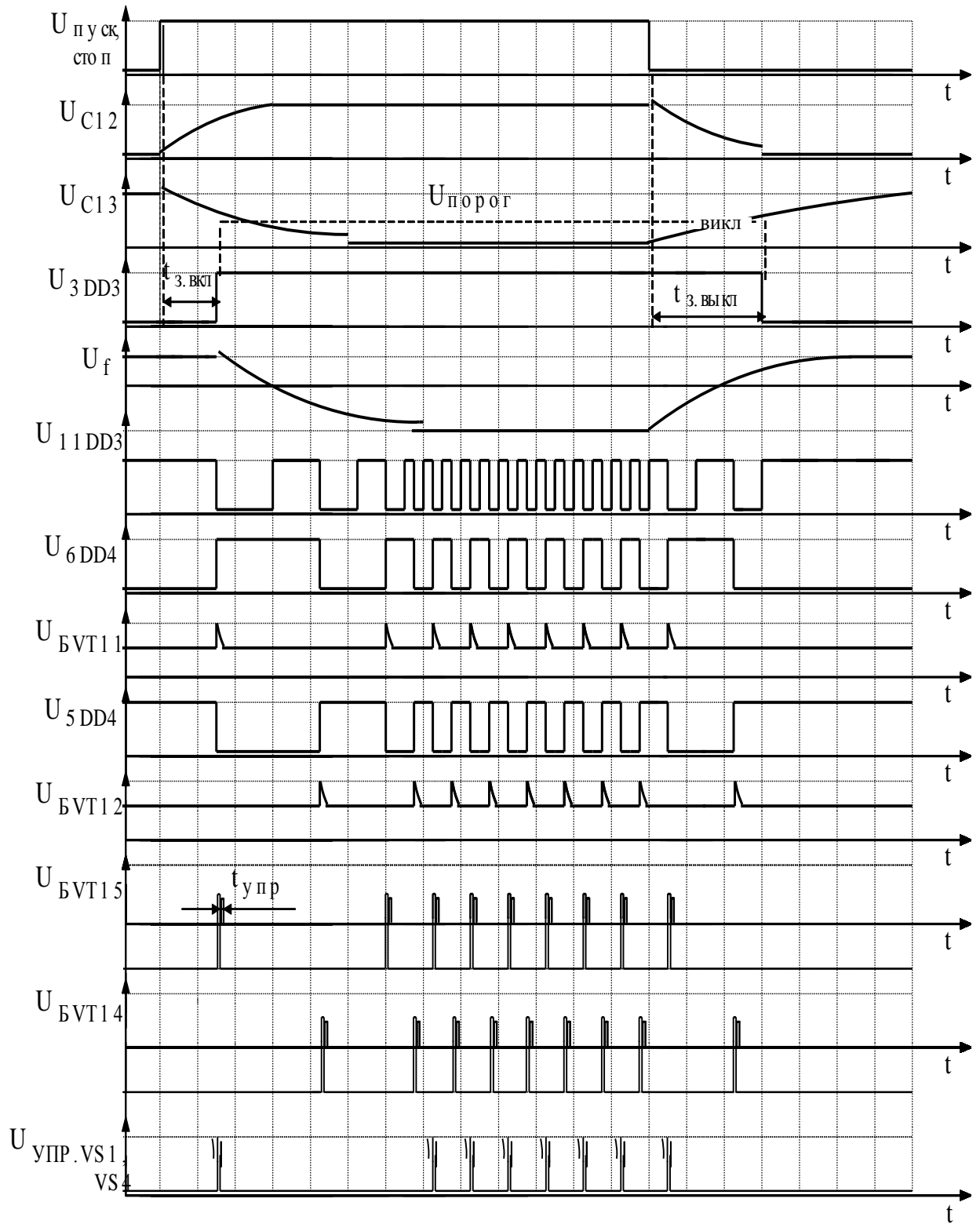


Рисунок 3.5 – Часові діаграми, що характеризують роботу СІФУ резонансним інвертором з подвоєнням частоти

При відсутності сигналів датчиків струму транзистори VT1...VT4 відкриті базовим струмом, що протікає через резистори R11...R14 від джерела +15В. Поява негативного потенціалу на вході ДКТ викликає запирання відповідного транзистора і появу позитивного потенціалу на його колекторі. Далі цей сигнал надходить на ВОС, тобто один із входів елементів мікросхеми DD1.

На інший вхід цього елементу мікросхеми DD1 подається сигнал, протилежний діагоналі моста інвертора. Тому з одночасною появою сигналу логічної одиниці на обох входах елементів, на його виході з'являється сигнал логічного нуля. Спрацьовує вузол індикації на мікросхемі DD2 і відкривається відповідний із транзисторів VT5...VT8, запалюючи один із світлодіодів HL1...HL4 візуального контролю роботи тиристорів інвертора і, таким чином, зупиняючи перетворювач.

Система автоматичного регулювання призначена для підтримки заданого рівня вихідної напруги і підстроювання частоти керування інвертора в резонанс із навантаженням. САР містить у собі фазовий дискримінаатор (ФД), задатчик рівня напруги (ЗРН), задатчик рівня фази (ЗРФ), вузол стабілізації напруги (ВСН), вузол стабілізації фази (ВСФ)

Для переходу в автоматичний режим керування частотою ЗГ перемикач SA1 «АВТ-РУЧН» переводять у становище «АВТ». У цьому випадку необхідний рівень завдання частоти $U_{ЗЧ(АВТ)}$ визначається ЗРН або ЗРФ. І через ВСН або ВСФ формується рівень напруги $U_{ЗГН}$ або $U_{ЗГФ}$, що відповідає напрузі на навантаженні або резонансу в навантаженні. Той або інший сигнал через схему "вибору меншого", зібрану на діодах VD29, VD36, через перемикач SA1 «АВТ-РУЧН» надходить у СКІ на ВКЧ для формування необхідної керуючої напруги U_f . Джерелом живлення ЗРН і ЗРФ служить напруга стабілізації стабілітрона VD21. ЗРН зібраний на корегуючому резисторі R53 і регуляторі R49 «НАПР». ЗРФ зібраний на корегуючому резисторі R54 і регуляторі R55 «ФАЗА». Резистор R53 визначає максимальне значення вихідної напруги, а резистор R49 дозволяє

встановлювати проміжні значення вихідної напруги. З двійка резистора R49 напруга надходить на один із входів інтегруючого підсилювача різниці ВСН, зібраного на DA1.1. На другий вхід DA1.1 через R56 подається випрямлене діодом VD26 напруга з вимірювального трансформатора вихідної напруги TV1 (рисунок 2.2).

У залежності від різниці вхідних напруг на входах DA1.1, на його виході встановлюється напруга, що керує частотою 33 в автоматичному режимі. Напруга встановлюється у випадку, коли рівень вихідної напруги ВСН менше вихідної напруги ВСФ.

Вузол стабілізації фази аналогічний ВСН і зібраний на DA3.2. На один із входів DA3.2. подана напруга з двійка резистора R55, причому включений послідовно з ним резистор R54 встановлює максимальну напругу по цьому входові, що відповідає резонансу навантаження інвертора. На інший вхід DA3.2 через резистор R72 подається напруга з виходу ФД, що працює в такий спосіб: сигнал із трансформаторів вихідного струму ТА3 і вихідна напруга TV1 (рис.2.2) надходить на компаратори DA2.1 і DA2.2 ФД, що включає також інтегратор DA4.1, компаратор DA4.2 і схему "рівнозначність" на мікросхемі DD5. Прямокутні імпульси з виходу DA2.1 безпосередньо надходять на один із входів схеми "рівнозначність", на інший вхід якої подаються імпульси з виходу DA2.2 через інтегратор DA4.1 і компаратор DA4.2.

Інтегратор DA4.1 забезпечує одержання імпульсів трикутної форми, зсунутий щодо вхідних на чверть періоду убік випередження. Таке зсув необхідний для одержання однозначної відповідності між величиною і характером фазового зсуву силового навантажувального контуру інвертора і рівнем вихідної напруги схеми "рівнозначність". На рисунках 3.6 і 3.7 наведені часові діаграми, що пояснюють роботу у режимі індуктивної реакції системи автоматичного регулювання як при відстаючому, так і при випереджальному по фазі струмові щодо напруги, тобто при індуктивній і ємнісній реакції контуру навантаження.

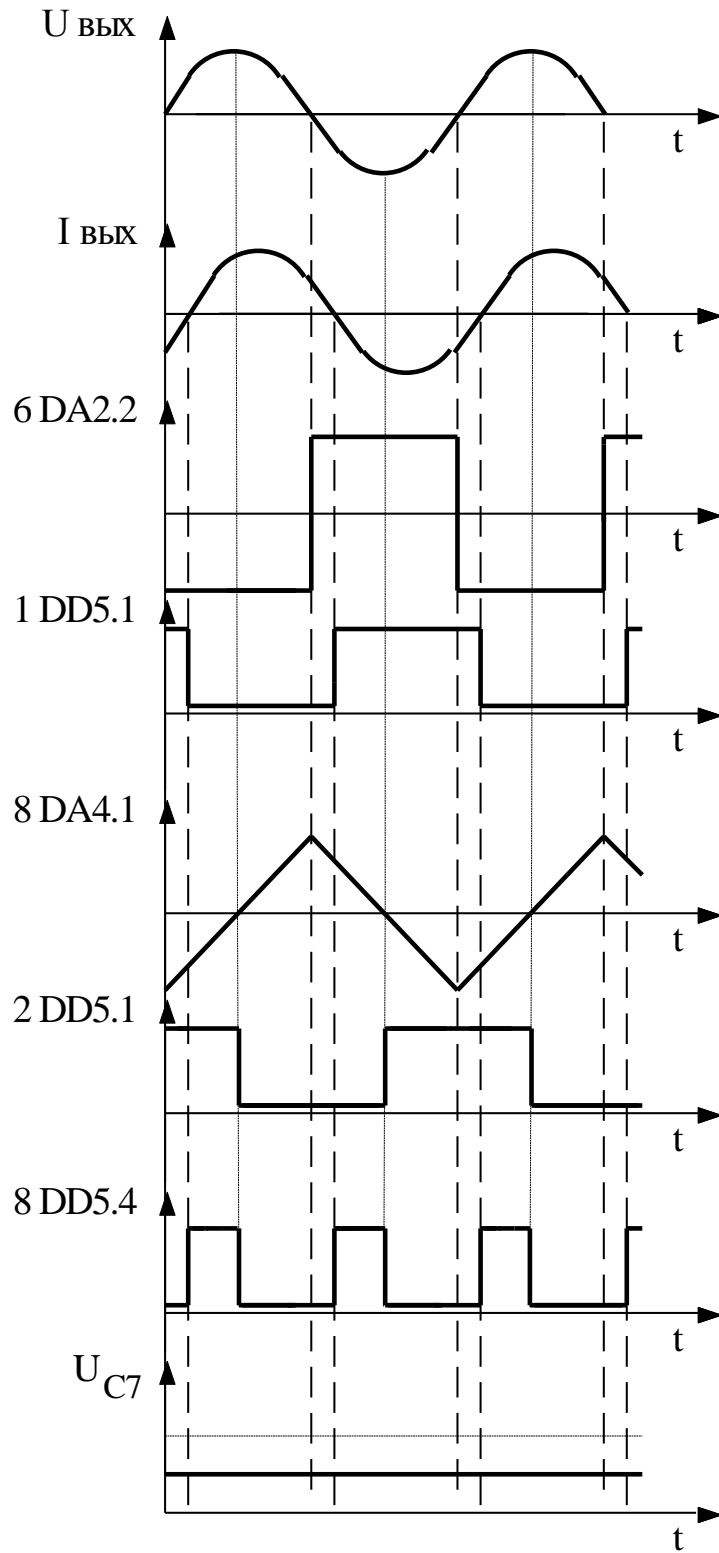


Рисунок 3.6 – Часові діаграми, що характеризують роботу системи автоматичного регулювання СІФУ

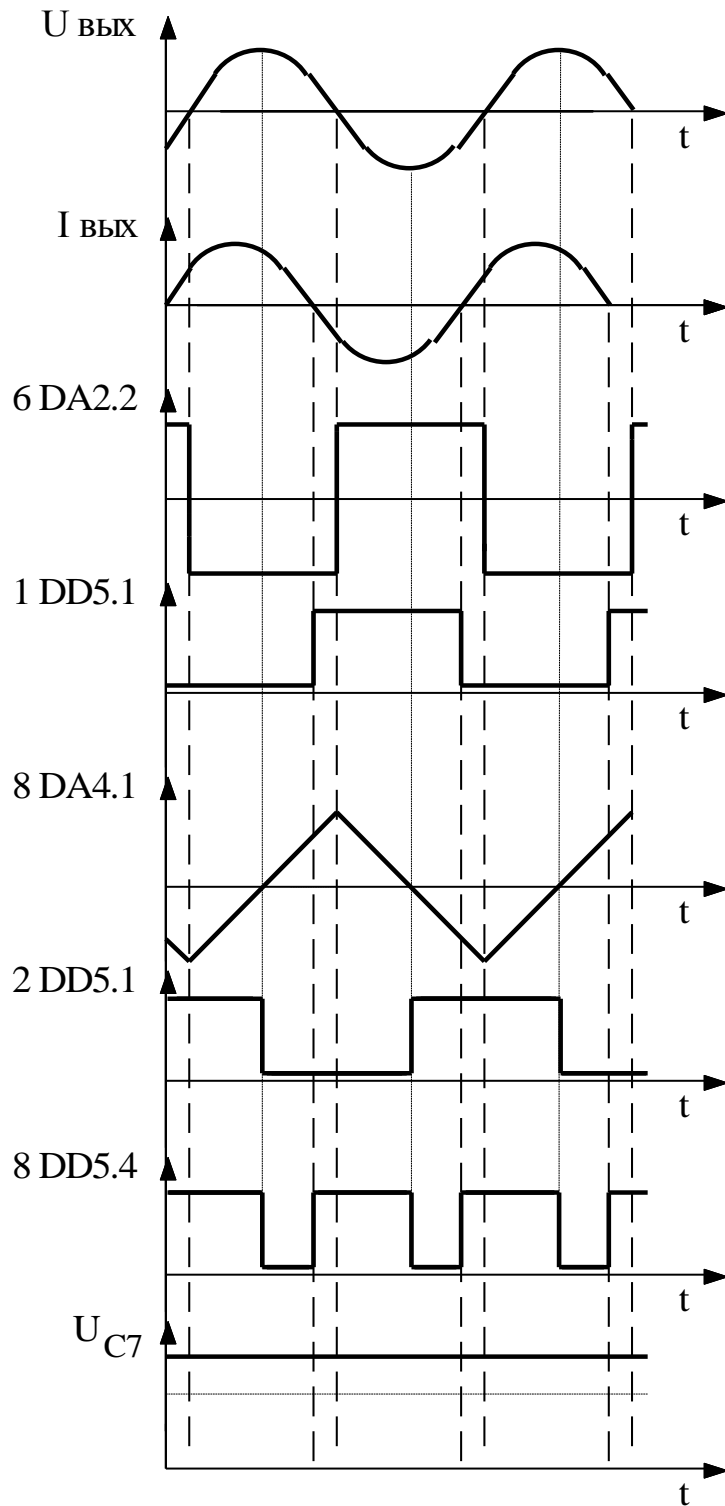


Рисунок 3.7 – Часові діаграми, що характеризують роботу системи автоматичного регулювання СІФУ в режимі ємнісної реакції

З рисунків 3.6 і 3.7 видно, що при індуктивній реакції скважність імпульсів на виході DD5.4 більше 2, а при ємнісній – менше 2. Резонансу, тобто нульовому фазовому зсуву, відповідає шпаруватість $m = 2,3$ виходу

DD5.4. На вхід ВСФ надходить напруга, яка проінтегрована RC-ланцюгом R75,C21, середнє значення якої обернено пропорційно шпаруватості. Вихідні напруги з ВСН і ВСФ через резистори R62 і R68 подаються у вузол індикації, зібраний на DA1.2 і світлодіодах HL7, HL8. У залежності від співвідношення вхідних напруг на виході DA1.2 мається або позитивна, або негативна полярність напруги і запалюється один із зустрічно - паралельно включених світлодіодів HL7, HL8, показуючи пріоритетність або стабілізації напруги, або стабілізації фази в даний момент часу.

Елементи розробленої електричної принципової схеми СІФУ завдяки використанню сучасних інтегральних мікросхем і для підвищення надійності роботи доцільно розмістити на одній друкованій платі. Це спрощує конструкцію і виключає необхідність виконання монтажної схеми СІФУ.

3.2.3 Розрахунок і вибір елементів системи керування інвертором

3.2.3.1 Розрахунок блоку вихідних підсилювачів

Необхідні параметри керуючого імпульсу для обраного тиристора беремо з довідника [4] $I_{ypr} = 0,8A$ $U_{ypr} = 3B$

Коефіцієнт трансформації імпульсних трансформаторів Т1-Т4 приймемо рівним $K_n = 2$ у такому випадку за формулою

$$U_{ypr} = U_{W2} = 3B; U_{W1} = K_n \cdot U_{W2} = 2 \cdot 3 = 6B \quad (3.32)$$

Розрахуємо струм колектора і величину опору резистора у ланцюзі колектора транзистора за формулами

$$I_{кVT9} = \frac{2 \cdot I_{ypr}}{K_W} = \frac{0,8}{2} \cdot 2 = 0,8A \quad (3.33)$$

$$R_{43} = \frac{U_n - 2 \cdot U_{wl} - U_{KЭнас}}{I_{KVT9}} = \frac{15 \cdot 6 \cdot 2 \cdot 0,5}{0,8} = 3,125 \text{ Ом} \quad (3.34)$$

Потужність виділювана на резисторі за формулою 3.35

$$P_{R_{43}} = 0,8^2 \cdot 3 = 1,92 \quad (3.35)$$

Приймаємо в якості резистора R_{43} резистор МЛТ – 2 – 3 Ом.

Задамо струм через світлодіод HL5 рівний $I_{HL5} = 3 \text{ мА}$ при якому він тільки починає світитися, тоді за формулою

$$R_{39} = \frac{U_n}{I_{HL5}} = \frac{15}{3 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ кОм}, \quad (3.36)$$

приймаємо в якості резистора R_{39} резистор МЛТ–0,125–5,1 кОм

Коли транзистор VT9 закритий, через первинну обмотку і R_{39} протікає струм 3мА і світлодіод світитися дуже слабо, показуючи цілісність первинної обмотки. Як тільки відкривається транзистор, світлодіод починає світитися яскравіше, тому що до нього через заданий конденсатор $C_{14} = 0,15 \text{ мкФ}$ прикладається напруга.

Транзистор VT9 вибираємо за умови

$$U_{KЭ} > 15 \text{ В}; I_K > 0,8 \text{ А} \quad (3.37)$$

Даним умовам задовольняє n-p-n транзистор КТ817А [18]

Для обмеження струму рекуперації до рівня 0,1А приймаємо для резистора R_{41} резистор з опором 150 Ом.

Потужність виділювана на R41 визначиться за формулою

$$P_{R41} = 0,1^2 \cdot 150 = 1,5 \text{ Вт} \quad (3.37)$$

Вибираємо в якості резистора R41 резистор МЛТ-2-150 Ом.

3.2.3.2 Розрахунок попереднього підсилювача імпульсів

В зв'язку з тим, що в ППІ використовується двуполярне живлення $\pm 5\text{В}$, то в розрахунках використовується $U_n = 30\text{В}$. Тоді за формулами (3.38) та (3.39)

$$U_c = U_n e^{-\frac{t}{\tau}} \Rightarrow \frac{t}{\tau} = \ln \frac{U_c}{U_n} = \ln \frac{15}{30} = -0,693 \text{ В} \quad (3.38)$$

$$\tau = \frac{t}{0,693} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{0,693} = 14,43 \cdot 10^{-6} \quad (3.39)$$

Прийmemo C10 = 110 пФ. Тоді за формулою

$$R43 = \frac{\tau}{C10} = \frac{14,43 \cdot 10^{-6}}{110 \cdot 10^{-12}} = 131181 \text{ Ом} \quad (3.40)$$

Струм колектора VT15 дорівнює $I_{KVT15} = 0,8\text{А}$, тоді за формулами

$$I_{\sigma VT15} = \frac{I_K}{\beta_{нас}} = \frac{0,8}{10} = 0,08 \text{ А} \quad (3.41)$$

$$U_{R48} = U_{E\sigma VT15} + U_{R50} + U_{II} = 0,7 + 2,5 + 15 = 18,2 \text{ В} \quad (3.42)$$

Задаємося $I_{KVT14} = 2 \cdot I_{BVT15} = 0,16A$, тоді опір R48 за формулою

$$R_{48} = \frac{U_{R48}}{I_{KVT14} - I_{BVT15}} = \frac{18,2}{0,16 - 0,08} = 227,5 \text{ Ом} \quad (3.43)$$

Потужність, яка виділяється на R41 визначиться за формулою

$$P_{R48} = (I_{R48})^2 \cdot R_{48} = 0,08^2 \cdot 270 = 1,456 \text{ Вт} \quad (3.44)$$

Вибираємо в якості резистора R48 резистор МЛТ-2-270 Ом.

Напруга на колекторі транзистора VT14 визначиться за формулою

$$U_{KЭVT14} = U_{\Pi} - U_{БЭVT15} - U_{R50} = 15 - 0,7 - 2,5 = 11,8 \text{ В} \quad (3.45)$$

При даній напрузі $U_{KЭ}$ транзистор VT14 працює в лінійному режимі, отже $\beta = 40$, тоді за формулою

$$I_{BVT14} = \frac{I_{KVT14}}{\beta} = \frac{0,16}{40} = 0,004 \text{ А} \quad (3.46)$$

Напруга на R47 визначиться за формулою

$$U_{R47} = U_{БЭVT14} + U_{R48} = 0,7 + 18,2 = 18,9 \text{ В} \quad (3.47)$$

Задаємося $I_{KVT11} = 2 \cdot I_{BVT14} = 0,008A$, тоді опір R47 за формулою

$$R_{47} = \frac{U_{R47}}{I_{KVT15} - I_{BVT11}} = \frac{18,9}{0,008 - 0,004} = 4725 \text{ Ом} \quad (3.48)$$

Потужність, яка виділяється на R47 визначається за формулою

$$P_{R47} = (I_{R47})^2 \cdot R_{47} = 0,004^2 \cdot 4725 = 0,0756 \text{ Вт} \quad (3.49)$$

Вибираємо в якості резистора R47 резистор МЛТ–0,125–4к7

Напруга на R44 за формулою

$$U_{R44} = 2 \cdot U_{II} - U_{KЭVT11} - U_{R47} = 2 \cdot 15 - 18,9 - 0,3 = 10,8 \text{ В} \quad (3.50)$$

Опір R44 визначаємо за формулою

$$R_{44} = \frac{U_{R44}}{I_{KVT11}} = \frac{10,8}{0,004} = 2700 \text{ Ом} \quad (3.51)$$

Потужність виділювана на R44 визначається за формулою

$$P_{R44} = (I_{R44})^2 \cdot R_{44} = 0,004^2 \cdot 2700 = 0,0432 \text{ Вт} \quad (3.52)$$

Вибираємо в якості резистора R44 резистор МЛТ–0,125–2,7кОм

Струм I_{B11} визначаємо за формулою

$$I_{BVT11} = \frac{I_{KVT11}}{\beta} = \frac{0,008}{40} = 0,08 \text{ мкА} \quad (3.53)$$

Напругу на R35 визначаємо за формулою

$$U_{R35} = 2 \cdot U_{II} - U_{BЭVT11} = 2 \cdot 15 - 0,7 = 29,3 \text{ В} \quad (3.54)$$

Прийmemo $R_{35} = 130000 \text{ Ом}$, тоді за формулами

$$I_{R35} = \frac{U_{R35}}{R35} = \frac{29,3}{130000} = 225,4 \text{ мкА} \quad (3.55)$$

$$I_{R35} = I_{\delta} + I_{BVT11} \Rightarrow I_{\delta} = I_{R35} - I_{BVT11} \quad (3.56)$$

$$I_{\delta} = I_{R35} - I_{BVT11} = I_{R35} - \frac{I_{KVT11}}{\beta} = 225,4 - 200 = 25,4 \cdot 10^{-6} \text{ А} \quad (3.57)$$

Опір R_{35} визначаємо за формулою

$$R_{35} = \frac{U_{BVT11}}{I_{\delta}} = \frac{0,7}{25,4 \cdot 10^{-6}} = 27 \text{ кОм} \quad (3.58)$$

Вибираємо в якості резистора R_{35} резистор МЛТ-0,125-27кОм

При пуску завдяки ланцюгові $R_{33}C_{13}$ здійснюється затримка на включення випрямляча на 0,1сек.

Постійну часу RC-ланцюга можна знайти зі співвідношення

$$U_{C13} = U_{\Pi} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = 15 \cdot e^{-\frac{0,1}{\tau}} = 7 \text{ В} \quad (3.59)$$

де 7В – поріг спрацьовування логічної мікросхеми

Виразивши з попереднього вираження τ за формулою

$$\tau = \frac{t}{\ln\left(\frac{U_{C13}}{U_{\Pi}}\right)} = \frac{0,1}{0,762} = 0,13123 \quad (3.60)$$

Задамося $C_{13} = 50\text{мкф}$, R_{33} визначаємо за формулою

$$R_{33} = \frac{\tau}{C_{13}} = \frac{0,13123}{50 \cdot 10^{-6}} = 2624,6 \text{ Ом} \quad (3.61)$$

В якості резистора R_{33} приймемо резистор МЛТ-0,125-2,7 кОм

У такий же спосіб здійснюється затримка при вимиканні завдяки ланцюгові $(R_{33}+R_{38}) \cdot C_{13}$. Постійну часу RC-ланцюга можна знайти зі співвідношення

$$U_{C_{13}} = U_{II} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 15 \cdot (1 - e^{-\frac{0,1}{\tau}}) = 7 \text{ В} \quad (3.62)$$

Виразивши з попереднього вираження τ за формулою (3.62) одержимо

$$\tau = \frac{t}{\ln\left(\frac{U_{C_{13}}}{U_{II}}\right)} = \frac{0,1}{0,6186} = 0,159 \quad (3.63)$$

Сумарний опір R_{33} і R_{38} визначаємо за формулою 3.64

$$(R_{33} + R_{38}) = \frac{\tau}{C_{13}} = \frac{0,159}{50 \cdot 10^{-6}} = 3181,6 \text{ Ом} \quad (3.64)$$

Опір R_{38} визначаємо за формулою

$$R_{38} = (R_{33} + R_{38}) - R_{33} = 3181,6 - 2624 = 557 \text{ Ом} \quad (3.65)$$

В якості резистора R_{38} приймемо резистор МЛТ-0,125-560 Ом

Необхідно, щоб після включення інвертора частота наростала з мінімальної до заданої за 0,2 с, тоді за схемою С2 повинний заряджатися до 14В за 0,2с. Для розрахунку постійної часу скористаємося формулою

$$U_C = U_{II} \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) = 14 \text{ В} \quad (3.66)$$

Виразивши з попереднього вираження τ одержимо її величину

$$\tau = \frac{t}{\ln(1 - \frac{U_C}{U_{II}})} = -\frac{0,2}{\ln(1 - \frac{14}{15})} = 0,074 \quad (3.67)$$

Прийmemo C12 – 22мкф, тоді R32 визначиться за формулою

$$R32 = \frac{\tau}{C12} = \frac{0,074}{22 \cdot 10^{-6}} = 3300 \text{ Ом} \quad (3.68)$$

Задамося R42=1 кОм, $U_{CT}=9\text{В}$. Транзистор VT10 працює в лінійному режимі і струми в ньому можна розрахувати по формулах

$$I_{BVT10} = \frac{U_{5DD4} - U_{C12}}{R32} = \frac{15 - 14}{3300} = 0,3 \text{ мА} \quad (3.69)$$

$$I_{KVT10} = I_{BVT10} \cdot \beta = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 50 = 15 \text{ мА} \quad (3.70)$$

Так як $U_{KЭVT10} = 4\text{В}$, то опір резистора R40 визначиться за формулою

$$R40 = \frac{U_{II} - U_{KЭVT10} - U_{CT}}{I_{KVT10}} = \frac{15 - 4 - 9}{15 \cdot 10^{-3}} = 133 \text{ Ом} \quad (3.71)$$

Потужність, яка виділяється на R40 знайдемо за формулою

$$P_{R40} = (I_{R40})^2 \cdot R40 = 0,009^2 \cdot 130 = 0,0292 \text{ Вт} \quad (3.72)$$

Вибираємо в якості резистора R40 резистор МЛТ–0,125–130 Ом

Якщо R42 встановлений на максимум, тоді струми крізь транзистор знайдуться за формулами

$$I_{БВТ13} = I_{КВТ10} - I_{СТ} - I_{R42} = 15,5 \cdot 10^{-3} - 5 \cdot 10^{-3} - 9 \cdot 10^{-3} = 1,5 \text{ мА} \quad (3.73)$$

$$I_{КВТ13} = I_{БВТ13} \cdot \beta = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10 = 15 \text{ мА} \quad (3.74)$$

Резистор R46 визначається за формулою

$$R46 = \frac{U_{СТ} - U_{БЭВТ13}}{I_{КВТ13}} = \frac{9 - 0,7}{15,5 \cdot 10^{-3}} = 535 \text{ Ом} \quad (3.75)$$

Потужність, яка виділяється на R46 знаходимо по формулі 3.76

$$P_{R46} = (I_{R46})^2 \cdot R46 = 0,0155^2 \cdot 535 = 0,128 \text{ Вт} \quad (3.76)$$

Вибираємо в якості резистора R46 резистор МЛТ–0,25–560 Ом

Задаємося коефіцієнтом підсилення операційного підсилювача $K_U = 1,1$, тоді за формулою

$$K_U = \frac{R69}{R65} = \frac{11 \text{ кОм}}{1 \text{ кОм}} = 1,1 \quad (3.77)$$

За формулою

$$U_{\text{exDA}} = 0 \div 8,3 \Rightarrow U_{\text{выхDA}} = U_{\text{exDA}} \cdot K_U = 8,3 \cdot 1,1 = U_{\text{выхDA}} = 0 \div 9,13B \quad (3.78)$$

Необхідно щоб на генератор, що задає, надходила напруга від 0 до 8,3В, тоді R60 обмежить струм на рівні 1мА. Розрахуємо резистор R60 за формулою

$$R60 = \frac{U_{\text{выхDA}} - U_{3I \text{ max}}}{1 \cdot 10^{-3}} = \frac{9,13 - 8,3}{1 \cdot 10^{-3}} = 830Om \quad (3.79)$$

В якості резистора R60 приймаємо резистор МЛТ-0,125-820Om

Для плавності регулювання прийmemo конденсатор C7 рівним 1мкФ.

3.2.3.3 Розрахунок генератора, що задає.

Генератор, що задає, виконаний за схемою симетричного мультівібратора на мікросхемі DD3 K561ЛА1[4].

Генератор, що задає, повинен мати наступні параметри $f_{\text{min}} = 2000Гц$; $f_{\text{max}} = 2400Гц$ $t_u = 250мкс$; $t_n = 208мкс$.

Визначимо параметри елементів, що задають з виражень

$$t_u = C8 \cdot R \cdot \left(-\ln \frac{U_{\text{ex}}}{U_{\text{nop}}} \right) \quad (3.80)$$

$$U_{\text{nop}} = U_{\text{ex min}} \cdot e^{\frac{t_1}{\tau}} = U_{\text{ex max}} \cdot e^{\frac{t_2}{\tau}} = 7B \quad (3.81)$$

Прийmemo $C8 = 0,1мкФ$, $R20=R21=15кOm$ тоді напруги визначаться з виражень

$$U_{\text{ex min}} = \frac{U_{\text{nop}}}{e^{-\frac{t}{\tau}}} = \frac{7}{e^{\frac{25010^{-6}}{1510^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6}}}} = 8,27 \text{ В} \quad (3.82)$$

$$U_{\text{ex max}} = \frac{7}{e^{\frac{20810^{-6}}{1510^3 \cdot 0,1 \cdot 10^6}}} = 8,04 \text{ В} \quad (3.83)$$

3.2.3.4 Розрахунок датчика контролю тиристорів

Блок датчика контролю тиристорів виконаний у виді чотирьох ідентичних ланцюжків. Виберемо елементи для першого ланцюжка, для інших ланцюжків датчика контролю тиристорів номінали елементів будуть такими ж. Блок датчика контролю тиристорів працює в такий спосіб: при нормальній роботі VT5 закритий, HL1 не світиться, на вході DD2 логічна одиниця, на її виході відповідно нуль. Як тільки відбувається пробій силового тиристора, відразу ж закривається VT1 і сигнал з колектора VT1 порівнюється із сигналом DD4 і при рівності рівнів на виході DD1.1 з'являється логічний нуль, тоді на виході DD2 з'являється логічна одиниця, що приводить до відкриття транзистора VT5 і запалювання HL1.

Задаємося $I_{\text{БVT1}} = 1,1 \text{ мА}$

Коли VT1 відкритий, то опір резистора R11 визначиться за формулою

$$R11 = \frac{U_{\text{П}} - U_{\text{КЭнасVT1}}}{I_{\text{БVT1}}} = \frac{15 - 0,3}{1,1 \cdot 10^{-3}} = 13 \text{ кОм} \quad (3.84)$$

Потужність виділювана на R11 визначається за формулою

$$P_{R11} = (I_{R11})^2 \cdot R11 = (1,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 13000 = 0,0157 \text{ Вт} \quad (3.85)$$

Вибираємо в якості резистора R11 резистор МЛТ-0,125-13 кОм

Опір R15 визначається за формулою

$$R_{15} = \frac{U_{II} - U_{R15}}{\beta_{HAC} \cdot I_{BVT1}} = \frac{15 - 0,3}{10 \cdot 1,1 \cdot 10^{-3}} = 1300 \text{ Ом} \quad (3.86)$$

Потужність, яка виділяється на R15 знаходимо з вираження

$$P_{R15} = (I_{R15})^2 \cdot R_{15} = (1,1 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1300 = 1,5 \text{ мВт} \quad (3.87)$$

Вибираємо в якості резистора R15 резистор МЛТ–0,125–1,3 кОм

Коли транзистор VT1 закривається, на його базі з'являється -0,7В, тоді струм знайдемо за формулою

$$I_{\text{нок.делит}} = \frac{U_n + U_{БЭ}}{R_{11}} = \frac{15 + 0,7}{13000} = 1,2 \text{ мА} \quad (3.88)$$

Оскільки струм через R11 та R6 рівні, тоді за формулою

$$R_6 = \frac{U_{\text{ex}} - 2U_{VD1} - U_{БЭ}}{I_{R6}} = \frac{5 - 1,4 - 0,7}{1,2 \cdot 10^{-3}} = 2,4 \text{ кОм} \quad (3.89)$$

Прийmemo в якості резистора R6 резистор МЛТ-0,125-2,4 кОм.

Величину опору для R1 прийmemo рівною 100 Ом. Цей резистор використовується для шунтування ТА1-ТА4 в датчику контролю тиристорів.

Коли DD2 спрацьовує на виході мікросхеми з'являється +15В.

Струм достатній для світіння світлодіодів HL1-HL4 дорівнює 8мА і дорівнює струмові, що протікає через транзистори VT5-VT8, у такий спосіб

$I_{\kappa} = 8 \text{ мА}$. З цього то опір резистора R19 визначиться за формулою

$$R_{19} = \frac{U_n - U_{KЭнас} - U_{VD}}{I_{\kappa}} = \frac{15 - 0,3 - 1,2}{8 \cdot 10^{-3}} = 1,6 \text{ кОм} \quad (3.90)$$

В якості резистора R19 прийmemo резистор МЛТ-0,125-1,6 кОм.

Опір резистора R22 визначимо використовуючи вирази

$$I_B = \frac{I_K}{\beta_{нас}} = \frac{8 \cdot 10^{-3}}{10} = 0,8 \text{ мА} \quad (3.91)$$

$$R22 = \frac{U_{ex} - U_{БЭ}}{I_B} = \frac{15 - 0,7}{0,8 \cdot 10^{-3}} = 18 \text{ кОм} \quad (3.92)$$

В якості резистора R22 прийmemo резистор МЛТ-0,125-18кОм.

Тому що струми в ДКТ незначні і напруги низькі, то усі транзистори, які використовуються в пристрої датчику контролю тиристора VT1-VT8, приймаємо КТ315[3]. В якості діодів VD1-VD20 приймаємо діоди КД522[3].

4 ЧЕТВЕРТИЙ РОЗДІЛ

МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ

4.1 Об'єкт досліджень

Об'єктом досліджень є тиристорний перетворювач частоти виконаний за схемою резонансного інвертора з подвоєнням частоти із діодами зустрічного струму, схема якого зображена на рисунку 4.1.

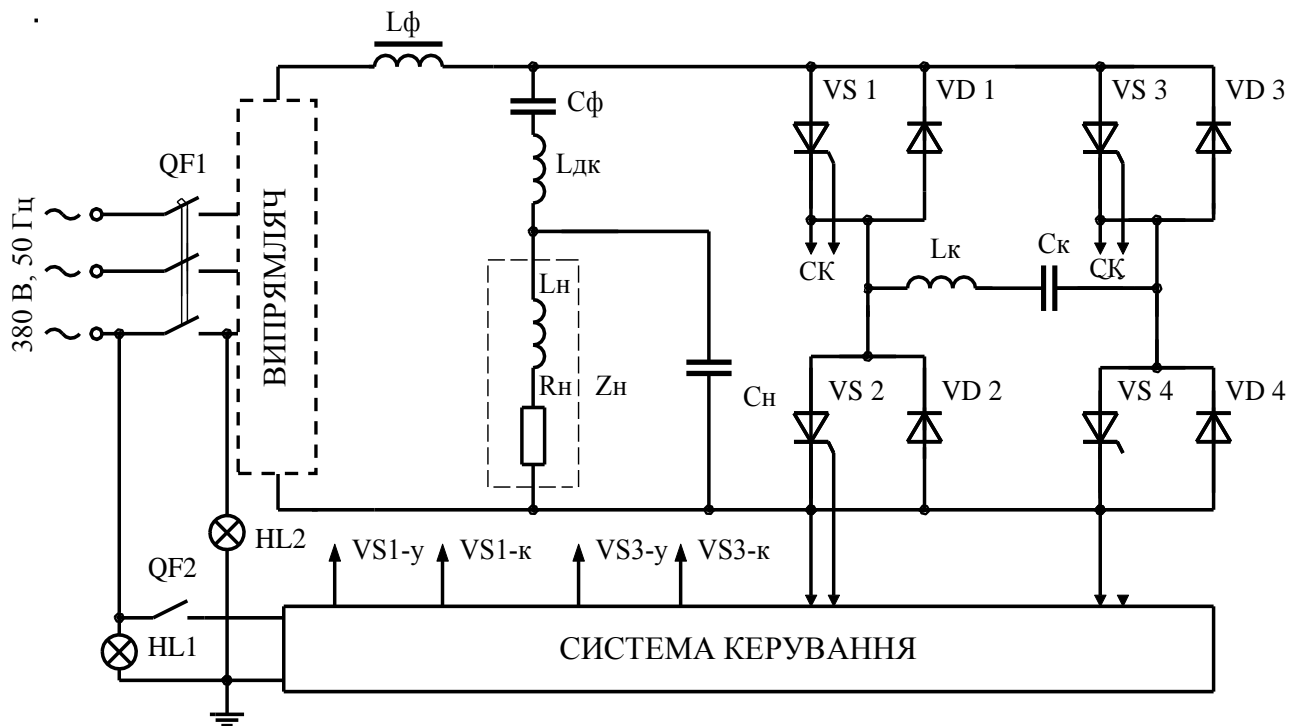


Рисунок 4.1 – Об'єкт досліджень - тиристорний перетворювач частоти за схемою резонансного інвертора з подвоєнням частоти із діодами зустрічного струму

4.2 Моделювання та експериментальні дослідження

З метою дослідження роботи схеми за допомогою пакета прикладних програм розроблена її цифрова модель, дослідження якої дозволяє встановити режими роботи ключових і реактивних елементів схеми. Схема цифрової моделі наведена на рисунку 4.2

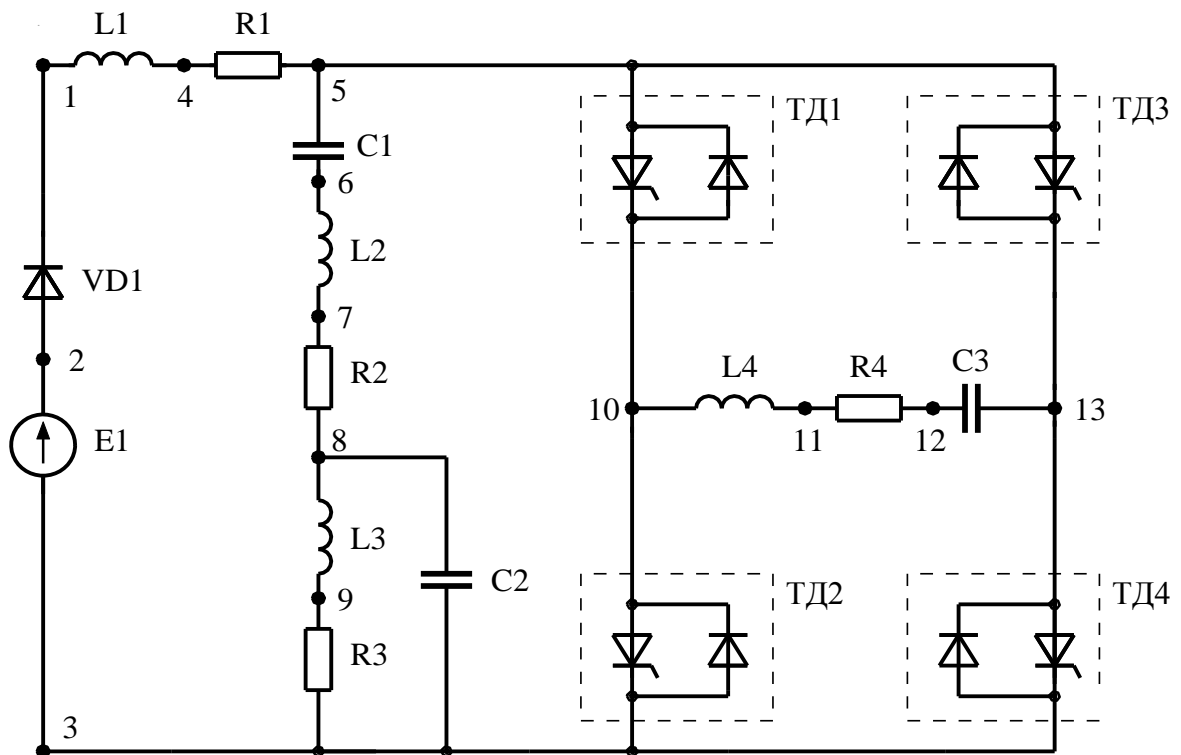


Рисунок 4.2 – Схема цифрової моделі макета тиристорного перетворювача частоти

При розробці цифрової моделі були зроблені наступні допущення:

- активні і реактивні елементи враховані у виді лінійних елементів;
- випрямляч врахований у виді еквівалентної постійної електро-рушійної сили $E1$ з послідовно включеним діодом $VD1$;
- діоди і тиристори в моделі враховані у виді ідеально безінерційної тиристорно-діодної ланки $ТД1$ - $ТД4$ з нульовим опором у період відкритого стану і з нескінченно великим у період закритого стану;

- вхідний дросель L_{Φ} і комутуючі індуктивності $L_{ДК}$ і $L_{К}$, представлені у виді еквівалентних схем заміщення з послідовно включеними індуктивностями, відповідно $L1$ і $R1$, $L2$ і $R2$, $L4$ і $R4$;

- навантаження Z_H враховане у виді послідовної схеми заміщення, що складається з послідовно включених елементів $L3$ і $R3$.

У процесі моделювання враховувалися тільки усталені електромагнітні процеси в схемі з наступною обробкою значень струмів і напруг з використанням математичної обробки пакету прикладних програм.

Дослідження проводилися при двох режимах роботи, які відповідають роботі тиристорного перетворювача частоти у режимі короткого замикання і з навантаженням.

Результати моделювання у вигляді часових діаграм представлені на рисунках 4.4 – 4.11

Для оцінки правильності результатів, отриманих при моделюванні, був розроблений макет, виконаний по одній зі схем тиристорного перетворювача частоти, параметри елементів якого встановлені в результаті раніш проведених розрахунків (розділи 2 і 3). Метою експерименту є оцінка правильності результатів моделювання шляхом порівняння їх з результатами фізичного експерименту.

Експерименти на макеті проводилися при двох режимах роботи, що відповідає роботі тиристорного перетворювача частоти у режимі короткого замикання і з навантаженням (індуктор із трубою). Аналогічні дослідження проводилися і на цифровій моделі.

Для проведення моделювання в цифрову модель були введені аналогічні параметри елементів схеми макета тиристорного перетворювача частоти. З цією метою здійснювався вимір параметрів елементів схеми і навантаження R, L, C за допомогою цифрового вимірника Е7-8. Обмірювані параметри елементів схеми макета заносилися в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 - Результати вимірів параметрів елементів схеми

Найменування обмірюваної величини	Позначення елемента в схемі цифрової моделі	Обмірювана величина	Одиниця виміру
1 Фільтровий дросьель, L_{Φ}	L1 R1	2.7 0.8478	мГн Ом
2 Конденсатор фільтровий, C_{Φ}	C1	114.4	мкФ
3 Додаткова комутуюча індуктивність, $L_{ДК}$	L2 R2	33 17,27	мкГн МОм
4 Конденсатор компенсуючий навантаження, $C_{Н}$	C2	479.8	мкФ
5 Навантаження (індуктор із трубою), $Z_{Н}$	L3 R3	11 55.4	мкГн МОм
6 Конденсатор комутуючий, $C_{К}$	C3	113.4	мкФ
7 Індуктивність комутуюча, $L_{К}$	L4 R4	39 20.4	мкГн МОм

Оцінка адекватності цифрової моделі тиристорного перетворювача частоти макетові проводилось шляхом вимірів струмів і напруг напівпровідникових і реактивних елементів макета тиристорного перетворювача частоти. В якості засобів вимірів використовувалися стандартні прилади, підключення яких здійснювалося відповідно до схеми представленої на рисунку 4.3.

Результати експериментальних досліджень у вигляді осцилограм наведені на рисунках 4.4 – 4.11.

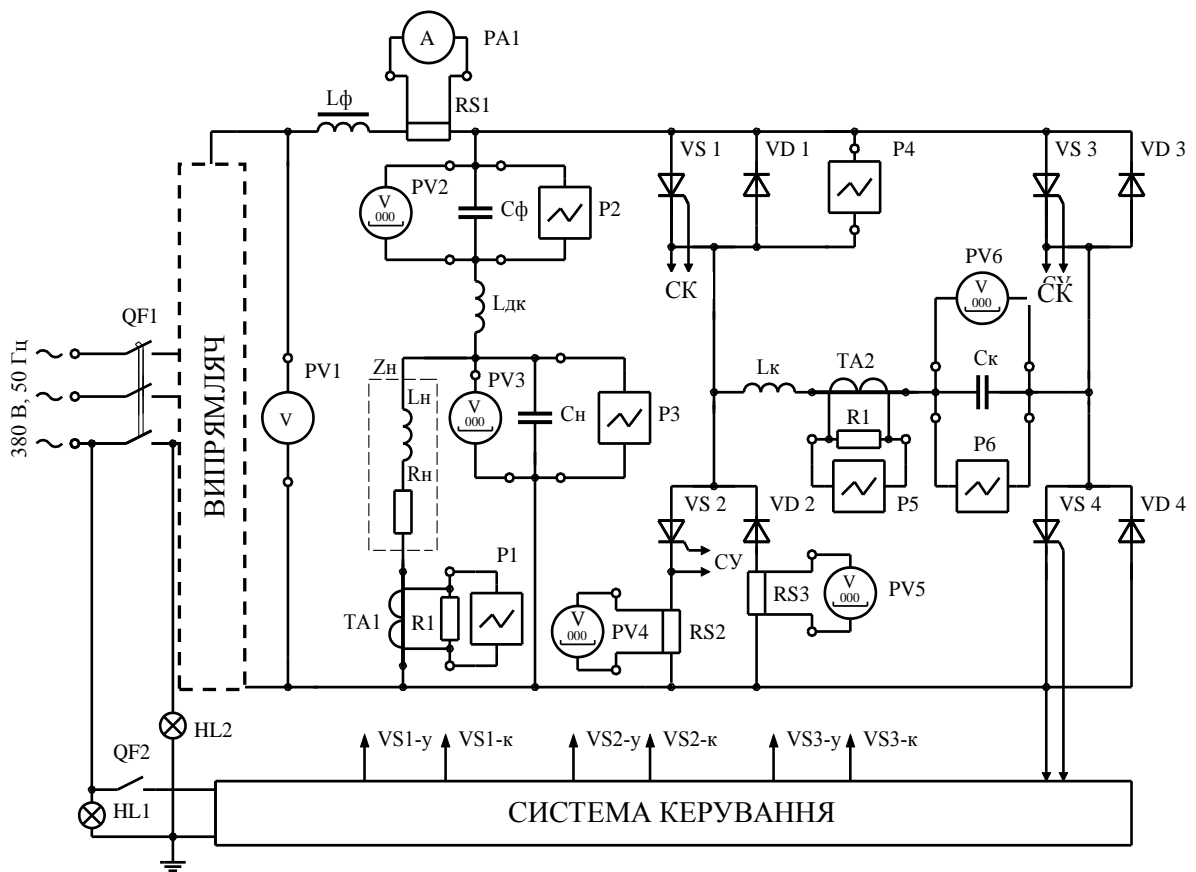
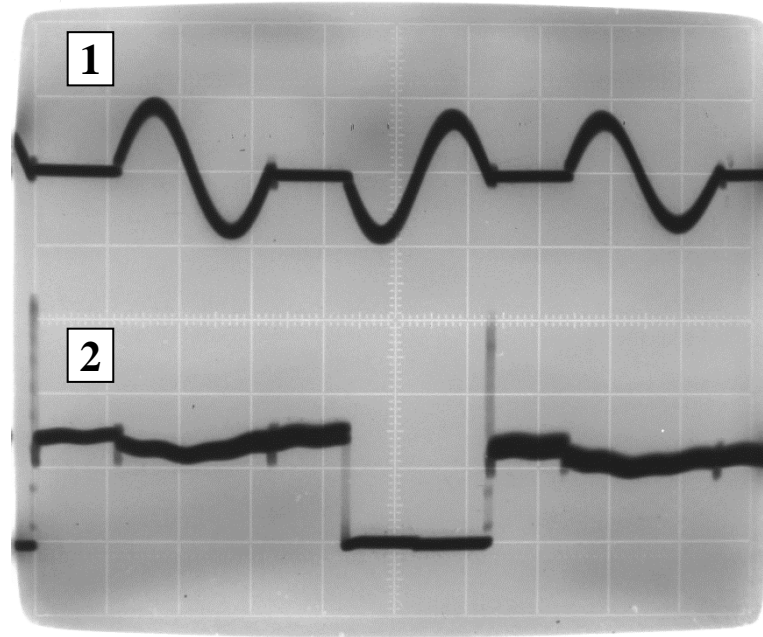


Рисунок 4.3 – Схема експериментального макета тиристорного перетворювача частоти з підключеними приладами

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

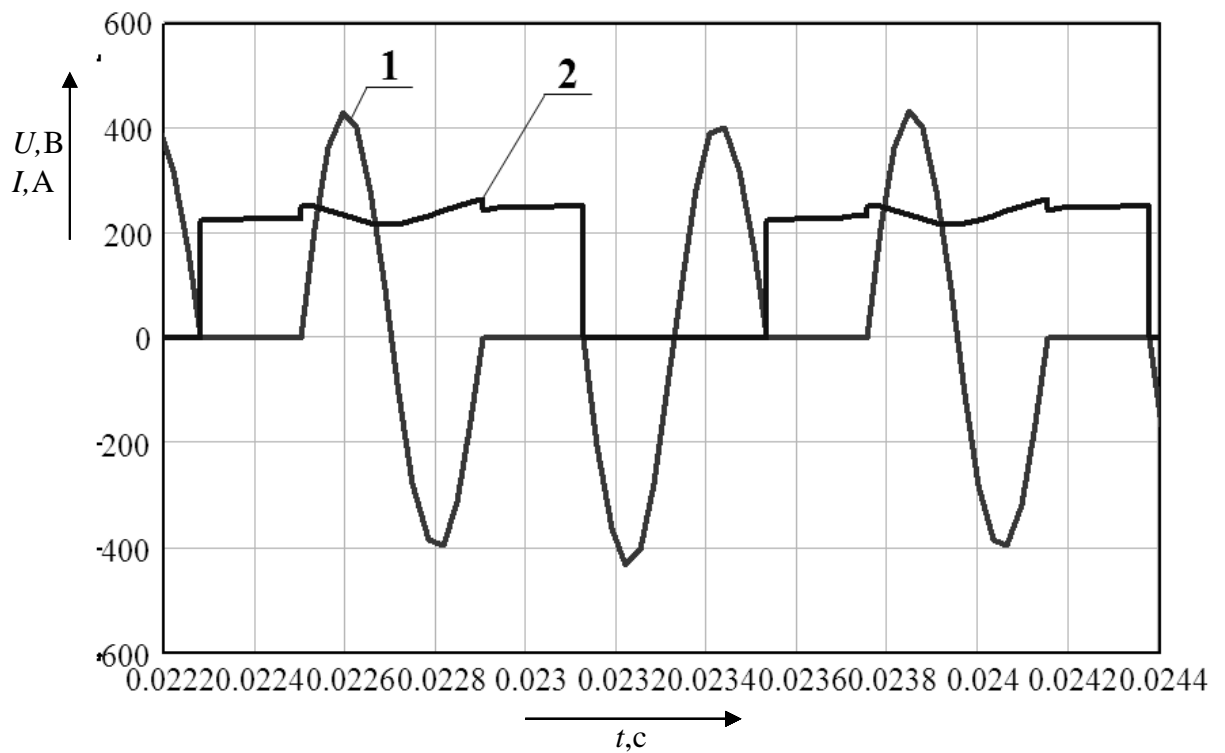
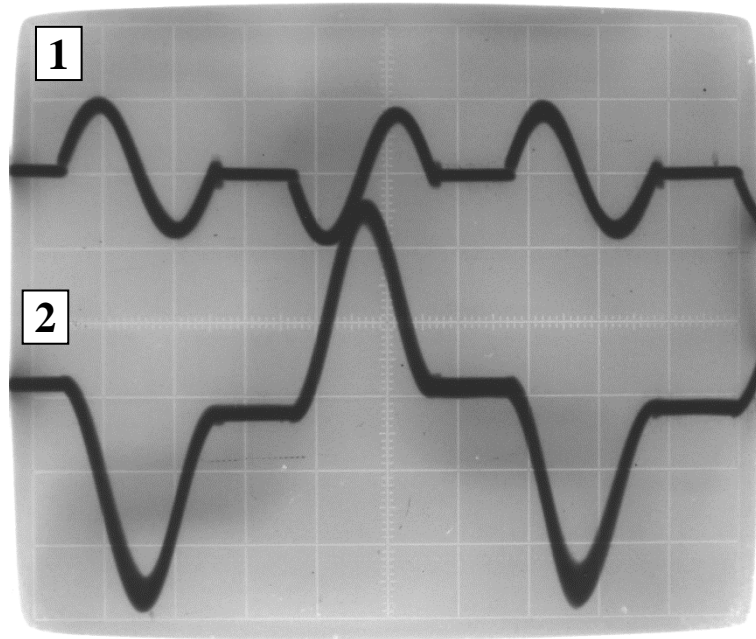


Рисунок 4.4 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги на тиристорі 2 інвертора в режимі короткого замикання

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

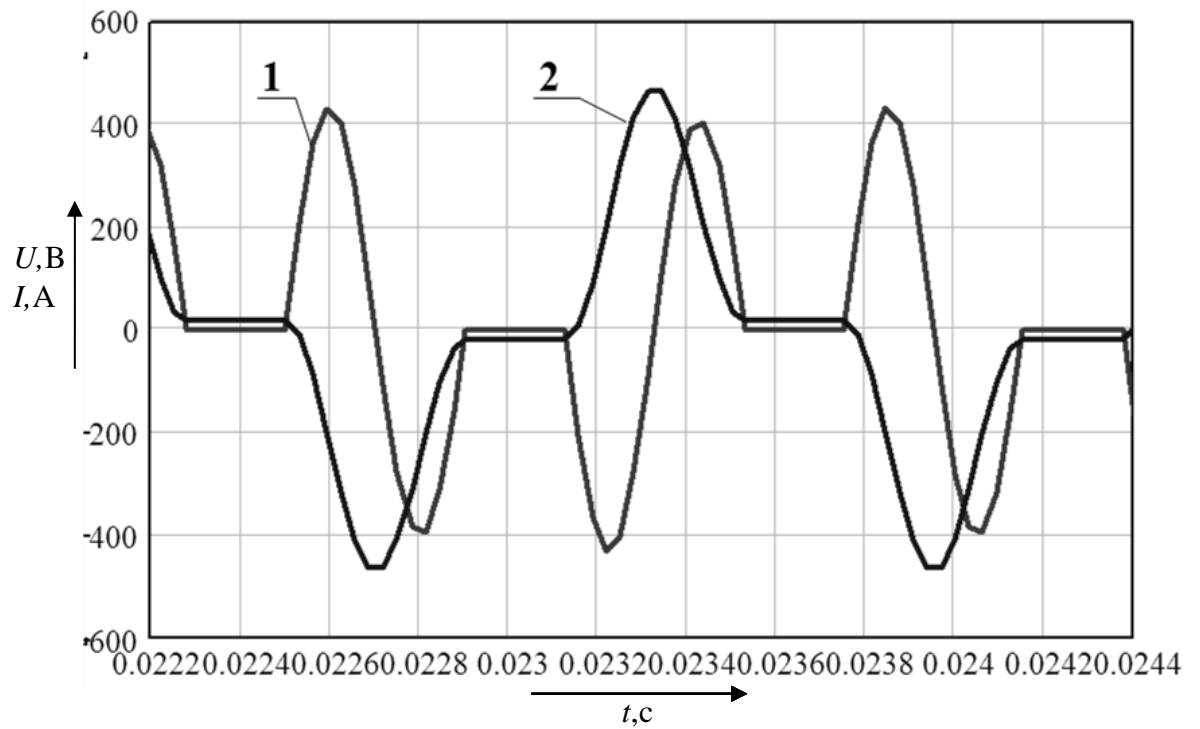
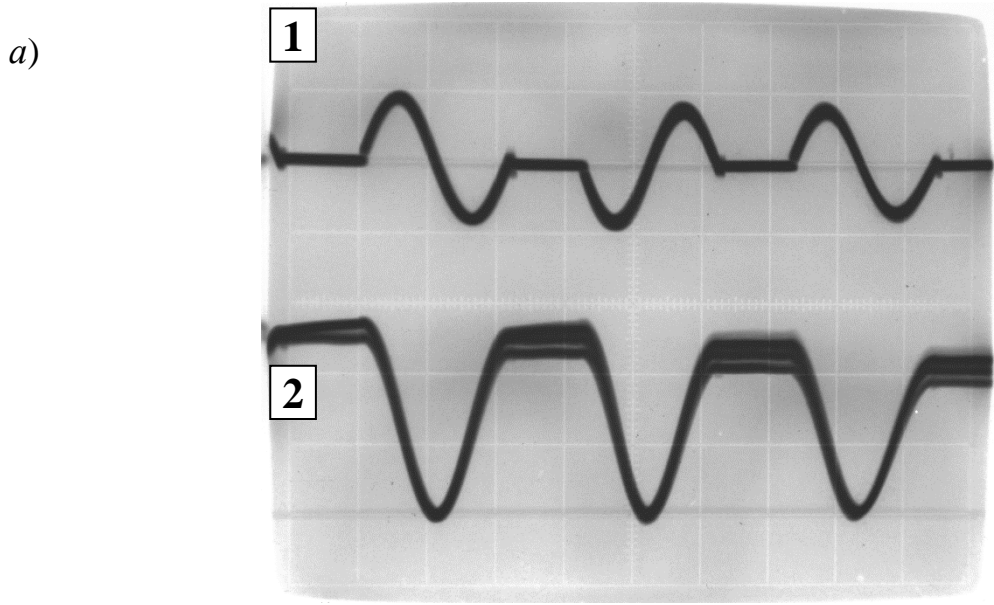


Рисунок 4.5 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги 2 на комутуючому конденсаторі інвертора в режимі короткого замикання



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

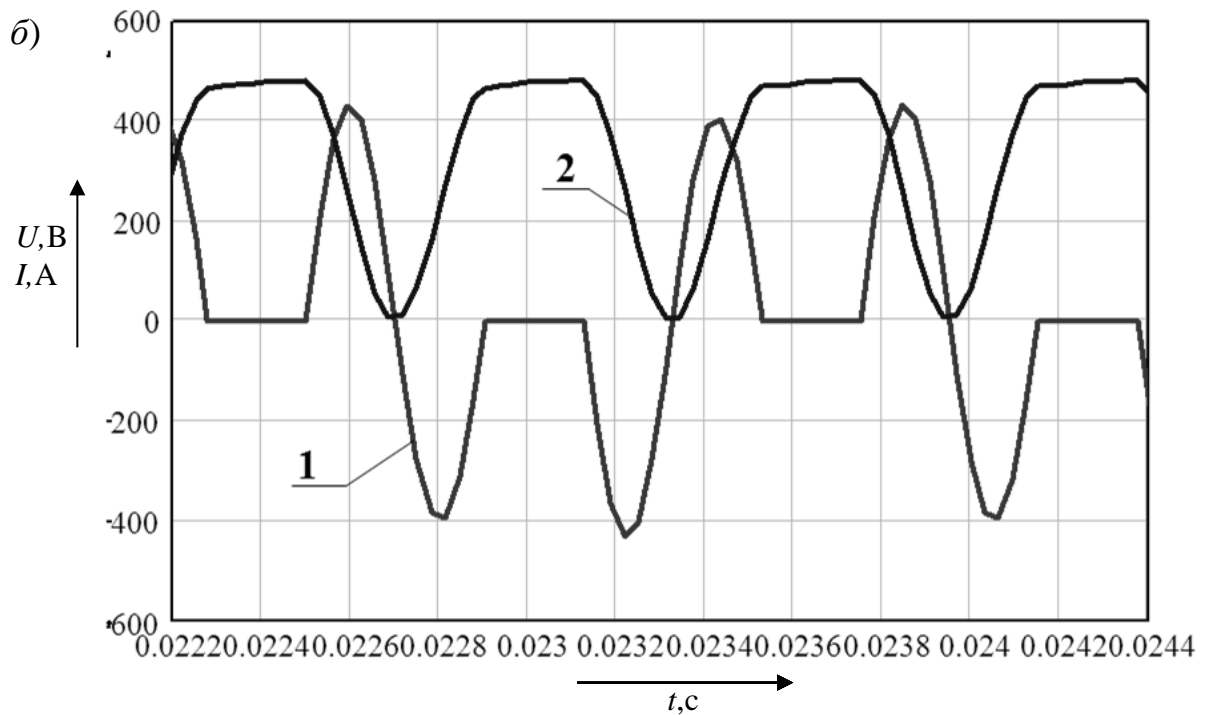


Рисунок 4.6 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги 2 на фільтровому конденсаторі інвертора в режимі короткого замикання

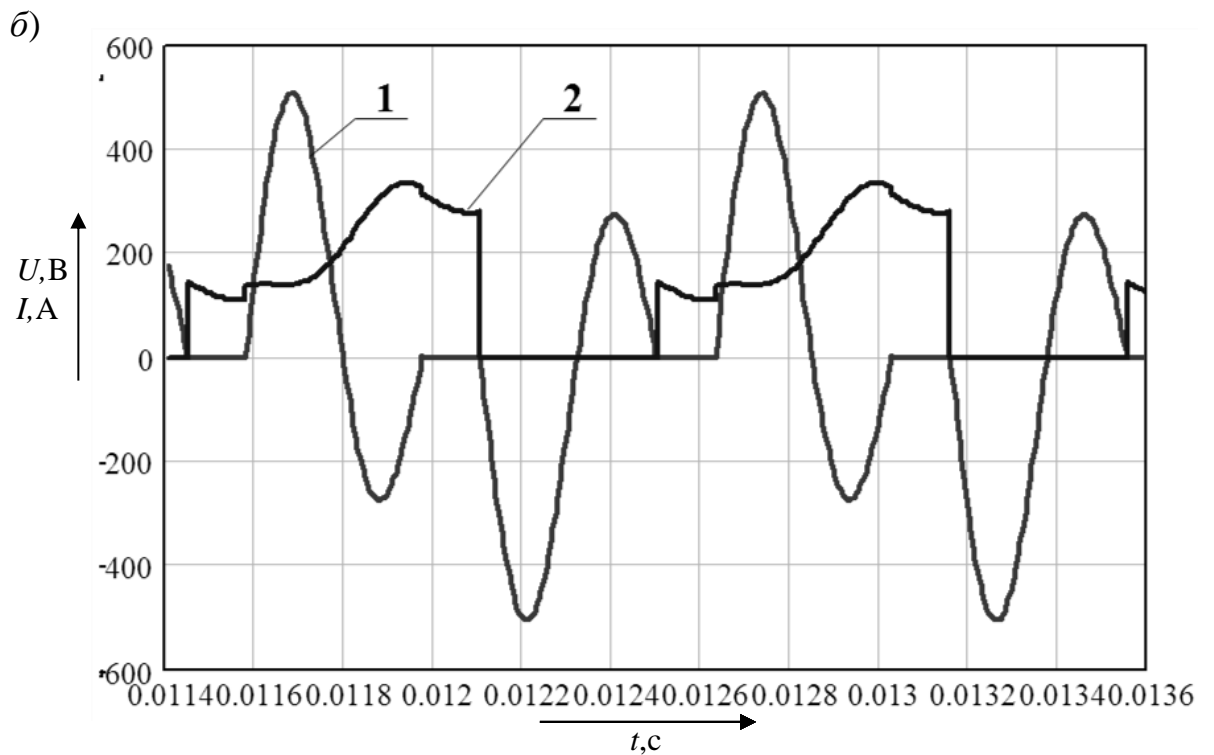
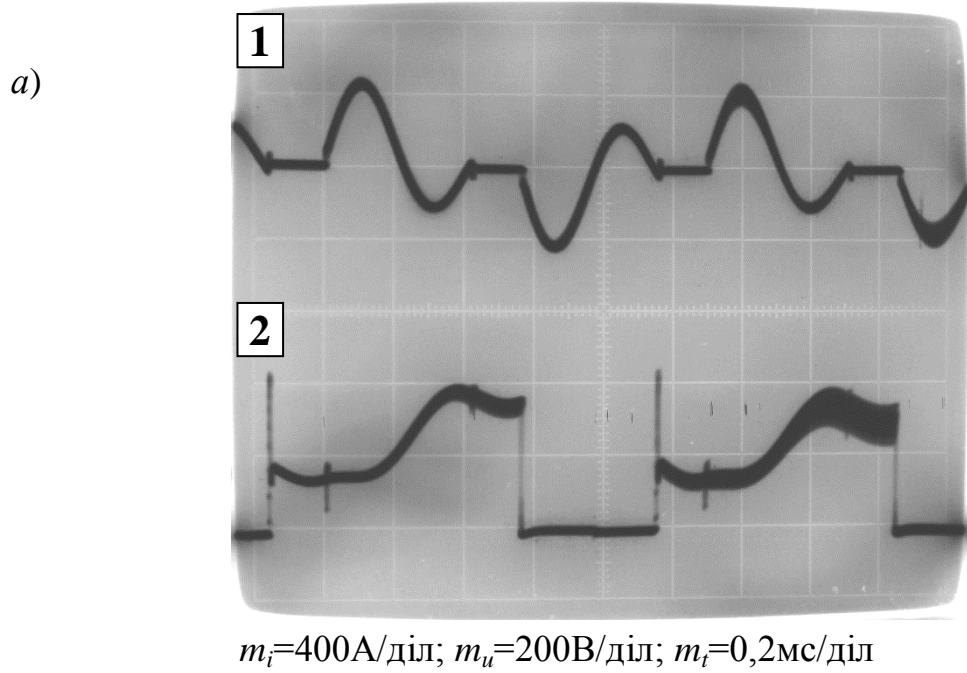
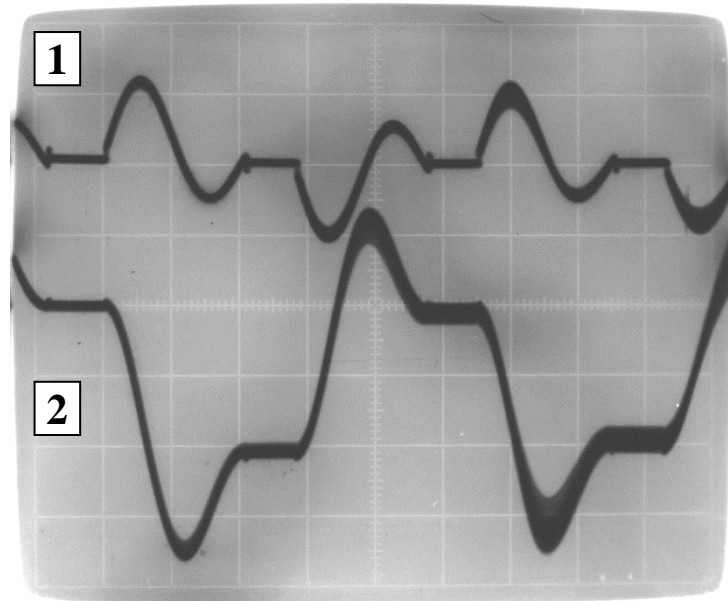


Рисунок 4.7 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги на тиристорі інвертора 2 в режимі підключеного навантаження

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

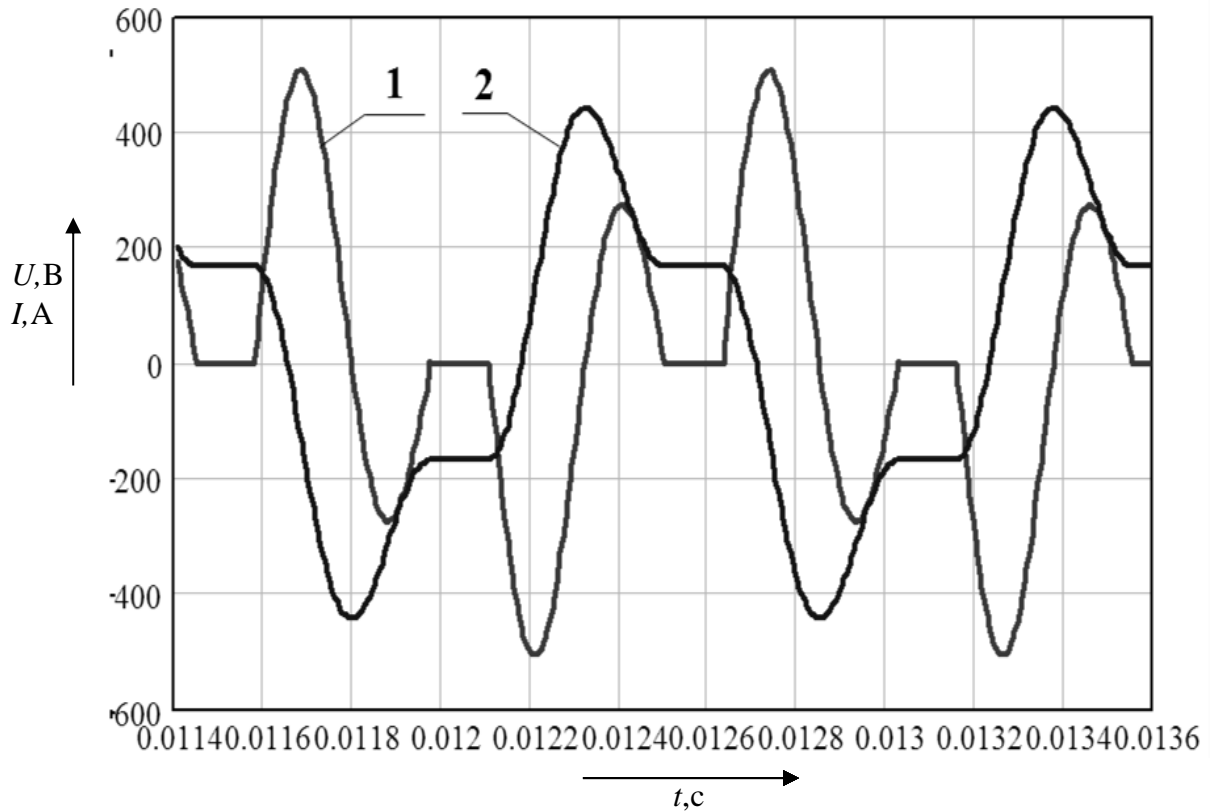
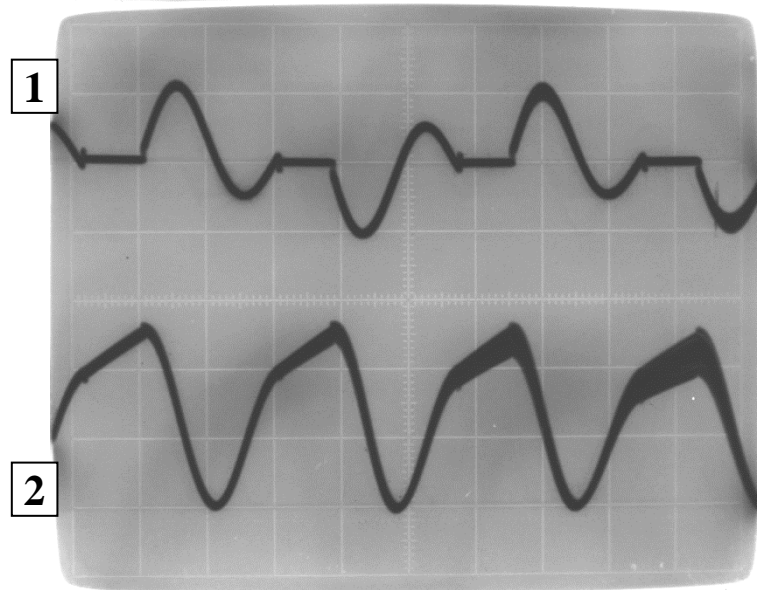


Рисунок 4.8 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги на комутуючому конденсаторі інвертора 2 в режимі підключеного навантаження

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

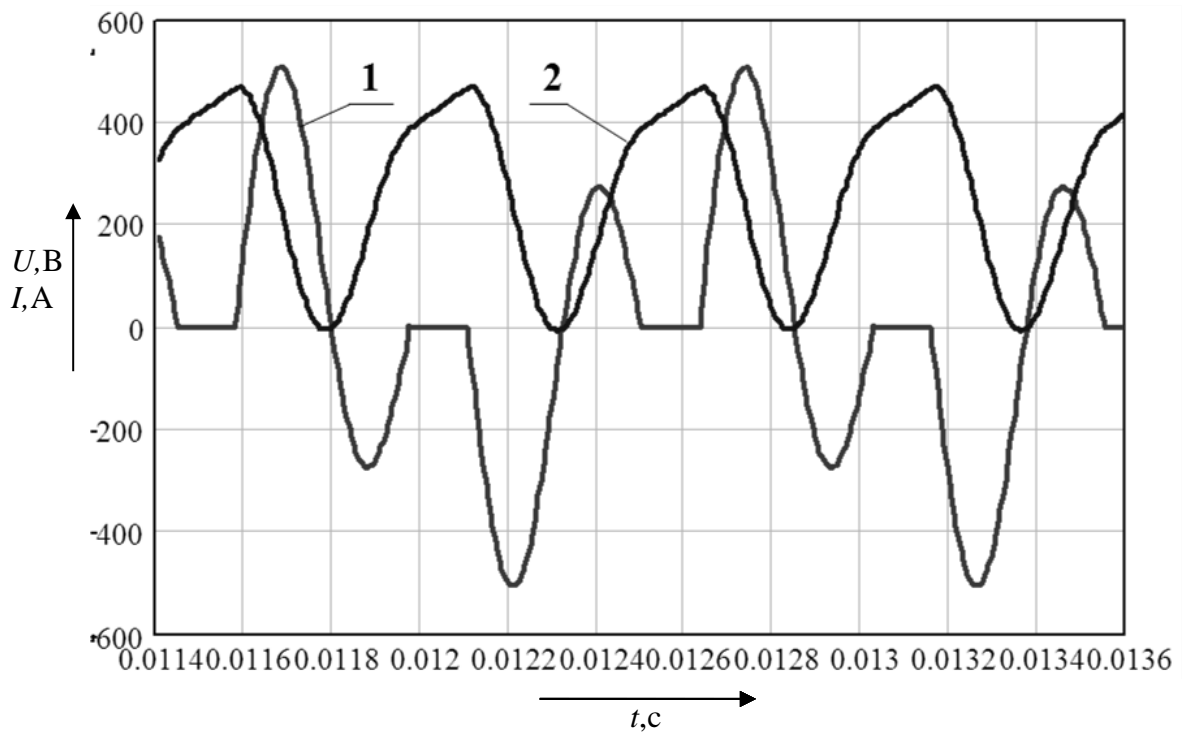
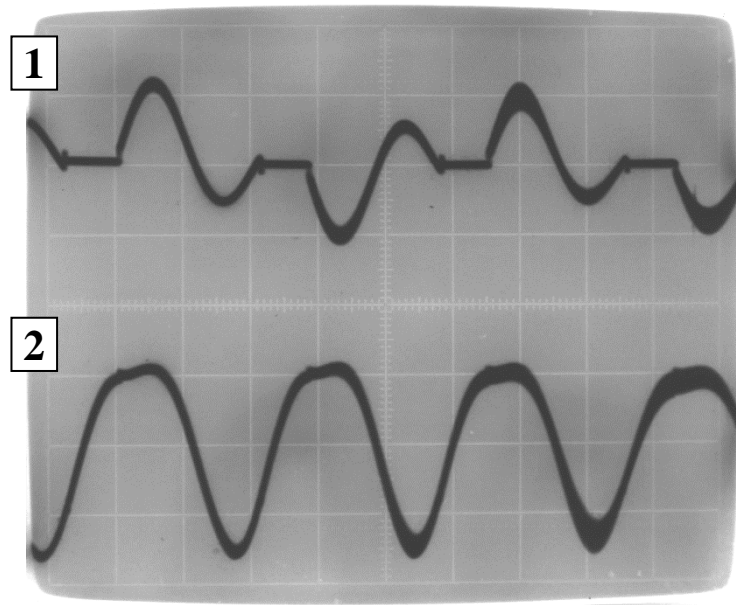


Рисунок 4.9 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги на фільтровому конденсаторі інвертора 2 в режимі підключеного навантаження

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

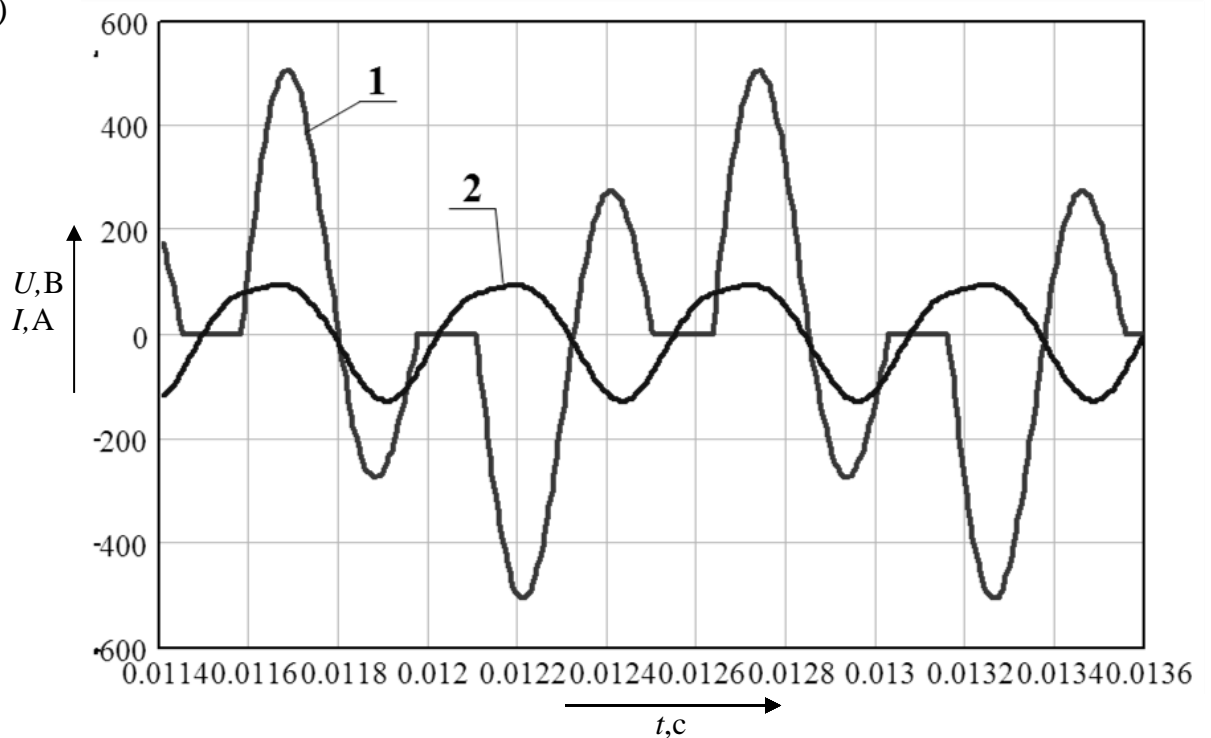
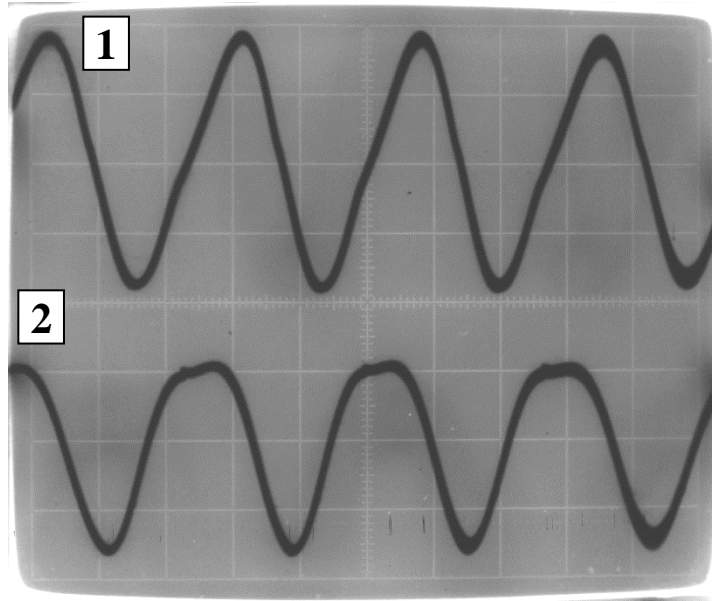


Рисунок 4.10 - Осцилограми (а) і часові діаграми (б) комутуючого струму 1 і напруги на індукторі інвертора 2 в режимі підключеного навантаження

a)



$m_i=400\text{A/дїл}; m_u=200\text{В/дїл}; m_t=0,2\text{мс/дїл}$

б)

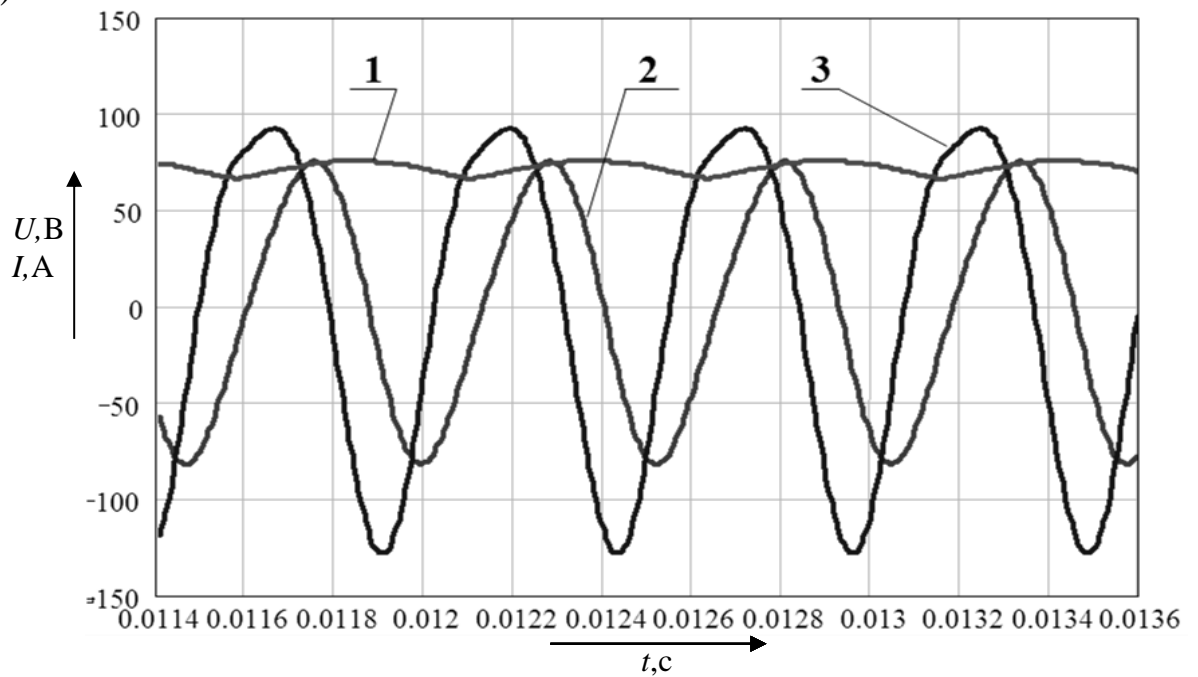


Рисунок 4.11 – Осцилограми струму 1 і напруги на індукторі 2 макета тиристорного перетворювача частоти у режимі підключеного навантаження (а) і часові діаграми вхідного струму інвертора 1, струму індуктора 2 і напруги на індукторі 3 у цифровій моделі макета (діаграма струму індуктора зменшена в 10 разів) (б)

Вимір напруги джерела живлення постійної напруги (U_d) здійснювалось вольтметром PV1. Вимір частоти генератора, що задає, системи керування (f_y) здійснювався цифровим мультиметром. Вимір діючого значення напруги на фільтровому конденсаторі (U_Φ), діючого значення напруги на навантаженні (U_H), діючого значення напруги на комутуючому конденсаторі (U_{ck}) здійснювалося цифровим вольтметром, зображеним на рисунку 4.3 як PV2, PV3, PV6, відповідно, а форма напруги контролювалася осцилографом, зображеним на рисунку 4.3 як P2, P3, P6, відповідно. Максимальне значення напруги на тиристорі ($U_{VS,max}$) замірялося по осцилографу P4. Діюче значення струму, який споживається інвертором (I_d), замірялося на шунті RS1 амперметром PA1. Осцилографування струмів у гілках схеми, що мають постійну і змінну складові, а саме струм навантаження і комутуючий струм інвертора здійснювалося за допомогою трансформаторів струму ТА1 і ТА2, до яких підключався осцилограф P1 і P5, відповідно. Вимір середніх значень струму через тиристор ($I_{VS,порівн.}$) і струму через діод ($I_{VD,порівн.}$) здійснювався за допомогою стандартних шунтів RS2 і RS3, до яких підключався цифровий вольтметр PV4 і PV5 відповідно. Величина середнього значення струму через діоди і тиристори визначалася за формулами

$$I_{VS,сп} = \frac{U_{ш}}{R_{ш}} = \frac{U_{ш} \cdot I_{шH}}{U_{шH}} \quad (4.1)$$

$$I_{VS,сп} = \frac{5,89 \cdot 10^{-3} \cdot 500}{75 \cdot 10^{-3}} = 39,3 \text{ А} \quad (4.2)$$

де $U_{ш}$ – обмірювана величина напруги на шунті цифровим вольтметром, V;

$R_{шH}$ – номінальний опір шунта, Ом;

$I_{шн}$ – номінальний струм шунта, при якому відбувається повне відхилення стрілки приладу, А;

$U_{шн}$ – номінальна напруга на шунті, при якому при протіканні номінального струму відбувається повне відхилення стрілки приладу, В.

Результати вимірів на елементах схеми зведені в таблицю 4.2

Таблиця 4.2 - Результати вимірів на елементах схеми макета тиристорного перетворювача частоти

Обмірювана величина	Позначення	Значення	
		Без навантаження	З навантаженням
1 Напруга джерела живлення постійної напруги, В	U_d	295	
2 Частота генератора, що задає, системи керування, Гц	f	1600	1900
3 Діюча напруга на навантаженні, В	U_H	-	94,7
4 Середнє значення струму через тиристор, А	$I_{VS\ порівн.}$	39,3	71,5
5 Середнє значення струму через діод, А	$I_{VD\ порівн.}$	36,3	26,4
6 Діюче значення струму споживане інвертором, А	I_d	7,4	76,5
7 Максимальне значення напруги на тиристорі, В	$U_{VS\ max}$	330	390
8 Діюче значення напруги на фільтровому конденсаторі, В	U_ϕ	387	358
9 Діюче значення напруги на комутуючому конденсаторі, В	$U_{Cк}$	253	289
7 Діюче значення напруги на індукторі, В	U_H	-	92,7

Результати експериментів і результати моделювання заносилися в порівняльну таблицю 4.3 з наступною оцінкою відносної погрішності.

У проведених дослідженнях на цифровій моделі були встановлені режими роботи ключових і реактивних елементів схеми. Для оцінки правильності отриманих результатів при моделюванні і їхньої відповідності реальним фізичним об'єктам проводилися дослідження на макетному зразку тиристорного перетворювача частоти. У таблиці 4.3 наведені результати вимірів на елементах схеми макета при двох режимах роботи інвертора: режим короткого замикання навантаження і з навантаженням.

Таблиця 4.3 - Порівняльна таблиця

Обмірювана величина	Результат виміру		Результат цифрового моделювання		Відносна погрішність, %	
	Без навантаження	З навантаженням	Без навантаження	З навантаженням	Без навантаження	З навантаженням
1 Середнє значення струму через тиристор, А	39,3	71,5	43,7	65,61	11,2	8,2
2 Середнє значення струму через діод, А	36,3	26,4	40,3	29,65	11,0	12,3
3 Діюче значення струму споживане інвертором, А	7,4	76,5	8,1	71,98	9,5	5,9
4 Максимальне значення напруги на тиристорі, В	330	390	304,4	351,1	7,7	10,0
5 Діюче значення напруги на фільтровому конденсаторі, В	387	358	360,1	311,6	7,0	12,9
6 Діюче значення напруги на комутуючому конденсаторі, В	253	289	225	262	11,1	9,3
7 Діюче значення напруги на індукторі, В	-	92,7	-	80,7	-	12,9

Адекватність цифрової моделі макетові тиристорного перетворювача частоти оцінювалася по величині відносної погрішності отриманих результатів. Відносна погрішність діючого значення струму споживаного інвертором з підключеним навантаженням визначається за формулою

$$\gamma = \frac{A_{\text{ИЗМ}} - A_{\text{ЦМ}}}{A_{\text{ИЗМ}}} \cdot 100\% = \frac{76,5 - 71,98}{76,5} \cdot 100\% = 5,9 \text{ \%} \quad (4.3)$$

де $A_{\text{ИЗМ}}$ – обмірювана величина струму, А;

$A_{\text{ЦМ}}$ – величина струму, яка отримана в результаті цифрового моделювання, А.

ВИСНОВКИ

Аналітичний огляд сучасного стану застосування електронних систем для високочастотної індукційної термообробки металів показав, що найбільш поширеними у сучасних промислових технологіях електротермічної обробки металів і металопродукції є тиристорні перетворювачі частоти на базі автономних інверторів. Тиристорні перетворювачі (з вихідною частотою 0,5-22 кГц) забезпечують швидкодіюче регулювання режимів електротермічної обробки індукційних установок потужністю десятки-сотні кіловат.

Розглянуті різні варіанти схемної реалізації тиристорних перетворювачів частоти на базі автономних інверторів, серед яких у найбільшій мірі поставленому завданню відповідає варіант резонансного інвертора з подвоєнням частоти. Такі інвертори мають можливість підтримки досить великого кута запирання при зміні параметрів навантаження в широких межах, тобто працездатні у великому діапазоні навантажень, що і дозволяє їм працювати як у режимі холостого ходу, так і в режимі короткого замикання. В зв'язку з цим немає необхідності ускладнювати систему керування, системою автоматичного регулювання для забезпечення стійкості роботи, як у випадку з паралельним інвертором; істотно полегшується запуск схеми у порівнянні з запуском паралельного інвертора. Резонансний інвертор з подвоєнням частоти дозволяє досягти також більш високої частоти вихідної напруги без збільшення частоти переключення силових ключів, що призводить до зниження потужності втрат у тиристорах при їхніх переключеннях. Досить вагомою перевагою прийнятого варіанту схеми є її підвищена надійність і простота в налагодженні і запуску.

Проведені моделювання і експериментальні дослідження та їх аналіз показав задовільний збіг результатів моделювання з експериментом. Це говорить про адекватність цифрової моделі, що досить добре відображає електромагнітні процеси, що протікають у її макетному аналозі. Адекватність цифрової моделі макету тиристорного перетворювача частоти

оцінювалася по величині відносної погрішності отриманих результатів, яка не перевищує 10%. Це можна пояснити тим, що при розробці цифрової моделі не враховувалися втрати в живильній мережі і трифазному випрямлячі, а також втрати в тиристорах інвертора.

По осцилограмам і часовим діаграмам роботи макета тиристорного перетворювача частоти, як у режимі короткого замикання навантаження, так і з навантаженням, наведених у роботі видно, що для того щоб визначити необхідний режим роботи і вихідні при цьому параметри на елементах схеми нового розроблювального тиристорного перетворювача частоти на іншу потужність, досить тільки провести цифрове моделювання такого тиристорного перетворювача частоти із відповідними параметрами схеми.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Горбачев Г. Н., Чаплыгин Е. Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов/Под ред. В. А. Лабунцова.. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 320 с.
2. Шиллинг В. Схемы выпрямителей, инверторов и преобразователей частоты: Пер. с нем..— Л.: Госэнергоиздат, 1950. — 464 с.
3. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. — М.: Изд."Энергия", 1978. — 208 с.
4. Чиженко И.М. Справочник по преобразовательной технике.. — К.: Техніка, 1978. — 447 с.
5. Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С. и др. Тиристорные преобразователи высокой частоты. - Л.: Энергия, 1973 - 200 с.
6. Alfred Mühlbauer. History of Induction Heating and Melting. — Vulkan-Verlag GmbH, 2008. – 212 p.
7. John William Motto, Jr. Introduction to Solid State Power Electronics. — Westinghouse Electric Corp., 2007. – 143 p.
8. Ушаков В.И. Тиристорные преобразователи частоты для индукционных нагревательных установок//Технічна електродинаміка. Темат. вип. “Проблеми сучасної електротехніки”. – 2002. – Ч. 5. – С. 63-66.
9. Саратовский Р.Н, Мотченко А.И., Ушаков В.И., Кобец Д.В., Прончатова Т.И., Глебин А.Г. Повышение технико-экономической эффективности плавки металлов в индукционных печах//Сб. науч. тр. Донбасского государственного технического университета. – 2004. – Вып 18. – С. 236-245.
10. Последовательный автономный инвертор: А.с. 1099363 СССР, МКИ Н 02 М 7/515 /С.Л. Ламанов, В.И. Ушаков. - №3517662/24-07; Заявлено 03.12.82; Опубл. 23.06.84; бюл. №23.
11. Автономный последовательный инвертор: А.с. 1101997 СССР, Н 02 М 7/515 /С.Л. Ламанов, В.В. Шипицын, В.И. Лузгин, В.И. Ушаков. - №3513876/24-07; Заявлено 25.11.82; Опубл. 07.07.84; бюл. №25.

12. Автономный инвертор: А.с. 1327252 СССР, Н 02 М 7/523 /В.В. Шипицын, С.Л. Ламанов, В.И. Ушаков, В.И. Лузгин – №4026930/24-07; Заявлено 26.02.86; Оpubл. 30.07.87; бюл. №28.

13. Инвертор: А.с. 1591162 СССР, Н 02 М 7/523 /С.Л. Ламанов, В.И. Ушаков, Ю.С. Ткаченко, Г.Н. Горбачев, В.Н. Кривонос, Б.Г. Игнатъев – №4497578/24-07; Заявлено 24.10.88; Оpubл. 07.09.90; бюл. №33.

14. Инвертор: А. с. 1735989 СССР, Н 02 М 7/523 /С.Л. Ламанов, Ю.С. Ткаченко, В.И. Ушаков, А.И. Комиссаренко, Г.Н. Горбачев, В.Н. Кривонос, Б.Г. Игнатъев, В.Г. Дзигарь, А.Д. Тур, И.Е. Лизенко – №4828329/07; Заявлено 24.05.90; Оpubл. 23.05.92; бюл. №19.

15. Ламанов С. Л., Ушаков В.И., Ткаченко Ю. С., Дзигарь В. Г., Лизенко И. Е., Тур А. Д. Инвертор с обратными вентилями для работы на широкодиапазонную нагрузку//Сб. науч. трудов Восточно-украинского гос. университета. – Луганск: 1998. – С. 59-63.

16. Дзюба В.Л, Ушаков В.И., Глебин А.Г., Саратовский Р.Н., Кобец Д.В. Повышение мощности резонансных инверторов с удвоением частоты для индукционных установок//Ресурсозберігаючі технології виробництва та обробки тиском матеріалів в машинобудуванні: Зб. наук. пр. Східноукр. нац. ун-ту імені В.Даля. – 2004.– Ч. 2. – С. 3-9.

17. Черепанов В. П., Хрулев А. К. Тиристоры и их зарубежные аналоги. Справочник., 2002 - 512 с.

18. Транзисторы: Справочник / О. П. Григорьев, В. Я. Замятин, В.В. Кондратьев, С.Л. Пожидаев – М.: Радио и связь, 1989. 272 с.

19. Electronic Components Datasheet Searchhttp - Режим доступа: http://www.alldatasheet.com/view.jsp?Searchword=Ne555n%20datasheet&gclid=CjwKCAiAjNjgBRAGeIwAGLlf2uwmzrs20SYyrBMwGZ1kB2Hj13xfAoLoDv2ryd9eJzGFizQVUPJCDxoCFrEQAvD_BwE – 12.12.2017.

20. Electronic Components - Режим доступа: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/2849/MOTOROLA/4N33.html> – 12.12.2017.

21. Electronic Components - Режим доступа: <http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1014471/ISC/IIRF630N.html> – 12.12.2017.