

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка 69 сторінок, 18 рисунків, 8 джерел.

Об'єктом розробки є система автоматичного керування джерела живлення індукційної технологічної установки.

На підставі проведеного аналітичного огляду технічної літератури визначений тип джерела живлення, а саме, тиристорний перетворювач частоти, основою якого є однофазний паралельний автономний інвертор струму, проведений вибір та розрахунок силових елементів які виконані на новітній елементній базі та передбачають захист перетворювача від можливих аварійних режимів, мають систему автоматичного регулювання вихідної напруги та потужності.

Проведений економічний розрахунок, розроблені заходи щодо охорони праці і цивільної оборони, екології.

ТИРИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ОДНОФАЗНИЙ
ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЧАСТОТИ, ТИРИСТОРИ, СИГНАЛ КЕРУВАННЯ,
СТРУМ КЕРУВАННЯ, КОМУЛЯТИВНІСТЬ, ІНВЕРТОР СТРУМУ

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД	11
1.1 Галузі застосування тиристорних перетворювачів частоти в електротехнічних пристроях	12
1.2 Технічні вимоги до тиристорних перетворювачів електроустановок	20
1.2.1 Потужність перетворювача	21
1.2.2 Частота вихідної напруги	20
1.2.3 Напруга перетворювача	23
1.3 Вибір схем тиристорних перетворювачів	24
1.3.1 Інвертори струму	25
1.3.2 Силові інвертори зі складним вихідним контуром.....	28
1.3.3 Резонансні інвертори.....	29
1.3.4 Резонансні інвертори зі зворотними діодами	32
1.3.5 Резонансні інвертори з подвоєнням частоти	36
2 СИЛОВА ЧАСТИНА	40
2.1 Структурна та принципова електрична схеми силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з подвоєнням частоти.....	40
2.2 Устрій і робота випрямляча	41
2.3 Розрахунок і вибір елементів схеми випрямлювача.	42
2.4 Розробка принципової схеми інвертора	43
2.5 Розрахунок силової частини ІППН.	46
2.6 Розрахунок силової частини АІТ	48
2.7 Розрахунок снаберного ланцюга	50
3 РОЗРАХУНОК І ВИБІР СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОННОЮ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЮ СИСТЕМОЮ	51
3.1 Система управління	51
3.2 Синтез управління інвертором	52
3.3 Синтез і розрахунок системи керування ІППН	56

	6
ВИСНОВОК	58
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	59
ДОДАТОК А	60
ДОДАТОК Б	62
ДОДАТОК В	64
ДОДАТОК Г	67

ВСТУП

Широке впровадження різних видів електротехніки в промисловість, і особливо в машинобудування, інтенсифікувало розвиток електротехнічного обладнання, яке ефективно забезпечує технологічні процеси. У багатьох сферах використання виникла необхідність перетворювати електричну потужність промислової частоти в електричну потужність змінного струму з іншими параметрами. Рішенням проблеми перетворення електричної енергії стала розробка спеціальних перетворювачів. Історично створення перетворювальної техніки почалося з розробки машинних перетворювачів, а потім статичних.

Впровадження тиристорних перетворювачів в електротехнічне обладнання пов'язане з розробкою в 60-х роках минулого століття силових вентилів - тиристорів і силових діодів. З'явилося багато схем напівпровідникових перетворювачів частоти, і тиристорні перетворювачі, зібрані за цими схемами, стали конкурентоспроможними і ефективними в порівнянні з іншими типами перетворювачів. Тиристорний перетворювач став витіснити машинну та електромагнітну техніку. Аналіз джерел інформації показує, що доля машинних перетворювачів стрімко зменшується.

Розвиток пристроїв перетворення електроенергії обумовлює широке використання в електротехнічних пристроях статичних тиристорних перетворювачів частоти різного типу та призначення. Характеристики тиристорних перетворювачів частоти багато в чому залежать від самих тиристорів - основних силових елементів схем перетворювача.

Час закриття тиристорів. час, протягом якого він втрачає свої провідні властивості після появи на його аноді негативної напруги менш 10-20 мкс. Час відновлення керованості тиристорів після закінчення протікання струму і

повторного вмикання складає 25-35 мкс, що в 10 разів менше часу відновлення іонних вентилів.

Тиристори перемикаються за досить малий час після подачі імпульсу позитивного сигналу на керуючий електрод і цей час складає менше ніж 4 мкс.

Час закриття тиристора - час, на протязі якого він втрачає свої електропровідні властивості після його відключення або появи на його аноді негативної напруги. Цей час складає менше 10-20 мкс. Час відновлення керованості тиристора після його відключення і період часу, необхідний для його повторного включення становить 25-35 мкс. А цей час в 10 разів менше, ніж час відновлення іонного приладу.

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

До переваг тиристора відносять малий керуючий струм, який необхідний для досягнення стану повної провідності (0,04-0,08 А), низьке значення падіння напруги у відкритому стані при проходженні номінального струму, яке знаходиться в межах від 2 до 2,5 В і, в свою чергу, забезпечує малі втрати в тиристорі; практично необмежену кількість включень; невеликі масу і габарити.

Застосування тиристорних перетворювачів дозволяє отримати ряд переваг:

- завдяки широкій номенклатурі вироблюваних елементів спрощено проектування та виготовлення тиристорних перетворювачів різних рядів номінальних параметрів;

- постійне вдосконалення конструкцій тиристорів дозволяє постійно поліпшувати техніко-економічних показники попередньо розроблених і впроваджених конструкцій перетворювачів;

- здійснюється значна економія активних матеріалів (мідь і сталь) при виготовленні перетворювачів;

- тиристорні перетворювачі, в порівнянні з машинними перетворювачами, не потребують зведення фундаментів і зведення потужних опорних перекриттів;

- низький рівень шуму і відсутність вібрації під час роботи;

- високі значення ККД при перетворенні електричної енергії;

- невелика потужність управляючого сигналу;

- дуже малий час, необхідний для приведення до робочого стану;

- добра ремонтпридатність, яка пояснюється малим часом для перевірки готовності до роботи і легкою заміною силових елементів;

- можливість до створення блоків;

- хороша сумісність силових елементів з електронними блоками управління, автоматики і захисту;

Ряд негативних характеристик тиристорних перетворювачів пояснюється наявністю негативними параметрами самих тиристорів, основними з яких є:

- низька здатність до перевантаження по струму за рахунок малих розмірів р-п переходу;

- обмеження значень dI/dt і dU/dt ;

- можливість відмов при невеликих перенапругах;

- великий розкид параметрів в межах одного класу та групи силового елементу, що впливає на рівнобічну роботу тиристорів у схемах перетворювача;

- можливість деградації р-n-переходу під час роботи в граничних режимах і можливість подальшого відмови силового елемента навіть при роботі у номінальному режимі;

- значна залежність параметрів силових елементів від температури.

1 АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД

1.1 Галузі застосування тиристорних перетворювачів частоти в електротехнічних пристроях

Перетворювачі високої частоти для електроустановок складаються з двох основних вузлів, які показані на малюнку 1.1: випрямляча (В), який перетворює змінний струм промислової частоти в постійний і однофазного автономного інвертора І, який перетворює постійний струм в змінний з частотою вище промислової частоти. В якості випрямлячів використовуються трифазні мостові випрямлячі. При цьому форма вхідного струму буде відрізнятися від синусоїди і тому в його складі міститимуться вищі гармонічні складові. Для поліпшення гармонійного складу випрямленого струму між випрямлячем і інвертором включають згладжуючий фільтр Ф, який інколи включають в якості елемента інвертора.

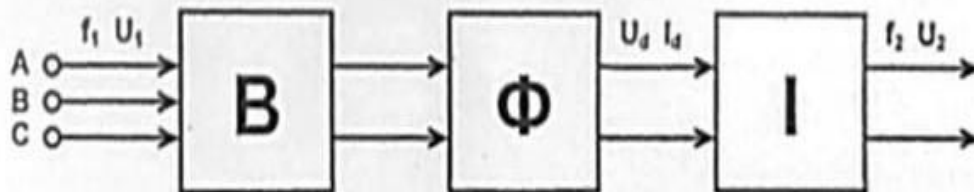


Рисунок 1.1 - Узагальнена структурна схема перетворювача підвищеної частоти

При підключенні до випрямляча в якості навантаження автономного інвертора в мережі живлення з'являються спотворення форми кривої напруги в порівнянні з роботою, випрямляча на лінійне навантаження. Спотворення форми кривої перетворювача напруги живлення мережі негативно відбивається на роботі інших споживачів енергії, підключених паралельно перетворювачу до загальної мережі, а також на роботі ліній живлення пристроїв компенсації і захисту, а також систем автоматика і вимірювальних

приладів. Вимоги до допустимих спотворень форми напруги мережі регламентуються стандартами якості електричної енергії від приймачів струму.

При використанні регульованого випрямляча в схемі перетворювача в процесі зниження кута керування погіршуються умови споживання електричної енергії, а саме знижується коефіцієнт потужності перетворювача.

Застосування тиристорних перетворювачів визначається функціональністю перетворювачів при використанні в електротехнічних системах.

Нижче розглянуті області використання тиристорних перетворювачів частоти для установок термічної обробки металів.

Індукційна плавка металу.

Застосування індукційних печей в металургії дозволяє використовувати найсучасніші технології виробництва різних високоякісних металів і сплавів. Зберігаючи переваги тигельного плавлення та плавлення металу в електродугових печах, індукційне плавлення має свої переваги та недоліки.

Високочастотні індукційні печі характеризуються високою швидкістю плавлення. Це створює сприятливі умови для отримання складу сплаву, який є заданим, з мінімальними втратами, а також відкриває можливості підвищення продуктивності.

Під час плавлення в індукційних печах на розплавлений метал діють сили, які викликані взаємодією струму, що протікає через індуктор, і струмів, що індукуються в розплавленому металі. Ці сили направлені по радіусу до центру розплавленого металу. Під їх впливом метал зміщується вздовж осі тигля від центру вгору і вниз, створюючи при цьому активну циркуляцію, що викликає інтенсивний рух і дозволяє швидко отримати однорідний склад сплаву.

Важливою особливістю індукційних печей є концентрація тепла безпосередньо в металевій садці і відсутність підведення ззовні, що створює можливість нагрівати метал до досить високих температур. Підвищення

температури практично обмежується тільки стабільністю тигля та обмеженими можливостями уникнути теплового випромінювання в навколишньому середовищі.

Перераховані властивості індукційного нагріву дозволяють успішно плавити не тільки в повітряній атмосфері, але і у вакуумі, і в захисних сферах, наприклад, у воді, а також в інертних газах при різних тисках. Можна досягти досить низьких тисків і високих частот газового середовища. Нарешті, використання індукційних печей значно покращує умови праці плавильників і підвищує культуру виробництва.

Значення індукційного нагріву і індукційних печей особливо проявляється при плавленні металів з високими температурами плавлення, таких як метали платинової групи, високолеговані сталі і чавун, а також спеціальних сплавів для постійних магнітів, м'яких магнітних матеріалів, жаростійких сплавів і сплавів зі спеціальними властивостями термічного розширення і еластичності.

Важливим параметром, що характеризує індукційну плавильну установку, є її ефективність. Електрична ефективність індукційної печі залежить від електричного опору металу, що розплавляється, і частоти струму, з яким вона подається. Для забезпечення високої електричної ефективності діаметр клітки, що відповідає внутрішньому діаметру тигля, повинен бути не менше 4-7 разів більшим за глибину занурення струму в метал. Глибина проникнення струму в метал визначається формулою 1.1.

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

де $\omega = 2\pi f$;

μ - магнітна проникність матеріалу. Гн/м;

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

Магнітна проникність матеріалу визначається за формулою 1.2

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (1.2)$$

де μ_r - 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

Теплова ефективність визначається співвідношенням корисної енергії, необхідної для нагрівання металу від початкової температури до певної температури плавлення і фактичної енергії, що передається на тигель. Через втрати енергії навколишньому середовищу теплова ефективність знижується зі збільшенням тривалості нагрівання.

Загальна ефективність розплаву визначається продуктом електричного ККД і тепловим ККД і залежить від частоти інвертора, який поставляє живлення до індукційної пічі, потужності інвертора (часу плавлення) і умов передачі тепла в навколишнє середовище.

Індукційне нагрівання металевих заготовок і пластична деформація.

В даний час індукційним способом можуть нагріватися тіла різноманітної форми, а саме, призматичної, кругової, прямокутної і квадратної. Це можуть бути трубки, смужки, пластини, кільця тв ін. Для кожної форми розроблені спеціальні методи вибору необхідної частоти і режиму нагріву.

Круглі циліндричні заготовки. Індукований струм протікає в поверхневих шарах заготовки, а температура ядра підвищується за рахунок теплопровідності. Якщо на заготівку подається велика потужність, температуру поверхні можна дуже швидко довести до потрібної температури в межах глибини проникнення струму. Як правило, сталеві заготовки повинні нагріватися до 1200^0 С перед куванням і прокатом.

Існує два типи індукційного нагрівання: нагрівання при постійній температурі та звичайне нагрівання. У першому випадку при максимальній потужності перетворювача температура поверхневого шару швидко

підвищується на глибину проникнення струму до бажаної температури, а потім, після досягнення бажаної температури, потужність знижується до такого значення, що температура поверхні не змінюється. В наступному з часом температура вирівнюється в залежності від обсягу заготовки через провідність металу. У другому випадку потужність перетворювача вибирається таким чином, щоб при нагріванні заготовки різниця температур між поверхнею і внутрішнім шаром залишалася практично незмінною.

Нагрівання при постійній температурі поверхні дозволяє нагрівати заготовку в найкоротші терміни і відрізняється високим тепловим ККД. Тепловий ККД - це співвідношення між корисною енергією, необхідною для нагрівання всього обсягу заготовки, і енергією, фактично споживаної. Найвищий тепловий ККД досягається, коли глибина проникнення струму близька до радіусу заготовки. Однак електрична ефективність збільшується зі зменшенням глибини проникнення струму, тобто зі збільшенням частоти. Загальна ефективність нагріву характеризується повним ККД, яка визначається в результаті поділу теплового ККД на електричний ККД, має максимальне значення на певній частоті. Через зміну електричних параметрів під час нагрівання, особливо після того, як сталевий корпус досягає точки Кюрі (768°C), коли відносна магнітна проникність сталі падає до одиниці, частота перетворювача повинна регулюватися під час процесу нагріву для забезпечення максимальної загальної ефективності. Ця вимога задовольняється тиристорним перетворювачем з регульованою потужністю на необхідній робочій частоті.

Високочастотне загартування.

У порівнянні з іншими відомими методами поверхневого зміцнення (азотування, цементування) високочастотне поверхневе загартування забезпечує такі переваги, як висока продуктивність, однорідність зміцненої структури і точний контроль глибини зміцненого шару. Поверхневе зміцнення

сталевих виробів підвищує стійкість деталей до стирання, вигину і кручення. Поверхневе зміцнення досягає межі для деталей складної форми, коли неможливо викликати струм у важкодоступних місцях поверхні.

Швидкий і потужний нагрів можливий тільки на тій глибині, на якій струм проникає в гарячу сталь. Більш глибоке нагрівання можна досягти за допомогою теплопровідності. Глибина проникнення струму в гарячу сталь легко обчислюється і служить лише орієнтиром.

У більшості випадків поверхневого загатування необхідна напруга на котушці індуктивності набагато нижче номінальної напруги перетворювача. Для вирівнювання рівнів напруги індуктора і перетворювача використовуються спеціальні трансформатори, як з сердечником зі сталі з відповідним рідинним охолодженням сердечника, а деяких випадках і обмотки. Для тонких конструкцій використовують підвищену частоту, а в деяких випадках і частотах, які відносяться до радіочастотного діапазону. В такому випадку використовуються повітряні трансформатори.

Пайка і відбувається з індукційним нагріванням.

Поряд з давно традиційною технологією пайки, де використовуються відомі припої ПОС-61, ПОСК 50-18 і низькотемпературні режими для з'єднання металевих деталей широке застосування, завдяки деяким перевагам, все більш отримує високочастотна пайка. Такими перевагами є:

- менша деформація і короблення виробу через локальний нагрів об'ємів деталей тобто саме зварюваних поверхонь;

- здатність швидко нагрівати зварюваний метал і паяти глибокі шви, виділяючи тепло безпосередньо від самого виробу, без його подачі ззовні. Завдяки короткому періоду нагрівання при пайці твердим припоєм без захисного газу відбувається лише незначне окислення металу, а при пайці м'яким припоєм поверхневе окислення практично відсутнє;

- висока ефективність процесу, обумовлена здатністю концентрувати велику потужність в невеликому обсязі, використовуючи при цьому поверхневий ефект;

- отримання однорідної і високоякісної пайки шляхом регулювання режиму нагріву і точного розподілу енергії, що передається на виріб, по можливості за рахунок автоматизації процесу і включення його в процес обробки;

- зниження технологічних витрат в порівнянні з газовою пайкою в електричних печах при одночасному погіршенні якості пайки.

Недоліки процесу, що обмежують використання високочастотної пайки, включають:

- високу початкову вартість придбання обладнання;
- труднощі з нагріванням деталей складної конфігурації;
- залежність форми нагрівального індуктора від форми зварного шва, що підлягає пайці, і конструкції деталі. При зміні форми деталі необхідно розробляти і виготовляти нову конструкцію індуктора.

- необхідність виконання технологічного процесу пайки в стаціонарних умовах.

Для високочастотної пайки потрібне високочастотне джерело живлення. Частота струму і потужність джерела живлення вибираються в залежності від розміру, площі деталі, яка підлягає нагріванню, необхідних умов нагріву і бажаної потужності пристрою. Вибір частоти струму для пайки може бути виконаний так само, як і для поверхневого загартовування. Типи нагрівання при пайці відрізняються від загартовування тим, що пайка вимагає меншої питомої потужності і більш тривалого часу нагріву, оскільки цей процес вимагає більш глибокого нагрівання металу не тільки за рахунок індуктованих струмів, але і за рахунок теплопередачі за рахунок теплопровідності.

Високочастотне зварювання металів.

При нагріванні металів за допомогою високочастотного струму питома потужність може досягати 10 кВт/см^2 , а час нагрівання до температури плавлення в залежності від розмірів деталей складає від сотих долей секунд до десятків секунд.

Швидке нагрівання до температури зварювання і подальше ущільнення забезпечують високу якість зварних з'єднань. Високочастотне термічне зварювання відноситься до різновиду зварювання металу під тиском. Існує два відомих процесу зварювання: індукційне зварювання (зварювання струмами підвищеної частоти) і радіочастотне зварювання (зварювання струмами радіочастотного діапазону). Що стосується використання тиристорних перетворювачів частоти в індукційному зварюванні, то найбільш поширеним методом є стикове зварювання труб.

Ультразвукові електротехнологічні установки.

Метод ультразвукової обробки є механічним впливом на матеріал. Частота коливань знаходиться на верхній межі звуків, чутних людиною, і більше, навіть до 100 кГц. При поширенні в матеріалах звукова хвиля передає певну енергію, яка може бути використана в різних технологічних процесах. До переваг ультразвукової обробки відносяться:

- можливість генерувати звукову енергію за допомогою різних методів;
- широкий спектр технологічних застосувань ультразвуку від обробки розмірів до виготовлення міцних з'єднань (зварювання, пайка і т. д.)
- простота в експлуатації і можливість автоматизації виробничих процесів.

До недоліків можна віднести: більш високу вартість звукової енергії в порівнянні з іншими видами енергії; необхідність виготовлення спеціальних пристроїв і пристосувань для генерації ультразвукових коливань, їх передачі і розподілу.

Перетворювачі частоти використовуються для живлення магнітострикційних і п'єзоелектричних перетворювачів з використанням різних компонентів і схем. Діапазон робочих частот джерел живлення становить від 10 до 100 кГц. При необхідності в конструкції джерела живлення для підвищення ефективності передбачається настройка на резонансну частоту магнітострикційного або п'єзоелектричного перетворювача. Номінальна потужність джерел живлення варіюється від декількох сотень ват до декількох десятків кіловат.

Проміжні блоки в джерелах живлення.

Останнім часом були розроблені джерела живлення для дугового зварювання, які оснащені проміжною ланкою з перетворенням частоти. У порівнянні з однофазними промисловими трансформаторами частотного зварювання, нові джерела живлення з проміжною ланкою підвищеної частоти, крім зменшення невеликого розміру, дозволили забезпечити рівномірне навантаження при подачі від трифазної електромережі, прийнятну вольт-амперну характеристику для утворення електричної дуги в зварювальному апараті, а також захист від можливостей виходу на аварійний режим.

Використання індукційної плазми.

Застосування плазмової технології дозволило отримувати нові матеріали з високими технологічними властивостями (вогнестійкість, твердість, міцність), а також різати чорні (нержавіючі) і кольорові метали з високою швидкістю і великою товщиною. Наприклад, плазмовий пальник потужністю 100 кВт ріже сталь товщиною 30 мм зі швидкістю 4 м/хв., завдяки чому досягається висока точність різання, що скорочує наступні монтажні роботи. Плазмове різання широко використовується в суднобудуванні, важкій та ядерній техніці, а також у хімічній та електротехнічній промисловості.

Плазмове зварювання з'єднує деталі з міді, латуні, бронзи, алюмінію і їх сплавів. Плазмове покриття або напилювання дозволяє наносити на деталі

термостійким і стійким до корозії покриттям при мінімальному змішуванні покриття і основного матеріалу.

При плазмовій плавці металів є можливим утворювати особливо чисті тугоплавкі метали.

На відміну від вакуумної індукції, дугової та електричної плавки, плавка в плазмово-дугових печах знижує випаровування цінних компонентів розплаву, а використання плазмотронів дозволяє використовувати високі температури і вирішує проблему стабільності і контролю параметрів процесу.

Плазмотронні генератори живляться від джерел постійного і змінного струму. Всі плазмотрони змінного струму мають понижаючу амплітудно-частотну характеристику. Регулювання потужності плазмотронів здійснюється шляхом зміни опору в ланцюзі джерела живлення (дроселі з регульованою індуктивністю), регулюванням напруги джерела живлення і потужності супутньої дуги.

Високочастотні плазмотрони поділяються на індукційні, ємнісні, факельні та надвисокочастотні. У високочастотному індукційному плазмотроні газ нагрівається за посередництвом вихрових струмів, так само як і при індукційному нагріванні у провідниковому середовищі в змінному електромагнітному полі індуктора з частотою від 5 кГц до 25 МГц. На початку процесу в зоні індуктора за допомогою зовнішнього джерела (наприклад, дугового розряду) створюється область високотемпературного провідного газу.

1.2 Технічні вимоги до тиристорних перетворювачів електроустановок

Огляд областей застосування високочастотних тиристорних перетворювачів і конкретних вимог до них в якості джерел або ланок радіочастоти дозволяє сформулювати загальні підходи до розробки цих пристроїв.

1.2.1 Потужність перетворювача

Номинальна потужність тиристорного перетворювача частоти безпосередньо залежить від максимальної потужності, необхідній для виконення функцій визначених умовами технологічного процесу. На відміну від машинних перетворювачів, тиристорні перетворювачі частоти мають низьку теплову інерційність, тому також її необхідно враховувати при зміні режимів за потужністю, що, в свою чергу, залежить від параметрів силових напівпровідникових приладів в схемі. Надмірне або недостатнє використання силових елементів схеми призведе до не оптимального використання ресурсів і як наслідок до збільшення вартості перетворювача.

Для зменшення номенклатури з метою уніфікації розмірів необхідно передбачити можливість паралельної роботи окремих перетворювачів, з під'єднанням можливість їх конструктивного приєднання до заводу, до загальних шин, у вигляді перетворювальної підстанції у вигляді систем централізованого живлення. Така система може бути використана на великих машинобудівних підприємствах, де індукційний нагрів відіграє важливу роль у ковальському виробництві. Підключення індивідуальних кованих індукційних нагрівачів до загальних шин центральної системи електропостачання дозволяє перетворювальної станції генерувати навантаження при різних графіках споживання знизити встановлену потужність тиристорного перетворювача частоти.

Зміни потужності перетворювача можуть визначатися особливостями технологічного процесу, такими як необхідністю зміни швидкості нагріву при постійній температурі поверхні, необхідністю зниження потужності при температурному вирівнюванні по об'єму заготовки; або необхідністю високошвидкісного нагрівання з подальшим зниженням потужності при підготовці сплаву до заливки в форми. Зміни потужності також можуть бути викликані змінами параметрів заготовки, яка нагрівається і можливістю

підлаштування перетворювача до змін цих параметрів дотримуючись безпечних для перетворювача режиму роботи.

1.2.2 Частота вихідної напруги

Як було вказано вище, робоча частота перетворювача визначається вимогами процесу. Таким чином тиристорні перетворювачі частоти не охоплюють діапазон частот, необхідний для вищезазначених застосувань. Верхня межа частотного діапазону визначається нормованим часом, протягом якого тиристор знаходиться під негативною напругою для відновлення свого непровідного стану. Розширення частотного діапазону стало можливим при використанні багатокоміркових і багатотактових інверторів. Через відносно невелике співвідношення між часом включення і виключення тиристора частоту, що генерується інвертором, можна збільшити, використовуючи в ланцюзі кілька тиристорних комірок, які мають можливість працювати на загальне навантаження шляхом почргового включення і виключення. В результаті кожна комірка отримує паузу перемикавання, що перевищує нормований час виключення.

Подальше збільшення робочої частоти тиристорного перетворювача частоти призводить до подальших обмежень. До них відносяться необхідність врахування втрат при перемиканні і обмеженість швидкості підвищення напруги і струму. На втрати при перемиканні впливає інерція зміни стану тиристора. Тиристор не можна вважати ідеальним ключем. Зміни його провідності супроводжуються тимчасовими змінами опору тиристора і, отже, змінами потужності, що розсіюється. Зі збільшенням частоти кількість перемикань і втрати енергії в тиристорах збільшуються, а ефективність перетворювача знижується.

Збільшення швидкості наростання напруги на закритому тиристорі призводить до збільшення ємнісної складової струму через р-n-перехід і, отже,

до його несанкціонованого включення, тоюто включення без подачі імпульсу на керуючий електрод.

Обмеження швидкості наростання струму через тиристор обумовлено процесами при організації провідного каналу р-n-переходу. Різке збільшення струму, що проходить через тиристор, може призвести до перевищення допустимої щільності струму в провідному каналі і виходу тиристора з робочого стану.

1.2.3 Напруга перетворювача

Величина вихідної напруги перетворювача повинна відповідати, по-перше, напрузі живлення навантаження, а по-друге, класу тиристорів по напрузі. Навіть невелике перевищення рівня напруги, більш ніж допустиме, на тиристорах призводить до їх пробою і виходу з ладу. Зниження напруги на тиристорах призводить до недостатнього використання можливості тиристора по потужності. Регулювання рівнів вихідної напруги навантаження і перетворювача можлива: шляхом введення в ланцюг живлення навантаження, вихідних трансформаторів, які координують використання резонансних ланцюгів послідовного резонансу напруги. Для цієї цілі можуть використовуватися як автотрансформатори, так і звичайні трансформатори без гальванічного зв'язку між обмотками. При використанні послідовних резонансних ланцюгів реактивна потужність конденсатора і індуктивності повинна бути досить великою, щоб гарантувати необхідне підвищення напруги.

Напругу навантаження можна регулювати шляхом зміни вихідної напруги інвертора, зміни вихідної напруги випрямляча, зміни робочої частоти інвертора або шляхом введення фазового зсуву між вихідними напругами мостів двомостового інвертора. При регулюванні шляхом зміни фазового зсуву випрямлячем необхідно управляти за допомогою імпульсно-фазової системи управління від нуля до появи режиму переривчастого струму. Тут слід

зазначити недоліки цього методу управління. Зі збільшенням кута управління пульсація випрямленої напруги збільшується, коефіцієнт потужності перетворювача зменшується через збільшення кута фазового зсуву між першими гармоніками фазної напруги і фазного струму, і існує можливість переривчастої роботи по струму.

Зміна робочої частоти інвертора в залежності від частотних характеристик ланцюга навантаження також дозволяє регулювати напругу навантаження. При цьому слід зазначити, що це також призводить до зміни еквівалентних параметрів індуктивності і глибини пробою струму.

Фазове управління напругою в двохмостових перетворювачах частоти є досить перспективним. В цьому випадку напруга навантаження змінюється в діапазоні від максимального значення (рівномірна робота мостів) до майже нульового (робота в протилежній фазі) в залежності від схеми інверторних мостів за рахунок зміни фазового кута між керуючими імпульсами тиристора в діапазоні від 0 до 180° .

1.3 Вибір схем тиристорних перетворювачів

На даний час існує велика різноманітність схем високочастотних однофазних тиристорних перетворювачів. До перетворювачів відносяться силові перетворювачі, принцип роботи яких більш-менш добре вивчений, а також дані рекомендації по розрахунку і вибору елементів схеми. Кожна з схем має свої переваги і недоліки в порівнянні з іншими. Реалізація побудованих за цими схемами тиристорних перетворювачів частоти дозволила оцінити негативні характеристики і внести в ці схеми додаткові елементи, що значно підвищило техніко-економічні показники і самих тиристорних перетворювачів частоти.

При проектуванні тиристорних перетворювачів частоти в електротехнічному обладнанні в основному використовувалися інвертори струму і резонансні інверторні схеми.

1.3.1 Інвертори струму

В силових інверторах, принципова схема яких представлені на рисунку 1.2, струм формується ними у навантаженні ($i_{\text{вих}}$), а форма і фаза напруги (рис. 1.3) визначається параметрами навантаження.

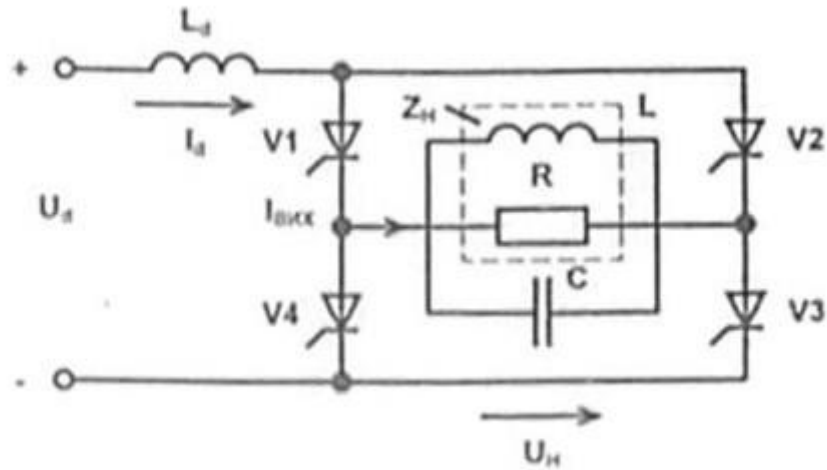


Рисунок 1.2

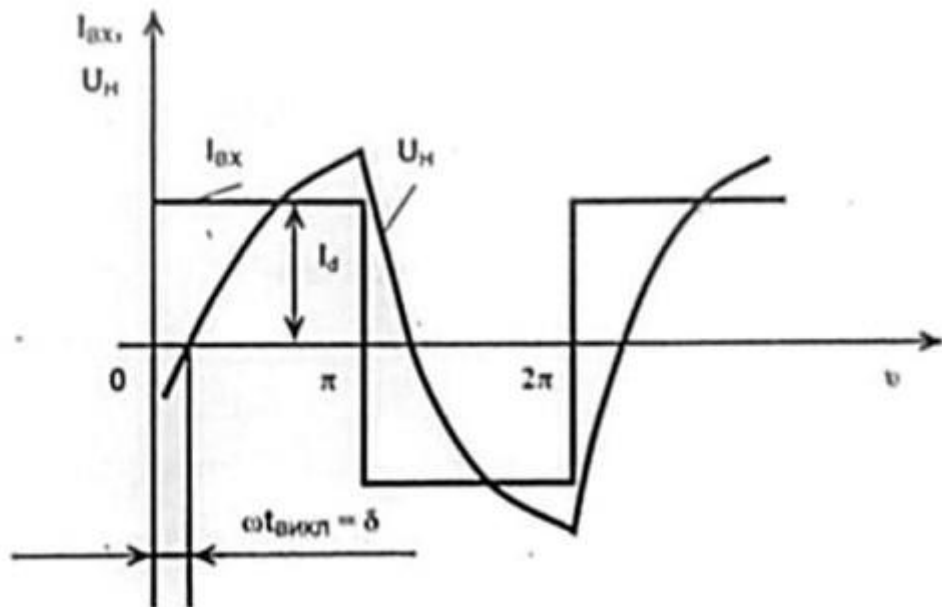


Рисунок 1.3

Джерело постійного струму працює в якості генератора струму, що забезпечує підключення у вхідному ланцюзі дроселя L_H , який має велику індуктивність. Дросель L_H виконує також функцію фільтра вищих гармонійних напруги, оскільки на нього постійно подається різниця між постійною напругою мережі і пульсуючою напругою на вході інвертора; що запобігає розряду конденсатора в мережі під час перемикання струму в тиристорах і забезпечує апериодический режим роботи інвертора, який характеризується імпульсами вхідного струму невеликої амплітуди.

При активно-індуктивному навантаженні компенсація реактивної потужності забезпечується комутаційними і компенсаційними конденсаторами. Залежно від способу підключення навантаження до комутаційних конденсаторів інвертори струму поділяються на паралельні (рис. 1.2), послідовні і інвертори зі ускладною вихідною схемою (послідовно-паралельною), тощо. Для збільшення робочої частоти або підвищення потужності силові інвертори струму можуть бути зібрані з декількох однакових комірок, кожна з яких представляє послідовний інвертор.

Інвертор струму характеризується обміном енергією між комутаційними і компенсаційними конденсаторами, які включені в ланцюг змінного струму, а також реактивними опорами ланцюга навантаження і дроселя L_a , ланцюг вхідного контуру.

Принцип роботи паралельного інвертора струму пояснюється діаграмами на рис. 1.3, побудованими в залежності від часу $\sigma = \omega \cdot t$ (ω - частота управління, яка відповідає робочій частоті) при таких припущеннях: пряме падіння напруги в тиристорах, коли вони проводять струм, час включення, зворотний струм тиристора і струм витоку дорівнюють нулю. А індуктивність вхідного дроселя L_H дорівнює нескінченності. Тобто втрати енергії в елементах інвертора відсутні.

Кут замикання δ тиристора залежить від параметрів навантаження і характеризується коефіцієнтом навантаження, який є безрозмірним. Величина цього коефіцієнта визначається за формулою (1.3).

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

При режимі близькому до режиму холостого ходу кут δ наближається до 90^0 , а вихідна напруга прагне до нескінченності, наслідком чого може бути поява електричних перешкод і зриви коливачів.

Якщо навантаження знаходиться в режимі короткого замкнення, то конденсатор C також буде замикненим накоротко. Оскільки конденсатор забезпечує перемикання струму, паралельний інвертор теж не є працездатним і при наближенні до такого режиму кут δ зменшується настільки, що коливання напруги перериваються (інвертор перевертається).

Розглянутий інвертор також дуже чутливий до розстроювання коливального контуру η і зменшення добротності Q , які безпосередньо визначають коефіцієнт потужності навантаження, який розраховується за формулою (1.4)

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

$$\text{де } \eta = \omega\sqrt{LC}$$

$$Q = R/\sqrt{LC}$$

Включення індуктора в ланцюг навантаження без одночасного збільшення комутаційної ємності теж розстроює коливальний контур і може призвести до перекидання інвертора, оскільки індуктор компенсує реактивний струм комутаційної ємності, тим самим зменшуючи кут замикання δ .

Внаслідок сильної залежності режиму роботи інвертора струму від параметрів навантаження існує необхідність оснащення його оснастити системою автоматичного регулювання, яка мала можливість забезпечувати стабільність і оптимальну роботу при зміні параметрів навантаження в широкому діапазоні.

1.3.2 Силлові інвертори зі складним вихідним контуром

На практиці часто виникає необхідність ускладнити вихідний ланцюг інвертора, щоб адаптувати його до навантаження, тобто підтримувати певну напругу на клеммах при збереженні відносно низької напруги на вентилях. У деяких випадках вихідний ланцюг ускладнюється для підвищення стабільності інвертора або поліпшення умов його запуску, коли параметри навантаження сильно коливаються.

Приклад такого ускладнення з включенням конденсатора $C_{пс}$ в нерозгалужену частину вихідного ланцюга інвертора для перетворення паралельного випрямляча в послідовно-паралельний показаний на рисунку 1.4.

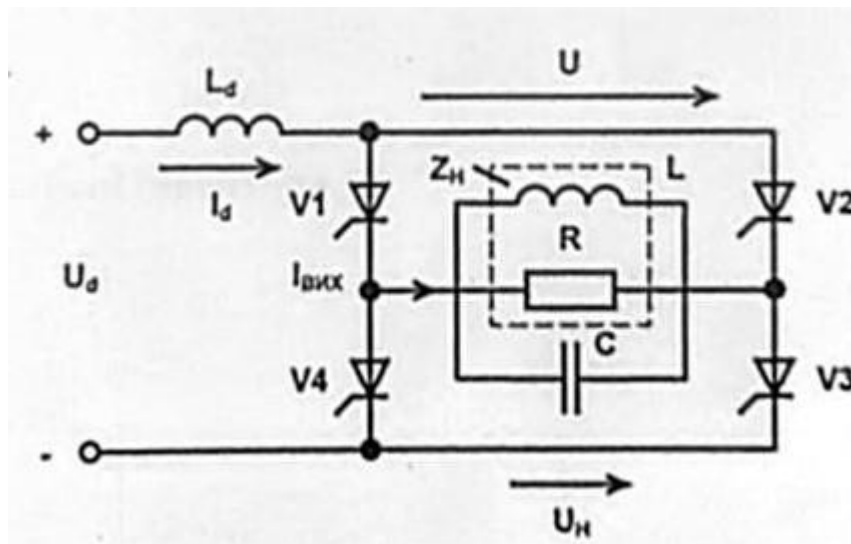


Рисунок 1.4

При значному зміні опору навантаження R інвертована напруга U і кут запирання δ збільшуються, а при проміжному значенні провідності навантаження інвертована напруга U і кут δ мінімальні. Відповідний вибір параметрів схеми дозволяє гарантувати, що мінімальний кут замикання достатній для відключення тиристорів.

$$\frac{1}{R} = \omega \cdot C \sqrt{\left(1 + \frac{C}{C_{\text{пс}}}\right) \frac{C}{C_{\text{пс}}}} \quad (1.5)$$

У цих умовах межі допустимого діапазону змін параметрів навантаження в процесі роботи інвертора визначаються тільки значенням інвертованого напруги. Таким чином, в порівнянні з паралельним інвертором (без автоматичної системи управління) допустимий діапазон змін параметрів навантаження значно більше.

Поряд з послідовно-паралельним інвертором, на практиці також використовується паралельно-послідовний інвертор, в якому другий конденсатор підключений безпосередньо до ланцюга навантаження.

1.3.3 Резонансні інвертори

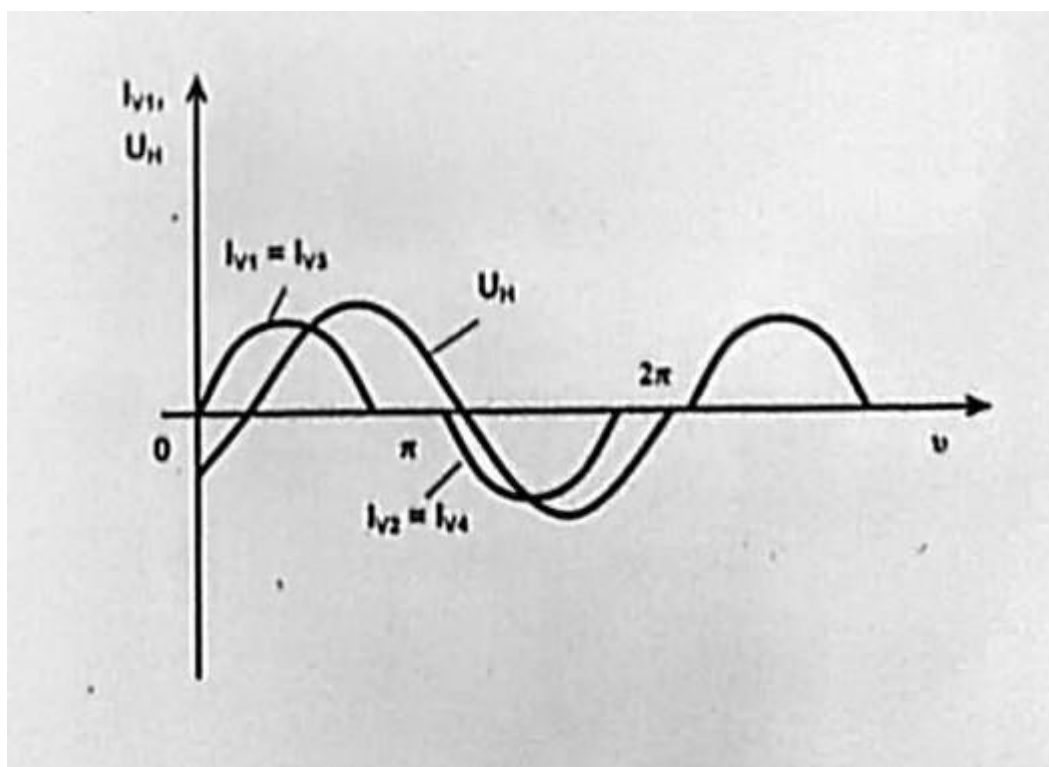


Рисунок 1.5

Послідовні резонансні інвертори широко використовуються в електротермічній промисловості. Відмінною особливістю резонансних інверторів є наявність послідовного ланцюга LC, параметри якого обрано таким чином, що струм керованих вентилів змінюється майже по всьому інтервалу провідності відповідно до коливального закону. Звичайно, бажано, щоб власна частота схеми перевищувала частоту управління (рис. 1.5). За цієї умови відключенню вентиля, який проводить, передує момент відмикання попереднього вентиля (так званий режим природного відключення). В цьому випадку швидкість збільшення струму вентилів, які відмикаються, досить мала, що сприятливо позначається на їх роботі, особливо на високих частотах. Іншою важливою перевагою резонансних перетворювачів, що робить їх перспективними для використання на високих частотах, є можливість досягнення тривалого часу закриття за рахунок збільшення пауз між імпульсами струму керованих вентилів. Режим природного відключення особливо важливий при роботі в верхньому діапазоні середніх частот (8-10 кГц), де використання пристроїв з окремими перемикачами для силових тиристорів призводить до збільшення теплових втрат в тиристорах і робить їх роботу неможливою через теплові перевантаження.

Для того, щоб збільшити частоту вихідної напруги резонансного інвертора, в електротермічних додатках часто використовується схема подвоєння частоти, показана на рисунку 1.6.

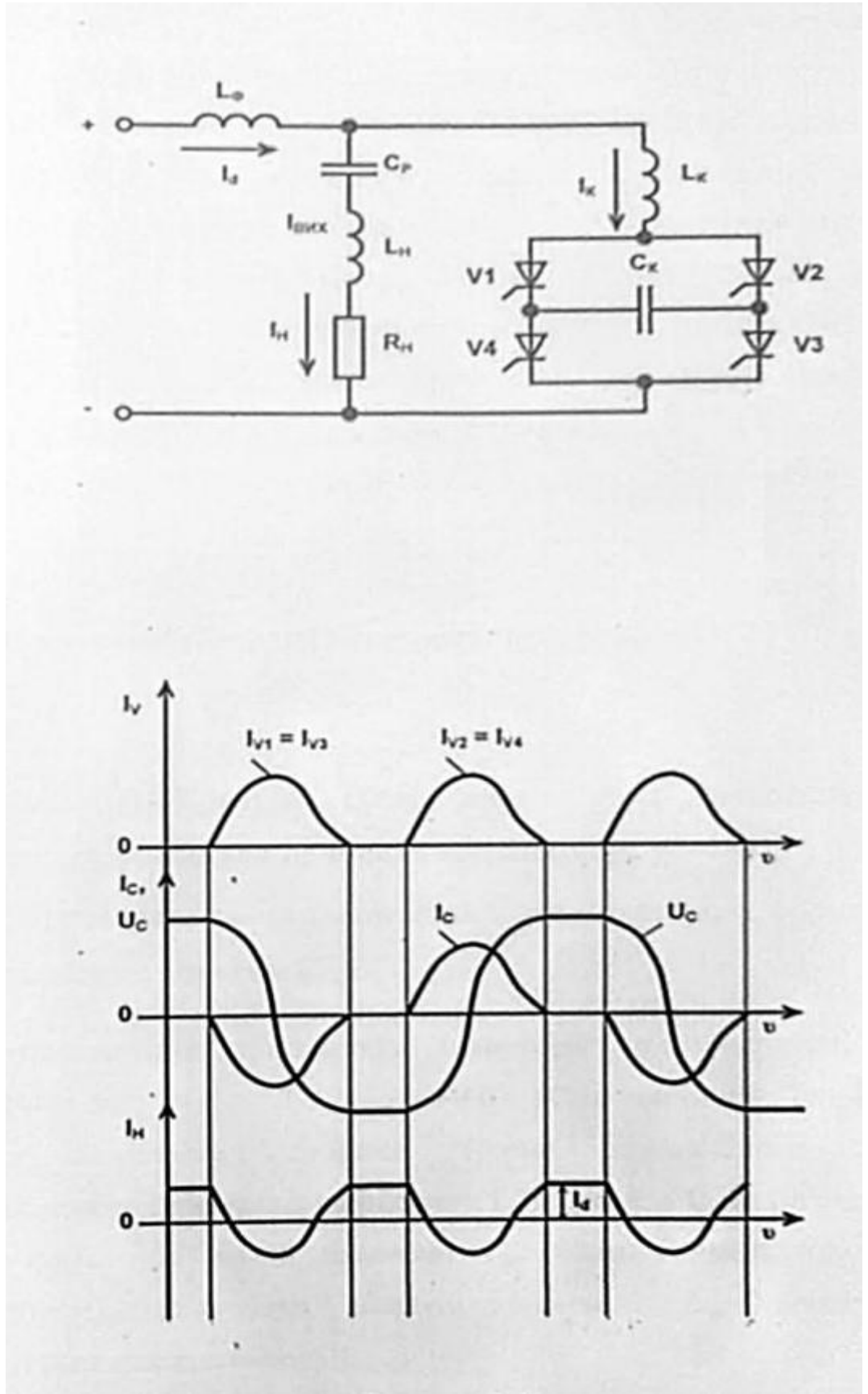


Рисунок 1.6

Конденсатор C_p підключений послідовно з навантаженням і служить роз'єднувальним конденсатором, а конденсатор C_k є комутаційним конденсатором. Коли опір навантаження знижується, як і в послідовному інверторі, струми і напруги на реактивних ланцюгах і тиристорах, а також кут замикання різко зростають. У режимі холостого ходу інвертор стає паралельним інвертором, і при цьому виникають значні стрибки напруги. Перевагою інвертора з подвоєнням частоти C є здатність підтримувати досить великий кут замикання при зміні параметрів навантаження у великому діапазоні. Найбільшим недоліком є висока напруга, що подається на тиристорі і заглишки.

1.3.4 Резонансні інвертори зі зворотними діодами

У розглянутій раніше схемі умови для запирання тиристорів створені в період струмових пауз. Зі збільшенням частоти потужність, що подається на навантаження, зменшується, і форма кривої $i(t)$ помітно відхиляється від синусоїдальної.

Для підвищення показників інвертора на більш високих частотах (від 2-3 до 5-10 кГц) вихідний ланцюг інвертора доповнюється зворотними діодами. Схема резонансного інвертора зі зворотними діодами показана на малюнку 1.7. Індуктивність L , як показано на діаграмі на іншому малюнку, використовується при невеликому значенні L_H (коли конденсатор $C_{\text{пар}}$ може бути відсутнім), або при великому значенні $L_{H\epsilon}$ для компенсації використовується конденсатор $C_{\text{пар}}$.

Інвертор може працювати в двох режимах роботи: режимі переривчастого струму навантаження і режимі безперервного струму. Робота у режимі переривчастого струму відповідає частотному співвідношенню $\omega > 2\omega$, де $\omega = 2\pi / T$ - власна резонансна частота інвертора. На рисунку 1.8 показані часові діаграми, що характеризують процеси, які проходять в інверторі в режимі переривчастого струму навантаження.

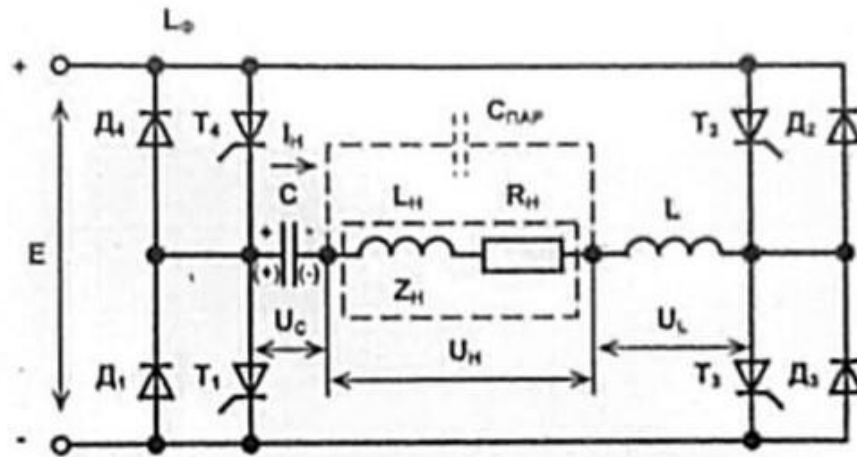


Рисунок 1.7 – Схема АІР зі зворотними діодами

При відкритті тиристорів Т3, Т4 в момент t_0 (рис. 1.7, 1.8 а, б) створюється контур коливальної перезарядки конденсатора С в ланцюгах живлення, а саме навантаженні Z_H і індукторі L . У цьому контурі в інтервалі $t_0 - t_1$ утворюється напівхвиля струму i (рис. 1.7, 1.8 а, б), яка включає в себе джерело живлення, навантаження Z_H і індуктор L . До моменту часу t_1 струм i_1 і струми тиристорів Т3, Т4 (рис. 1.8, д) падають до нуля. Через наявність джерела живлення в ланцюзі зарядки напруга на конденсаторі в момент часу перевищує t_1 (рис. 1.8, б) напругу E (полярність напруги на конденсаторі показана на рис. 1.7 без дужок). В результаті з цього моменту настає другий напівперіод коливальної (зворотного) перезаряду конденсатора в ланцюзі з діодами D3, D4. Процес триває на інтервалі $t_0 - t_1$ (рис. 1.8, б), протягом якого енергія, накопичена в конденсаторі, передається в ланцюг джерела живлення і навантаження. На тиристори Т3, Т4 (рис. 1.8, е) подається зворотна напруга, яка відповідає падінню напруги на діодах D3, D4 (0,8-1,2 В) через протікання через них струму навантаження (рис. 1.8, д). До моменту часу t_2 струм i_1 падає до нуля, діоди D3, D4 закриваються. Напруга на конденсаторі падає до значення $u_c < E$ (рис. 1.8, б) і залишається незмінною до тих пір, поки не буде відключена наступна пара тиристорів. В інтервалі $t_2 - t_3$ струм i_1 дорівнює нулю (рис. 1.8, б), а на тиристори Т3, Т4 подається напруга в прямому напрямку, яка дорівнює половині різниці напруг джерела живлення і конденсатора (рис. 1.8, е).

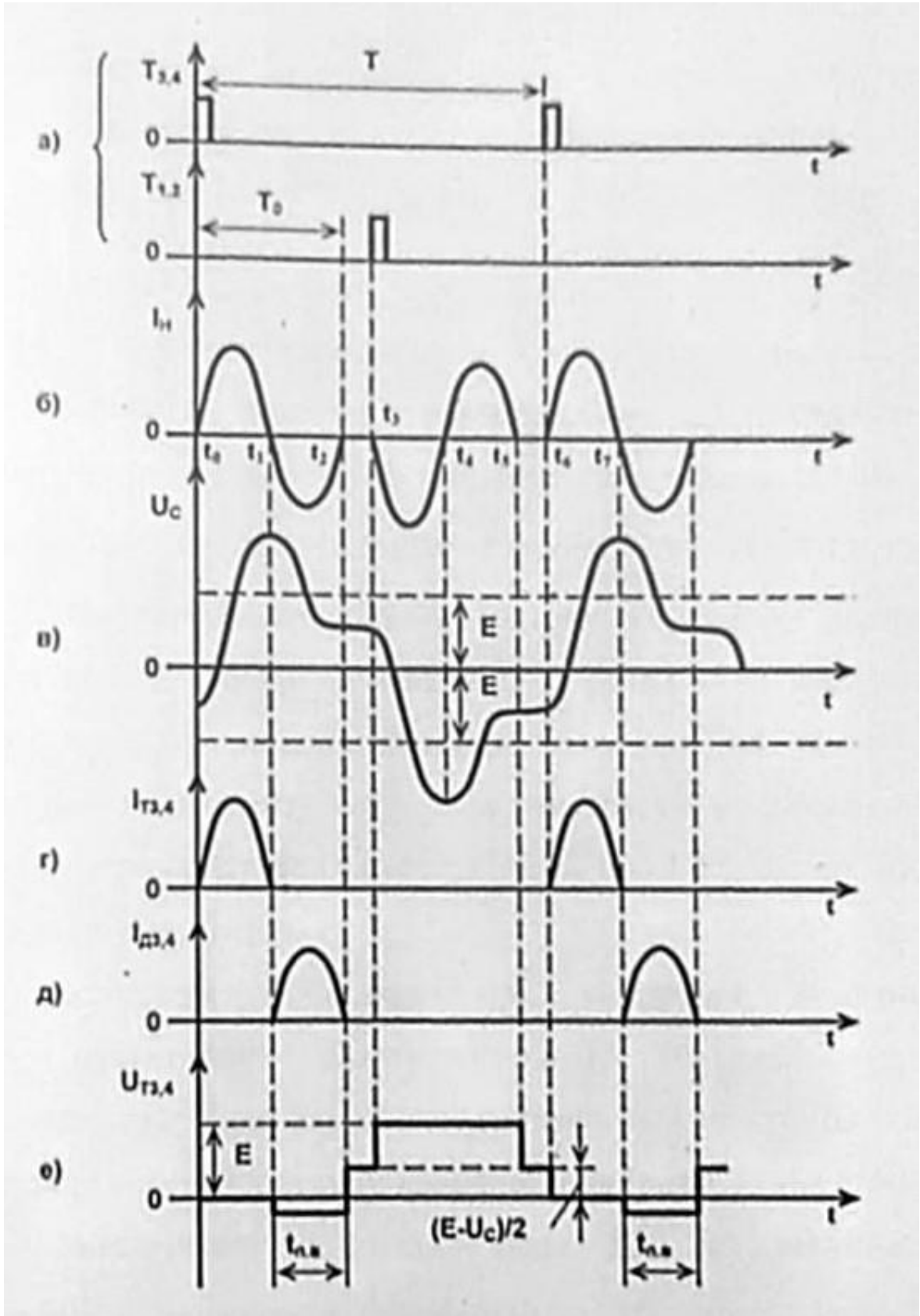


Рисунок 1.8 – Часові діаграми, що ілюструють процеси на діаграмі рис.1.7 у режимі переривчастого струму навантаження

У момент t тиристори $T1$ і $T2$ розмикаються і відбуваються аналогічні процеси по перезарядці конденсатора: в інтервалі $t_3 - t_4$ - з струмопровідними тиристорами $T1$ і $T2$, в інтервалі $t_3 - t_4$ - з струмопровідними діодами $D1$ і $D2$.

Часові діаграми, які демонструють процеси в інверторі в режимі безперервного струму навантаження, показані на малюнку 1.0, а-е. Режим безперервного струму характеризується співвідношенням між частотою власного резонансу вихідного ланцюгу і частотою повторення імпульсів керуючих імпульсів, при якому $\omega < 2\omega$ або $T_0 > T/2$. Наступне відкриття тиристорів тут відбувається до тих пір, поки конденсатор ланцюзі зі зворотними діодами, у зв'язку, з чим криві токи навантаження і напруги на конденсаторі наближаються за формою до синусоїди (рис. 1.9, в). Необхідні умови для відключення тиристорів в кінці їх інтервалу провідності створюються при формуванні кривої струму навантаження, коли проводять струм зворотні діоди (рис. 1.9, б, д, е).

Через майже синусоїдальну криву струму $i(t)$, а також більш ефективно використання тиристорів по струму, на практиці такий режим знайшов більше використання на практиці.

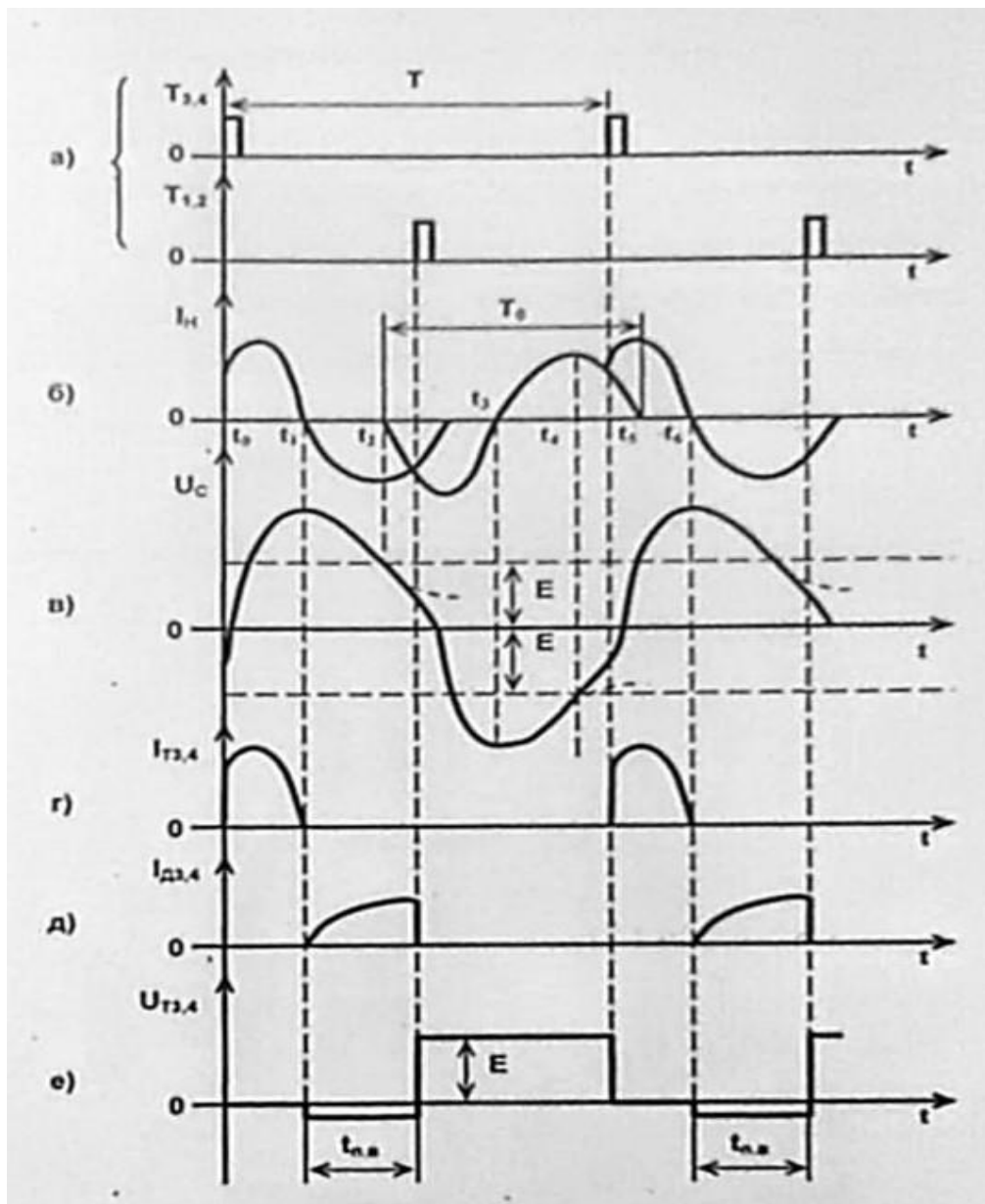


Рисунок 1.9 – Часові діаграми, що ілюструють процеси на діаграмі рис.1.7 в режимі безперервного струму навантаження

1.3.5 Резонансні інвертори з подвоєнням частоти

Обмеження використання резонансних інверторів по частоті пов'язано зі збільшенням втрат потужності в тиристорах в процесі перемикання, а також з кінцевим часом відключення тиристорів. Одним з ефективних способів збільшення робочої частоти є робота інвертора в режимі роботи, при якому частота f_1 тиристорів дорівнює частоті $f = 2 f_1$ струму навантаження. Цей режим роботи є типовим для інверторів з подвоєнням резонансної частоти.

Схема інвертора з подвоєнням частоти показана на малюнку 1.10, а.

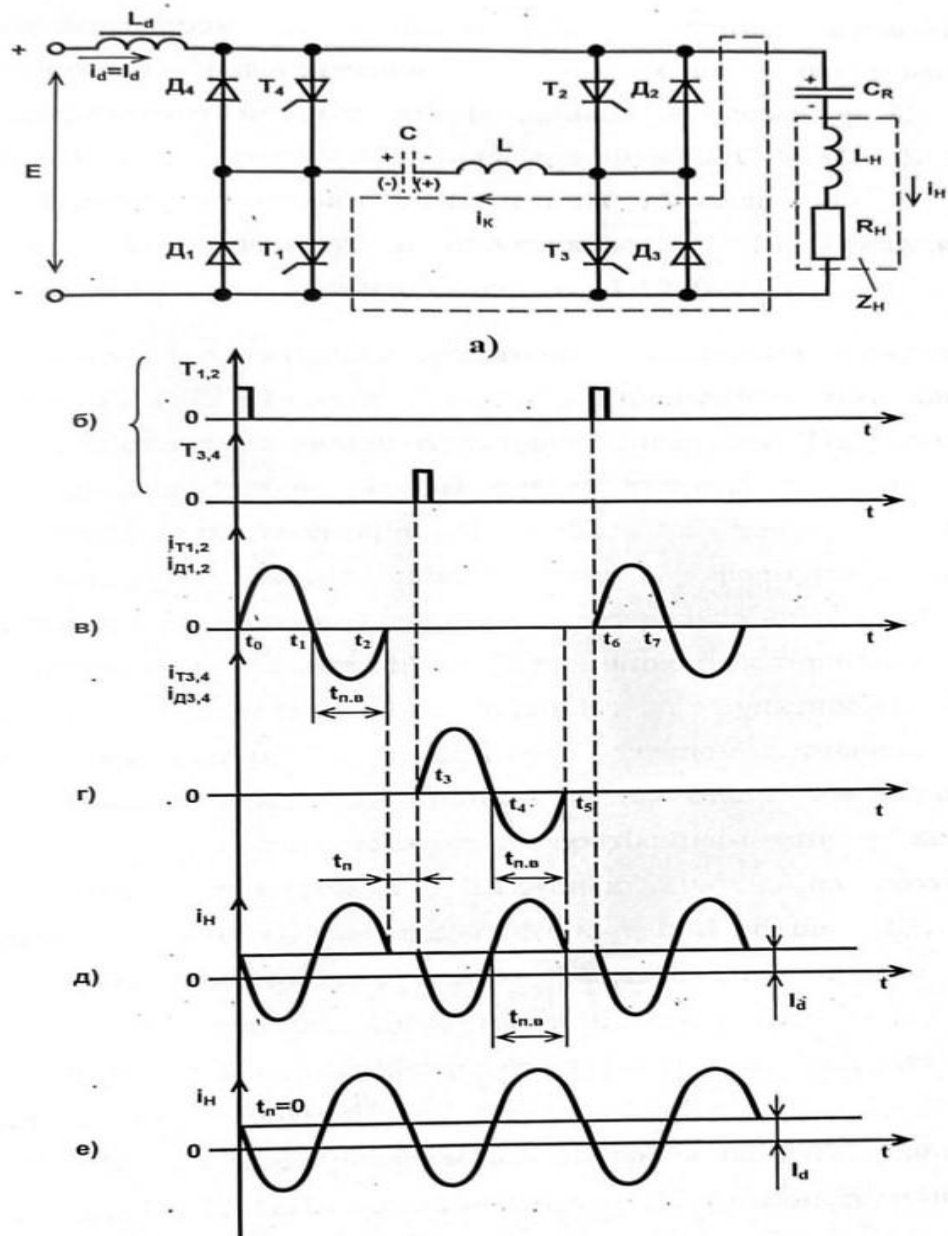


Рисунок 1.10 – Діаграма резонансного інвертора з подвоєнням частоти (а) та її часовими діаграмами (б-е)

Вона складається з інверторного моста з тиристорів T_1 - T_4 і діодів D_1 - D_4 конденсатора C_p і дроселя L , з'єднаних по діагоналі моста. Активне індуктивне навантаження Z_1 підключено паралельно іншій діагоналі інверторного моста через розв'язуючий конденсатор C_p . Ємності конденсаторів C і C_p мають однакову величину (хоча іноді допускається $C > C_p$). У ланцюзі постійного струму інвертора знаходиться згладжуючий дросель L_d , індуктивність якого

більше, ніж індуктивність L_i . Процеси, що відбуваються в ланцюзі, пояснюються часовими діаграмами, представленими на рисунку 1.10 б-д.

Принцип роботи схеми заснований на поперемінному відкритті навхрест розташованих тиристорів Т1, Т2 і Т3, Т4 (рис. 1.10, б) і їх з'єднанні з конденсатором С і індуктором L, які розташовані паралельно вихідному ланцюгу інвертора. Струм в навантаженні - це різниця між струмом живлення ($i_d = I_d$) і струмом в ланцюзі з відкритими тиристорами інвертора і струмом перезарядки конденсаторів С і C_p в контурі з відкритими тиристорами інвертора. Отже, з моменту t_0 формування напівхвильового струму пов'язано з коливальним процесом перезарядки конденсаторів C_p і С в ланцюзі з індуктором L, навантаженням Z і відкритими тиристорами Т1 і Т2 (схема перезарядки показана пунктирною лінією на рис. 1.10). Полярність напруги на конденсаторі С перед перезарядкою вказується без дужок. Процес перезарядки відбувається в два етапи. На першому етапі (інтервал $t_0 - t_1$) струм коливального контуру I_0 протікає через тиристори Т1, Т4 (рис. 1.10, з), а на другому етапі, після зміни напрямку струму (i_d), через шунтуючі діоди D1, D2. Передача енергії від конденсаторів в ланцюг навантаження приводить до загасання характеру процесу. Це пояснює зменшення амплітуди струму i_e фази, в якій він проходить через зворотні діоди. В інтервалі $t_1 - t_3$ створюються необхідні умови для блокування тиристорів Т1, Т2. На них подається зворотна напруга, що дорівнює падінню напруги на діодах D1, D2. В інтервалі $t_2 - t_3$ (рис. 1.10, в) відбувається замикання тиристорів інвертора. Струм навантаження в цьому інтервалі визначається струмом $i_d = I_d$ заряду конденсатора C_p (рис. 1.10, д).

Починаючи з моменту t_3 , утворення наступного напівхвильового струму i_i обумовлено відкриттям тиристорів Т3, Т4 і пов'язане з аналогічним процесом перезарядки конденсаторів С і C_p . полярність напруги на конденсаторі С перед перезарядкою показана на рис. 1.10 і в дужках. Надалі процеси в схемі повторюються аналогічно.

Розглянутий режим роботи інвертора характеризується паузами струму в ланцюзі С-L.

Для апроксимації кривої струму $i_i(t)$ до синусоїдальної кривої елементи схеми вибираються так, щоб $t_i = 0$ (рис. 1.10, е). Це відповідає співвідношенню частот у формулі 1.7

$$f = 2f_0, \quad (1.7)$$

$$f_0 = \frac{2\pi}{\sqrt{(L_i + L) \frac{C C_p}{C + C_p}}} \quad (1.8)$$

Істотною особливістю розглянутої схеми є її можливість роботи в режимі короткого замикання у вихідному ланцюзі а при підключенні додаткового баластного резистора і в режимі холостого ходу.

В подальшому обрано останній варіант інверторної схеми (резонансний інвертор з подвоєнням частоти і зворотними діодами) для розробки через низку переваг:

- резонансні інвертори з подвоєнням частоти здатні підтримувати досить великий кут запирання при зміні параметрів навантаження в широкому діапазоні, тобто вони здатні працювати в широкому діапазоні навантажень, що дозволяє їм працювати як в режимі холостого ходу, так і в режимі короткого замикання;

- немає необхідності ускладнювати систему управління за допомогою автоматичної системи управління для забезпечення стабільної роботи, як у випадку з паралельним інвертором;

- значно спрощено включення схеми в порівнянні з запуском паралельного інвертора;

- можливість отримання більш високої частоти вихідної напруги без збільшення частоти перемикання силових вентилю, що знижує енергоспоживання тиристорів в процесі перемикання, а також час остаточного відключення тиристорів.

2 СИЛОВА ЧАСТИНА

2.1 Структурна та принципова електрична схеми силової частини перетворювача частоти на базі резонансного інвертора з подвоєнням частоти

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

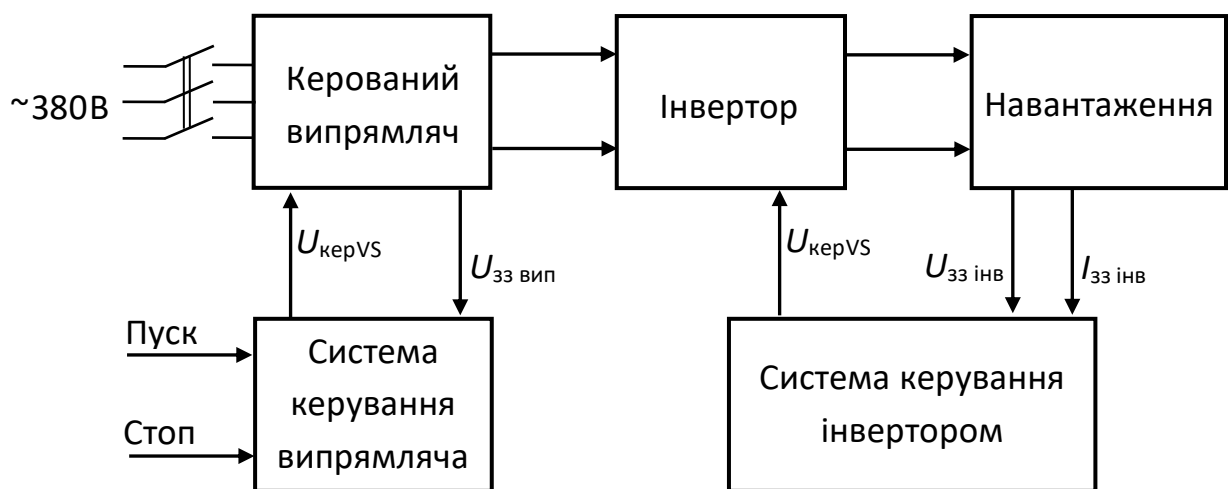


Рисунок 2.1 – Структурна схема перетворювача частоти

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 $I_{зз}$ і по напрузі $U_{зз}$. 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, показаний на рисунку 2.1, призначений для перетворення трифазного змінного струму промислової частоти в постійний, а також для виключення інвертора в робочих і аварійних режимах. Він є трифазним некерованим випрямним мостом на діодах, зібраний по схемі Ларіонова. Використання саме такої схеми зумовлене рядом переваг:

- низька пульсація вихідної напруги у порівнянні з іншими видами схем випрямлювачів;
- відсутність перемагнічування вхідного мереженого трансформатора;
- жорсткість вихідної характеристики при завантаженні.

При зриві процесу інвертування і при виникненні несправності в будь-якому тиристорі інвертора випрямлювач автоматично вимикається.

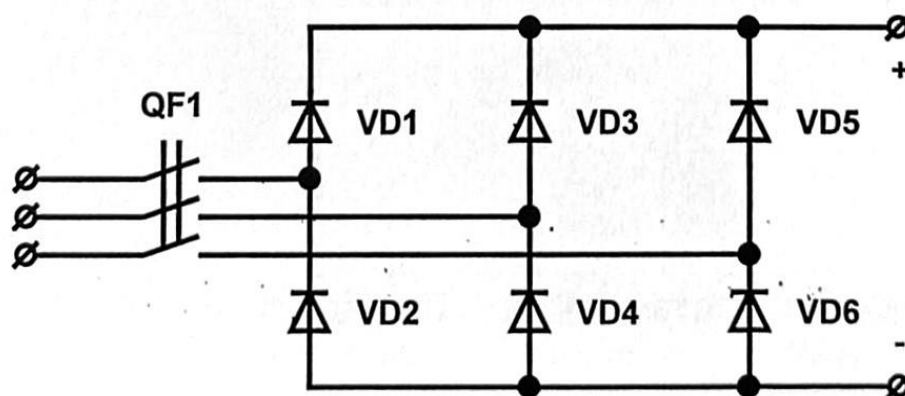


Рисунок 2.2 - Принципова електрична схема випрямлювача

QF - автоматичний вимикач

VD1-VD6-силові діоди

2.3 Розрахунок і вибір елементів схеми випрямлювача

Розрахуємо максимальну випрямлену напругу U_{do} з фазного $U_{1\phi}$ за формулами 2.1 та 2.2.

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

$$U_{do} = 2,34 \cdot U_{1\phi} = 2,34 \cdot 220 = 514,8 \text{ В} \quad (2.2)$$

де U_{do} – максимальне значення випрямлена напруга

$U_{1\phi}$ - фазова напруга.

Для розрахунку середнього анодного струму діодів необхідно знати струм, споживаний інвертором. Струм знайдемо з заданої потужності 320 кВт за формулою 2.3

$$I = \frac{P}{U_{do}} = \frac{320 \cdot 10^3}{514,8} = 621,6 \text{ А} \quad (2.3)$$

Середній струм через діоди I_{cp} , визначається за формулою 2.4

$$I_{cp} = \frac{I}{3} = \frac{621,6}{3} = 207 \text{ А} \quad (2.4)$$

Вибираємо діоди КД 280 Ж зі слідуючими параметрами:

$$I_{пр} \text{ і } \text{max} = 100 \text{ А}$$

$$I_{зв. \text{ max}} = 50 \text{ мкА}$$

$$U_{зв} \text{ max.} = 1000 \text{ В}$$

$$U_{пр} \text{ і } \text{max} = 1 \text{ В}$$

$$t_{відн.зв} = 100 \text{ нс}$$

$$T = -60 + 125^\circ\text{C}$$

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.

При відмиканні тиристорів VS1, VS4 у контурі, утвореному елементами VS1 – C1 – L4 – VS4 – Z_н – 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_н – 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_н - 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 ІППН

З формули для вихідної напруги:

$$U_{\text{вих}} = U_{\text{вх min}} \cdot \gamma \quad (2.5)$$

Визначимо γ - коефіцієнт заповнення:

$$\gamma = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх min}}} = \frac{479}{514} = 0,93 \quad (2.6)$$

Задамося робочою частотою ІППН $f = 450$ Гц.

Значить,

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{450} = 2,2 \text{ мс} \quad (2.7)$$

Виходячи з міркувань, що

$$\gamma = \frac{t_u}{T} = t_u \cdot f \quad (2.8)$$

звідки:

$$t_u = \frac{\gamma}{f} = \frac{0,93}{450} = 2,07 \text{ мс} \quad (2.9)$$

і час паузи відповідно:

$$t_u = T - t_u = 2,222 \cdot 10^{-3} - 2,07 \cdot 10^{-3} = 0,152 \text{ мс} \quad (2.10)$$

Задамося часом відновлення схеми:

$$t_{\text{відн.сх}} = 2t_{\text{відн}} VS = 2 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 200 \text{ мкс} \quad (2.11)$$

З формули для часу виключення:

$$t_{\text{викл}} \approx \frac{U_d \cdot C_k}{I_H} \quad (2.12)$$

Виразив звідси C_k отримаємо:

$$C_k \geq \frac{I_{H \max} \cdot t_{\text{вост.сх}}}{U_{\text{вх.min}}} = \frac{668 \cdot 200 \cdot 10^{-6}}{436,9} = 285 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} \quad (2.13)$$

де $U_{\text{вх.min}} = 514 \cdot 15\% = 436,9 \text{ В}$ – мінімальна вхідна напруга ІППН.

Вибираємо C_k

Індуктивність коливального контуру вибираємо виходячи з умови:

$$L_k = \left(\frac{t_u}{\pi}\right)^2 / C_k = \left(\frac{2,07 \cdot 10^{-3}}{3,14}\right)^2 / 285 \cdot 10^{-6} = 1,52 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} \quad (2.14)$$

Тому максимальний струм коливального контуру буде рівним:

$$I_{k \max} = \frac{U_d}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} = \frac{479}{\sqrt{\frac{1,52 \cdot 10^{-3}}{285 \cdot 10^{-6}}}} = 89,81 \text{ А} \quad (2.15)$$

Середній струм через тиристор буде рівним:

$$I_{\text{вср}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{t_u} I_{k \max} \cdot \sin(\omega t) + I_{H \max} dt = \frac{1}{2,22 \cdot 10^{-3}} \cdot \int_0^{2,07 \cdot 10^{-3}} 89,81 \cdot \sin(2 \cdot 3,14 \cdot 450) + 622 = 581 \text{ А} \quad (2.16)$$

З довідника вибираємо тиристор, який задовольняє необхідним параметрам.

Діод вибираємо виходячи з міркувань, що напруга на нім:

$$U_{VD} = U_{вх max} = 514 \text{ В} \quad (2.17)$$

та максимальний струм, протікаючий через нього:

$$I_{VD max} = I_{н max}(1 - \gamma)K_{зТ} = 662(1 - 0,93)1,3 = 60,2 \text{ А} \quad (2.18)$$

Вибираємо діод КД 280 Ж зі слідуєчими параметрами:

$$I_{пр і max} = 100 \text{ А}$$

$$I_{зв і max} = 50 \text{ мкА}$$

$$U_{зв і max} = 1000 \text{ В}$$

$$U_{пр і max} = 1 \text{ В}$$

$$t_{відн.зв} = 100 \text{ нс}$$

$$T = -60 + 125^\circ\text{С}$$

Індуктивність на виході ІППН:

$$LЛ \geq \frac{UЛ \cdot \gamma \cdot (1 - \gamma)}{2 \cdot I_{н} \cdot f} = \frac{479 \cdot 0,93 \cdot (1 - 0,93)}{2 \cdot 662 \cdot 450} = 52 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \quad (2.19)$$

2.6 Розрахунок силової частини АІТ

Нехтуючи втратами в інвертори, прийmemo потужність споживану від джерела постійного струму:

$$P_d = P_{н} = 320000 \text{ кВт} \quad (2.20)$$

Мінімальний кут запирання, визначаємо швидкодією тиристорів, розраховуємо формулі:

$$\beta = 360^\circ \frac{t_{\text{вимкн}}}{T} = \frac{360 \cdot 1,5 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-4}} = 21,6 \text{ ел. град} \quad (2.21)$$

де $t_{\text{вимкн}} = (1,5-2) t_{\text{відн}}$;

$t_{\text{відн}}$ - час відновлення запираючих властивостей тиристора;

T - період вихідного струму.

Напруга на вході інвертора розраховується, по формулі:

$$U_d = U_\phi \cdot \cos\beta \cdot K_{\text{сх}} = 220 \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot 0,9297 = 479 \text{ В} \quad (2.22)$$

де $K_{\text{сх}} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}$ - схемний коефіцієнт.

Вхідний струм інвертора визначаємо по формулі:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{320 \cdot 10^3}{479} = 668 \text{ А} \quad (2.23)$$

Середній струм тиристорів знайдемо по формулі:

$$I_a = \frac{I \cdot K_{\text{зс}}}{3} = \frac{668 \cdot 2}{3} = 445 \text{ А} \quad (2.24)$$

де $K_{\text{зс}} = 2$ – коефіцієнт запасу по струму.

Максимальна пряма напруга на тиристорі на комутуючому конденсаторі:

$$U_{\text{пр max}} = U_{\text{с max}} = \sqrt{2} \cdot 380 \cdot 1,5 = 806 \text{ В} \quad (2.25)$$

де $K_{\text{зн}} = 1,5$ - коефіцієнт запису по напрузі.

Потужність комутуючого конденсатора визначимо по формулі:

$$Q_c = P_{H \max}(tg(\alpha) + tg(\beta)) = 320 \cdot 10^3(0,75 + 0,21) = 308018 \text{ Вар} \quad (2.26)$$

Ємність конденсатора визначаємо по формулі:

$$C = \frac{Q_c}{3U_{HЛ}^2 \cdot 2\pi f} = \frac{308018}{3 \cdot 48400 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 4000} = 83 \text{ мкФ} \quad (2.27)$$

Виберемо конденсатори типу МБГ4 з робочою напругою 750 В для забезпечення необхідної ємності комутуючого конденсатора.

Включаємо 42 паралельно сполучених конденсатора МБГ4 – 4 мкФ \pm 20% - 750 В, загальною ємністю 168 мкФ.

Розраховуємо індуктивність дроселя в ланцюзі джерела живлення по формулі:

$$\begin{aligned} L_d &= \frac{1}{144 \cdot I_{\min}} \cdot \left(\frac{U_d}{\cos(\beta_{\min})} \right)^2 \cdot \frac{\sin(2\varphi)}{P_H} = \\ &= \frac{1}{144 \cdot 4000} \cdot \left(\frac{479}{0,978} \right)^2 \cdot \frac{0,96}{320 \cdot 10^{-3}} = 1,249 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} \end{aligned} \quad (2.28)$$

2.7 Розрахунок снаберного ланцюга

Баланс енергії:

$$\frac{LI^2}{2} = \frac{CU^2}{2} \quad (2.29)$$

Визначаємо ємність снаберного ланцюга:

$$C = \frac{L \cdot I^2}{U^2} = \frac{52 \cdot 10^{-6} \cdot 668^2}{220^2} = 459 \text{ мкФ} \quad (2.30)$$

Визначаємо опір снаберного ланцюга:

$$R = \frac{1}{10 \cdot \pi \cdot \varphi_H \cdot C} = \frac{1}{10 \cdot 3,14 \cdot 4 \cdot 10^3 \cdot 470 \text{ мкФ}} = 0,017 \text{ Ом}$$

3 РОЗРАХУНОК І ВИБІР СИСТЕМИ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОННОЮ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЮ СИСТЕМОЮ

3.1 Система управління

Системи управління є нерідко вельми складними пристроями для обробки інформації і відрізняються великою різноманітністю залежно від типу перетворювача і області його застосування. Проте функції системи управління можуть бути зведені до виконання двох основних завдань: визначення моментів часу, в які повинні бути включені ті або інші конкретні вентиля; формування імпульсів, що управляють.

Системи управління однофазних перетворювачів тиристорів синхронні одноканальні.

Система управління однофазним мостовим інвертором має типову структуру, представлену на рис. 3.1

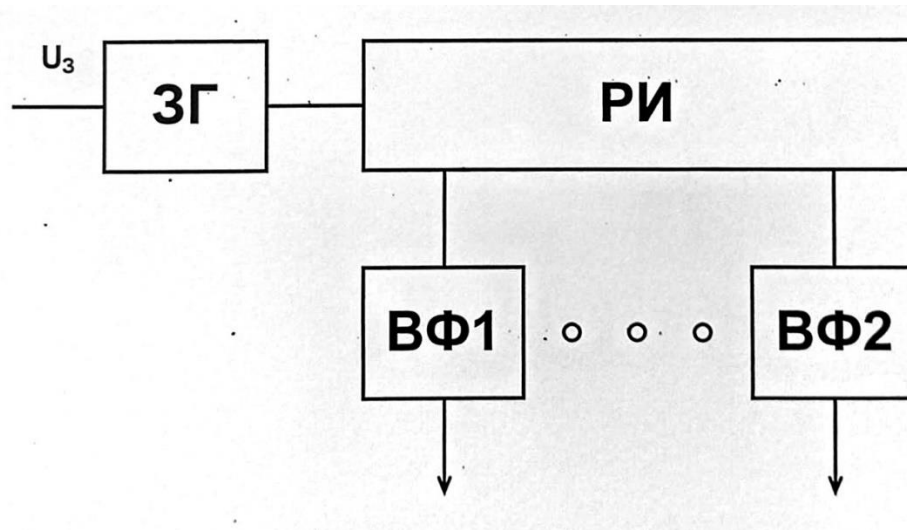


Рисунок 3.1 – Система управління однофазним мостовим інвертором

Система управління складається із задаючого генератора (ЗГ), виконаного з регульованою частотою, з розподільника імпульсів (РІ), що забезпечує виділення імпульсів із загальної послідовності сигналів для відповідних формувачів імпульсів, що управляють. Тривалість імпульсу, що управляє, подається на тиристори інвертора складає 180 ел.град.

3.2 Синтез управління інвертором

В якості задаючого генератора доцільно використовувати мікросхему К531ГГ1. Нам необхідно змінити частоту роботи генератора в діапазоні від f до $0,25 f$, що легко може бути здійснене зміною U_3 на вході мікросхеми. На рис. 3.2 вказана цоколювка виводів для підключення на друкарську плату.

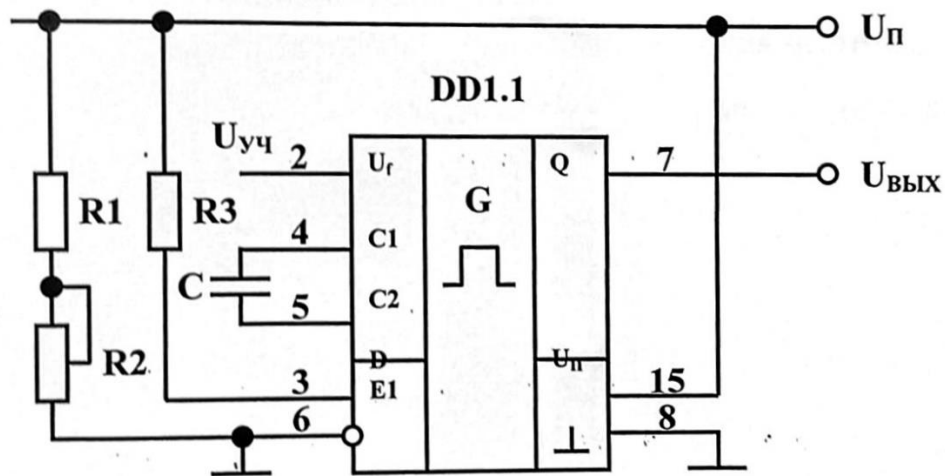


Рисунок 3.2 - Схема задаючого генератора

По характеристиках управління частотою встановимо на вході Д - управління діапазоном частоти напругу 5 В, що дає нам можливість змінюючи U_f від 0 до 4,25 В змінювати вихідну частоту від $0,25 f$ до f .

Виходячи з формули [6; с.192] розрахуємо часозадаючий конденсатор:

$$C = \frac{(5 \cdot 10^{-4})}{f_{max}} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{5000} = 0,1 \text{ мкФ} \quad (3.1)$$

Встановлюємо конденсатори типа КМ6 з ємностями по 0,1 мкф $U_c=25 \text{ В}$ ТКЕ-Н90.

Вхід ЕІ - вхід дозволу. При напрузі низького рівня на вході ЕІ починається генерація.

Для підвищення стабільності генерації мікросхема має чотири виводи живлення. Два з них (16 и 9) належать вихідним буферним каскадам обох мультівібраторів через іншу пару виводів (15 и 8) живлення передається на автогенераторну частину схеми і на каскади управління частотою.

Порахуємо вихідний дільник R_1 и R_2 для управління частотою. Заданося $R_{\Sigma} = R_1 + R_2 = 500$ Ом. Виходячи з міркувань, що верхня напруга регулятора складає 4,25 в складемо пропорцію:

$$\frac{U_{\Pi}}{U_{R_2}} = \frac{R_{\Sigma}}{R_2} \quad (3.2)$$

Виразимо звідти R_2 і отримаємо:

$$R_2 = \frac{R_{\Sigma} \cdot U_{R_2}}{U_{\Pi}} = \frac{500 \cdot 4,25}{5} = 425 \text{ Ом} \quad (3.3)$$

Вибираємо змінний резистор R2-СП5-2-430 Ом-1Вт-±5%.

Опір резистора R_1 :

$$R_1 = R_{\Sigma} - R_2 = 500 - 430 = 70 \text{ Ом} \quad (3.4)$$

Приймаємо R_1 -МЛТ-68 Ом-0,125 Вт± 5%.

Номінал R_3 для мікросхем серії ТТЛ складає 1 кОм. Приймаємо R_3 -1 ком-0,125±5%

В якості розподільника імпульсів використовуватимемо десяткові лічильники дільники. Це КМОП мікросхема К561ИЕ8.

Мікросхема має 10 дешифрованих виводів Q0 Q9. Схема лічильника містить п'ятикаскадний лічильник Джонсона і дешифратор, що перетворює

двоїчний код в сигнал на одному з десяти входів. З алгоритму роботи АІН виходить, що нам необхідно використовувати тільки шість виходів даної мікросхеми. Сигнал на сьомому виході використовуватимемо як сигнал обнулення лічильника, завівши його на вхід скидання R. Включення лічильника з прискореним циклом. Мікросхема приведена на рис. 3.3.

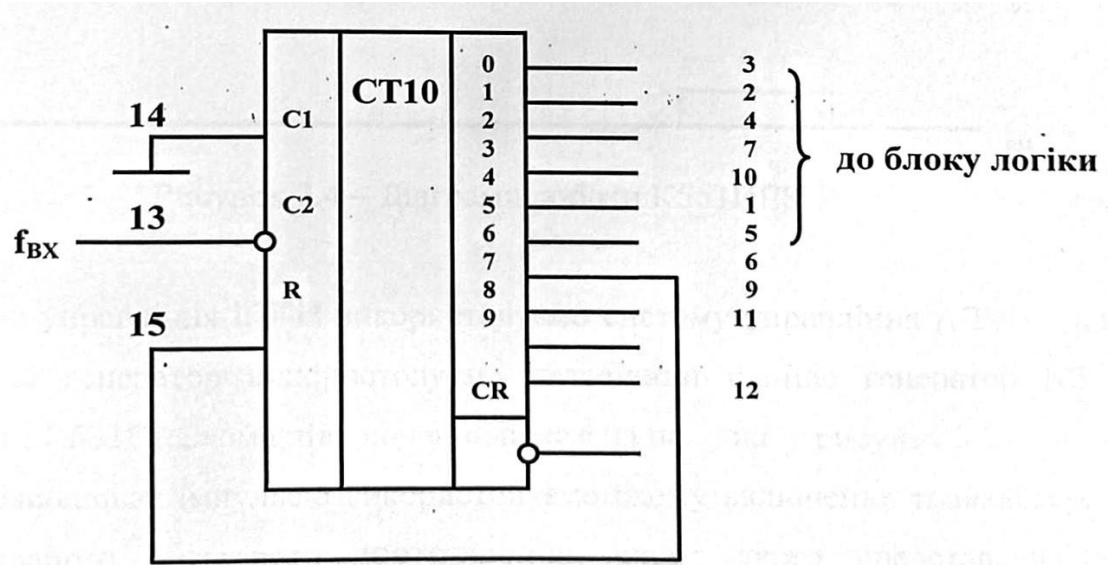


Рисунок 3.3 - Схема включення мікросхеми К561ИЕ8

Діаграма сигналів в лічильнику показана на рисунку 3.4.

Для системи управління ІППН використовуємо систему управління АІР, але як задаючий генератор використовуємо незадіяний раніше генератор N2 з мікросхеми КR531Г1. Схема підключення показана на рисунку 3.2.

Як підсилювач імпульсів використовуємо схему включення транзистора з ОК, так званого емітерного повторювача, схема якого представлена рисунку 3.5.

Параметри для управління силовим оптотиристором вказані в таблиці 3.1. Виходячи з цього розрахуємо резистор R_e

$$R = (U_{КМОП} - U_y - U_{\beta e}) / I_y = (5 - 2,5 - 0,7) / 0,15 = 12 \text{ Ом} \quad (3.5)$$

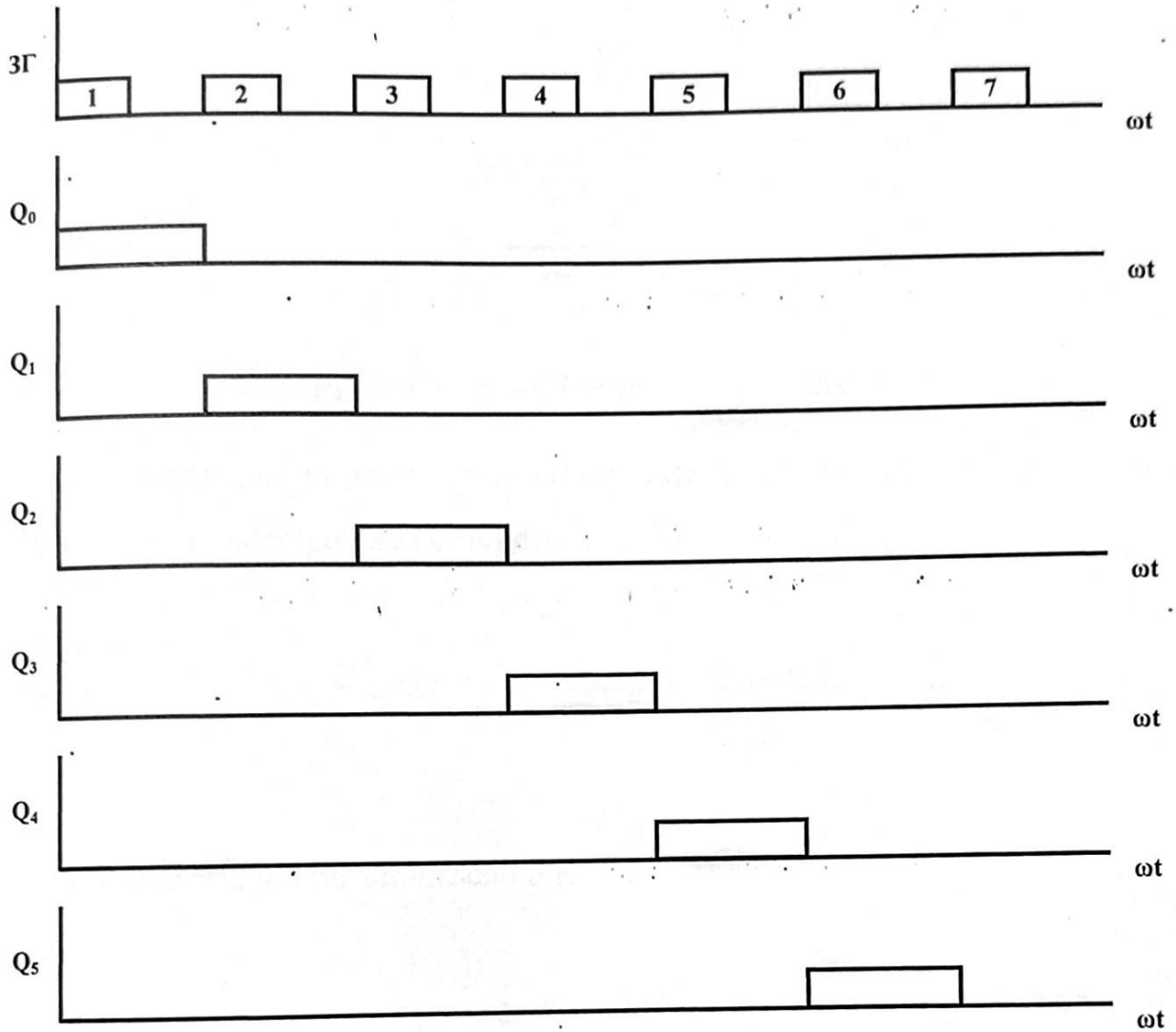


Рисунок 3.4 – Діаграми роботи К561ІЕ8

Потужність, що розсіюється на R_e :

$$P_{(R_e)} = I_y^2 \cdot R_e = 0,15 \cdot 12 = 0,27 \text{ Ом} \quad (3.6)$$

Приймаємо резистор R_e -МЛТ-12 Ом-1 Вт $\pm 5\%$.

В якості VT2 вибираємо транзистор КТ646А з параметрами: $U_{ke \max} = 60\text{В}$, $I_{k \max} = 0,5\text{А}$, $h_{21e} = 100$.

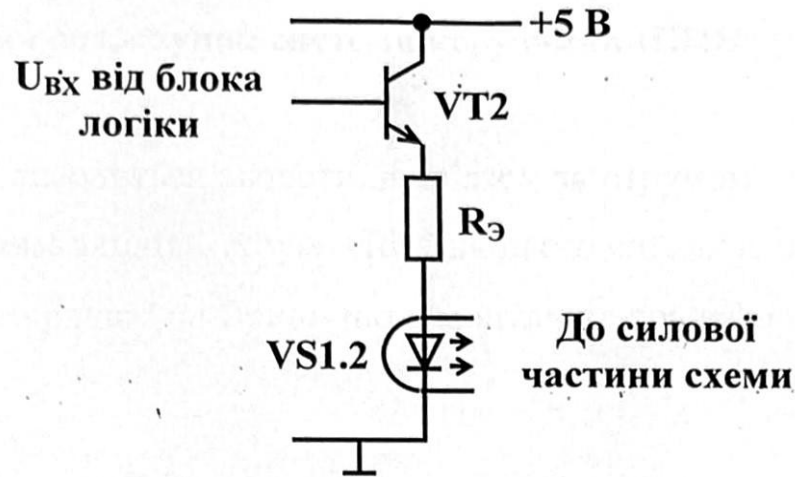


Рисунок 3.5 - Підсилювач імпульсів

Перевіримо вихідного струму логічного елемента, чи не перевищує він максимальне значення (для К561ЛН2 $I_{\text{вих max}} = 3,2 \text{ mA}$):

$$I_{\text{вих лє}} = I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}}}{h_{21\text{е}}} = \frac{0,15}{100} = 1,5 \text{ Ом} \quad (3.7)$$

Що цілком задовольняє нашим умовам.

3.3 Синтез і розрахунок системи керування ІППН

У даній системі керування заводиться зворотний зв'язок за струмом, оскільки необхідно підтримувати сталим вхідний струм I_d . Для цього сигнал із шунта подається на давач струму, що працює за принципом модуляція-трансформація-демодуляція напруги.

Тоді напругу на виході давача струму визначимо як:

$$U_{\text{вих дт}} = K_u \cdot I_d \cdot \frac{0,075}{I_{\text{длинн шунту}}} = 100 \cdot 27 \cdot \frac{0,075}{50} = 4,05 \text{ В} \quad (3.8)$$

Визначимо величину опорної напруги:

$$U_{\text{опорн}} = U_{\text{вих,дт}} \cdot 1,05 = 4,05 \cdot 1,05 = 4,25 \text{ В} \quad (3.9)$$

В якості компаратора обираємо операційний підсилювач загального застосування К553УД2, На вході мікросхеми К561ЛА7 на рівні 5В резистор для захисту входу за струмом номіналом 10 кОм.

В якості вихідного формувача використовуємо раніше розрахований очікувальний блокінг-генератор.

ВИСНОВОК

Відповідно до виданого завдання в представленому дипломному проекті виконано наступне:

- на основі аналітичного огляду технічної літератури визначено тип джерела живлення, а саме тиристорний перетворювач частоти на основі однофазного паралельного автономного перетворювача струму;

- здійснено вибір і розрахунок елементів живлення перетворювача;

- розроблені принципові схеми управління перетворювачем на основі новітніх елементів, які забезпечують захист перетворювача від можливих аварійних ситуацій;

- розроблені системи автоматичного регулювання вихідної напруги і потужності;

Розроблена схема може бути використана для виготовлення перетворювача з номінальною потужністю 320 кВт і частотою вихідної напруги 2,4 кГц.

Розроблений тиристорний перетворювач має наступні переваги:

- можливість роботи в широкому діапазоні навантажень, від майже холостого ходу до умов короткого замикання;

- відсутність шуму завдяки використанню нерегульованого випрямляча;

- наявність захисту від виходу з ладу інвертора і силових тиристорів інвертора;

- підвищена надійність завдяки сучасній елементній базі;

- завдяки запропонованій системі управління можливість використання перетворювача для різних конструкцій індукторів і режимів індуктивного нагріву.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бальян Р. Х., Сиверс М. А. Тиристорні генератори й інвертори. - Л.: Енергоіздат, 1982р., 223с.
2. Чебовський О. Г. та ін. Силові напівпровідникові прилади. Довідник. - М.: Енергоіздат, 1985р., 400с.
3. Беркович Й. Я., Івенський Г. В. та ін. Тиристорні перетворювачі високої частоти. - Л.: Енергія, 1973р., 210с.
4. Васильєв А. С. Статичні перетворювачі частоти для індукційного нагрівання. - М.: Енергія, 1973р., 186с.
5. Беркевич Б. Й. та ін. Тиристорні перетворювачі підвищеної частоти для електричних установок. - Л.: Енергоатоміздат, 1983р., 204с.
6. Фомін Н. Й. Електричні печі й установки індукційного нагрівання. - М.: Вища школа, 1982р., 600с.
7. Князевський Б. А., Фомін П. А., Нарусова Т. П. Охорона праці.- М.: Вища школа, 1982р., 312с.
8. Долін П. А. Основи техніки безпеки в електроустановках. - М.: Енергія, 1979р., 408с.

ДОДАТОК А
Плата друкована

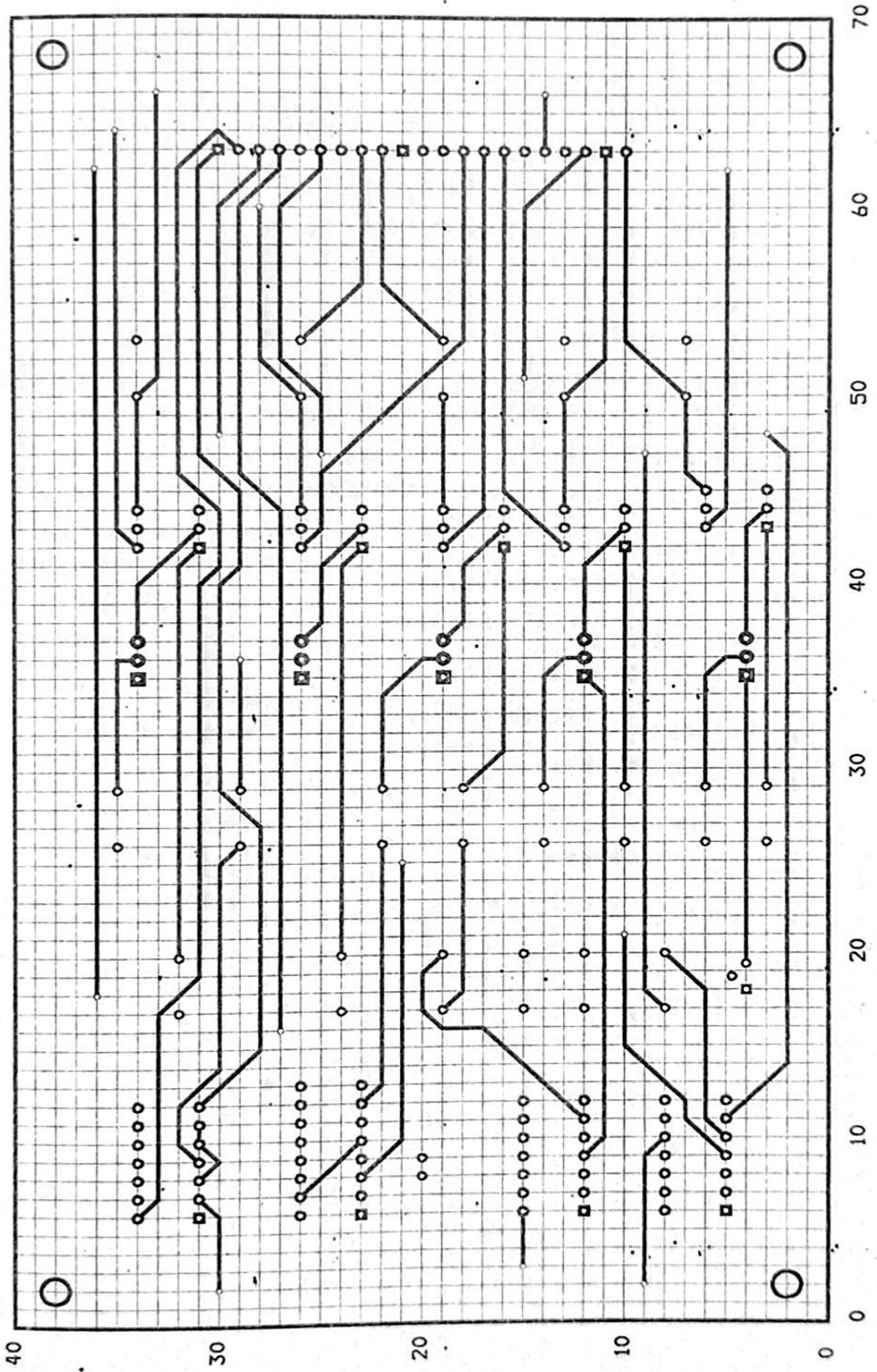


Рисунок А.1- Верхній шар

ДОДАТОК Б
Складальне креслення

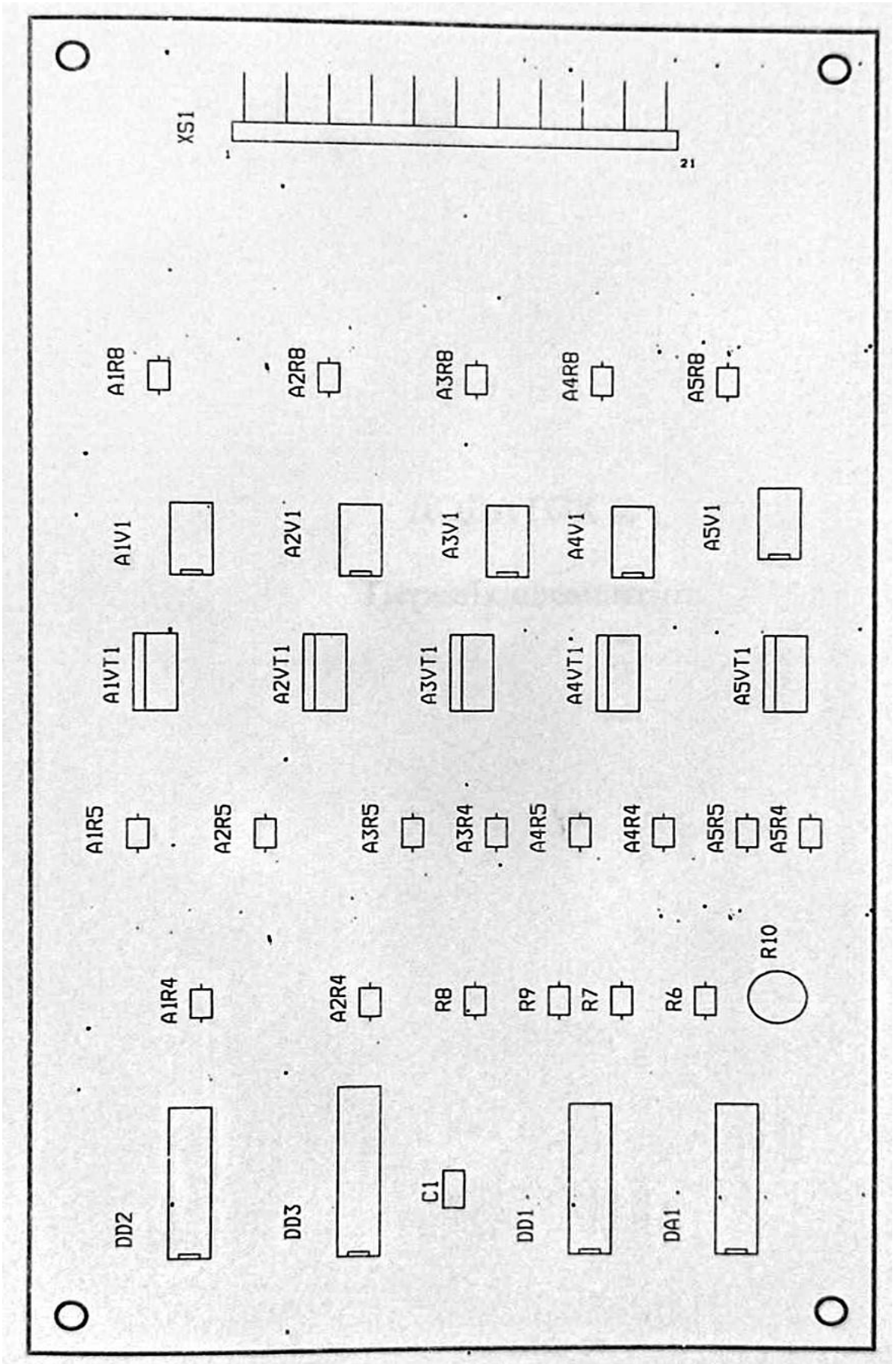


Рисунок Б.1- Складальне креслення

ДОДАТОК В
Перелік елементів

Позиційне позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
	Конденсатори		
C3-C6	МБГ4 – 4 мкФ ± 20% - 750 В	4	
C1	КМ6 – 0,1 мФ - 25 В	1	
C2	300 мкФ ± 20%	1	
	Мікросхеми		
DD1	К 531 ГГ1	1	
DD2	R 561JA7	1	
DD3	К 561 ИЕ8	1	
	Компоратор		
DA1	К553УД2	1	
	Дросель		
L1	РНС-100 мкГн ± 10%	1	
	Резистори		
R1, R3	МЛТ – 10 кОм – 0,125 Вт ± 5%	2	
R2	СП5 – 2 - 430 кОм – 1 Вт ± 5%	1	
R4	МЛТ – 68 кОм – 0,125 Вт ± 5%	1	
R5	МЛТ – 1 кОм – 0,125 Вт ± 5%	1	
R6-R10	МЛТ – 0,018 кОм – 0,155 Вт ± 5%	5	
R11-R14	МЛТ – 12 кОм – 1 Вт ± 5%	4	

Позиційне позначення	Найменування	Кіл.	Примітка
	Датчик струму		
D1	5402B	1	
	Діоди		
VD1-VD5	Д 104-205-9	5	
	Оптопара		
V1-V5	МОС 3083	5	
	Триристи		
VS1-VS5	ТБ 153-630	5	
	Транзистори		
≠A1:VT1 - ≠A5:VT1	КТ 646А	5	

ДОДАТОК Г
Специфікації

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	При- мітка
				Документація		
A1			ПД 7.090803.99.00.00.000 ЭЗ	Схема електрична принципова	1	
A4			ПД 7.090803.99.00.00.000 ПЭЗ	Перелік елементів	1	
A1			ПД 7.090803.99.00.00.000 СБ	Складальне креслення	1	
				Деталі		
A1		1	ПД 7.090803.99.00.00.001	Плата друкована	1	

Формат	Зона	Поз.	Позначення	Найменування	Кіл.	При- мітка
				Конденсатори		
		2		МБГ4 – 4 мкФ ± 20% - 750 В	4	С3-С6
		3		КМ6 – 0,1 мФ - 25 В	1	С1
		6		300 мкФ ± 20%	1	С2
				Мікросхеми		
		5		К 531 ГГ1	1	DD1
				R 561ЛА7	1	DD2
				К 561 ИЕ8	1	DD3
				Компоратор		
				К553УД2	1	DA1
				Дросель		
				РНС-100 мкГн ± 10%	1	L1
				Резистори		
				МЛТ – 10кОм – 0,125Вт ± 5%	2	R1, R2
				СП5 – 2- 430кОм – 1Вт ± 5%	1	R2
				МЛТ – 68кОм – 0,125Вт ± 5%	1	R4
				МЛТ – 1кОм – 0,125Вт ± 5%	1	R5
				МЛТ – 0,018кОм – 0,155Вт ± 5%	5	R6-R10
				МЛТ – 12кОм – 1Вт ± 5%	4	R11-R14
				Датчик струму		
				5402В		D1
				Діоди		
				Д 104-205-9		VD1-VD5
				Оптопара		
				МОС 3083		V1-V