

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
«ДНІПРОВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»**

С.І. ВИПАНАСЕНКО, А.А. САТРИ, Н.С. ДРЕШПАК

**ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ УСТАНОВКИ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВУ
З НЕСИНУСОЇДАЛЬНИМ СТРУМОМ ІНДУКТОРА**

Монографія

**Дніпро
НТУ «ДП»
2018**

УДК 621.365.5

В 51

Рекомендовано до друку вченою радою НТУ «ДП» (протокол № 2 від 13.06.2018).

Рецензенти:

О.М. Сінчук – д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри автоматизованих електромеханічних систем у промисловості та транспорті Криворізького національного університету;

М.О. Костін – д-р техн. наук, професор кафедри електротехніки та електромеханіки Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту ім. академіка Лазаряна.

Випанасенко С.І.

В 51 Електротехнологічні установки індукційного нагріву з несинусоїдальним струмом індуктора : монографія /С.І. Випанасенко, А.А. Сатрі, Н.С. Дрешпак ; М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». – Дніпро : НТУ «ДП», 2018. – 103 с.

ISBN 978-966-350-682-1

Розглянуто електромагнітні процеси індукційного нагріву з використанням несинусоїдальної форми струму індуктора. Регулювання потужності нагріву здійснюють зміною спектрального складу струму та інтенсивності окремих гармонічних складових. Розроблено способи дискретного та безперервного регулювання потужності.

Може бути корисною для наукових працівників, аспірантів та магістрів, тематика наукових робіт яких пов'язана з електротехнологіями індукційного нагріву.

УДК 621.365.5

© С.І. Випанасенко, А.А. Сатрі,
Н.С. Дрешпак, 2018

© НТУ «Дніпровська політехніка», 2018

ISBN 978-966-350-682-1

ЗМІСТ

ВСТУП	4
Розділ 1. ПЕРЕДУМОВИ ВИКОРИСТАННЯ НЕСИНУСОЇДАЛЬНОЇ НАПРУГИ	6
1.1. Індукційні установки з несинусоїдальною вихідною напругою.....	6
1.2. Регулювання вихідних параметрів перетворювачів частоти.....	8
1.3. Параметри навантаження індукційної установки.....	14
1.4. Загальні підходи до реалізації несинусоїдальної вихідної напруги установки.....	18
1.5. Завдання дослідження.....	20
Розділ 2. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ВИХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВОК З НЕСИНУСОЇДАЛЬНОЮ НАПРУГОЮ	23
2.1. Завдання моделювання і вибір методу аналізу параметрів.....	23
2.2. Аналітичні залежності для розрахунку вихідних параметрів.....	26
2.3. Особливості реалізації цифрової математичної моделі.....	41
Розділ 3. АНАЛІЗ І СИНТЕЗ ПАРАМЕТРІВ РЕЖИМУ ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВОК	45
3.1. Аналіз квазіусталених процесів.....	45
3.2. Обґрунтування і вибір раціональних режимів.....	51
3.3. Оцінка енергетичної ефективності режимів регулювання потужності.....	56
Розділ 4. АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВКАХ	64
4.1. Особливості перехідних процесів.....	64
4.2. Математична модель для дослідження процесів.....	65
4.3. Режими дискретного регулювання частоти слідування імпульсів управління, стрибкоподібної зміни навантаження установки.....	69
Розділ 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ІНДУКЦІЙНОЇ УСТАНОВКИ	76
5.1. Макет для експериментальних досліджень характеристик установки.....	76
5.2. Експериментальні характеристики установки.....	77
5.3. Пристрій для дискретного регулювання потужності.....	81
5.4. Регулювання потужності одноключового резонансного інвертора..	87
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	95
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	97

ВСТУП

Установки індукційного нагріву матеріалів з джерелами живлення у вигляді дволанкових перетворювачів частоти широко використовують в машинобудуванні і металургії для реалізації таких технологічних процесів як плавка металів і сплавів (сталь, чавун, кольорові метали), термообробка металів (гарт, випал, відпустка), нагрів деталей перед пластичною деформацією (штампування, прокатка, кування), операції хіміко-термічної обробки (цементация, азотування тощо).

Традиційні способи індукційного нагріву матеріалів часто базуються на використанні синусоїдальної форми напруги підвищеної частоти. Таку форму напруги на виході автономного інвертора отримують завдяки фільтрувальним властивостям електричних ланцюгів навантаження. Для успішної реалізації широкого кола електротехнологічних процесів необхідно регулювання активної потужності нагріву в широких межах. Більшість промислових установок реалізує спосіб регулювання потужності шляхом зміни напруги на затискачах індуктора. Найчастіше регулювання здійснюють використовуючи ланцюг постійного струму перетворювача, що істотно знижує енергетичні показники установки.

Використання несинусоїдальної вихідної напруги створює додаткові можливості для регулювання потужності нагріву. Вони можуть бути пов'язані зі зміною спектрального складу вихідної напруги та рівнів окремих гармонік. Створюються передумови для реалізації регулювання при постійній напрузі на виході випрямляча, що дозволяє підвищити енергетичні показники індукційної установки.

В монографії обґрунтуванні параметри режиму індукційних установок з несинусоїдальною вихідною напругою, що забезпечують їх високі енергетичні показники і регулювання активної потужності в широких межах.

Обґрунтування стало можливим завдяки:

- розробці математичної моделі для розрахунку вихідних параметрів режиму (струму, напруги, активної потужності і її гармонічних складових) індукційної установки;
- виконанню аналізу вихідних параметрів і синтезу режимів регулювання активної потужності, що забезпечують високі енергетичні показники;
- створенню математичної моделі і дослідженню перехідних процесів в установці;
- виконанню ряду експериментальних досліджень режимів роботи індукційної установки;
- створенню пристрою для регулювання потужності.

Дослідження електромагнітних процесів в електротехнологічних установках індукційного нагріву матеріалів, визначення функціональних зв'язків енергетичних показників індукційної установки з її параметрами

режиму склали основу для використання особливостей індукційного нагріву з несинусоїдальною напругою на індукторі для підвищення енергетичних показників в умовах регулювання потужності в широких межах. Розглянуті можливості як дискретного, так і безперервного регулювання потужності шляхом зміни частоти слідування імпульсів управління тиристорами інвертора.

1. ПЕРЕДУМОВИ ВИКОРИСТАННЯ НЕСИНУСОЇДАЛЬНОЇ НАПРУГИ

1.1. Індукційні установки з несинусоїдальною вихідною напругою

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси в електротехнологічних установках індукційного нагріву матеріалів, що використовують в якості джерел живлення дволанкові перетворювачі частоти. Ці установки широко використовують в машинобудуванні і металургії для реалізації таких технологічних процесів, як плавка металів і сплавів (сталь, чавун, кольорові метали), термообробка металів (гарт, випал, відпустка та інші), нагрів деталей перед пластичною деформацією (штампування, прокатка, кування і інші), операції хіміко-термічної обробки (цементация, азотування тощо.) [3, 65, 66, 68, 72, 77].

У загальному випадку індукційна установка складається з перетворювача частоти 1 і електричних ланцюгів навантаження 2 (рис.1.1).

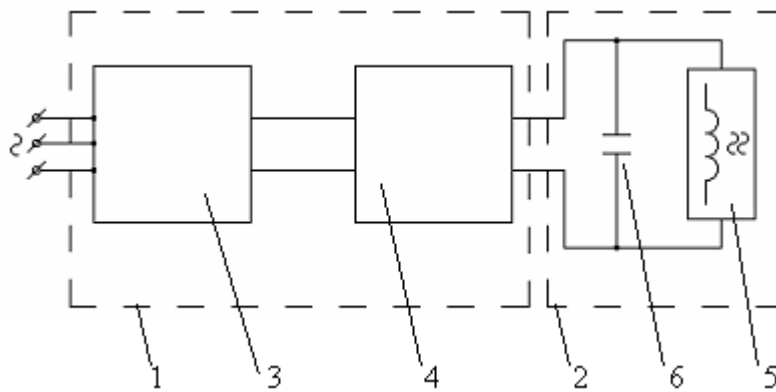


Рис. 1.1. Індукційна установка

- 1 – перетворювач частоти; 2 – електричні ланцюги навантаження;
3 – випрямляч; 4 – автономний інвертор; 5 – індуктор;
6 – компенсуючий пристрій "батарея конденсаторів"

Дволанковий перетворювач частоти містить випрямляч 3 і автономний інвертор 4. Випрямляч може бути некерованим або керованим. Останній дозволяє регулювати вихідну напругу і управляти параметрами технологічного процесу. Для роботи в діапазоні середніх частот (0.5-20 кГц) в системах індукційного нагріву зазвичай використовують резонансні інвертори або інвертори струму [14, 81]. Ці інвертори мають високу стійкість інвертування на підвищених частотах і здатні працювати в широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

Електричні ланцюги навантаження індукційної установки складаються з індуктора 5 і компенсуючого пристрою 6. У магнітному полі індуктора розташований матеріал, що підлягає нагріву. Аналізуючи процеси в електричних і магнітних колах, зазвичай розглядають систему "індуктор - тіло, що нагрівається. В якості компенсуючого пристрою зазвичай використовують

батарею конденсаторів. Залежно від прийнятого режиму роботи джерела живлення батарея конденсаторів може бути підключена до індуктора послідовно або паралельно.

Традиційні способи індукційного нагріву матеріалів базуються на використанні синусоїдальної форми напруги підвищеної частоти. Таку форму напруги на виході інвертора отримують завдяки фільтрувальним властивостям електричних ланцюгів навантаження. Теоретичні основи індукційного нагріву розроблені саме для цієї форми напруги. Добре вивчені питання аналізу і синтезу систем "індуктор - тіло, що нагрівається", дослідження режимів роботи і проектування джерел живлення [3, 12, 13, 9, 10, 14, 30, 32, 36, 37, 38, 61, 64, 65, 66, 67, 68, 71, 74, 75, 77, 80, 81, 87, 90, 91, 102, 105].

Істотний внесок у розвиток теоретичних основ і практичну реалізацію індукційного нагріву внесли відомі вчені: А.П. Альтгаузен, С.Є. Рискін, А.Е.Слухоцкий, А.Н. Шамоу та інші. Самостійним напрямом представлені роботи зі створення джерел живлення підвищеної частоти. Значний творчий внесок у вирішення проблем силових електроніки внесли українські вчені: П.Д. Андрієнко, Б.П. Борисов, І.В. Волков, В.Т. Долбня, А.І. Денисов, В.Я. Жуйков, О.В.Кириленко, К.А. Липківський, Г.Г. Півняк, В.С. Руденко, В.І. Сенько, В.Є. Тонкаль, І.М. Чиженко, А.К. Шидловський, російські вчені: О.І. Беркович, О.Г. Булатов, В.А. Лабунцов, Ю.Г. Толстов, а також вчені інших держав: Б. Бердфорд, С.В. Вагнер, Н. Конрад та інші. Аналіз літературних джерел свідчить про те, що установки індукційного нагріву, як приймачі електричної енергії, в певних режимах роботи, пов'язаних з регулюванням потужності, мають низькі енергетичні показники. Розглянемо причини виникнення таких режимів.

Процес індукційного нагріву передбачає підвищення температури заготовки на початковій стадії нагріву, подальшу її зміну у відповідності із заданим алгоритмом, обумовленим особливостями реалізованої технології. Варіація температури часто призводить до зміни електричних і магнітних властивостей матеріалу, що нагрівається. Це в кінцевому рахунку є причиною зміни параметрів навантаження індукційної установки. Для управління температурними режимами індукційного нагріву необхідно забезпечити регулювання активної потужності в навантаженні. Виходячи з різноманіття температурних режимів електротехнологій, нестабільності параметрів навантаження індукційних установок, необхідні межі регулювання потужності значні. Тому в промислових індукційних установках, орієнтованих на реалізацію широкого спектру технологій, створюють умови для регулювання потужності в широких межах. Слід зазначити, що установки з синусоїдальною формою струму підвищеної частоти мають обмежені можливості для такого регулювання. Існують два параметри, що дозволяють його здійснювати: сила струму ланцюга навантаження і вихідна частота перетворювача. Більшість промислових установок реалізує спосіб регулювання потужності шляхом зміни напруги на затискач індуктора. Ясно, що необхідний діапазон зміни напруги досить широкий. Виникає необхідність застосування керованих випрямлячів, які в режимі регулювання вихідної напруги мають низькі енергетичні

показники. Ці показники характеризуються коефіцієнтами потужності, зсуву, спотворення.

Новим напрямком в області індукційного нагріву матеріалів є використання несинусоїдальної напруги на затискачах індуктора електротермічної установки [1, 18, 19, 21, 24, 57, 85]. Напруга містить основну і вищі гармонічні складові, що визначає несинусоїдальність струму індуктора і специфіку його впливу на матеріал, що нагрівається. Використання несинусоїдальної вихідної напруги створює додаткові можливості для регулювання потужності. Вони можуть бути пов'язані зі зміною спектрального складу вихідної напруги та рівнів окремих гармонічних складових. Режимми роботи індукційних установок, що обумовлені таким способом регулювання потужності, раніше не вивчалися, хоча загальний підхід до дослідження був запропонований в [24]. При аналізі способів регулювання потужності і оцінки їх ефективності важливо знати переваги та недоліки існуючих (при синусоїдальній напрузі) підходів. Це дозволить в повній мірі оцінити можливості запропонованих рішень по використанню несинусоїдальної вихідної напруги. Такий аналіз виконаний в розд. 1.2.

Параметри режиму, пов'язані з регулюванням потужності, реалізовані при цьому енергетичні характеристики, значною мірою визначаються параметрами навантаження індукційної установки. Наявність несинусоїдальної напруги на затискачах індуктора передбачає аналіз його частотних характеристик. Важливо також оцінити межі зміни параметрів електричного навантаження для різних електротехнологій індукційного нагріву. Такі дослідження виконані в розд. 1.3.

Для отримання несинусоїдної форми напруги на затискачах індуктора необхідно використовувати спеціальні схеми автономних інверторів, або змінити режими роботи існуючих схемних рішень, що забезпечують в звичайних умовах синусоїдальну вихідну напругу. Аналіз прийнятних схемних рішень і їх режимів здійснено в розд. 1.4.

Звернемося до розгляду відомих способів регулювання вихідних параметрів тиристорних перетворювачів частоти з метою визначення можливостей цих способів регулювання, оцінки енергетичних показників перетворювачів частоти.

1.2. Регулювання вихідних параметрів перетворювачів частоти

В індукційних установках з синусоїдальною вихідною напругою управління параметрами технологічного процесу зазвичай здійснюється шляхом зміни вихідної напруги перетворювача частоти, або його частоти (в невеликих межах). Регулювання напруги призводить до зміни активної потужності навантаження і зміни інтенсивності технологічного процесу. Параметри режиму процесу такі, що для їх реалізації необхідна суттєва зміна напруги. Так, наприклад, в перетворювачах серії ТПЧ діапазон регулювання вихідної напруги – від 200 В до 800 В. Завдання регулювання вихідної напруги може вирішуватися двома шляхами: регулюванням напруги випрямляча і

регулюванням напруги автономного інвертора. Розглянемо можливі способи регулювання напруги на виході випрямляча (регулювання в ланцюзі постійного струму).

Завдання регулювання вихідної напруги випрямляча необхідно пов'язувати з оцінкою енергетичних показників перетворювача частоти. Це обумовлено тим, що, як правило, в процесі регулювання напруги відбувається погіршення енергетичних показників. Крім того, випрямляч, що є вхідною ланкою перетворювача частоти, визначає енергетичні показники останнього. Оцінити ступінь зміни показників можна шляхом встановлення функціональних залежностей між ступенем регулювання випрямляча і його енергетичними показниками. Ступінь регулювання зазвичай оцінюють, як відношення

$$C = U_d / U_{d0}, \quad (1.1)$$

де U_d , U_{d0} – напруга на виході випрямляча при регулюванні і її значення при повністю відкритому випрямлячі (кут регулювання $\alpha = 0$) відповідно. Ясно, що чим менше U_d , тим менше ступінь регулювання. При малих значеннях U_d мова йде про "глибоке регулювання".

Глибоке регулювання зазвичай є причиною істотного погіршення енергетичних показників. До таких показників в ланцюгах несинусоїдального струму, споживаного від джерела живлення, відносять коефіцієнти потужності, зсуву, спотворення [5]. Крім того, режими роботи випрямляча характеризуються споживанням активної, реактивної, повної потужності, потужності спотворення [51].

У системах індукційного нагріву, як правило, має місце глибоке регулювання. Це обумовлено широкими межами зміни параметрів технологічного процесу і навантаження перетворювача частоти. У цих умовах можна використовувати відомі методи підвищення енергетичних показників шляхом зміни структури і законів управління випрямлячем [51]. Будемо розглядати випрямлячі з природною комутацією і відстаючими кутами управління. Ці установки достатньо прості, містять мінімальну кількість вентилів, забезпечують режим глибокого регулювання і плавний перехід з випрямного режиму в інверторний. Останнє дуже важливо для перетворювачів частоти, де перехід випрямляча в інверторний режим здійснюється як при виключенні перетворювача, так і в аварійних режимах його роботи [80].

У схемах з перемиканням фазних вентилів на різні напруги підвищення коефіцієнта зсуву досягається симетричним для всіх фаз підключенням фазних вентилів випрямляча до різних відпайок анодної обмотки трансформатора. Таке підключення забезпечує зміну коефіцієнта трансформації. Плавне регулювання в межах даного підключення може забезпечуватися зміною кута управління вентилями. Недолік такого регулювання полягає в складному алгоритмі управління вентилями. При перемиканні вентилів необхідно стрімко змінювати кут управління, що забезпечить плавність регулювання вихідної напруги.

Різновидом цього способу є використання додаткових керованих фазних вентилів. Ці вентиля підключаються до трансформатора зі зниженою напругою, що дозволяє реалізувати необхідні перемикання. Загальний недолік цих методів полягає у наявності потужного трансформатора з додатковими відпайками в силовій схемі випрямляча.

Схеми випрямлячів з нульовими вентилями були запропоновані Г.І. Бабатом [7]. У силову частину цих схем вводять нульовий вентиль, що підключається паралельно ланцюгу постійного струму. З моменту проходження анодної напруги вентиля, що проводить, через нуль починає діяти нульовий вентиль, тому енергія, накопичена в індуктивності ланцюга навантаження, не повертається в мережу живлення, а витрачається в навантаженні і нульовому контурі. Переривання струму, що проходить через мережу живлення сприяє підвищенню коефіцієнта зсуву. Введення в дію нульового вентиля стає можливим тільки при відносно великих кутах управління, що знижує ефективність його використання. Крім того, при глибокому регулюванні вихідної напруги розрахункова потужність нульового вентиля наближається до сумарної потужності фазних вентилів.

Схеми з несиметричним керуванням вентилями [50] дозволяють істотно збільшити коефіцієнт потужності при глибокому регулюванні. Суть такого управління полягає в тому, що кути управління в сталому режимі не зберігаються постійними, а змінюються в різні періоди провідності вентилів по заданому закону. Силова схема такого перетворювача проста, проте система управління, яка потребує реалізації складних алгоритмів, складна у виконанні та налагодженні. У цьому полягає недолік розглянутого підходу. Схеми з почергово керованими вентиляльними групами [6] передбачають послідовне включення двох вентиляльних груп, які управляються по черзі. Під час управління однією з груп інша група забезпечує граничне значення вихідної напруги і реактивна потужність не споживається. Недолік такого управління полягає в використанні двох вентиляльних груп, що ускладнює силову схему випрямляча. Той же недолік характерний для схеми з компенсованим керуванням випрямлячем [44].

Аналізуючи розглянуті способи регулювання, що дозволяють підвищити енергетичні показники випрямлячів, можна прийти до висновку про те, що їх реалізація вимагає істотного ускладнення силових схем перетворювачів або їх систем управління. При глибокому регулюванні вихідної напруги їх енергетичні показники все ж погіршуються. У всякому разі, їх значення нижче значень показників для некерованого випрямляча.

У дволанкових тиристорних перетворювачах частоти з синусоїдальною напругою існує можливість регулювання вихідної напруги в ланцюзі змінного струму. Розглянемо відомі способи регулювання вихідної напруги в автономних інверторах. Будемо вважати, що напруга на вході інвертора незмінна. Відповідно до балансу потужностей на вході і виході інвертора можна записати [80]:

$$\frac{U_n}{U_d} = \frac{\eta}{k \cos \varphi}, \quad (1.2)$$

де $k = I_n/I_d$, I_d – середнє значення струму на вході інвертора; I_n – діюче значення основної гармоніки струму на виході інвертора, η – ККД інвертора, φ – кут навантаження.

При незмінному U_d діюче значення вихідної напруги можна регулювати шляхом зміни форми кривої вихідного струму (форма кривої в значній мірі визначає значення I_n/I_d або кута навантаження φ). Існуючі способи регулювання вихідної напруги резонансних інверторів, інверторів напруги, які найбільш повно розглянуті в [39], в кінцевому підсумку передбачають зміну саме цих параметрів. Розглянемо деякі способи регулювання.

Регулювання напруги можна здійснити керованим зворотним випрямлячем. У схему навантаження перетворювача вводять керований випрямляч, який підключають до входу автономного інвертора. Випрямляч грає роль еквівалентного активного навантаження. Регулювання цього навантаження дозволяє змінювати кут φ і підтримувати вихідну напругу на заданому рівні. Недолік способу полягає у значній встановленій потужності елементів випрямляча, що збільшує масу і габарити перетворювача.

Регулювання вихідної напруги можна здійснювати шляхом підсумовування вихідних напруг і струмів автономних інверторів. Зазвичай здійснюють підсумовування струмів і напруг синусоїдальної форми і використовують для цього схеми інверторів з двома мостами. Управління тиристорами мостів здійснюють із затримкою в часі. Це визначає фазовий зсув між вихідними параметрами режиму задіяних мостів. Змінюючи кут зсуву між напругами або струмами двох мостів, здійснюють регулювання сумарної напруги і струму навантаження. Недолік цих способів полягає в складності силових ланцюгів автономних інверторів, що забезпечують їх реалізацію.

Фазовий спосіб регулювання вихідної напруги автономного інвертора передбачає зміну параметрів навантаження інвертора. Зазвичай в ланцюг навантаження включають додаткову регульовану індуктивність або ємність. Зміна цих параметрів призводить до зміни коефіцієнта зсуву. Недолік регулювання полягає в тому, що зміна напруги супроводжується зміною реактивної потужності, споживаної навантаженням. Це призводить до додаткового завантаження вентилів інвертора струмом, обумовленим реактивною складовою потужності. При цьому збільшуються втрати енергії в силових ланцюгах інвертора.

Частотний спосіб регулювання вихідної напруги також пов'язаний в основному зі зміною кута навантаження резонансного контура. На відміну від фазового способу таке регулювання відбувається завдяки зміні вихідної частоти перетворювача в невеликих межах. Недоліки такого регулювання ті ж, що і при фазовому регулюванні.

Слід звернути увагу на той факт, що всі методи, пов'язані зі зміною кута навантаження від 0 до 90, мають обмежені можливості для регулювання напруги. Дійсно, нижня межа регулювання ($\cos \varphi = 1$) відповідно до (1.2) цілком залежить від коефіцієнта K , що характеризує форму вихідного струму інвертора. У різних схемах і режимах роботи автономних інверторів коефіцієнти K істотно відрізняються.

Досить різноманітні способи широтного регулювання вихідної напруги. Вони передбачають зміну в процесі регулювання форми вихідного струму (коефіцієнт K в (1.2)). В [39] таку зміну здійснюють підключенням до коливального контуру резонансного інвертора різних електрорушійних сил (ЕРС). Ці ЕРС діють на різних інтервалах провідності тиристорів, що призводить до зміни форми струму. Існує також інший підхід до зміни форми струму. В [97] він полягає в зміні параметрів коливального контуру резонансного інвертора безпосередньо на інтервалі провідності вентилів моста. У результаті такої зміни струм навантаження містить кілька синусоїдальних ділянок, що відповідають різним резонансним частотам. Недолік широтних способів регулювання полягає в необхідності ускладнення силової схеми автономного інвертора. Зазвичай це виражається у введенні додаткових вентилів, що змінюють параметри резонансного контуру інвертора в певні моменти часу.

Широко використовують комбіновані способи регулювання вихідної напруги перетворювача частоти. Так, наприклад, в [61] регулювання здійснюється як в ланцюзі постійного струму, так і шляхом зміни форми вихідного струму інвертора. У перетворювачах серії ТПЧ, що забезпечують живлення індукційних установок, використовують частотне регулювання в поєднанні з регулюванням в ланцюзі постійного струму.

Підводячи підсумок аналізу методів регулювання вихідної напруги тиристорних перетворювачів в ланцюзі змінного струму, слід підкреслити наступне:

- загальним недоліком методів, пов'язаних зі зміною кута навантаження автономного інвертора, є низький коефіцієнт потужності ланцюга навантаження;

- методи, пов'язані зі зміною форми струму навантаження, реалізуються шляхом ускладнення силової схеми автономного інвертора і тому при їх використанні погіршуються масогабаритні показники перетворювачів.

Таблиця 1.1 ілюструє способи регулювання синусоїдальної вихідної напруги в тиристорних перетворювачах частоти, що здійснюються як в ланцюзі постійного, так і змінного струму.

У електротехнологічних установках з синусоїдальною формою вихідної напруги активна потужність навантаження цілком залежить від рівня напруги. Такий зв'язок дозволяє розглядати методи регулювання вихідної напруги як методи регулювання активної потужності. Це зауваження важливо, так як, в кінцевому рахунку, виділення теплової енергії при індукційному нагріванні обумовлено активною потужністю навантаження.

Способи регулювання синусоїдальної вихідної напруги в тиристорних перетворювачах частоти

Способи регулювання вихідної напруги		Загальні недоліки способів	
Регулювання в ланцюзі постійного струму, що забезпечує високі енергетичні показники	<ol style="list-style-type: none"> 1. Перемикання фазних вентилів на різні напруги вторинної обмотки трансформатора 2. Використання додаткових фазних вентилів 3. Застосування випрямлячів з нульовими вентилями 4. Використання випрямлячів з несиметричним керуванням вентилів 5. Застосування почергово керованих вентиляльних груп 	Ускладнюється силова схема випрямляча або його система управління	
Регулювання в ланцюзі змінного струму	Шляхом зміни кута навантаження	<ol style="list-style-type: none"> 1. Використання керованого випрямляча в ланцюзі навантаження 2. Фазове і частотне регулювання 	Низький коефіцієнт потужності ланцюга навантаження
	Зміною форми кривої вихідного струму	Широтне регулювання шляхом зміни ЕРС, яка діє в контурі, або резонансної частоти контура	Ускладнюється силова схема автономного інвертора

В установках з несинусоїдальною вихідною напругою зв'язок напруги з активною потужністю навантаження має більш складний характер. Тому вважаємо за доцільне здійснювати аналіз активної потужності і її гармонічних складових безпосередньо, тобто без залучення проміжного параметра - вихідної напруги. Розглядаючи питання регулювання вихідних параметрів таких установок, має сенс говорити про регулювання активної потужності і її гармонічних складових. При такому підході вихідний струм перетворювача і його вихідна напруга є додатковими параметрами, котрі характеризують режими роботи установки. Ці параметри важливі для оцінки умов роботи елементів автономного інвертора, оцінки рівня несинусоїдальності вихідної напруги. Таким чином, розглядаючи вихідні параметри режиму роботи індукційних установок з несинусоїдальною вихідною напругою, будемо досліджувати потужність, її гармонічні складові, вихідний струм автономного інвертора і його вихідну напругу. Аналізу цих параметрів в монографії приділено особливу увагу.

При несинусоїдній вихідній напрузі активна потужність навантаження дорівнює сумі потужностей, обумовлених дією постійної і гармонічних складових струму індуктора (див. 2.16). Тому, на відміну від систем

синусоїдального струму, тут існує можливість регулювання потужності шляхом зміни гармонічного складу і рівнів окремих гармонік струму в індукторі. Режими роботи установки з несинусоїдальною вихідною напругою, що пов'язані з регулюванням активної потужності в широких межах, слід розглянути з точки зору забезпечення високих енергетичних показників. Це буде доречним, якщо врахувати, що згадані вище методи регулювання вихідної напруги в установках синусоїдального струму мають суттєві недоліки і в більшості випадків не забезпечують високих енергетичних показників.

1.3. Параметри навантаження індукційної установки

Завданням дослідження, результати якого викладені в цьому розділі, є вивчення параметрів навантаження індукційної установки при дії в індукторі струму несинусоїдальної форми. Загальний підхід до такого дослідження полягає в тому, що аналізу підлягають залежності параметрів електричних ланцюгів навантаження від частоти і досліджуються межі зміни параметрів виходячи з особливостей ряду технологічних процесів. Вивчення частотних залежностей параметрів дозволяє врахувати дію окремих гармонічних складових струму індуктора і оцінити можливості такого впливу в частині регулювання параметрів режиму індукційної установки.

Виклад матеріалу цього розділу слід почати з аналізу режимів роботи установок з синусоїдальною вихідною напругою. Це дозволить зіставити відомі (використання синусоїдальної вихідної напруги) і запропоновані (використання несинусоїдальної напруги) підходи, сформулювати основні завдання подальших досліджень.

Індукційний нагрів матеріалів-провідників зумовлений поглинанням ними електромагнітної енергії. Змінне магнітне поле створюється індуктором, який по відношенню до виробу, що нагрівається, є первинною обмоткою трансформатора. Деталь, що нагрівається, виконує роль вторинної обмотки трансформатора, яка містить один короткозамкнений виток [84]. Вихрові струми, що виникають у виробі, призводять до його нагрівання, тому індукційний нагрів є прямим нагрівом опором і має ряд переваг прямого нагріву: високу швидкість процесу, високий рівень температур, що реалізуються. Найбільш поширеними технологічними процесами, які мають суттєві відмінні риси, є: плавка матеріалів, наскрізний і поверхневий нагрів. Ці основні групи об'єднують безліч технологічних процесів, що відносяться до даного різновиду. Наприклад, технології наскрізного нагрівання заготовок застосовуються для нагріву під пластичну деформацію: кування, штампування, пресування, прокатку і інші технологічні операції. Зупинимося на особливостях названих технологічних процесів.

Індукційна плавка, яка здійснюється завдяки використанню установок, що працюють в діапазоні середніх частот, реалізується в тигельних печах. Виділення енергії безпосередньо в матеріалі, що нагрівається, забезпечує високі показники швидкості нагріву і продуктивності процесу. В індукційних печах метал інтенсивно перемішується завдяки виникненню електродинамічних сил.

Печі не забруднюють атмосферу, що є важливою перевагою технологій індукційної плавки. У печах виплавляють як магнітні (сталь, чавун та інші), так і немагнітні (мідь, алюміній, цинк та інші) матеріали. Процес розплавлення матеріалу зазвичай здійснюють при максимальній потужності навантаження. Це забезпечується шляхом стабілізації вихідної напруги перетворювача на максимальному рівні. При нагріванні магнітних матеріалів і досягненні температури точки Кюрі їх відносна магнітна проникність істотно зменшується (до $\mu = 1$), тому потужність навантаження значно знижується. Процес легування і розливання сталі також забезпечується при малих значеннях споживаної потужності. Такі істотні відмінності в режимах роботи індукційної плавильної установки протягом технологічного циклу відображаються на межах зміни параметрів режиму. При плавці таких матеріалів як алюміній, мідь, цинк параметри навантаження більш стабільні. Це обумовлено тим, що магнітна проникність цих матеріалів в процесі плавки практично не змінюється.

Індукційний поверхневий нагрів використовує явище поверхневого ефекту: струм в виробі, що нагрівається, розподіляється нерівномірно. Найбільша щільність струму має місце на поверхні виробу. Широко розповсюджений поверхневий гарт деталей. Основний фактор, що обумовлює високу міцність сталі, загартованої індукційним способом, це отримання мартенситу з дрібнокристалічною будовою [65]. При цьому підвищується опір втоми поверхнево загартованих деталей, їх довговічність і зносостійкість. Поверхнєве загартування здійснюють нагріванням, при якому нагрівається прошарок, що не перевищує глибини проникнення струму в метал. Поверхню виробу швидко нагрівають з наступним швидким охолодженням на повітрі, у воді або маслі. Поряд з високою твердістю поверхні загартованого виробу його серцевина залишається м'якою і забезпечує підвищений опір ударним навантаженням. Для швидкого нагріву поверхні заготовки необхідна значна питома потужність. Її отримують при малих зазорах між витками індуктора і виробом, що нагрівається, а також шляхом підвищення струму в індукторі, використовуючи понижуючі трансформатори. В процесі нагрівання, який зазвичай триває кілька секунд, параметри навантаження змінюються незначно. Однак витягування нагрітого виробу з індуктора супроводжується істотною зміною параметрів навантаження перетворювача.

Індукційні установки наскрізного нагрівання застосовують для нагріву заготовок під пластичну деформацію. При наскрізному нагріванні необхідно отримати досить однорідну структуру по всьому перетину виробу, що нагрівається. Це можливо при мінімальному перепаді температур між поверхнею і глибинними шарами виробу. Тому основна перевага індукційного нагріву – висока швидкість процесу, при наскрізному нагріванні використовується не в повній мірі. І все ж, у порівнянні з нагріванням в печах опору наскрізний індукційний нагрів здійснюється в десятки і сотні разів швидше [31]. Для установок наскрізного індукційного нагріву вибір частоти синусоїдального струму здійснюють таким чином, щоб виділення теплоти відбувалося в шарі достатньої товщини і при відсутності значного градієнта температури між поверхнею і межею цього шару. Вирішальне значення в

отриманні мінімального перепаду температур набуває теплопровідність матеріалу виробу. Установки наскрізного нагрівання зазвичай працюють в режимах періодичної або безперервної дії. В установках періодичної дії нагрівається тільки одна заготовка або її частина. При нагріванні заготовок з магнітного матеріалу відбувається зміна споживаної потужності: спочатку вона зростає (збільшується питомий опір матеріалу), а потім знижується при досягненні точки Кюрі (магнітна проникність матеріалу падає). В установках безперервної (методичної) дії одночасно нагрівають декілька заготовок. В процесі нагрівання вони переміщуються уздовж індуктора, нагріваючись при цьому до заданої температури. У таких установках зміна потужності джерела живлення і параметрів навантаження невелике, тому вони мають більш високі значення ККД і продуктивності (в порівнянні з установками періодичної дії). В установках наскрізного індукційного нагріву зазвичай використовують такі види регулювання параметрів: напругу на затискачах індуктора в процесі нагрівання підтримують постійною, підтримують постійною температуру на поверхні, інтенсивність нагріву змінюють паузами нагріву.

Викладене вище дозволяє зробити висновок про те, що в існуючих технологічних процесах індукційного нагріву їх технологічні параметри суттєво відрізняються. Це призводить до суттєвих відмінностей в параметрах навантаження індукційних установок і визначає різні ступені регулювання вихідної напруги.

З аналізу, виконаного в розд. 1.1, 1.2, витікає, що в установках з несинусоїдальною вихідною напругою існують додаткові можливості для регулювання активної потужності. Вони можуть бути реалізовані шляхом зміни спектрального складу струму індуктора, а також рівнів окремих гармонік. Використовуючи цей підхід, доцільно застосовувати такі режими роботи установки, при яких забезпечувалися б високі енергетичні показники незалежно від характеру технологічного процесу. У цьому полягає завдання обґрунтування параметрів режиму нагріву, рішення якого викладене в монографії.

Аналіз режимів роботи установок з несинусоїдальною вихідною напругою слід почати з розгляду параметрів електричних ланцюгів навантаження. Ці параметри залежать від частоти струму. Їх частотні залежності важливі для визначення значень параметрів на частотах, що відповідають спектральному складу струму індуктора. Має сенс розглянути послідовну схему заміщення, так як залежності параметрів цієї схеми від частоти порівняно прості. У послідовній схемі заміщення (рис.1.2) активний опір індуктора і внутрішній реактивний опір індуктора виражаються залежністю [77]:

$$r_u \approx x_u \approx w^2 \frac{\pi D_1 \rho_u}{a \Delta u}, \quad (1.3)$$

де W – кількість витків індуктора, D_1 – внутрішній діаметр індуктора, ρ_u – питомий опір матеріалу індуктора, a – довжина індуктора, Δu – глибина проникнення струму в матеріал індуктора.

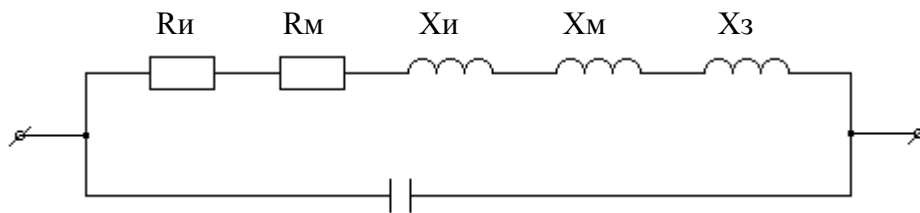


Рис. 1.2. Послідовна схема заміщення електричних ланцюгів навантаження індукційної установки

Індуктивний опір, обумовлений повітряним зазором [77]:

$$x_3 = w^2 \omega \mu_0 \frac{\pi}{4a} (D_1^2 - D_2^2), \quad (1.4)$$

де ω – кутова частота струму; D_2 – діаметр деталі, що нагрівається; μ_0 – магнітна проникність вакууму.

Активний r_m та індуктивний x_m опори деталі, що нагрівається [77]:

$$r_m \approx x_m \approx w^2 \pi D_2 \rho_2 / a \Delta_M, \quad (1.5)$$

де ρ_2 – питомий опір матеріалу деталі; Δ_M – глибина проникнення струму в деталь, що нагрівається.

Залежності (1.3) - (1.5), що характеризують параметри послідовної схеми заміщення, справедливі для режимів з вираженим поверхневим ефектом, де глибина проникнення струму значно менша діаметра заготовки. Будемо вважати, що ця умова дотримується. Аналіз залежностей (1.3) - (1.5) свідчить про те, що розглянуті параметри схеми заміщення залежать від частоти струму, причому характер цих залежностей різний. Опори r_u , r_m , x_u , x_m пропорційні \sqrt{f} , а x_3 пропорційно f [77].

Зазвичай в установках індукційного нагріву використовують паралельний резонансний контур навантаження. Це обумовлено прагненням отримати значний струм в індукторі при низьких значеннях струму на вході контура. Будемо розглядати в якості навантаження паралельний коливальний контур, що складається з індуктора і компенсуючого конденсатора. Виділимо із сукупності наведених вище опорів ті їх значення, які відповідають резонансній частоті f_p контуру навантаження. Позначимо їх як $r_{u.p}$, $r_{m.p}$, $x_{3.p}$, $x_{u.p}$, $x_{m.p}$. Тоді значення цих параметрів на частотах n -их гармонік (f_n) отримаємо із залежностей

$$\begin{aligned}
r_{u.n} &= r_{u.p} \sqrt{f_n / f_p} ; & r_{m.n} &= r_{m.p} \sqrt{f_n / f_p} ; \\
x_{z.n} &= x_{z.p} \cdot f_n / f_p ; & x_{u.n} &= x_{u.p} \sqrt{f_n / f_p} ; \\
x_{m.n} &= x_{m.p} \sqrt{f_n / f_p} .
\end{aligned}
\tag{1.6}$$

Така форма запису опорів індуктора на різних частотах, що відповідають спектральному складу діючої напруги, зручна, так як їх значення виражаються через аналогічні параметри, характерні для резонансної частоти контура. Значення останніх добре вивчені, так як при синусоїдальному струмі індуктора контур навантаження налаштовують в резонанс або режим, близький до резонансу на вихідній частоті перетворювача. Відомо, що межі зміни параметрів навантаження залежать від особливостей розглянутої технології індукційного нагріву [80]. Для послідовної схеми заміщення добротність індуктора розраховують за формулою

$$Q = (x_{u.p} + x_{m.p} + x_{z.p}) / (r_{u.p} + r_{m.p}) . \tag{1.7}$$

У плавильних установках в процесі нагрівання добротність змінюється в межах $Q = 4 \div 20$. В установках поверхневого гарту зазор між індуктором і виробом, що нагрівається, мінімальний, тому $Q_{\min} = 2$. В установках наскрізного нагрівання добротність варіюється в діапазоні $Q = 3 \div 10$. Якщо узагальнити ці дані, то можна вважати, що в індукційних установках добротність індуктора змінюється в межах $Q = 2 \div 20$.

Проведений аналіз дозволяє зробити наступні висновки:

- досліджуючи режими роботи установки при несинусоїдній напрузі на затискачах індуктора, слід враховувати залежність його параметрів від частоти.
- значення параметрів на частотах n -их гармонік можна виразити через їх значення на резонансній частоті контуру навантаження. Така форма подання зручна, так як межі зміни останніх відомі і визначені особливостями технологічних процесів індукційного нагріву.

1.4. Загальні підходи до реалізації несинусоїдальної вихідної напруги установки

У цьому розділі висвітлено існуючі підходи до реалізації несинусоїдальної напруги на виході дволанкового перетворювача частоти. Такий аналіз дозволить виділити прийнятні варіанти для установок індукційного нагріву і орієнтуватися в подальших дослідженнях на певні схемотехнічні рішення.

У дволанкових тиристорних перетворювачах частоти, що використовуються в якості джерел живлення індукційних установок в діапазоні середніх частот, широко застосовують тиристорні і транзисторні резонансні інвертори та інвертори струму. Такі інвертори мають високу стійкість

інвертування на підвищених частотах і забезпечують високі енергетичні показники (ККД в межах 0.9-0.95). Інвертори струму мають, як правило, прості схемотехнічні рішення, встановлені потужності силових елементів невеликі [14, 80]. Режими роботи силових елементів інвертора характеризуються невисокими рівнями напруг (по відношенню до напруги джерела живлення), їх залежністю від параметрів ланцюга навантаження. Кут вимикання тиристорів інвертора залежить від кута випередження їх включення і кута комутації [80]. Для тиристорів з часом вимикання 10-20 мкс реалізований діапазон вихідних частот перетворювача становить 0.5-10 кГц. Для силових транзисторів (наприклад, IGBT) цей діапазон розширюється. Істотним недоліком автономних інверторів струму є складність їх пуску. У перших циклах комутації тиристорів інвертора спостерігається істотне зменшення кутів замикання тиристорів [24, 80]. Усунення цього недоліку вимагає ускладнення силового ланцюга перетворювача або використання більш складних алгоритмів керування тиристорами інвертора.

Синусоїдальну напругу на виході автономного інвертора струму отримують шляхом налагодження коливального контуру навантаження в режим, близький до резонансу з першою гармонікою вихідного струму інвертора. Завдяки вираженим властивостям фільтра нижніх частот, паралельний коливальний контур навантаження забезпечує досить високу ступінь синусоїдальності вихідної напруги (наприклад, в промислових зразках перетворювачів серії ТПЧ коефіцієнт несинусоїдальності не перевищує 10%). Несинусоїдальну напругу на виході інвертора можна отримати, виключаючи режим настройки паралельного контуру на частоту, близьку до частоти першої гармоніки. При цьому ступінь несинусоїдальності значною мірою залежить від спектрального складу вихідного струму і рівнів окремих гармонік. Використання іншої структури електричних ланцюгів навантаження, наприклад, послідовного резонансного контуру, призводить до зміни частотних характеристик цих ланцюгів і, як результат, до зміни форми кривої вихідної напруги.

Розроблено схеми автономних інверторів струму, що дозволяють змінити форму вихідного струму шляхом управління додатковими тиристорами, введеними в силову схему [98, 99]. Ці схемні рішення відкривають можливості для використання інверторів цього класу в установках з несинусоїдальною вихідною напругою. Однак, як показано в [100], виникають проблеми зі стійкістю інвертування, що звужує межі регулювання.

Автономні резонансні інвертори працюють в широкому діапазоні вихідних частот. Це обумовлено наявністю значної паузи струму, що протікає через вентилі. Завдяки цьому кут вимикання тиристорів істотно зростає. Стійкість інвертування забезпечується в широкому діапазоні зміни параметрів навантаження. У таких інверторах не виникають проблеми з пуском [80]. Недолік резонансних інверторів полягає в тому, що вони містять додаткові силові елементи, які мають значні встановлені потужності (комутуючі дросель та конденсатор, розділовий конденсатор). Однак, при використанні простих схемних рішень для реалізації тиристорних блоків (див.рис.2.1) структуру

інверторів вдається спростити і отримати прийнятні техніко-економічні показники.

Автономні резонансні інвертори також можуть бути використані в індукційних установках з несинусоїдальною вихідною напругою. Дійсно, специфічна форма струму навантаження обумовлює присутність вищих гармонічних складових, причому їх рівень залежить від відношення тривалості паузи до тривалості синусоїдального імпульсу, який формується на інтервалі провідності тиристорів [24]. Це створює сприятливі умови для регулювання в широких межах спектрального складу вихідного струму, а також рівнів окремих гармонік. Характерно, що таке регулювання може забезпечуватися при великих значеннях кутів запирання вентилів і, отже, зберігається висока стійкість інвертування. Тут допустимі режими роботи, при яких паралельний контур навантаження має резонансну частоту, що істотно відрізняється від частоти першої гармоніки струму. З огляду на зазначені переваги автономних резонансних інверторів, в монографії розглядаються варіанти реалізації установок індукційного нагріву на базі інверторів цього класу.

У разі використання резонансних інверторів складність виконуваного аналізу вихідних параметрів полягає в великому різноманітті форм вихідного струму, характерних для різних схемних рішень (можливі форми струму будуть розглянуті в розд. 2). Тому перша спроба виконання такого аналізу була здійснена для однієї із схем інверторів [18]. Слід зазначити, що в роботі [18] виконано тільки аналіз вихідного струму інвертора і не розглянуті інші вихідні параметри. У такій ситуації має сенс обмежитися аналізом вихідних параметрів для індукційних установок, виконаних на базі певних типів резонансних інверторів. Передбачається, що вихідні струми таких інверторів будуть мати загальні властивості. Це дозволить розглядати їх з єдиних позицій, спростити подальший аналіз і синтез параметрів. В той же час, прийняті методичні підходи до дослідження можна буде застосувати для довільної форми вихідного струму.

Аналіз перехідних процесів в розглянутих індукційних установках дозволяє вивчити характер зміни вихідних параметрів в режимах стрибкоподібної зміни навантаження, а також в процесі регулювання частоти комутації вентилів. В першу чергу це відноситься до таких параметрів як вихідний струм і напруга установки, які визначають ступінь завантаження вентилів автономного інвертора і випрямляча. Мета дослідження перехідних процесів – виключити несприятливі режими роботи установок, пов'язані з переходом системи з одного стану в інший.

1.5. Завдання дослідження

Аналіз, проведений в першому розділі монографії, свідчить про те, що в індукційних установках з несинусоїдальною вихідною напругою існує можливість створення специфічних режимів роботи, пов'язаних зі зміною спектрального складу вихідної напруги та рівнів окремих гармонік. Це створює передумови для розробки нових підходів до регулювання потужності в

навантаженні. Таким чином, завдання дослідження полягає в обґрунтуванні вихідних параметрів режиму індукційних установок на базі резонансних інверторів з несинусоїдальною вихідною напругою.

Для вирішення цього завдання необхідно:

- розробити математичну модель для розрахунку вихідних параметрів індукційних установок на базі ряду резонансних інверторів з несинусоїдальною напругою в квазіусталених режимах;
- виконати аналіз вихідних параметрів таких індукційних установок;
- синтезувати режими роботи, що забезпечують високі енергетичні показники;
- створити математичну модель і дослідити перехідні процеси;
- виконати експериментальні дослідження режимів роботи індукційної установки, обґрунтувати структуру і запропонувати пристрої для регулювання потужності.

Другий і третій розділи монографії присвячені дослідженням квазіусталених режимів установок, обґрунтуванню прийнятого способу регулювання потужності. У четвертому розділі розглянуто перехідні процеси в установках. Результати експериментальних досліджень викладені в розділі 5.

ВИСНОВКИ

1. Аналіз способів підвищення енергетичних показників керованих випрямлячів свідчить про те, що можливості такого підвищення обмежені, а їх реалізація вимагає, як правило, істотного ускладнення силової схеми випрямляча або його системи управління.

2. Аналіз методів регулювання синусоїдальної напруги перетворювачів частоти, що здійснюється в ланцюзі змінного струму, свідчить:

– загальним недоліком методів, пов'язаних зі зміною кута навантаження автономного інвертора, є низький коефіцієнт потужності ланцюга навантаження;

– методи, пов'язані зі зміною форми струму навантаження, реалізуються шляхом ускладнення силової схеми автономного інвертора і тому при їх використанні погіршуються масогабаритні показники перетворювачів.

3. Аналіз існуючих технологічних процесів індукційного нагріву свідчить про те, що їх технологічні параметри значно відрізняються. Це призводить до суттєвих відмінностей в параметрах навантаження індукційних установок і визначає різні ступені регулювання синусоїдальної вихідної напруги і потужності.

4. В установках з несинусоїдальною вихідною напругою існують додаткові можливості для регулювання активної потужності. Вони можуть бути реалізовані шляхом зміни спектрального складу струму індуктора, а також рівнів його окремих гармонік. Використовуючи цей підхід, доцільно синтезувати такі режими роботи установки, які забезпечать високі енергетичні показники.

5. При несинусоїдальній напрузі на затискачах індуктора слід враховувати залежність його параметрів від частоти. Значення параметрів на частотах n -их гармонік можна виразити через їх значення для резонансної частоти контуру навантаження. Така форма подання зручна, так як межі зміни останніх відомі і визначені особливостями технологічних процесів індукційного нагріву.

6. Індукційні установки з несинусоїдальною вихідною напругою можуть бути створені на базі резонансних автономних інверторів, інверторів струму. Використання резонансних інверторів видається більш доцільним, так як існує можливість зміни спектрального складу і рівнів окремих гармонік шляхом регулювання в широких межах відношення тривалості синусоїдального імпульсу струму навантаження до тривалості його паузи. При цьому зберігається висока стійкість інвертування.

2 МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ РОЗРАХУНКУ ВИХІДНИХ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВОК З НЕСИНУСОЇДАЛЬНОЮ НАПРУГОЮ

2.1.Завдання моделювання і вибір методу аналізу параметрів

Завдання дослідження полягає в аналізі вихідних параметрів індукційних установок з урахуванням існуючих зв'язків між цими параметрами і параметрами паралельного контуру навантаження. Останні повинні безпосередньо відображати особливості технологічних процесів індукційного нагріву. Слід підкреслити, що такі зв'язки важливі, тому що дозволяють досліджувати реальну картину зміни вихідних параметрів установки при протіканні технологічного процесу.

Математична модель повинна враховувати особливості режимів, що розглядаються, зокрема, наявність несинусоїдальної вихідної напруги. Ця вимога істотна, так як в окремих дослідженнях, наприклад, в [61,79], у модель введені припущення про синусоїдальність вихідної напруги, що не відповідає дійсному стану речей. Це виключає можливість використання моделей для вирішення сформульованих вище завдань. Модель повинна бути орієнтована на розрахунок вихідних параметрів, що характеризують режими роботи індукційних установок. До таких параметрів слід віднести: вихідний струм, вихідну напругу, активну потужність.

Важливо створити модель, що дозволяє досліджувати параметри установок, створених на базі поширених схем послідовно-паралельних резонансних інверторів, виходячи із загальних позицій. Це дозволить здійснити аналіз режимів роботи спираючись на єдиний математичний апарат, створить сприятливі умови для порівняльного аналізу.

Математичному моделюванню квазістаціонарних процесів в послідовно-паралельних резонансних інверторах присвячено ряд робіт [45, 61, 64, 79]. При цьому автори використовували різні методи аналізу, а отримані результати відображали найбільш характерні режими роботи перетворювачів. Аналіз показує, що існуючі моделі не відповідають в повній мірі зазначеним вимогам. Таким чином, виникає необхідність розробки нової моделі, яка враховує особливості сформульованих завдань моделювання.

Проаналізуємо існуючі методи розрахунку пристроїв силової перетворювальної техніки з метою вибору найбільш раціонального підходу до моделювання. Індукційні установки, створені на базі перетворювальних пристроїв, містять елементи, які характеризуються нелінійними вольт-амперними характеристиками. До таких відносяться напівпровідникові вентиля (діоди, тиристори та інші). Тому аналіз названих електротехнологічних установок необхідно здійснювати на основі методів аналізу нелінійних електричних ланцюгів. Математичний опис процесів в таких ланцюгах пов'язано з певними труднощами. З метою спрощення завдання, як правило, вводять припущення щодо виду нелінійності. Крім того, нехтують деякими чинниками, що не мають істотного впливу на результати моделювання [67].

Однак слід пам'ятати, що введені припущення повинні відповідати меті моделювання та забезпечувати адекватність реальних і модельованих процесів. Розглянемо найбільш поширені методи аналізу [4, 15, 40, 45, 47, 67, 69, 95].

Кусково-припасовочний метод заснований на апроксимації реальної характеристики нелінійного елемента кусково-лінійною функцією. Це дозволяє формувати математичну модель у вигляді окремих блоків, які відповідають певним часовим інтервалам. На цих інтервалах вольт-амперна характеристика нелінійного елемента вважається лінійною, що дозволяє скласти систему лінійних диференціальних рівнянь з постійними коефіцієнтами. Вольт-амперні характеристики вентилів характеризуються двома лінійними ділянками: ділянкою, що відповідає увімкненому стану вентиля, і ділянкою вимкненого стану. Для "ідеального" вентиля його опір в увімкненому стані вважають рівним нулю, а опір у вимкненому стані дорівнює нескінченності. Початкові умови для окремих інтервалів визначають з урахуванням безперервності струмів в індуктивностях і незмінності напруг на ємностях в моменти переходу з однієї лінійної ділянки на іншу. Рішення систем диференціальних рівнянь може здійснюватися із залученням класичного, операційного методів, чисельного інтегрування диференціальних рівнянь та інших. Вибір методу рішення систем рівнянь, що відповідають окремим часовим інтервалам, здійснюється з урахуванням кількості цих інтервалів (кількість інтервалів, як правило, пов'язана з кількістю вентилів), а також з урахуванням кількості рівнянь, що входять в систему. Процеси в складних пристроях із великою кількістю вентилів і розгалуженою структурою електричних ланцюгів досліджують із залученням чисельних методів інтегрування. Широке розповсюдження отримав однокроковий метод Рунге-Кутта. Цей метод в сукупності з високою швидкістю сучасних засобів обчислювальної техніки є потужним інструментом для аналізу перехідних і стаціонарних процесів в складних нелінійних електричних ланцюгах [15, 45, 67, 69, 91].

Метод основної гармоніки полягає в тому, що в аналізі ланцюгів з несинусоїдальними періодичними ЕДС, напругою і струмами враховують тільки основну гармонічну складову. Це дозволяє отримати прості аналітичні залежності для розрахунку параметрів режиму, які в певних умовах забезпечують необхідну точність результатів. Можливості для застосування цього методу завжди пов'язані із завданнями моделювання, ступенем відмінності форми досліджуваних параметрів від синусоїдальної.

Метод гармонічного аналізу. В основу цього методу покладено представлення несинусоїдальної періодичної функції у вигляді суми гармонічних складових. Розглядають вплив цієї функції на електричний ланцюг з лінійними характеристиками. Результат впливу визначають у вигляді повних рядів Фур'є [67]. Недолік цього методу полягає в громіздкості процедури розкладання вихідної функції в ряд Фур'є, а також в отриманні розрахункових параметрів шляхом підсумовування значної кількості гармонік. Однак, в певних випадках, коли завданням аналізу є вивчення спектрального складу окремих параметрів, застосування методу є виправданим.

Дискретне перетворення Лапласа використовують в тому випадку, коли аналізується вплив періодичних імпульсів на задане навантаження. Рішення отримують у вигляді решітчастої функції, значення якої визначають тільки при дискретних рівновіддалених один від одного значеннях незалежної змінної. Недолік методу полягає в його обмежених можливостях: можливий розрахунок тільки миттєвих значень параметрів режиму. Ці значення розраховують тільки у визначених точках незалежної змінної.

Зупинимося на виборі прийняттого методу для вирішення сформульованих завдань. Перш за все слід врахувати несинусоїдальність напруги на виході індукційної установки.

Розрахунок електричних ланцюгів при несинусоїдальних періодичних напругах часто зводиться до розкладання параметрів режиму в ряд Фур'є (метод гармонічного аналізу). Цей підхід видається вдалим для вирішення поставлених завдань, так як дозволяє безпосередньо оцінити дію окремих гармонік в навантаженні індукційної установки. Для реалізації підходу в математичній моделі, що розробляється, необхідно розрахувати вихідний струм перетворювача, розкласти його в ряд Фур'є і на цій основі, враховуючи частотні характеристики контуру навантаження, визначити активну потужність і її гармонічні складові. Цей шлях виконання дослідження дозволяє також оцінити ступінь несинусоїдальності напруги на паралельному контурі.

Характерною особливістю послідовно-паралельних резонансних інверторів є наявність в силовій частині електричного кола двох резонансних контурів: паралельного і послідовного. Їх параметри і визначають характер процесів, що протікають. Ця особливість структурної побудови перетворювачів може служити основою для створення загального підходу до моделювання. Форма вихідного струму залежить як від параметрів послідовного ланцюга (індуктивності і ємності), так і паралельного RLC -контуру навантаження. В [79] вирішена задача розрахунку струму в першому напівперіоді пуску послідовно-паралельного інвертора при нульових початкових умовах для струмів в індуктивностях і напруг на ємностях силового ланцюга. Безліч уведених в модель змінних ускладнює умови проведення ефективного аналізу і визначення основних показників, що істотно впливають на перебіг процесу. Очевидно, що при аналізі стаціонарних процесів, які враховують початкові значення струмів і напруг, характер цих залежностей буде ще більш складним. Автори [79] прийшли до висновку про доцільність використання простих виразів для опису форми вихідного струму. Зокрема запропоновано здійснити заміну реальної форми струму на більш просту – синусоїдальну на інтервалі провідності вентиля. Передумовою для такої заміни є наявність послідовного RLC -контуру. Це дозволило отримати порівняно прості аналітичні залежності для розрахунку параметрів режиму автономних інверторів і успішно вирішувати більшість задач, пов'язаних з проектуванням перетворювачів. Аналогічні заміни здійснювалися і в інших роботах [24, 61]. Цей підхід може бути використаним для аналізу вихідного струму в інверторах зазначеного типу. У різних схемних рішеннях форми вихідного струму можуть відрізнятися,

проте загальний принцип його формування з окремих синусоїдальних ділянок може бути збереженим .

Слід підкреслити, що за своєю суттю даний підхід базується на кусково-припасовному методі. Дійсно, в цьому випадку розглядаються інтервали часу, що відповідають увімкненому і вимкненому станам вентилів. Особливість полягає в тому, що форма струму вентилів на інтервалі їх провідності передбачається заданою і відповідає реальному характеру розвитку коливального процесу. Використання такого підходу до вирішення поставлених завдань є обґрунтованим з наступних причин:

- істотно спрощуються аналітичні вирази, що описують вихідні параметри індукційної установки;
- існує можливість для виконання всебічного аналізу процесу, який був би достатньо непростим при використанні складних аналітичних виразів;
- існує можливість для виконання аналізу процесів в різних схемотехнічних рішеннях з єдиних позицій, що важливо для порівняльного аналізу;
- підхід враховує несинусоїдальність вихідного струму і напруги, що істотно для вирішення сформульованих завдань.

Ясно також, що цей підхід базується на ряді істотних припущень, тому важливим етапом досліджень є оцінка вірогідності отриманих результатів. Така оцінка може бути здійснена шляхом розрахунку окремих режимів на більш точній математичній моделі (з меншою кількістю припущень), зіставленням результатів моделювання з результатами експерименту. Оцінка достовірності результатів буде надана в наступних розділах монографії.

Таким чином, виходячи із завдань моделювання, пропонується використовувати метод аналізу, який базується на кусково-припасовному методі та методі гармонічного аналізу. Основу методу складає заміна реальної форми вихідного струму на інтервалі провідності вентилів на більш просту – синусоїдальну.

2.2. Аналітичні залежності для розрахунку вихідних параметрів

У цьому параграфі на основі обраного методу аналізу отримані аналітичні залежності, що дозволяють розрахувати вихідні параметри режиму індукційних установок. Ці залежності відображають процеси в різних схемотехнічних рішеннях, тому виникає необхідність відобразити їх особливості. Звернемося до аналізу окремих схемних рішень.

Послідовно-паралельні резонансні інвертори з зачиненим входом, вентиляний блок яких складається з паралельно включених тиристора і зворотного діода (рис.2.1), широко використовують в якості джерел живлення підвищеної частоти [58]. Мінімальна кількість напівпровідникових вентилів сприяє підвищенню надійності цих пристроїв, а реалізація різних алгоритмів управління тиристором забезпечує широкі функціональні можливості і високі енергетичні показники перетворювачів. Зокрема в таких інверторах може бути

реалізований режим роботи з формою струму навантаження, відмінною від синусоїдальної.

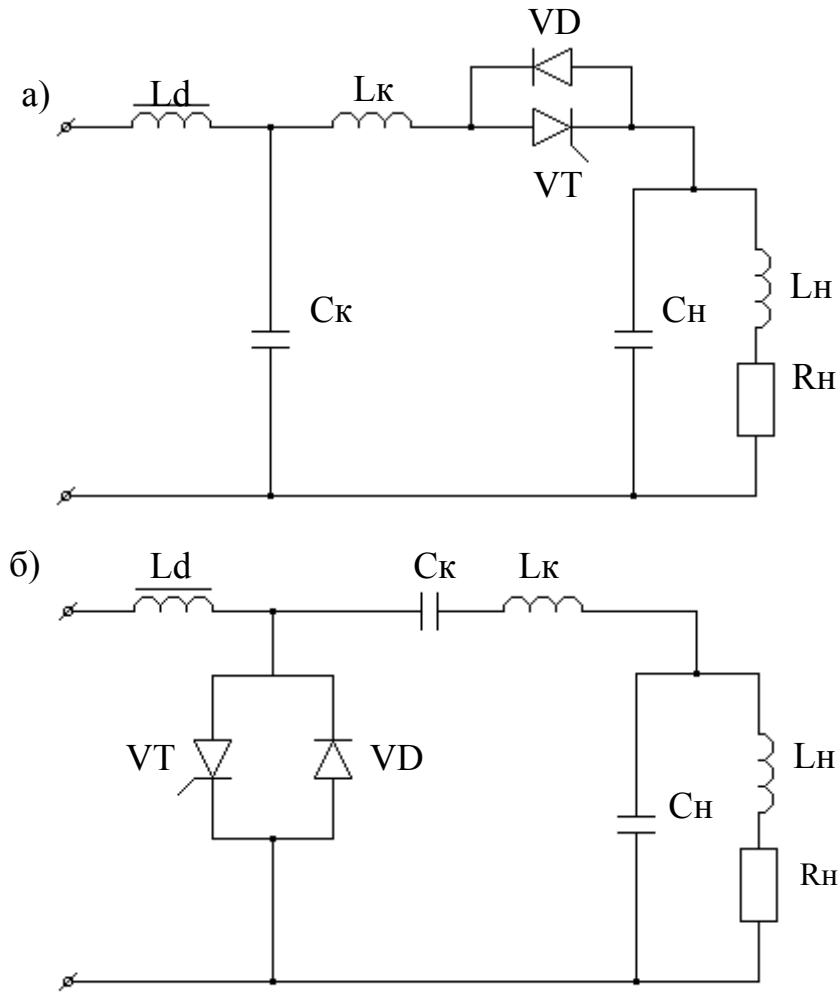


Рис. 2.1. Електротехнологічні установки індукційного нагріву на базі одноключових послідовно-паралельних резонансних інверторів зі зворотними діодами

Вихідні струми розглянутих перетворювачів мало відрізняються: в схемі перетворювача, наведеній на рис.2.1, відсутня постійна складова струму. Однак гармонічний склад струму такий же, як і в перетворювачі, показаному на рис.2.1,а. Ця незначна відмінність дозволяє узагальнити результати проведеного аналізу. При моделюванні слід врахувати наявність зворотного діода в силовому ланцюзі інвертора і загасання коливального процесу внаслідок втрат енергії в контурі навантаження. Крива струму навантаження інвертора в схемі, показаній на рис.2.1, а, наведена на рис.2.2.

Інтерес представляє форма струму для електротехнологічних установок на базі одноключових інверторів, що не містять зворотного діода (рис.2.3). Форма струму для установки, показаної на рис.2.3, а, наведена на рис.2.4. Така форма не має зворотної напівхвилі і містить постійну складову струму. Вихідний струм установки, показаної на рис.2.3, б відрізняється від наведеного

вище тим, що не містить постійної складової. Це обумовлено тим, що даний вихідний струм протікає через конденсатор C_k .

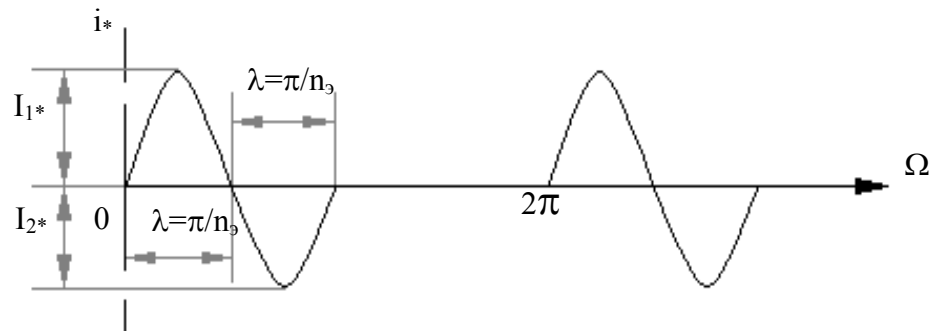


Рис.2.2. Форма струму навантаження

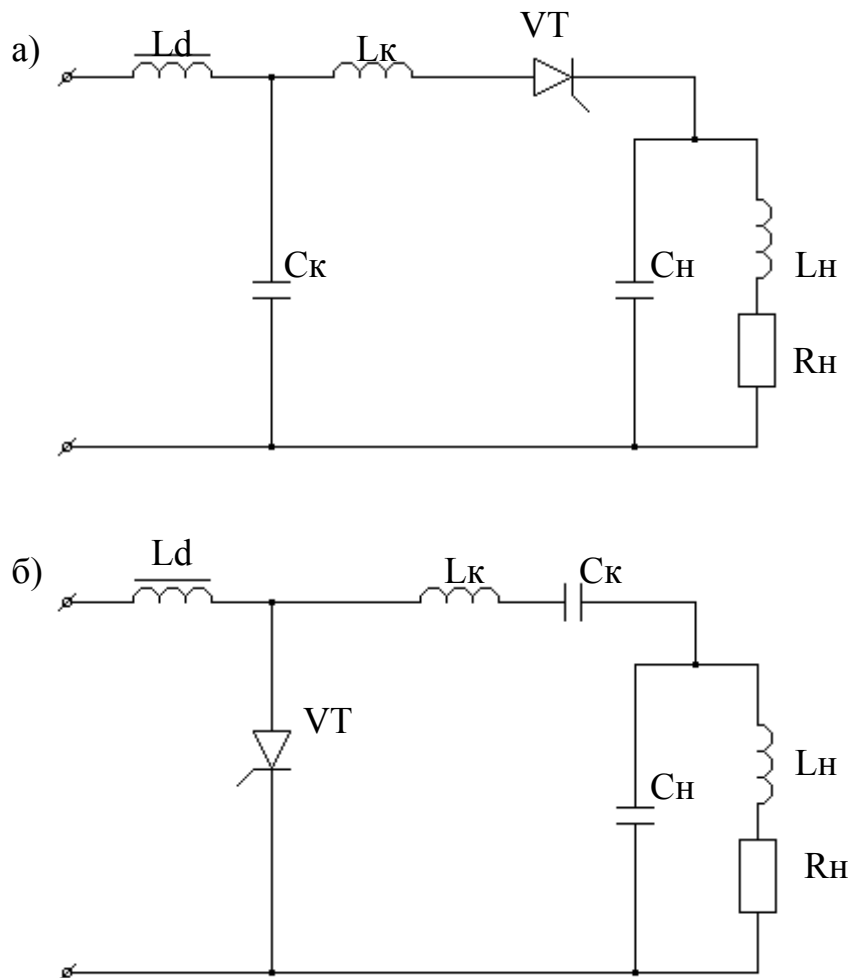


Рис. 2.3. Електротехнологічні установки індукційного нагріву на базі одноключових послідовно-паралельних резонансних інверторів без зворотних діодів

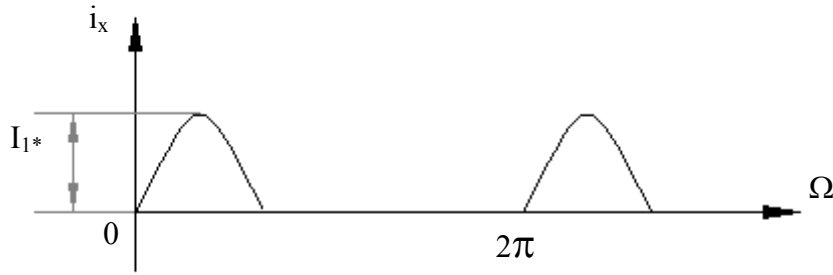


Рис. 2.4. Струм навантаження одноключового інвертора без зворотнього діода

Струми навантажень установок, показані на рис.2.2 і 2.4, мають загальні ділянки. Очевидно, що струм, показаний на рис.2.4, може бути отриманий шляхом відсікання від'ємної напівхвилі струму, наведеного на рис.2.2. Загальні властивості цих струмів можуть бути враховані в узагальненій математичній моделі. Така модель дозволить аналізувати режими роботи установок, виконаних на базі розглянутих вище одноключових схем (рис.2.1 та рис.2.3).

Отримаємо математичні залежності, що описують вихідний струм установки. Ці залежності будуть використані при розробці узагальненої математичної моделі. За основу візьмемо форму струму, показану на рис.2.2.

Введемо наступні припущення:

– Вихідний струм інвертора формується з двох різнополярних імпульсів синусоїдальної форми. Один імпульс є струмом, що протікає через тиристор, інший – струмом зворотного діода. Амплітуда імпульсу струму тиристора перевищує амплітуду струму діода, що обумовлено згасанням коливального процесу в контурі.

– Паралельний контур навантаження перетворювача представлений нормованим резонансним опором r , тобто опором, який має контур при налаштуванні в резонанс. Таке припущення передбачає подальше моделювання режимів, при яких паралельний контур навантаження має резонансну частоту, що збігається або близьку до резонансної частоти послідовного коливального контуру.

Для наведеної на рис.2.2 кривої можна записати [18]:

$$\begin{aligned} i_* &= I_{1*} \sin n_3 \Omega \quad \text{при} \quad 0 \leq \Omega \leq \pi/n_3, \\ i_* &= -I_{2*} \sin n_3 (\Omega - \pi/n_3) \quad \text{при} \quad \pi/n_3 \leq \Omega \leq 2\pi/n_3, \\ i_* &= 0 \quad \text{при} \quad 2\pi/n_3 \leq \Omega \leq 2\pi. \end{aligned} \quad (2.1)$$

тут $i_* = i/I_d$ – миттєве значення вихідного струму, віднесене до середнього значенням цього струму I_d за період слідування імпульсів;

I_{1*}, I_{2*} – відносні амплітудні значення струму тиристора і зворотного діода (віднесені до струму I_d); $\Omega = \omega t$; ω – кутова частота слідування імпульсів струму; $n_3 = \omega_{св.к} / \omega$; $\omega_{св.к}$ – кутова частота вільних коливань в послідовному

ланцюзі r , L_k , C_k отримана в результаті заміни паралельного контуру навантаження опором r . Використання відносних одиниць для розрахунку миттєвих, амплітудних та діючих значень струмів в подальшому аналізі виправдано з точки зору отримання більш загальних результатів аналізу, їх розповсюдження на режими роботи пристроїв різної потужності. Це обумовлено тим, що при незмінній напрузі живлення інвертора U_d споживана потужність цілком залежить від I_d .

Для послідовного RLC - контуру справедливо [40]:

$$\omega_{св.к} = \omega_{о.к} \sqrt{1 - \left(\frac{r}{2\omega_{о.к} L_k} \right)^2}, \quad (2.2)$$

тут $\omega_{о.к} = 1/\sqrt{L_k C_k}$ – кутова резонансна частота.

Введемо змінні

$$\begin{aligned} n_k &= \omega_{о.к} / \omega = 1 / \omega \sqrt{L_k C_k}, \\ Q_k &= \omega_{о.к} L_k / r. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Залежність n_s від добротності послідовного контуру Q_k наступна

$$n_s = n_k \sqrt{1 - (1/2Q_k)^2}. \quad (2.4)$$

Кут провідності вентилів

$$\lambda = \pi / n_s. \quad (2.5)$$

В процесі роботи перетворювача активний опір r може змінюватися. Зазвичай це пов'язано зі зміною добротності паралельного контуру навантаження $Q_n = r / \omega_{о.н} L_n$, де $\omega_{о.н} = 1/\sqrt{L_n C_n}$ – кутова резонансна частота контуру навантаження. Тому важливий зв'язок добротності послідовного контуру Q_k і паралельного контуру навантаження Q_n [18]:

$$Q_k = \frac{\omega_{о.к} L_k}{Q_n \omega_{о.н} L_n} = \frac{M}{Q_n}. \quad (2.6)$$

При роботі електротехнологічних установок індукційного нагріву матеріалів параметр M змінюється незначно. До більшої зміни схильна добротність контуру навантаження Q_n . Коливальний процес в послідовному контурі існує, якщо $Q_k > 1/2$, при цьому $Q_n / M < 2$.

Із умови згасання коливального процесу в контурі r , L_k , C_k визначимо відношення амплітудних значень синусоїдальних імпульсів [18]:

$$K_3 = \frac{I_{2*}}{I_{1*}} = \exp\left(-\frac{\pi Q_H}{2M\sqrt{1-(Q_H/2M)^2}}\right). \quad (2.7)$$

Відносні амплітудні значення струмів I_{1*} і I_{2*} виразимо через параметри n_3 і K_3 . Для цього визначимо середнє значення вихідного струму за період проходження імпульсів

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/n_3} I_{1*} \sin n_3 \Omega d\Omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi/n_3}^{2\pi/n_3} -K_3 I_{1*} \sin n_3 (\Omega - \pi/n_3) d\Omega = 1. \quad (2.8)$$

Вирішивши рівняння (2.8) відносно I_{1*} отримаємо [18]:

$$I_{1*} = \frac{\pi n_3}{1 - K_3}. \quad (2.9)$$

Тоді

$$I_{2*} = \frac{\pi n_3 K_3}{1 - K_3}. \quad (2.10)$$

Отримані вище аналітичні вирази дозволяють розрахувати вихідний струм інвертора в залежності від двох змінних, що характеризують параметри контуру навантаження і послідовного ланцюга L_k , C_k : n_k та Q_H / M .

Розрахунок активної потужності навантаження і її гармонічних складових можливий на основі розкладання вихідного струму інвертора в ряд Фур'є і визначення частотних характеристик паралельного контуру навантаження. Такий підхід до вирішення завдання викладено в [24]. Для даної форми струму коефіцієнти розкладання a_{n*} і b_{n*} отримаємо з виразів [18]

$$\begin{aligned} a_{*n} &= a_n / I_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/n_3} \frac{\pi n_3}{1 - K_3} \sin n_3 \Omega \cdot d\Omega + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/n_3}^{2\pi/n_3} -\frac{K_3 \pi n_3}{1 - K_3} \sin(n_3 \Omega - \pi) \cos n \Omega d\Omega = \\ &= \frac{n_3^2}{(1 - K_3)(n_3^2 - n^2)} \left[1 + (1 - K_3) \cos\left(\frac{\pi n}{n_3}\right) - K_3 \cos\left(\frac{2\pi n}{n_3}\right) \right]; \quad (2.11) \\ b_{*n} &= b_n / \left(I_d = \frac{1}{\pi} \right) \int_0^{\pi/n_3} \frac{\pi n_3}{1 - K_3} \sin n_3 \Omega \cdot \sin n \Omega d\Omega + \frac{1}{\pi} \int_{\pi/n_3}^{2\pi/n_3} \frac{K_3 \pi n_3}{1 - K_3} \sin n_3 \Omega \cdot \sin n \Omega d\Omega = \end{aligned}$$

$$= \frac{n_3^2}{n_3^2 - n^2} \left[\sin\left(\frac{\pi n}{n_3}\right) + \frac{K_3}{1 - K_3} \sin\left(\frac{2\pi n}{n_3}\right) \right].$$

Відносно (по відношенню до струму I_d) діюче значення струму n -ої гармоніки

$$I_{n*} = \sqrt{\frac{a_{n*}^2 + b_{n*}^2}{2}}. \quad (2.12)$$

Кут зсуву фази n -ої гармонійної складової вихідного струму установки відносно початку імпульсу цього струму отримуємо з виразу

$$\Psi_n = \arctg \frac{a_{n*}}{b_{n*}}. \quad (2.13)$$

Значення Ψ_n важливо для оцінки умов налагодження коливального контуру навантаження в резонанс на частоту n -ої гармонійної складової струму.

При описі форми струму, наведеної на рис.2.4, в виразі (2.1) виключається складова зі струмом I_{2*} (струм зворотного діоду відсутній). Очевидно, що отримані раніше вирази для розрахунку амплітудного значення струму I_{1*} , коефіцієнтів a_{n*} і b_{n*} можуть бути використані, якщо прийняти $K_3 = 0$. У цьому разі вирази (2.1) і (2.11) мають вид:

$$\begin{aligned} i_* &= \pi n_3 \sin n_3 \Omega & \text{при} & \quad 0 \leq \Omega \leq \pi / n_{3i}, \\ i_* &= 0 & \text{при} & \quad \pi / n_3 \leq \Omega \leq 2\pi_i, \end{aligned} \quad (2.14)$$

а також

$$\begin{aligned} a_{n*} &= \frac{n_3^2}{n_3^2 - n^2} [1 + \cos(\pi n / n_3)]; \\ b_{n*} &= \frac{n_3^2}{n_3^2 - n^2} \sin(\pi n / n_3). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Для врахування впливу паралельного контуру навантаження індукційної установки на процеси в послідовному контурі можна використовувати вирази (2.4), (2.6).

Це дозволить налагодити зв'язки між параметрами вихідного струму і параметрами контуру навантаження, що враховують особливості технології індукційного нагріву.

Визначення струму навантаження у вигляді імпульсів синусоїдальної форми, що відповідають струму вентилів інвертора, може бути використано для аналізу процесів і в інших схемних рішеннях. Наприклад, може здійснюватись аналіз процесів в схемах мостових інверторів із зворотними діодами. Якщо навантаження інвертора включене на вході мосту, що характерно, наприклад, для інверторів з подвоєнням частоти (рис.2.5), то форма струму збігається з розглянутою. Однак слід пам'ятати, що при однаковій вихідній частоті перетворювача частота включення тиристорів в цій схемі в два рази менше, ніж у схемі одноключового інвертора. При включенні навантаження в діагональ змінного струму моста (рис.2.6) форма кривої струму відрізняється від наведеної на рисунку 2.2. Характер зміни струму в цій схемі показаний на рис. 2.7. Ясно, що безпосереднє використання результатів аналізу, отриманих для визначеної кривої струму (рис.2.2), неприйнятне. Проте принцип подання струму у вигляді двох синусоїдальних імпульсів протилежної полярності може бути збережений. Форма струму, показана на рис.2.4, без урахування її постійної складової характерна також для мостового інвертора без зворотних діодів (рис.2.8) з включенням навантаження на вході моста. При включенні навантаження в діагональ інверторного мосту (рис.2.9) форма струму набуває вигляду, показаного на рис.2.10. Коефіцієнти розкладання в ряд Фур'є a_{n*} і b_{n*} для цієї форми отримані в [24]. Визначення особливостей навантаження систем індукційного нагріву може бути здійснено з залученням до аналізу виразів (2.4) і (2.6).

Таким чином, використаний підхід до формування вихідного струму установок індукційного нагріву може бути застосований для дослідження процесів в різних схемотехнічних рішеннях.

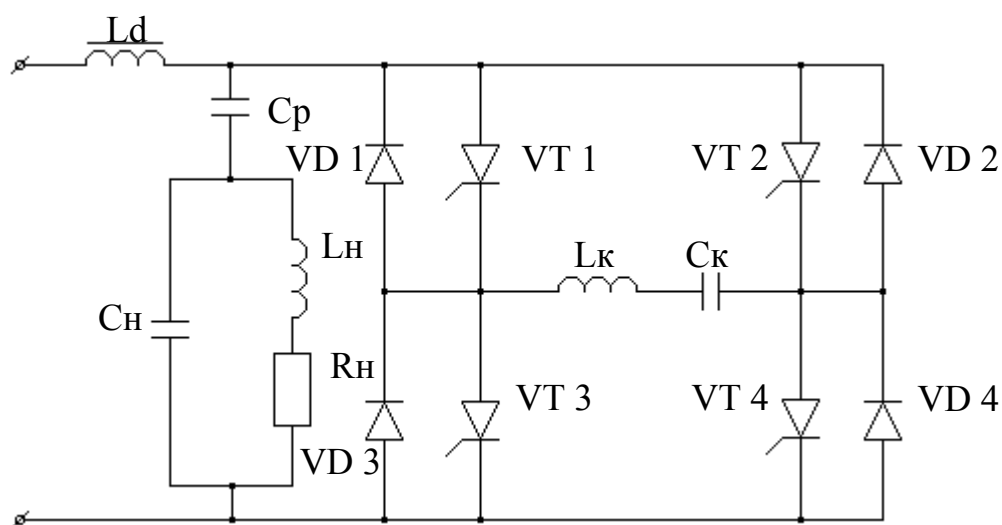


Рис. 2.5. Схема установки з включенням навантаження на вході інверторного мосту

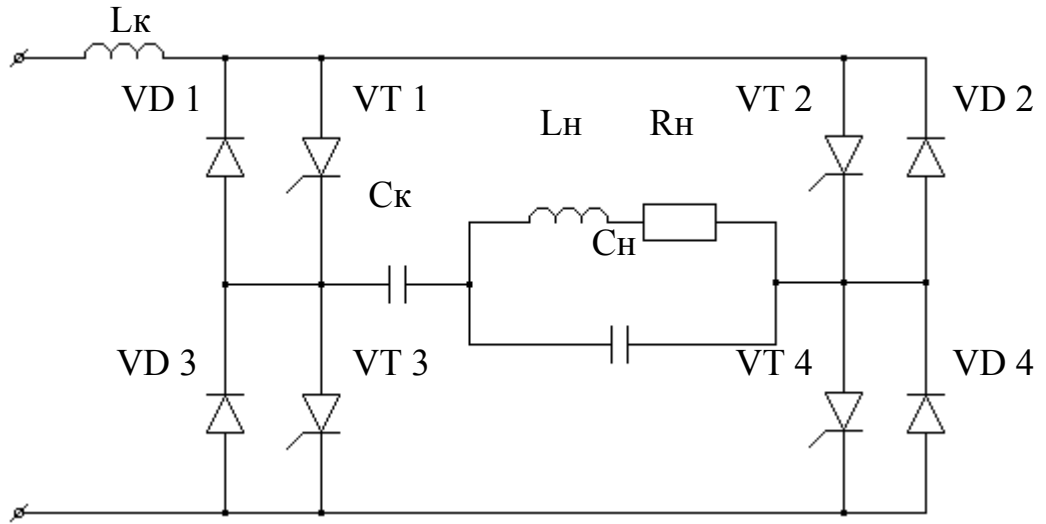


Рис. 2.6. Схема індукційної установки з включенням навантаження у діагональ змінного струму інверторного мосту

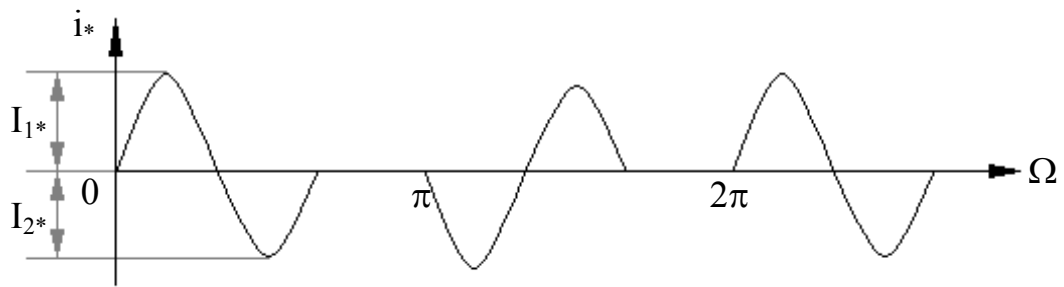


Рис. 2.7. Струм навантаження при його включенні у діагональ змінного струму мостового інвертора із зворотними діодами

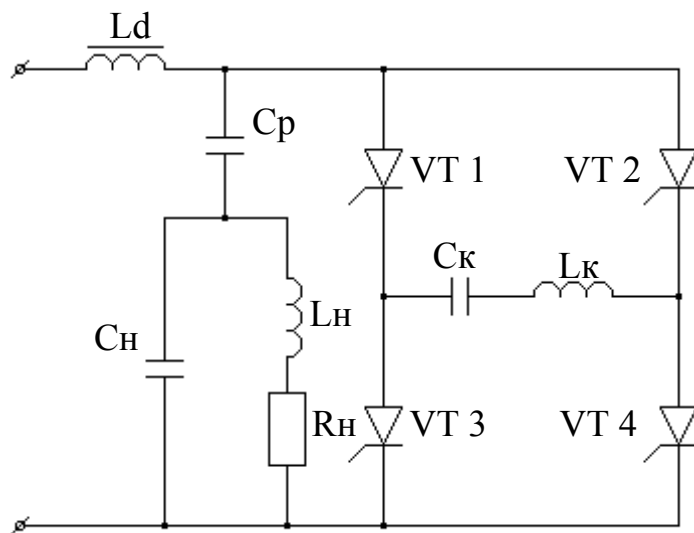


Рис. 2.8. Мостовий інвертор без зворотних діодів із включенням навантаження на вході мосту

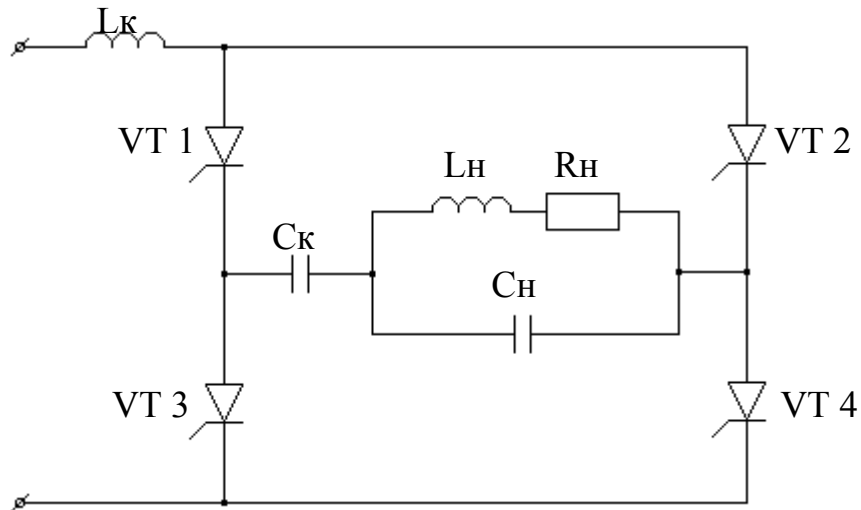


Рис. 2.9. Мостовий інвертор без зворотних діодів із включенням навантаження у діагональ змінного струму

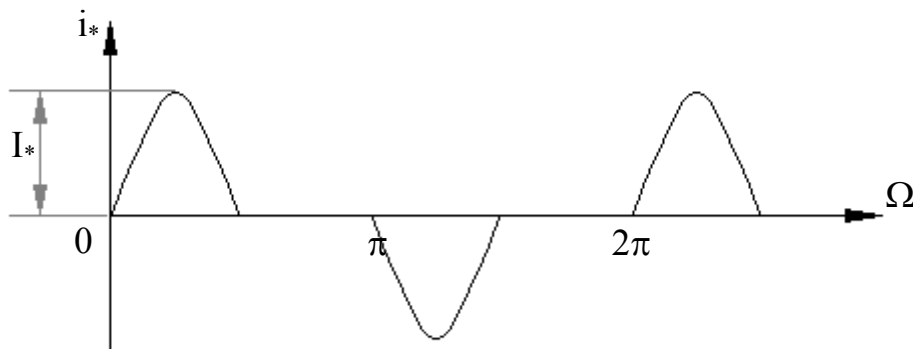


Рис. 2.10. Струм навантаження при його включенні у діагональ змінного струму мостового інвертора без зворотних діодів

Таким чином, використаний підхід до формування вихідного струму установок індукційного нагріву може бути застосований для дослідження процесів в різних схемотехнічних рішеннях. Наведені вище аналітичні вирази дозволяють розрахувати параметри струму в установках, створених на базі одноключових послідовно-паралельних резонансних інверторів із зворотними діодами і без діодів, а також інверторів, що мають аналогічну розглянутій форму перехідного струму.

Отримані вирази не виключають можливості застосування в наведених схемах установок індукційного нагріву іншої елементної бази (тиристорів з примусовим вимкненням, транзисторів). Важливо, щоб струм, що протікає через вентиль, відповідав прийнятій умові синусоїдальності.

Іншим параметром, що характеризує роботу індукційної установки, є споживана активна потужність. Цей параметр безпосередньо впливає на процес індукційного нагріву, так як теплова енергія, що виділяється, пропорційна потужності. Розрахунок потужності і визначення її зв'язку з іншими параметрами дозволяє також оцінити можливості управління процесом нагріву. Цікавим є зв'язок активної потужності з параметрами паралельного контуру навантаження r_n , L_n , C_n , а також послідовного контуру L_k , C_k . Такі залежності дозволяють здійснити правильний вибір параметрів силового ланцюга перетворювача і врахувати зміну потужності при варіації параметрів контуру навантаження. Останні зазвичай обумовлені особливостями протікання технологічного процесу. При розрахунку потужності слід врахувати, що її значення обумовлено протіканням струму через індуктор і виділенням тепла, як у виробі, що нагрівається, так і в обмотці. Дослідження ланцюга навантаження індукційної установки, виконане в розділі 1, дозволило скласти еквівалентну схему заміщення електричного кола і врахувати залежність її параметрів (активних і індуктивних опорів) від частоти струму. Ясно, що отримані результати можуть бути використані при розрахунку активної потужності.

Особливість розглянутих електротехнологічних установок полягає у використанні вихідної напруги несинусоїдальної форми. З цієї причини споживана активна потужність містить гармонічні складові, що відповідають діючим в індукторі гармонікам струму навантаження. Відомо, що активна потужність при наявності періодичних несинусоїдальних струмів і напруг дорівнює сумі активних потужностей постійної і всіх гармонічних складових [40]:

$$P = \sum_{n=0}^{n=\infty} P_n = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + \dots + U_n I_n \cos \varphi_n . \quad (2.16)$$

Вираз (2.16) при застосуванні його до навантаження індукційної установки у вигляді паралельного RLC - контуру має вигляд

$$P = \sum_{n=0}^{n=\infty} P_n = \sum_{n=0}^{n=\infty} I_{r,n}^2 (r_{u,n} + r_{m,n}) . \quad (2.17)$$

Тут діюче значення n -ої гармонічної складової струму індуктора. Значення $r_{u,n}$ і $r_{m,n}$ були визначені раніше в розд. 1. Ясно, що рівень гармонік струму індуктора залежить від рівня цих складових у вихідному струмі індукційної установки, а також визначається опором контуру навантаження на частотах, що відповідають гармонічному складу струму. Введемо наступні позначення:

Z_n – модуль повного опору паралельного контуру навантаження індукційної установки на частоті n -ої гармоніки;

$Z_{r.n}$ – модуль повного опору індуктора електротермічної установки на цій частоті;

m – кількість діючих в індукторі гармонік струму.

Встановимо зв'язок між гармонічними складовими струму, що протікає в індукторі, і струмом на виході установки

$$I_{r.n*} = \frac{Z_n}{Z_{r.n}} I_{n*}. \quad (2.18)$$

Вираз (2.18) записано в відносних одиницях (по відношенню до струму I_d). Такий запис зручний, так як вираз для вихідного струму I_n (2.12) отримано також у відносних одиницях. Визначимо значення опорів контуру навантаження, наведених у розділі 1 і які відображують їх частотну залежність, через параметр коливального контуру навантаження $n_n = \omega_{o.n} / \omega$:

$$\begin{aligned} r_{u.n} &= r_{u.p} \sqrt{f_n / f_p} = r_{u.p} \sqrt{n / n_n}; \\ r_{m.n} &= r_{m.p} \sqrt{n / n_n}; \\ x_{u.n} &= x_{u.p} \sqrt{n / n_n}; \\ x_{m.n} &= x_{m.p} \sqrt{n / n_n}; \\ x_{z.n} &= x_{z.p} \cdot n / n_n \end{aligned} \quad (2.19)$$

Опір $Z_{r.n}$ отримаємо з виразу

$$Z_{r.n} = \sqrt{n / n_n} \sqrt{(r_{u.p} + r_{m.p})^2 + (x_{u.p} + x_{m.p} + \sqrt{n / n_n} x_{z.p})^2}. \quad (2.20)$$

Якщо вважати, що залежність опору $x_{z.n}$ від частоти аналогічна залежностям від частоти параметрів $x_{u.n}$ і $x_{m.n}$, то вираз (2.20) можна спростити

$$Z_{r.n} \approx \frac{\rho_n}{Q_n} \sqrt{n / n_n} \cdot \sqrt{(1 + Q_n^2)}. \quad (2.21)$$

Тут враховано, що

$$\begin{aligned} Q_n &= \frac{x_{u.p} + x_{m.p} + x_{z.p}}{r_{u.p} + r_{m.p}} \\ r_n &= r_{u.p} + r_{m.p}; \quad Q_n = \rho_n / r_n; \end{aligned}$$

ρ_n – хвильовий опір коливального контуру навантаження.

Комплексний опір індуктора

$$Z_{r.n} = \frac{\rho_H}{Q_H} \sqrt{n/n_H} (1 + jQ_H). \quad (2.22)$$

Опір Z_n отримаємо з виразу

$$Z_n = \rho_H n_H \sqrt{\frac{(1 + \frac{1}{Q_H^2})}{\frac{n^2}{Q_H^2} + \left(n - n_H \sqrt{\frac{n_H}{n}}\right)^2}}. \quad (2.23)$$

Активна потужність, обумовлена постійними складовими перехідного струму і напруги, невелика, і нею можна знехтувати. Це зумовлено тим, що значення постійної складової вихідного струму мале, опір r_m для цієї складової струму дорівнює нулю, а опір обмотки індуктора постійному струму r_u також невеликий. В цьому випадку активну потужність P отримаємо з виразу

$$P = r_H \sum_{n=1}^m I_{r.n}^2 \sqrt{n/n_H} = I_d^2 r_H \sum_{n=1}^m \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n*}^2 \sqrt{n/n_H}. \quad (2.24)$$

З огляду на те, що для перетворювача без втрат енергії в силових ланцюгах справедливо $U_d I_d = P$, отримаємо [20]:

$$P = \frac{U_d^2}{r_H \sum_{n=1}^m \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n*}^2 \sqrt{n/n_H}}. \quad (2.25)$$

Тут U_d – напруга на вході автономного інвертора. Вираз в знаменнику дроби (2.23) дозволяє розрахувати вхідний опір автономного інвертора $r_{e.x}$. Коефіцієнт приведення опору навантаження r_n до ланцюга постійного струму отримаємо з виразу [20]:

$$\alpha = \frac{r_{ex}}{r_H} = \sum_{n=1}^m \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n*}^2 \sqrt{n/n_H}. \quad (2.26)$$

При незмінних U_d і r_n коефіцієнт α в повній мірі відображає характер зміни P . При $n = n_n$ вираз (2.23) має вигляд:

$$Z_n = \rho_H \sqrt{1 + Q_n}, \quad (2.27)$$

а вираз (2.21)

$$Z_{r.n} = \rho_H \sqrt{\frac{1}{Q_n^2 + 1}}. \quad (2.28)$$

Таким чином, відношення $Z_n / Z_{r.n}$ при $n = n_n$ набуває відомого з теорії електричних ланцюгів значення $Z_n / Z_{r.n(n=n_n)} = Q_n$.

Відношення активної потужності n -ої гармонічної складової P_n до потужності P отримаємо з виразу [2]

$$\frac{P_n}{P} = \frac{\left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n^*}^2 \sqrt{n}}{\sum_{j=1}^m \left(\frac{Z_j}{Z_{r.j}}\right)^2 I_{j^*}^2 \sqrt{j}}. \quad (2.29)$$

Ця залежність важлива для оцінки внеску окремих гармонічних складових в загальний баланс потужності.

Відношення потужностей j -ої і n -ої гармонік

$$\frac{P_j}{P_n} = \frac{\left(\frac{Z_j}{Z_{r.j}}\right)^2 I_{j^*}^2 \sqrt{j}}{\left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n^*}^2 \sqrt{n}}. \quad (2.30)$$

Потужність n -ої гармоніки отримаємо з виразу

$$P_n = \frac{P_n}{P} P = \frac{U_d^2 \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}}\right)^2 I_{n^*}^2 \sqrt{nn_H}}{r_H \left[\sum_{j=1}^m \left(\frac{Z_j}{Z_{r.j}}\right)^2 I_{j^*}^2 \sqrt{j} \right]^2}. \quad (2.31)$$

Слід врахувати, що опір r_n може бути вираженим через добротність Q_n і хвильовий опір контуру ρ_n ($r_n = \rho_n / Q_n$).

Характерною особливістю отриманих аналітичних виразів для розрахунку активної потужності і її гармонічних складових є визначення залежності параметрів паралельного контуру навантаження від частоти. У дослідженнях, проведених в [24], такий зв'язок не було враховано, так як не розглядалися особливості технології індукційного нагріву.

Ступінь несинусоїдальності напруги у приймачів, приєднаних до електричних мереж, розраховують за формулою [46]:

$$K_{H.C} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}. \quad (2.32)$$

Тут U_n – діюче значення n -ої гармоніки напруги;

U_1 – діюче значення напруги першої (основної) гармоніки.

Однак державний стандарт передбачає для пристроїв перетворювальної техніки використання коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої вихідної напруги, що відображає відносний вміст гармонік в вихідній напрузі. Цей коефіцієнт для розглянутих умов може бути отриманий з виразу:

$$K_{u.c} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1(n \neq n_H)}^m U_{n^*}^2}}{U_{g^*}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1(n \neq n_H)}^m U_{n^*}^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^m U_{n^*}^2}}, \quad (2.33)$$

де $U_{n^*} = I_{n^*} Z_n$ – відносне діюче значення n -ої гармоніки напруги.

U_{g^*} – відносне діюче значення несинусоїдальної напруги на затискачах індуктора (віднесене до струму I_d).

Тут враховано, що при налаштуванні коливального контуру навантаження на частоту n -ої гармоніки номер основної гармоніки $n = n_H = \omega_{o.n} / \omega$. У чисельнику виразу (2.33) підсумовують гармонічні складові вихідної напруги за винятком складової, частота якої збігається з резонансною частотою контуру навантаження. Видно, що вирази (2.32) і (2.33) відрізняються незначно. У знаменнику виразу (2.32) використовують діюче значення основної гармоніки, а в (2.33) – діюче значення вихідної напруги. Очевидно, що коефіцієнт несинусоїдальності в значній мірі залежить від режиму налаштування паралельного коливального контуру.

Таким чином, отримані в цьому параграфі аналітичні залежності дозволяють розрахувати вихідні параметри режиму індукційної нагрівальної установки: вихідний струм, активну потужність і її гармонічні складові, коефіцієнт несинусоїдальності вихідної напруги. На їх основі розроблено

цифрову математична модель для розрахунку цих параметрів в найбільш характерних для процесу нагрівання технологічних режимах. Модель дозволяє оцінити ці режими з точки зору працездатності установки, забезпечення можливостей для регулювання потужності і її гармонічних складових. Це становить основу для обґрунтування ефективних параметрів режиму. Зупинимося на деяких особливостях розробленої математичної моделі.

2.3. Особливості реалізації цифрової математичної моделі

В основу розробленої цифрової математичної моделі покладені аналітичні вирази для розрахунку параметрів режиму, отримані в 2.2. Дослідження різних параметрів режиму передбачає використання аналітичних виразів в різних комбінаціях. Тому математична модель реалізована у вигляді набору програм, що дозволяють розрахувати певні параметри. Для реалізації програмних продуктів використана математична система MathCAD. Вона має потужні засоби для реалізації чисельних методів розрахунку в поєднанні з можливістю виконання багатьох операцій символічної математики. Все це доповнюється широкими можливостями для візуалізації обчислень, ефективними методами коригування введеної інформації. Нижче наведено опис розроблених програм та викладені особливості формування алгоритмів.

Модель передбачає розрахунок кута провідності вентилів λ . Такий розрахунок необхідний для оцінки режиму роботи вентилів і виключення неприйнятних значень параметрів, при яких цей кут надмірно збільшується і струм стає безперервним. Виключення з розгляду несприятливих режимів здійснюється обмеженням меж зміни відношення Q_n / M ($Q_n / M < 2$). Модель дозволяє також розрахувати відносні (по відношенню до струму I_d) значення струмів I_{1*} і I_{2*} (2.9), (2.10), коефіцієнт K_3 . Це важливо для оцінки амплітудних значень струму тиристора і струму зворотного діода. При відомому значенні потужності установки струм I_d відомий, тому відносні значення I_{1*} і I_{2*} дозволяють легко розрахувати амплітудні значення I_{1*} і I_{2*} . Відомо, що допустимі значення струмів напівпровідникових вентилів значною мірою визначаються формою, частотою імпульсів, а також їх тривалістю [79]. Тому значення I_{1*} , I_{2*} , λ важливі для оцінки рівня завантаження вентилів струмом, а також вибору вентилів з урахуванням умов їх експлуатації. Коефіцієнт K_3 дозволяє судити про характер коливального процесу в силовому ланцюзі автономного інвертора. Збільшення ступеня затухання коливань супроводжується зменшенням коефіцієнта K_3 (2.7). Важливо проаналізувати залежність K_3 від параметрів ланцюга навантаження індукційної установки, що дозволить виключити неприйнятні режими і вибрати раціональні параметри силового ланцюга. Розроблена математична модель дозволяє також аналізувати параметри режиму в умовах, коли струм зворотного діода відсутній. При цьому значення K_3 встановлюють рівним нулю. Такий

аналіз дозволяє розширити сферу застосування результатів моделювання і поширити їх на схемотехнічні рішення, що не містять зворотних діодів в ланцюзі автономного інвертора.

Математична модель дозволяє розрахувати коефіцієнти розкладання вихідного струму в ряд Фур'є a_{n^*} , b_{n^*} (2.11) і на їх основі отримати відносні діючі значення струмів n -их гармонік I_{n^*} (2.12), кутів зсуву фаз гармонічних складових струму ψ_n (2.13). Такий розрахунок дає уявлення про спектральний склад струму, про рівні окремих гармонік і їх кути зсуву відносно початку імпульсу вихідного струму. Функціональні залежності цих змінних від параметрів ланцюга навантаження (Q_n / M) індукційної установки, а також послідовного RLC -контур (n_k) дозволяють врахувати параметри силового ланцюга і конкретні умови експлуатації обладнання. Результати розрахунку є основою для оцінки рівнів активної потужності і її гармонічних складових.

Для розрахунку активної потужності, що споживається при індукційному нагріванні, користуються виразом (2.25). При цьому розраховують відношення $Z_n / Z_{r.n}$, використовуючи вирази (2.22), (2.23), а також обчислюють I_{n^*} виходячи з (2.12). При постійній напрузі на виході випрямляча U_d активна потужність однозначно залежить від відношення

$$\frac{P}{U_d^2} = \frac{Q_n}{\rho_n \sum_{n=1}^m \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}} \right)^2 I_{n^*}^2 \sqrt{n/n_n}} = \frac{Q_n}{\rho_n \cdot \alpha}. \quad (2.34)$$

Вираз (2.34) використано в програмі для розрахунку відношення P/U_d^2 . Це відношення має розмірність опору і відображає характер зміни потужності P при незмінній напрузі U_d .

При розрахунку потужності n -ої гармонічної складової рівняння (2.31) доцільно перетворити, виключивши з його правої частини параметр U_d . Це дозволить скоротити число варійованих змінних. За аналогією з виразом (2.34) отримаємо

$$\frac{P_n}{U_d^2} = \frac{Q_n \left(\frac{Z_n}{Z_{r.n}} \right)^2 I_{n^*}^2 \sqrt{n \cdot n_n}}{\rho_n \left[\sum_{j=1}^m \left(\frac{Z_j}{Z_{r.j}} \right)^2 I_{j^*}^2 \sqrt{j} \right]^2}. \quad (2.35)$$

Для розрахунку відношення потужності n -ої гармонічної складової P_n до сумарної активної потужності P використовують вираз (2.29). Розрахунок

відношення потужностей двох довільних гармонік виконують за формулою (2.30).

Розрахунок коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої вихідної напруги важливий для оцінки рівня вищих і субгармонійних складових. Після накопичення суми (чисельник виразу 2.33) з отриманого результату віднімають складову напруги, що відноситься до гармоніки, частота якої збігається з резонансною частотою контуру навантаження (до основної гармоніки).

Зупинимося на особливостях формування програм. Перш за все, слід зазначити, що деякі локальні програми входять в інші як складові частини. Наприклад, аналіз гармонічного складу вихідного струму виконують при розрахунках потужностей і їх відносних значень. У той же час аналіз параметрів вихідного струму має самостійне значення для оцінки режимів роботи індукційної установки.

Важливо, що в програмах широко використовується ранжирування змінних, що дозволяє сформувати ряд значень для змінних параметрів [40]. Це істотно спрощує програму, створює зручну основу для роботи з графіками. Досить ефективним виявилось використання розширених операторів для обчислення сум в рівняннях (2.29), (2.34), (2.35). Проста форма звернення до цих операторів дозволила легко контролювати "вагу" кожного доданка. При цьому вибір кількості врахованих гармонік (параметр m) здійснювався виходячи з похибки розрахунку суми, що не перевищила 5%.

Високу ефективність обчислень забезпечило використання функцій користувача. Такі функції знайшли застосування в усіх розглянутих програмах. Заміна параметрів функції користувача в їх списку чисельними значеннями дозволяє легко керувати процесом побудови графіків, створює передумови для оптимізації структури програми.

Слід підкреслити, що припущення, прийняті при розробці цифрової математичної моделі, визначені раніше прийнятими припущеннями, пов'язаними з формуванням аналітичних залежностей для розрахунку вихідних параметрів індукційної установки.

Аналізуючи результати досліджень цієї частини розділу, можна зробити висновок про те, що розроблена цифрова математична модель дозволила виконати розрахунок і на його основі здійснити всебічний аналіз вихідних параметрів індукційних установок з несинусоїдальною вихідною напругою. Модель орієнтована на аналіз режимів, характерних для технологій індукційного нагріву. Вона відображає процеси, характерні для різних схемотехнічних рішень і дозволяє здійснити їх оцінку з єдиних позицій. У цьому полягають особливості розробленої моделі.

ВИСНОВКИ

1. Аналіз існуючих методів дослідження процесів в нелінійних електричних ланцюгах свідчить про те, що прийнятним для вирішення сформульованих завдань моделювання є підхід, що базується на використанні методу гармонічного аналізу і кусково-припасовного методу в поєднанні з

заміною реальної форми вихідного струму установки на інтервалі провідності вентилів на більш просту: синусоїдальну.

2. На основі цього підходу отримані невідомі раніше аналітичні залежності, що встановлюють зв'язки між параметрами паралельного контуру навантаження, що відображають особливості технологічних процесів індукційного нагріву, і вихідними параметрами установок (вихідний струм, активна потужність і її гармонічні складові, коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої вихідної напруги). Ці залежності складають основу розробленої цифрової математичної моделі.

3. Розроблено цифрову математичну модель, що дозволяє здійснювати розрахунок вихідних параметрів індукційних установок з несинусоїдальною вихідною напругою, створених на базі різноманітних схемотехнічних рішень (одноключові схеми інверторів зі зворотним діодом і без нього). Модель дозволяє отримати інформацію про найбільш характерні режими роботи установок і на її основі виконати всебічний (включаючи порівняльний) аналіз процесів, що протікають, синтезувати параметри, виходячи з необхідних умов експлуатації обладнання.

3 АНАЛІЗ І СИНТЕЗ ПАРАМЕТРІВ РЕЖИМУ ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВОК

3.1. Аналіз квазіусталених процесів

Розроблена в розд. 2 цифрова математична модель дозволяє досліджувати стаціонарні режими роботи індукційних установок, реалізованих на базі ряду схемних рішень. Основу розробленої моделі складають рівняння, що пов'язують вихідні параметри режиму з параметрами силової схеми установки. Ці рівняння з певними припущеннями описують електромагнітні процеси в досліджуваній установці і дозволяють розрахувати її характеристики. Розрахунку вихідних параметрів режиму, встановленню характеру існуючих залежностей між параметрами присвячений наведений нижче матеріал дослідження.

Зупинимося на деяких обмеженнях, що накладені на область існування окремих параметрів. Ці обмеження зумовлені низкою припущень, прийнятих при складанні математичної моделі, а також особливостями режимів роботи індукційних установок. Так, в розд.2.2 було введено припущення про заміну реальних параметрів паралельного контуру навантаження активним опором, який має контур на резонансній частоті. Така заміна є доречною в разі, якщо резонансна частота послідовного коливального контуру L_k , C_k буде рівною або близькою за своїм значенням до резонансної частоти паралельного контуру навантаження. При цьому слід очікувати розвитку коливального процесу по закону, близькому до згасаючої синусоїди. Саме така форма була визначена для вихідного струму індукційної установки. Виходячи із сказаного, далі в аналізі будемо досліджувати режими, для яких $n_k = n_n$.

Друге обмеження пов'язане з прагненням розробників індукційних установок отримати значну потужність при порівняно низьких значеннях вихідного струму перетворювача. Традиційно в установках синусоїдального струму це досягалось налаштуванням паралельного контуру навантаження в резонанс або режим, близький до резонансу. Ясно, що при використанні несинусоїдальної форми вихідного струму, такі режими можливі в тому випадку, коли контур навантаження буде мати резонансну частоту, рівну або близьку до частоти однієї з гармонічних складових струму. Тому подальшому аналізу будуть піддані режими, при яких параметр n_n має цілочисельні значення. Ясно, що аналогічні цілочисельні значення матиме також параметр n_k .

Приступимо до аналізу характеристик вихідного струму установки. Залежності (2.1) - (2.10) свідчать про те, що амплітудні значення імпульсів струму, їх тривалість залежать від параметрів n_3 і K_3 . Параметр n_3 враховує залежність кутової частоти вільних коливань в послідовному ланцюзі від значень його параметрів: r , L_k , C_k . Встановлюючи зв'язок між активним опором r і добротністю паралельного контуру Q_n , вдається визначити вплив

параметрів навантаження індукційного нагріву на тривалість синусоїдальних імпульсів. Ясно, що зміна тривалості імпульсів призводить до зміни рівнів гармонічних складових струму. Параметри комутуючих елементів L_k , C_k в процесі нагрівання не змінюються і можуть бути визначені на етапі проектування установки. Таким чином, $\omega_{o.k}$ в процесі роботи установки не змінюється, а зміна n_k може бути обумовленою зміною кутової частоти слідування імпульсів ω .

Кут провідності вентилів (тиристора і діода) цілком залежить від параметра n_3 . Цей кут не повинен перевищувати значення $\lambda = \pi$ (режим переривчастого струму навантаження). При цьому $n_3 > 1$. Виконання цієї умови можливо при певних співвідношеннях між параметрами Q_n , M , n_k . Якщо прийняти $\omega_{o.k} = \omega_{o.n}$ ($n_k = n_n$), то параметр M залежить від відношення L_k/L_n . Це відношення в процесі роботи установки змінюється незначно (зміна пов'язана з варіацією індуктивності L_n в процесі нагрівання). Аналізуючи формулу (2.4), можна прийти до висновку, що ймовірність виникнення режиму $n_3 \leq 1$ велика при малих значеннях n_k . На рис. 3.1 показана залежність $n_3(Q_n)$ при $n_k = 2$. Видно, що при широких межах зміни добротності навантаження прийнятні режими ($n_3 > 1$) можливі при порівняно великих значеннях M . Видно також, що при значних M нестабільність кута провідності вентилів λ , пов'язана зі зміною добротності контуру навантаження. Цю обставину слід враховувати при проектуванні установок, а також виборі режимів їх роботи. Збільшення відношення індуктивностей L_k/L_n підвищує стабільність рівнів гармонічних складових вихідного струму. Ясно також, що при збільшенні n_k вірогідність виникнення неприйнятних режимів роботи установки знижується. Параметр n_3 зростає при налаштуванні елементів послідовного L_k , C_k на більш високу резонансну частоту (параметр n_k).

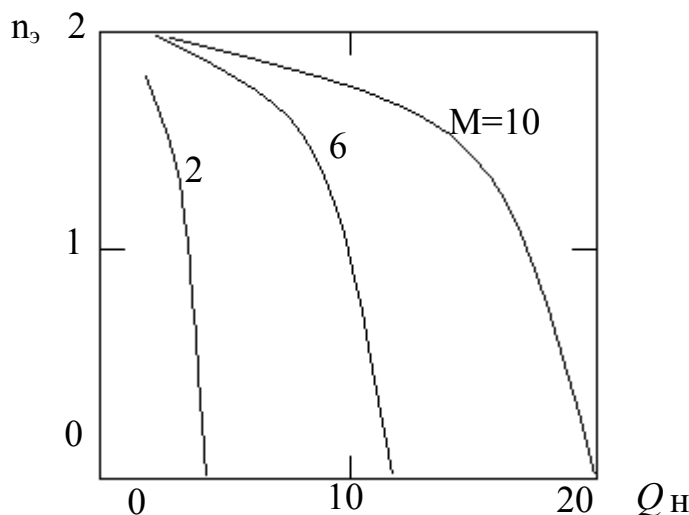


Рис. 3.1. Залежність $n_3(Q_n)$

Рис. 3.2 ілюструє залежність n_3 від відношення Q_n/M для схем без зворотних діодів ($K_3 = 0$). При великих значеннях Q_n/M крутизна залежності n_3 (Q_n/M) вище. Тому для забезпечення стабільності кута провідності вентилів доцільно виконувати режими з низькою добротністю контуру навантаження. Для схем інверторів зі зворотними діодами ($K_3 \neq 0$) характер цієї залежності не змінюється.

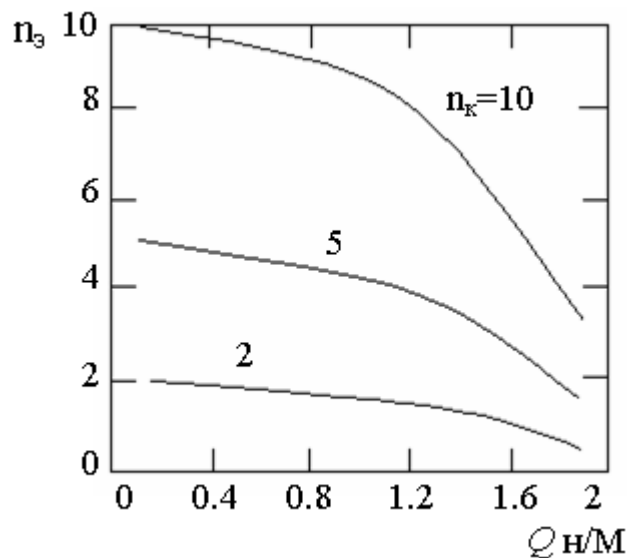


Рис. 3.2. Залежність n_3 (Q_n/M) для схем інверторів без зворотних діодів ($K_3 = 0$)

Розрахунок відносних амплітудних значень вихідного струму свідчить про те, що підвищення резонансної частоти послідовного контуру (параметр n_k) призводить до збільшення цих відношень (рис. 3.3).

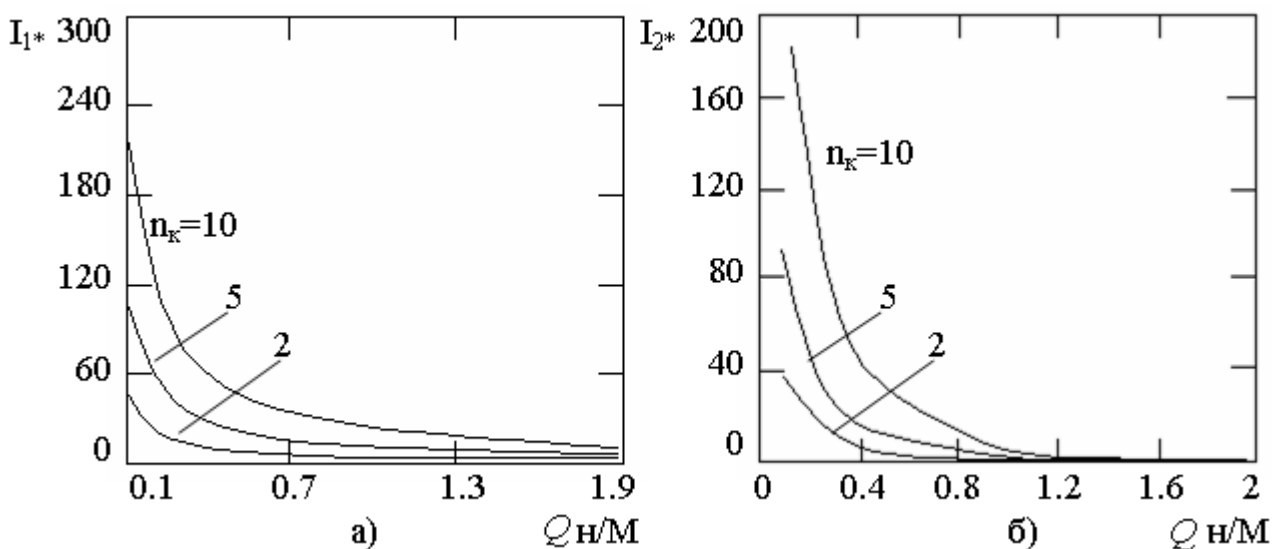


Рис. 3.3. Залежності – а) – $I_{1*}(Q_n/M)$, б) – $I_{2*}(Q_n/M)$ для інверторів зі зворотними діодами

Це можна пояснити збільшенням паузи струму і зниженням його середнього значення. Параметри I_{1*} , I_{2*} істотно залежать від добротності контуру навантаження. У схемах без зворотних діодів така залежність виражена в меншій мірі (рис. 3.4). У цих схемах значення I_{1*} для більшості режимів менше за величиною, що пояснюється значним рівнем постійної складової струму.

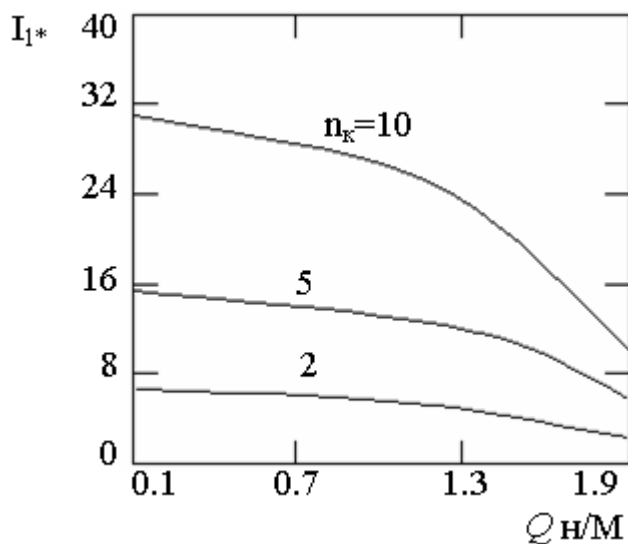


Рис. 3.4. Залежність $I_{1*}(Q_n/M)$, для інверторів без зворотних діодів

Аналіз показує, що збільшення добротності контуру навантаження призводить до зменшення K_s , підвищення середнього значення вихідного струму [18]. При цьому кут провідності вентилів зростає. Надмірне підвищення добротності Q_n може привести до зміни характеру процесу (коливальний процес переходить в аперіодичний). Розрахунок амплітудних значень струму важливий для вибору режимів роботи напівпровідникових приладів. Використання в аналізі відносних значень струму дозволяє зв'язати його характеристики з рівнем споживаної активної потужності, що важливо для послідовного аналізу енергоефективних режимів установки. Розрахунок цих значень дозволяє також оцінити рівень втрат енергії в провідниках, що з'єднують перетворювач з коливальним контуром навантаження.

Дослідження гармонічного складу вихідного струму важливо для аналізу тих частот, на які може бути налаштований паралельний контур навантаження. Необхідно також знати рівні гармонік струму і їх залежність від параметрів послідовного коливального і паралельного контуру навантаження.

При наявності зворотної напівхвилі синусоїдального струму ($K_s \neq 0$) відношення рівнів гармонік до I_n струму I_d суттєво зростає. Особливо це характерно для гармоніки, частота якої збігається з резонансною частотою послідовного коливального контуру. Залежність $I_{n*}(n)$ для режиму $n_k = 2$ показана на рис. 3.5. У той же час, навіть незначне розлагодження контуру L_k ,

C_k , пов'язане зі зміною опору навантаження, призводить до суттєвого зниження рівня цієї гармоніки (рис. 3.6).

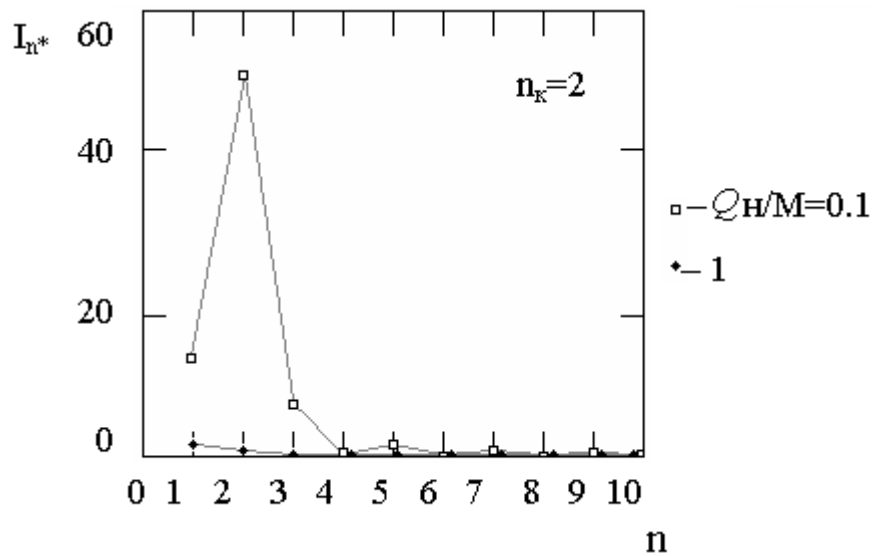


Рис. 3.5. Залежність $I_{n^*}(n)$ для інверторів зі зворотними діодами

Рис. 3.6 свідчить про те, що і прилеглі гармоніки (перша, третя) ведуть себе аналогічним чином.

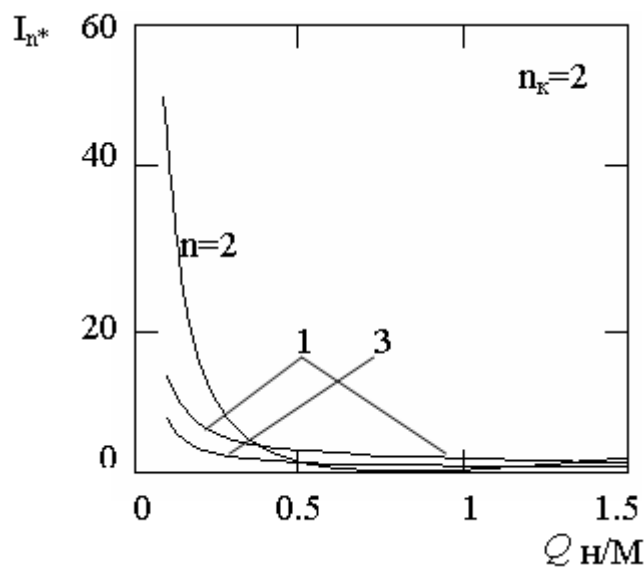


Рис. 3.6. Залежність $I_{n^*}(Q_H/M)$ для інверторів зі зворотними діодами

Інформація про відношення потужностей окремих гармонік важлива як для зіставлення гармонік за рівнем потужності, що віддається в навантаження, так і для орієнтовної оцінки вкладу кожної гармоніки в загальний баланс активної потужності. Із (2.30) випливає, що відношення P_j/P_n залежить від номерів розглянутих гармонік, а також від параметрів, що визначають відношення опорів і струмів для відповідних частот. Інтерес представляє відношення потужностей окремих гармонік до потужності гармоніки, на

частоту якої налаштовані послідовний і паралельний контури установки. Для отримання інформації про відношення потужностей в досить широкому діапазоні частот гармонійних складових, резонансних частот контурів розглянемо два фіксованих значення для настройки послідовного контуру – $n_k = 2$ і $n_k = 8$. Таких чином, при $n_k = 2$ розглядається відношення до потужності P_2 потужностей інших гармонік.

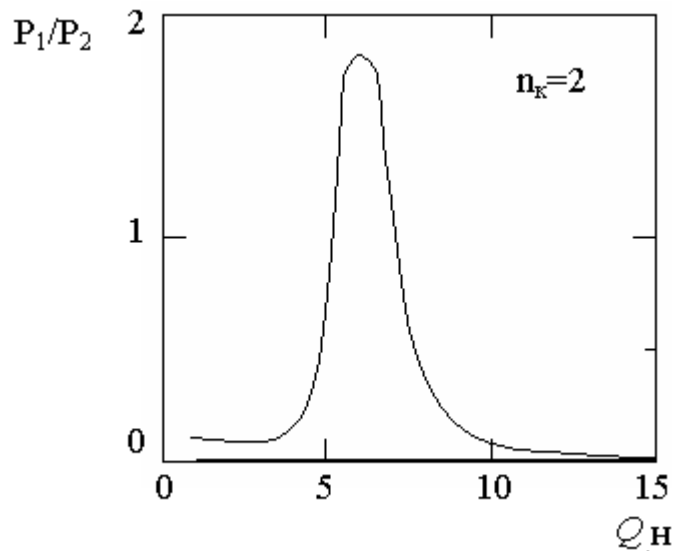


Рис. 3.7. Залежності $P_1 / P_2(Q_H)$ для інверторів зі зворотними діодами

При відсутності зворотного діоду $K_s = 0$ аналогічні залежності мають вигляд, показаний на рис. 3.9. Зіставляючи рис. 3.8 і рис. 3.9 можна зробити висновок про те, що наведені дискретні залежності близькі за своїм характером і за чисельними значеннями розглянутих параметрів.

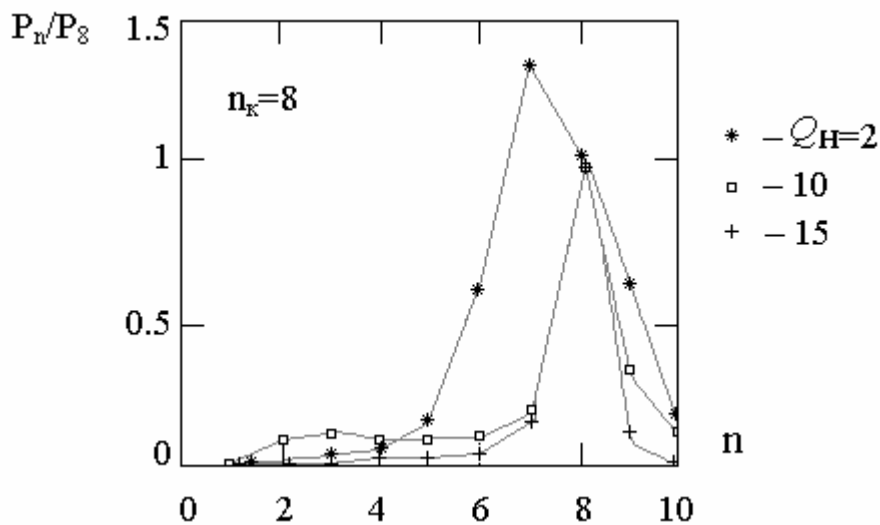


Рис. 3.8. Залежності $P_n / P_8(n)$ для інверторів зі зворотними діодами

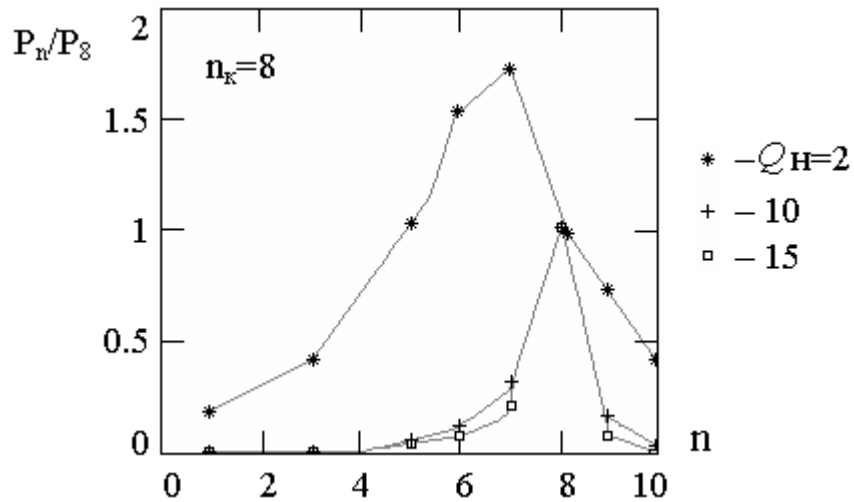


Рис. 3.9. Залежності $P_n/P_8(n)$ для інверторів без зворотних діодів

Рис.3.10 ілюструє залежність P_1/P_2 від добротності контуру навантаження. Видно, що поряд з 8-ою гармонікою досить високу інтенсивність мають і інші довколишні гармоніки.

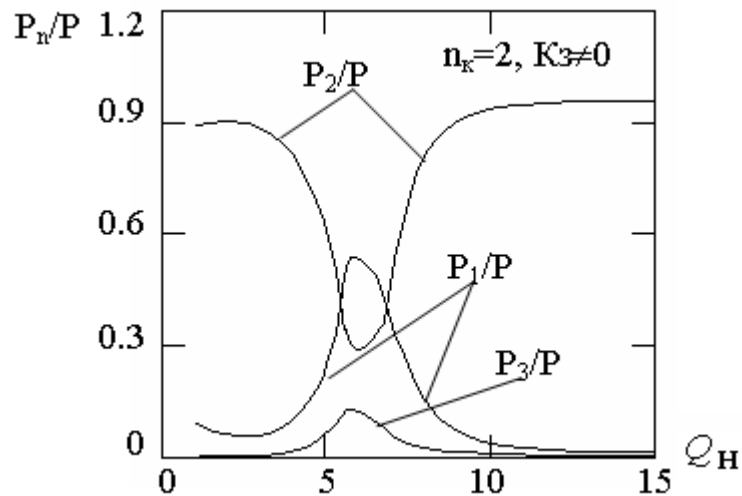


Рис. 3.10. Залежності $P_n/P(Q_H)$ для інверторів зі зворотними діодами

3.2. Обґрунтування і вибір раціональних режимів

Одним із завдань дослідження є створення енергоефективних режимів роботи індукційних установок на основі використання несинусоїдальної вихідної напруги і нових можливостей для регулювання потужності шляхом зміни спектрального складу і рівнів окремих гармонік вихідного струму. Математичний апарат, розроблений в розд. 2, результати аналізу, проведеного в розд. 3.1, складають основу для пошуку раціональних режимів. Особливий

інтерес представляють режими регулювання активної потужності навантаження при незмінному середньому значенні напруги на виході випрямляча ($U_d = const$). Це обумовлено тим, що реалізація такого регулювання дозволить відмовитися від використання для цих цілей керованого випрямляча (регулювання в ланцюзі постійного струму) і, як результат, забезпечить істотне підвищення енергетичних показників установки (в першу чергу її коефіцієнта потужності), знизить рівні вищих гармонічних складових струму в мережі живлення. Залежність для розрахунку (2.34) дозволяє досліджувати характер поведінки активної потужності P при незмінному U_d в процесі зміни параметрів вихідного струму, що діє в ланцюзі навантаження електротехнологічної установки. Зміна параметрів струму може бути досягнута, наприклад, варіацією частоти слідування імпульсів. Якщо змінювати частоту слідування імпульсів дискретно таким чином, щоб контур навантаження індукційної установки опинявся при цьому налаштованим в резонанс на частоту однієї з гармонічних складових вихідного струму установки, то внаслідок резонансних властивостей паралельного коливального контуру навантаження рівень цієї гармоніки в індукторі установки буде значним, що забезпечить необхідну потужність нагріву. Дискретна зміна частоти слідування імпульсів вихідного струму призводить до зміни його спектрального складу і рівнів окремих гармонік. Таким чином, при дискретному регулюванні перехід від режиму резонансу на частоті однієї гармоніки до режиму резонансу на частоті іншої може бути здійснено при незмінній резонансній частоті паралельного контуру навантаження. Ця обставина істотно спрощує процедуру практичної реалізації такого переходу. Моделювання дискретної зміни частоти слідування імпульсів струму може бути досягнуто шляхом зміни параметра n_H . Ясно, що резонансна частота контуру навантаження буде збігатися з частотою гармоніки струму в тому випадку, якщо n_H набуватиме цілочисельних значень. З огляду на встановлений для моделювання процесу зв'язок між параметрами послідовного і паралельного контурів ($n_k = n_H$) приходимо до висновку, що і параметр n_k повинен приймати цілочисельні значення. Залежність P/U_d^2 (n_H) для схем із зворотним діодом ($K_s \neq 0$) наведена на рис. 3.11. З рисунка видно, що збільшення відношення кутової резонансної частоти контуру навантаження до кутової частоти слідування імпульсів струму призводить до зменшення відношення P/U_d^2 і це зменшення спостерігається при різних добротностях контуру навантаження. Вид цієї залежності важливий для формування енергоефективних режимів роботи установки, пов'язаних з регулюванням потужності в широких межах. Дійсно, як впливає з рис. 3.11, дискретне зменшення частоти слідування імпульсів струму при незмінній резонансній частоті контуру навантаження і стабільній напрузі випрямляча U_d призводить до зменшення активної потужності, що споживається навантаженням. Дискретна зміна частоти слідування імпульсів струму дозволяє вибрати необхідний з точки зору умов протікання технологічного процесу режим споживання активної потужності. Регулювання потужності забезпечується в

широких межах (практично до нуля при великих значеннях n_H) при постійній напрузі на виході випрямляча. Характер регулювальних характеристик залежить від ряду параметрів: ρ_H , Q_H , L_k/L_H . Зокрема, зі збільшенням хвильового опору контуру навантаження відношення P/U_d^2 зменшується (рис.3.12). Цю обставину слід враховувати при оцінці максимальних значень потужності, які можуть бути досягнуті при заданих параметрах коливального контуру і певному рівні напруги на виході випрямляча. Ясно, що для досягнення нижньої межі регулювання потужності (значень, близьких до нуля) немає стримуючих факторів з точки зору технічних можливостей її реалізації. Частота слідування імпульсів струму може бути обрана низкою без будь-яких обмежень.

В установках без зворотних вентилів ($K_s = 0$) характер регулювальних залежностей зберігається. При цьому спостерігається деяке збільшення відношення P/U_d^2 . Залежність $P/U_d^2(n_H)$ показана на рис. 3.13. Аналізуючи рис. 3.11, 3.13 можна прийти до висновку, що збільшення добротності контуру навантаження призводить до зниження швидкості спаду відношення P/U_d^2 при зменшенні частоти слідування імпульсів струму. Це можна пояснити зменшенням ступеня загасання коливального процесу в контурі з більш високою добротністю.

Інтерес представляють залежності $P/U_d^2(n_H)$, що характеризують рівні потужностей окремих гармонік при послідовному зниженні частоти слідування імпульсів струму навантаження. Із рис. 3.14 видно, що в схемах зі зворотними діодами у випадку, коли резонансна частота контуру навантаження близька до частоти гармоніки, потужність цієї гармоніки значна і відношення зростає. Дія цієї гармоніки зберігається в невеликому діапазоні прилеглих частот. Відношення знижується зі збільшенням номера гармоніки. В установках без зворотних діодів ($K_s = 0$) характер залежностей зберігається, однак при тих же значеннях n_H відношення більше, ніж в схемах зі зворотними діодами (рис. 3.15). Це означає, що значні потужності можна отримати при більш низьких рівнях U_d . Ясно, що зміна частоти слідування імпульсів струму навантаження призведе до зміни умов їх впливу на паралельний коливальний контур. При цьому зміниться частота "підкачки" контуру додатковими порціями енергії. Зміниться також характер згасаючих коливальних процесів. Все це повинно відбитися на рівні спотворення синусоїдальності кривої вихідної напруги. Розроблена математична модель дозволила розрахувати залежність $K_{u.c}(n_H)$ (рис.3.16). Видно, що дискретне зменшення частоти слідування імпульсів призводить до зростання несинусоїдальності. Причому при більш низькій добротності контуру навантаження ступінь несинусоїдальності зі збільшенням n_H зростає швидше. Залежності, показані на рис.3.16, характерні для схем зі зворотними діодами ($K_s \neq 0$). В установках, що не містять зворотних діодів ($K_s = 0$), характер залежностей $K_{u.c}(n_H)$ зберігається.

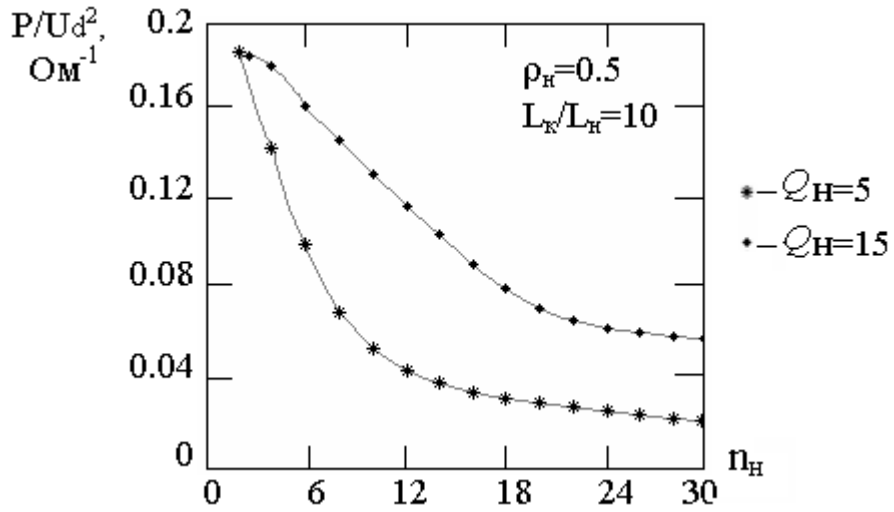


Рис. 3.11. Залежність $P/U_d^2(n_H)$ при $\rho_H=0.5$ для інверторів зі зворотними діодами

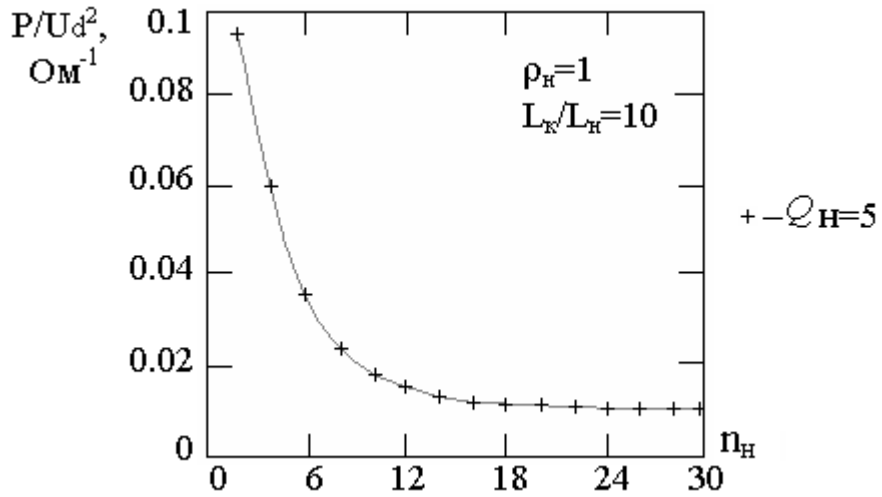


Рис. 3.12. Залежність $P/U_d^2(n_H)$ при $\rho_H=1$ для $K_s \neq 0$

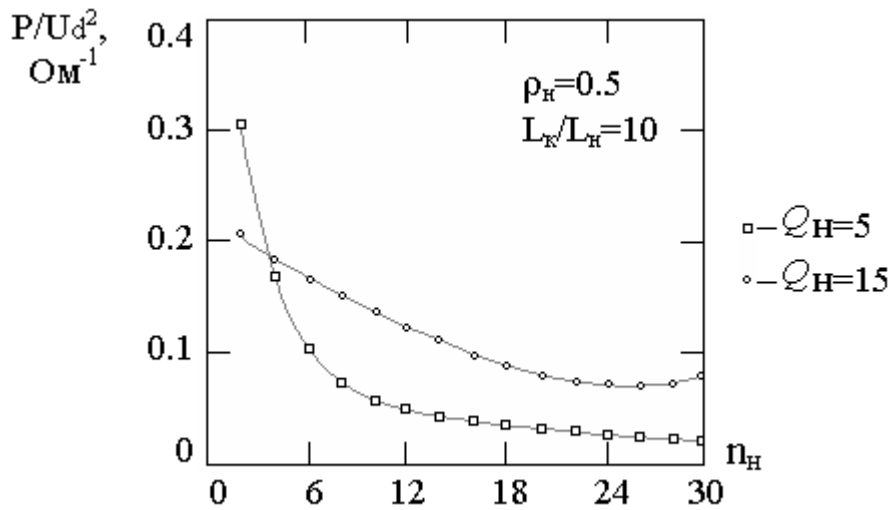


Рис. 3.13. Залежність $P/U_d^2(n_H)$ при $\rho_H=1$ для $K_s = 0$

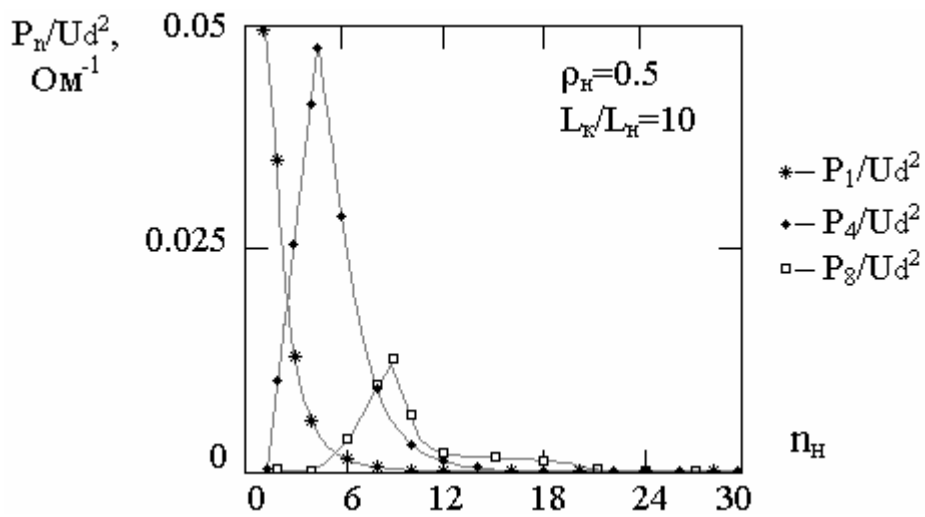


Рис. 3.14. Залежність $P/U_d^2(n_H)$ для інверторів зі зворотними діодами

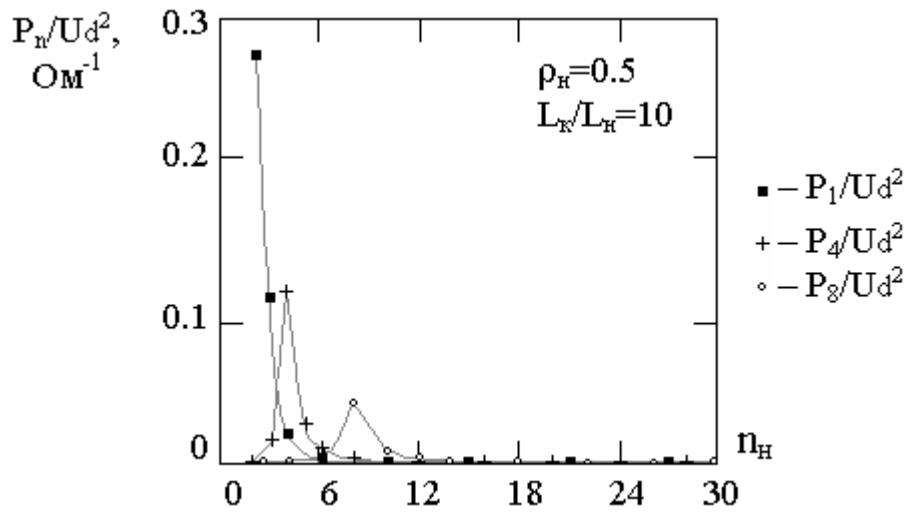


Рис. 3.15. Залежність $P/U_d^2(n_H)$ для інверторів без зворотних діодів

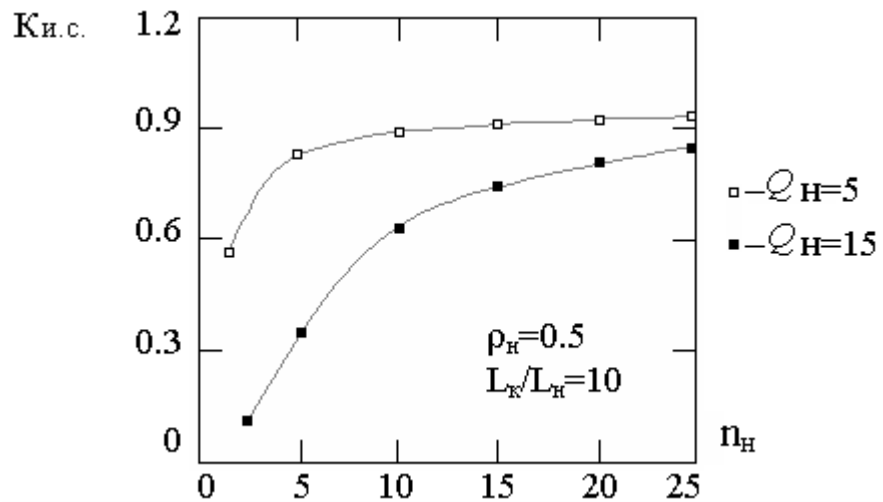
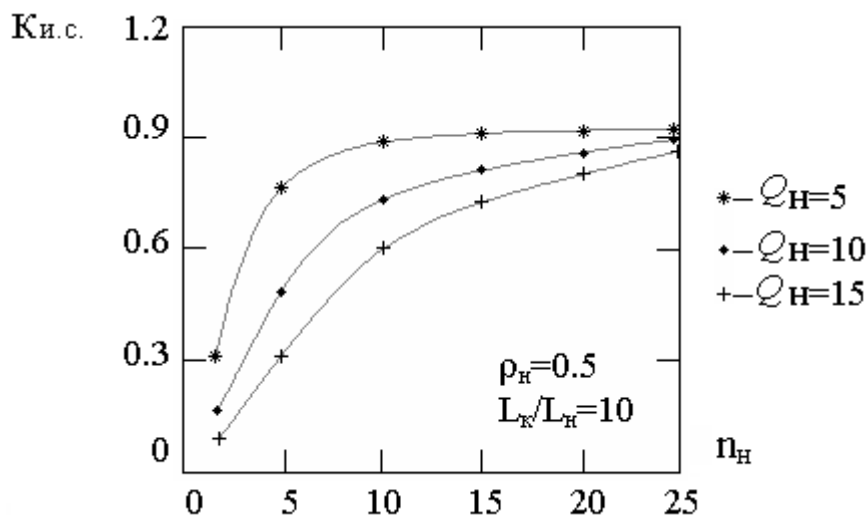


Рис. 3.16. Залежності $K_{u.c.}(n_H)$ для інверторів зі зворотними діодами

При більш високій добротності Q_H коефіцієнт $K_{u.c}$ має менше значення, а ступінь його зростання при зміні параметра n_H сповільнюється (рис.3.17). Слід пам'ятати, що такі високі значення спотворення синусоїдальності кривої напруги, отримані на затискачах індивідуального споживача – індуктора індукційної установки. Отже, дія цієї напруги локалізована і обмежується специфічними умовами індукційного нагріву. Результати досліджень, отримані в цьому розділі, мають важливе значення для вирішення наукової задачі дослідження. Їх суть зводиться до наступного.



3.17. Залежності $K_{u.c}$ (n_H) для інверторів без зворотних діодів

Розрахунок режимів роботи індукційних установок на основі раніше розробленої математичної моделі дозволив виявити такі режими, при яких дискретна зміна частоти слідування імпульсів струму навантаження призводить до зміни активної потужності в широких межах [16]. Це створює умови для реалізації дискретного регулювання потужності при постійній напрузі на виході випрямляча і дозволяє підвищити енергетичні показники індукційної установки [17]. Оцінка енергетичної ефективності таких режимів виконана в наступному параграфі.

3.3. Оцінка енергетичної ефективності режимів регулювання потужності

Завданням дослідження, проведеного в цьому параграфі, є оцінка ефективності режимів, які забезпечують регулювання потужності в широких межах при постійній напрузі U_d . Показники ефективності повинні відображати позитивні сторони регулювання потужності при використанні в установці некерованого випрямляча ($U_d = const$). Для оцінки ефективності режимів приймемо відомі для випрямлячів показники, наведені, наприклад, в [51]: відносні значення повної потужності, споживаної установкою з мережі $S_* = S/P_{dH}$, активної потужності $P_* = P_c/P_{dH}$, реактивної потужності $Q_* = Q/P_{dH}$,

потужності спотворення $T_* = T / P_{dH}$. Тут в якості базисної потужності вентиляного перетворювача (випрямляча) приймається його номінальна потужність $P_{dH} = U_{d0} I_{d0}$; U_{d0} , I_{d0} – максимальні середні значення випрямленої напруги і струму. Як показники ефективності режиму приймемо також енергетичні коефіцієнти [51]: зсуву K_c , спотворення K_u , потужності K_m . Використання відносних потужностей і енергетичних коефіцієнтів для оцінки енергетичної ефективності режимів є виправданим, так як така оцінка всебічно відображає вплив перетворювачів на мережу живлення, дозволяє визначити цей вплив у кількісному вигляді. Розрахунок енергетичних показників за відомими залежностями, наведеними в [51], можливий в тому випадку, якщо відомий характер зміни середніх значень вихідної напруги U_d і струму I_d випрямляча. Ці параметри в процесі регулювання потужності можуть вести себе по-різному. Важливо встановити характер їх зміни в умовах індукційного нагріву. Розглянемо два варіанти, що зіставляються: регулювання потужності в ланцюзі постійного струму і дискретне регулювання шляхом зміни частоти слідування імпульсів струму, запропоноване в розд. 3.2. У першому варіанті в процесі регулювання змінюються як напруга U_d , так і струм I_d випрямляча. Без урахування втрат в перетворювачі активна потужність, споживана установкою з мережі P_c , дорівнює активній потужності на виході випрямляча і дорівнює активній потужності в навантаженні установки P . В процесі регулювання в ланцюзі постійного струму вхідний опір інвертора r_{uH} залишається постійним. Активна потужність на виході випрямляча

$$P = \frac{U_d^2}{r_{uH}} \quad (3.1)$$

Відносна активна потужність (3.2)

$$P_* = C_p^2. \quad (3.2)$$

Тут, $C_p = U_d / U_{d0}$ – ступінь регулювання випрямляча.

Зупинимось на конкретному прикладі. Розглянемо енергетичні показники трифазної мостової схеми випрямлення з симетричним керуванням, що широко використовується в індукційних установках. Відповідно до [51] енергетичні показники можна отримати із залежностей:

$$\begin{aligned} P_* &= C_p \frac{I_d}{I_{d0}}; & Q_* &= \sqrt{1 - C_p^2} \frac{I_d}{I_{d0}}; \\ S_* &= 1,045 \frac{I_d}{I_{d0}}; & T_* &= 0,31 \frac{I_d}{I_{d0}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

З (3.2) і (3.3) випливає, що $C_p = I_d / I_{d0}$. Тому залежність (3.3) набуває вигляду:

$$Q_* = \sqrt{(1 - P_*)P_*}; \quad S_* = 1,045\sqrt{P_*}; \quad T_* = 0,31\sqrt{P_*} \quad (3.4)$$

Енергетичні коефіцієнти з урахуванням (3.2) отримаємо з виразів

$$\begin{aligned} K_c &= C_p = \sqrt{P_*} \\ K_u &= 0,955 \\ K_M &= 0,955 \cdot C_p = 0,955\sqrt{P_*} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Розглядаючи другий варіант регулювання (дискретне) для трифазної мостової схеми випрямлення з урахуванням незмінного значення $C_p = 1$, отримаємо вирази для відносних потужностей

$$\begin{aligned} P_* &= \frac{I_d}{I_{d0}}; \quad Q_* = 0 \\ S_* &= 1,045I_d / I_{d0} = 1,045P_* \\ T_* &= 0,31\frac{I_d}{I_{d0}} = 0,31P_* \end{aligned} \quad (3.6)$$

Значення енергетичних коефіцієнтів для цього варіанту: $K_c = 1$; $K_u = 0,955$; $K_M = 0,955$. Для співставлення розглянутих способів регулювання виконаємо розрахунок відповідних двом варіантам залежностей S_* , Q_* , $T_*(P_*)$, а також K_c , K_u , $K_M (P_*)$. Залежності наведені на рис. 3.18, 3.19.

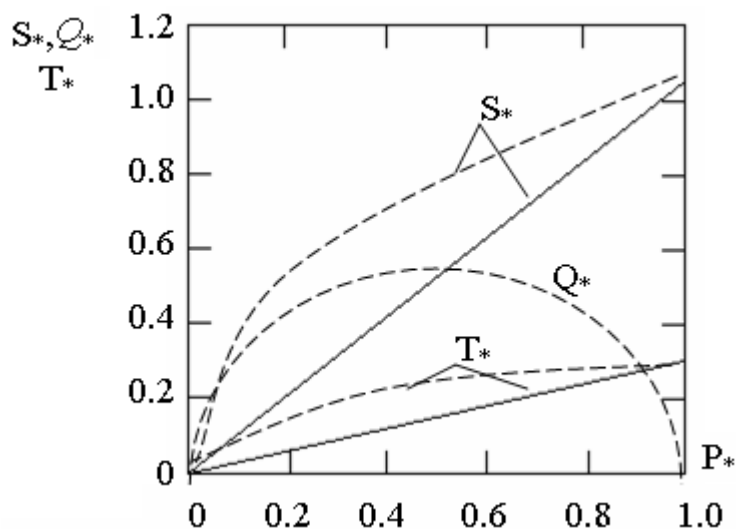


Рис. 3.18. Відносні значення потужностей установки

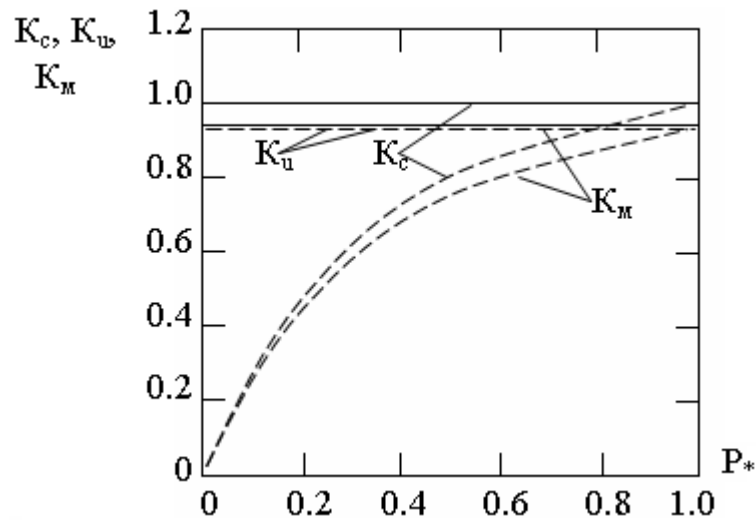


Рис. 3.19. Енергетичні коефіцієнти установки

На цих рисунках штриховий лінією показані криві, що відносяться до регулювання в ланцюзі постійного струму, а суцільною лінією – до регулювання при постійному U_d . При обох способах регулювання активна потужність, споживана установкою з мережі, може змінюватися в широкому діапазоні значень. Тому прийнято, що P_* змінюється від нуля до одиниці.

Із рисунків 3.18, 3.19 видно, що варіант регулювання при постійній напрузі випрямляча U_d є більш привабливим. Дійсно, в режимі номінального навантаження випрямляча ($P_* = 1$) значення даних параметрів збігаються, проте в процесі регулювання ($0 < P_* < 1$) споживання реактивної потужності Q в варіанті із змінним U_d призводить до зростання повної потужності S , потужності спотворення T .

При цьому зменшуються коефіцієнти K_c , K_m . Важливим є те, що ці висновки будуть справедливими і для інших схем випрямлення, в тому числі і для схем, що забезпечують підвищені енергетичні показники [51]. Це пояснюється тим, що рішення щодо підвищення енергетичних показників, запропоновані в [51], лише підвищують коефіцієнт потужності K_m в процесі регулювання. Однак його значення не досягає граничного рівня, характерного для нерегульованого випрямляча. Аналіз, проведений в цьому параграфі, свідчить про те, що в умовах, характерних для систем індукційного нагріву, регулювання потужності в ланцюзі навантаження при стабільній напрузі на виході випрямляча, є кращим в порівнянні до регулювання в ланцюзі постійного струму. Дискретна зміна частоти слідування імпульсів вихідного струму при стабільній напрузі випрямляча забезпечить регулювання потужності в широких межах і дозволить реалізувати високі енергетичні показники установки. Такі режими роботи установки слід вважати енергоефективними. Подальші дослідження наукової роботи пов'язані з детальним аналізом цих режимів, з вивченням їх особливостей. Зокрема, інтерес представляє оцінка рівня втрат енергії в провідниках, що з'єднують

перетворювач частоти з індуктором установки. Ясно, що в специфічних режимах роботи установки, пов'язаних з дискретним регулюванням потужності і несинусоїдальним вихідним струмом, рівні втрат енергії будуть відрізнятися від таких показників у звичайних режимах (синусоїдальна вихідна напруга). Співвідношення втрат в цих режимах дозволить визначити додаткові умови існування енергоефективних режимів. За аналогією з порівняльним аналізом, виконаним вище у цьому параграфі, розрахуємо рівні втрат енергії при дискретному регулюванні і регулюванні в ланцюзі постійного струму. Будемо вважати, що опір провідників, що з'єднують перетворювач частоти з індуктором, не залежить від частоти гармонічних складових вихідного струму. Тоді втрати активної потужності пропорційні квадрату діючого значення цього струму (I_d^2). Математична модель, розроблена в розд. 2, дозволяє розрахувати відносні (по відношенню до струму I_d) діючі значення окремих гармонічних складових вихідного струму I_{n*} (2.12). Відносне діюче значення цього струму I_{d*} отримаємо з виразу

$$I_{d*} = \frac{I_d}{I_d} = \sqrt{I_{1*}^2 + I_{2*}^2 + \dots + I_{n*}^2} . \quad (3.7)$$

Розглянемо відношення $(I_d / I_{d0})^2$. Струм I_{d0} (режим номінального навантаження) в випадках, що аналізуються, один і той же. Тому наведене відношення в повній мірі характеризує втрати потужності в розглянутих провідниках в процесі регулювання. Для оцінки рівня втрат доцільно побудувати залежність $(I_d / I_{d0})^2 (P_*)$. Значення $(I_d / I_{d0})^2$ для режимів дискретного регулювання потужності з урахуванням (3.6) отримаємо з виразу

$$\left(\frac{I_d}{I_{d0}} \right)^2 = I_{d*}^2 P_*^2 . \quad (3.8)$$

При регулюванні в ланцюзі постійного струму відношення I_d / I_d не змінюється. З урахуванням виразів (3.2) і (3.3), отримаємо

$$\left(\frac{I_d}{I_{d0}} \right)^2 = I_{d*}^2 \cdot P_* .$$

Залежності $(I_d / I_{d0})^2 (P_*)$ для розглянутих варіантів регулювання наведені на рис. 3.20.

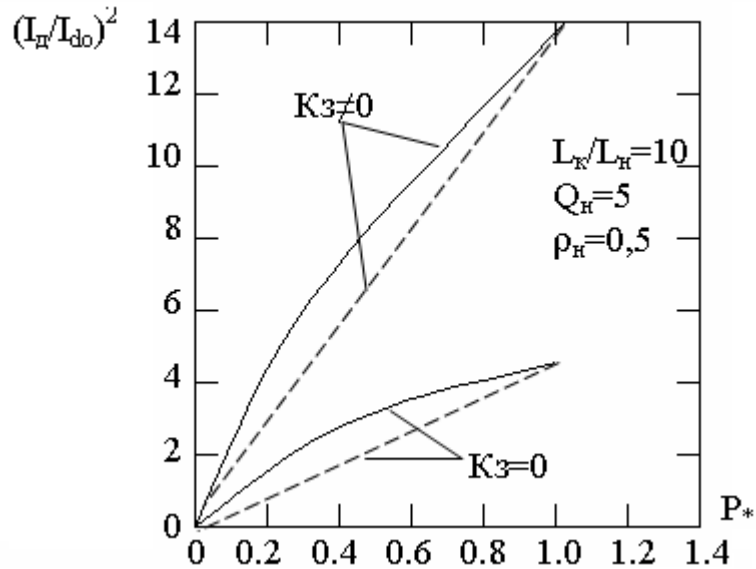


Рис. 3.20. Залежності $(I_d / I_{d0})^2 (P_*)$ для співставлених варіантів регулювання потужності (дискретне – безперервна лінія, по ланцюгу постійного струму – штрихова лінія)

Суцільними лініями показані залежності, характерні для дискретного регулювання потужності, пунктирними – для регулювання в ланцюзі постійного струму. Тут розглянуті залежності параметрів, отримані для схем установок, що містять зворотні діоди ($K_3 \neq 0$), а також для схем, що не містять зворотних діодів ($K_3 = 0$). Видно, що при номінальному навантаженні установки $P_* = 1$ втрати активної потужності в провідниках залежать від обраного способу регулювання і мають одне і те ж значення. В процесі дискретного регулювання потужності установки $0 < P_* < 1$ рівень втрат активної потужності в провідниках трохи вищий, ніж у варіанті регулювання в ланцюзі постійного струму. Це можна пояснити імпульсною формою вихідного струму і зростанням його діючого значення. Однак слід зазначити, що ступінь відмінності рівнів втрат незначна. Для розглянутого варіанту робочих параметрів установки (рис. 3.20) максимальне перевищення втрат при дискретному регулюванні, віднесене до втрат при номінальному навантаженні не перевищує 10%. З огляду на порівняно невелику довжину провідників, що з'єднують перетворювач з індуктором, можна зробити висновок про те, що з енергетичної точки зору (виходячи з рівня втрат потужності в провідниках) розглядаються практично рівноцінні варіанти регулювання. Підводячи підсумок аналізу втрат енергії в провідниках, спробуємо пояснити близькість результатів оцінки варіантів, що зіставляються. Процес регулювання потужності в ланцюзі постійного струму відбувається при незмінній формі вихідного струму. В процесі дискретного регулювання змінюється частота слідування імпульсів вихідного струму. Очевидно, що в процесі регулювання потужності установки ступінь зміни діючого значення струму в результаті варіації його значення (перший варіант регулювання) близька до ступеня такої зміни при варіації частоти (другий

варіант регулювання). Завдання подальших досліджень полягає в аналізі перехідних процесів, що виникають при дискретному регулюванні потужності установки. Цим дослідженням присвячений розд. 4.

ВИСНОВКИ

1. Ступінь залежності кута провідності вентилів від параметрів навантаження індукційної установки знижується при збільшенні відношення індуктивності послідовного контуру до індуктивності паралельного контуру. Цю обставину слід враховувати при виборі параметрів елементів і режимів роботи установок з широкими межами зміни параметрів навантаження (добротності контуру навантаження). Збільшення відношення індуктивностей підвищує стабільність рівнів гармонічних складових вихідного струму.

2. Підвищення резонансної частоти послідовного коливального контуру призводить до збільшення відносних амплітудних значень струму (I_{1*} , I_{2*}) а підвищення добротності контуру навантаження – до їх зменшення. Урахування цих залежностей важливе при виборі режимів роботи напівпровідникових приладів, розрахунку споживаної активної потужності, оцінці рівня втрат енергії в провідниках.

3. Спектральний аналіз вихідного струму індукційної установки свідчить про те, що рівні гармонік залежать від параметрів налаштування послідовного контуру L_k C_k а також контуру навантаження. У схемах зі зворотними діодами рівень струму гармоніки, на частоту якої налаштовані послідовний і паралельний коливальні контури, істотно перевищує рівні інших гармонік. Розлагодження послідовного контуру призводить до значного зниження цього струму.

4. При налаштуванні паралельного і послідовного коливальних контурів установки на частоту однієї з гармонічних складових вихідного струму активна потужність цієї складової є переважаючою. Розлагодження контурів, пов'язане зі зміною параметрів навантаження індукційної установки, може привести до виникнення режимів, при яких потужності прилеглих гармонік мають перевагу. Це слід врахувати при формуванні ефективних режимів роботи установки з несинусоїдальною вихідною напругою.

5. Встановлено, що при дискретній зміні частоти слідування імпульсів вихідного струму індукційної установки, що супроводжується зміною його спектрального складу і рівнів окремих гармонік, а також при стабільній напрузі на виході випрямляча спостерігається зміна споживаної активної потужності. Використання таких режимів при додатковій умові збігу резонансної частоти паралельного контуру навантаження з частотою однієї із гармонічних складових струму дозволяє реалізувати регулювання потужності в широких межах і забезпечити при цьому високі енергетичні показники установки.

6. Дискретне зменшення частоти слідування імпульсів вихідного струму призводить до зростання спотворення синусоїдальності вихідної напруги.

Ступінь спотворення знижується з ростом добротності паралельного коливального контуру навантаження.

7. Отримано аналітичні залежності для розрахунку енергетичних показників індукційної установки (S_* , Q_* , T_* , K_c , K_u , K_m) в режимах стабільної і в умовах змінної напруги випрямляча. Дана кількісна оцінка цих показників для мостової схеми випрямлення. Результати аналізу підтверджують доцільність використання режимів регулювання з дискретною зміною частоти слідування імпульсів вихідного струму установки, їх високу енергоефективність.

8. Аналіз рівнів втрат активної потужності в провідниках, що з'єднують перетворювач частоти з індуктором установки, свідчить про практичну рівнозначність варіантів регулювання потужності в ланцюзі постійного струму і дискретного регулювання шляхом зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму.

4 АНАЛІЗ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ІНДУКЦІЙНИХ УСТАНОВКАХ

4.1. Особливості перехідних процесів

Результати досліджень, виконаних в розділах 2, 3, поширюються на певні класи установок, що використовують резонансні автономні інвертори. Ці дослідження були орієнтовані на вивчення вихідних параметрів індукційних установок в стаціонарних режимах роботи і їх зв'язку з технологічним процесом нагріву. Така постановка завдання не передбачала дослідження процесів в окремих схмотехнічних рішеннях. Між тим, необхідність виконання такого роду аналізу очевидна. Вона обумовлена значною залежністю параметрів режиму силових елементів перетворювача від параметрів навантаження і необхідністю врахування цієї залежності при проектуванні індукційних установок. Принципові схеми розглянутих раніше установок (див. розд. 2) відрізняються одна від іншої структурою силових ланцюгів, кількістю використаних елементів. Тому аналіз перехідних процесів доцільно виконувати для окремих схмотехнічних рішень. Узагальнена модель для дослідження вихідних параметрів установки, розроблена в розд. 2, базується на допущенні про синусоїдальний закон зміни вихідного струму установки в певних проміжках часу. Створення математичної моделі для дослідження перехідних процесів в електричних ланцюгах установки дозволить оцінити прийнятність введеного раніше допущення для аналізу режимів роботи, на яких акцентувалася увага в розд. 2. Крім того, це дозволить аналізувати процеси в інших режимах, відмінних від зазначених. Слід підкреслити, що завдання, пов'язані з дослідженням перехідних процесів, істотно відрізняються від раніше сформульованих в розд. 2. Таким чином, моделювання перехідних процесів не слід розглядати як альтернативне до раніше виконаного. Його завдання полягає в отриманні додаткової інформації, уточненні деяких результатів, отриманих в розд. 2, 3. Додатковою інформацією, яка не може бути отримана на основі раніше виконаних досліджень, є вивчення форми напруги на навантаженні, процесів при стрибкоподібній зміні навантаження, а також режимів дискретного регулювання частоти комутації вентилів. Ці режими характеризуються переходом системи з одного стану в інший і описуються системою диференціальних рівнянь. Дослідження характеру зміни напруги на навантаженні (індукторі установки) в часі важливо для встановлення його максимального рівня, який залежить від цілого ряду чинників, що характеризують процес «підкачки» коливального контуру енергією під впливом імпульсів вихідного струму. Максимальний рівень напруги в значній мірі визначає значення напруги на інших елементах установки (в силових ланцюгах перетворювача). В деяких технологічних процесах індукційного нагріву параметри ланцюга навантаження можуть змінюватися в часі з високою швидкістю. Це спостерігається, наприклад, при введенні або виведенні деталі з індуктора, що здійснюється з високою швидкістю. Значна швидкість цих процесів може бути обумовлена характером термообробки, тому при проектуванні індукційних установок ці режими повинні розглядатися як

експлуатаційні. Введення або виведення виробу з індуктора призводить до істотної зміни опорів, що вносяться в індуктор, і, як наслідок, параметрів елементів схеми заміщення ланцюгів навантаження. Моделювання перехідних процесів в такого роду режимах здійснюють шляхом стрибкоподібної зміни параметрів навантаження. Ці режими зазвичай називають режимами «скидання» і «накидання» навантаження установки. Реакція системи на стрибкоподібну зміну внесених опорів може бути різною. Можливі перенапруги в електричних ланцюгах, а також можливе зниження стійкості інвертування. Важливо з'ясувати характер цих процесів і, в разі необхідності, передбачити заходи щодо усунення небажаних наслідків. Перехідні процеси в установках підвищеної частоти виникають також при зміні умов комутації силових тиристорів. Запропонований в розд. 3 алгоритм управління тиристорами, що забезпечує дискретну зміну частоти слідування імпульсів, передбачає зміну цих умов. Тому всякий перехід з однієї частоти на іншу супроводжується перехідним процесом. Характер процесу слід вивчити з точки зору прийнятності режимів, що при цьому виникають. Із переліку схем резонансних інверторів, що забезпечують розглянуті в розд.2 форми вихідного струму установки, виділена схема одноключового резонансного інвертора зі зворотним діодом (рис. 2.1, б). Ця схема має порівняно просту (з невеликим числом елементів) силову частину, забезпечує високу надійність роботи, низькі рівні встановлених потужностей силових елементів. Форма вихідного струму інвертора відповідає наведеній на рис. 2.1 ($K_s \neq 0$). При відсутності зворотного діода реалізуються режими роботи, що виключають протікання через вентильний блок «зворотного» струму, що відповідає раніше розглянутому варіанту $K_s = 0$. Під дією імпульсів вихідного струму в установці забезпечується несинусоїдальна форма напруги на затискачах індуктора. Режими роботи установки індукційного нагріву, створеної на базі цього інвертора, в постановці викладеного вище завдання дослідження раніше не вивчалися. Результати досліджень, що стосуються аналізу характеру зміни напруги на навантаженні, можуть бути узагальнені і представлені у вигляді висновків, характерних для даного класу індукційних установок. Це обумовлено ідентичністю форми вихідного струму і параметрів навантаження в різних установках. Таким чином, завдання полягає в розробці математичної моделі для дослідження перехідних процесів в індукційній установці, створеній на базі одноключового резонансного інвертора.

4.2. Математична модель для дослідження процесів

Зупинимося на особливостях розробленої моделі. Модель дозволяє розраховувати залежності параметрів режиму установки (струмів в гілках перетворювача, напруг на його елементах) від тривалості протікання процесу. Моделювання пускового процесу передбачає нульові початкові умови для струмів і напруг. В окремих випадках їх початкові значення можуть бути змінені. Такі режими можуть виникнути, наприклад, при введенні в дію

спеціальних пускових пристроїв, що забезпечують попередній заряд конденсаторів, накопичення енергії реакторами перед пуском установки. Квазіусталені режими роботи індукційної установки можуть бути досліджені після закінчення перехідного процесу. Це забезпечується шляхом розрахунку процесу після досягнення певної кількості циклів комутації силового тиристора. Кількість циклів вибирають таким, щоб значення розрахункових параметрів в двох сусідніх циклах комутації відрізнялися незначно. Це є умовою виходу процесу на квазіусталений режим. Модель установки розроблена на основі кусково-припасовного методу. Суть методу викладена в розд. 2. Принципова електрична схема установки індукційного нагріву, процеси в якій моделюються, приведена на рис. 2.1, б.

Особливість моделі полягає у тому, що вона складається із двох систем лінійних диференціальних рівнянь. Кожна система відповідає певному структурному стану схеми (при включеному і вимкненому тиристорі). Еквівалентні схеми заміщення установки, які відповідають різним структурним станам, наведені на рис. 4.1.

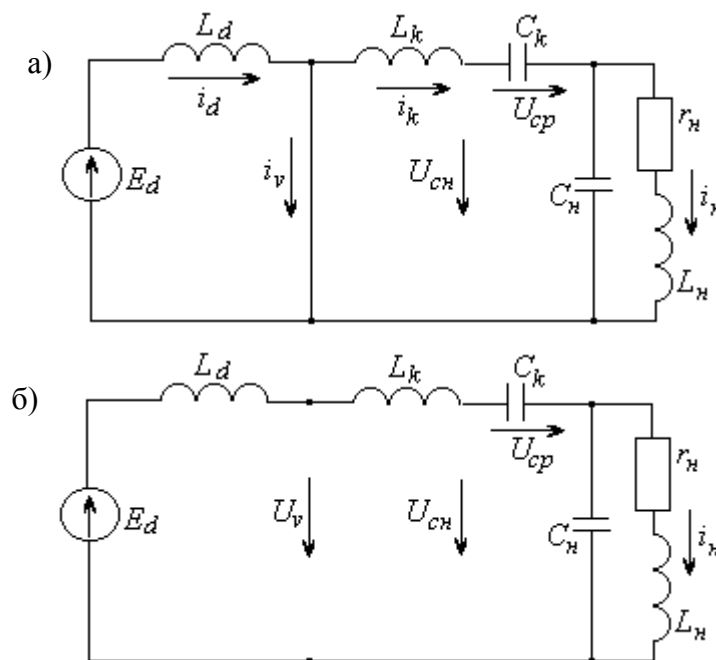


Рис. 4.1. Еквівалентні схеми заміщення електричних ланцюгів індукційної установки

Інтервал роботи, якому відповідає схема заміщення, наведена на рис. 4.1, а, характеризується режимом провідності тиристора або діода.

При зниженні струму вентиляного блоку до нуля (в результаті перезарядження комутуючого конденсатора C_k) здійснюється перехід до нового структурного стану схеми (рис. 4.1, б). Тут ні тиристор, ні зворотний діод не перебувають в стані провідності. Вентилі знаходяться під напругою U_v . При складанні схем заміщення прийняті наступні допущення:

- вентилі є ідеальними ключами (їх опір в провідному стані дорівнює нулю, а в непровідному - нескінченності);
- реактивні елементи схеми є лінійними елементами;
- активні та індуктивні опори шинопроводів малі і ними можна знехтувати;
- випрямляч представлений ідеальним джерелом постійної напруги;
- активний опір r_H не залежить від частоти струму.

Введені допущення широко використовуються при аналізі процесів в пристроях силової перетворювальної техніки. Отримані в процесі моделювання результати характеризуються, як правило, високою достовірністю. Цифрові моделі, що використовують чисельні методи розрахунку, забезпечують при цьому необхідну точність розрахунку параметрів. Тому режими роботи, які були досліджені на узагальненій математичній моделі для розрахунку вихідних параметрів установок (див. розд. 2), можуть бути уточнені за результатами розрахунку на даній моделі. Остаточний висновок про достовірність отриманих результатів може бути зроблений на основі їх зіставлення з результатами експериментальних досліджень. Такий аналіз виконано в розд. 5.

Схемі заміщення, наведеній на рис. 4.1,а відповідає система диференціальних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{U_d}{L_d}, \\ \frac{di_k}{dt} &= -\frac{u_{ck} + u_n}{L_k}, \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{u_n - i_n r_n}{L_n}, \\ \frac{du_n}{dt} &= \frac{i_k - i_n}{C_n}, \\ \frac{du_{ck}}{dt} &= \frac{i_k}{C_k}. \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

Система рівнянь приведена до вигляду, зручного для розрахунку процесу чисельними методами. Аналогічну систему отримаємо для структурного стану, що відповідає рис. 4.1,б.

Напруга на вентилях визначається наступним чином: для системи (4.1) $u_v = 0$, для системи (4.2) – $u_v = L_k di_d / dt + u_{ck} + u_H$. Моделювання процесу шляхом інтегрування диференціальних рівнянь (4.1) здійснюється з моменту подачі імпульсу управління на тиристор інвертора. Коливальний процес в контурі інвертора завершується переходом струму i_v через нульове значення.

У цей момент здійснюється перехід до інтегрування рівнянь системи (4.2). Початковими умовами для параметрів режиму, що входять в систему рівнянь (4.2), служать їх кінцеві значення, отримані на попередньому інтервалі в процесі рішення системи рівнянь (4.1). Перехід від системи рівнянь (4.2) до

системи (4.1) здійснюється в момент надходження чергового імпульсу управління на тиристор інвертора.

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{U_d - u_{ck} - u_H}{L_d + L_k}, \\ \frac{di_n}{dt} &= \frac{u_n - i_n r_n}{L_n}, \\ \frac{du_n}{dt} &= \frac{i_d - i_n}{C_n}, \\ \frac{du_{ck}}{dt} &= \frac{i_d}{C_k}, \\ i_k &= i_d. \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

Системи рівнянь (4.1) і (4.2) дозволяють розрахувати залежність параметрів режиму від часу. Однак це не завжди зручно для вирішення завдань проектування. Очевидно, що перехід установки з однієї робочої частоти на іншу буде супроводжуватися зміною характеру протікання процесу. Виникає необхідність виконання повторних розрахунків. Для того, щоб виключити необхідність повторення процесу розрахунку, доцільно ввести в рівняння нову змінну $\Omega = \omega t$, де ω – кутова швидкість слідування імпульсів управління, що подаються на тиристор інвертора. Це дозволить отримати залежності параметрів режиму не від часу, а від змінної Ω . У цьому випадку результати моделювання будуть прийнятні для довільних значень ω . Крім того, має сенс в системах рівнянь (4.1) і (4.2) перейти до параметрів системи, що використовувалися раніше при створенні узагальненої математичної моделі (див. розд.2). Це дозволить спростити процес зіставлення результатів, отриманих на різних моделях. Таким чином, з урахуванням нової змінної Ω системи рівнянь (4.1) і (4.2) набувають вигляду:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{d\Omega} &= \frac{U_d}{\omega L_d}; \\ \frac{di_k}{d\Omega} &= -\frac{(u_{ck} + u_n)n_k}{\rho_k}; \\ \frac{di_n}{d\Omega} &= \frac{(u_n - i_n r_n)n_n}{\rho_n}; \\ \frac{du_n}{d\Omega} &= (i_k - i_n)\rho_n n_n; \\ \frac{du_{ck}}{d\Omega} &= i_k \rho_k n_k. \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_d}{d\Omega} &= \frac{U_d - u_{ck} - u_n}{\omega L_d + \rho_k / n_k}, \\ \frac{di_n}{d\Omega} &= \frac{(u_n - i_n r_n) n_n}{\rho_n}, \\ \frac{du_n}{d\Omega} &= (i_d - i_n) \rho_n n_n; \\ \frac{du_{ck}}{d\Omega} &= i_d \rho_k n_k; \\ i_k &= i_d. \end{aligned} \right\} (4.4)$$

Тут,

$$\rho_n = \sqrt{L_n / C_n}; \rho_k = \sqrt{L_k / C_k}; n_k = \omega_{o.k} / \omega; n_n = \omega_{o.n} / \omega; r_n = \rho_n / Q_n.$$

При цьому враховано, що для розрахунку параметрів режиму повинні бути задані змінні: U_d , ωL_d , ρ_k , n_k , ρ_n , n_n , Q_n . Ясно, що від параметра U_d будуть залежати рівні розрахункових значень струмів і напруг. Інші параметри є важливими для встановлення характеру процесів, що протікають. Рішення систем диференціальних рівнянь (4.3) і (4.4) здійснено на ЕЦОМ методом Рунге-Кутта. Цей однокроковий метод інтегрування систем диференціальних рівнянь забезпечує необхідну точність розрахунку при порівняно великих значеннях кроку інтегрування. Це дозволяє збільшити швидкість розрахунку, скоротити використання машинного часу. Таким чином, створено передумови для всебічного дослідження електромагнітних процесів і отримання достовірної інформації про особливості режимів роботи індукційної установки.

4.3. Режими дискретного регулювання частоти слідування імпульсів управління, стрибкоподібної зміни навантаження установки

Зміна частоти слідування імпульсів управління тиристора інвертора установки призводить до зміни тривалості інтервалів між імпульсами струму, що впливають на електричні ланцюги навантаження. При цьому, як було показано раніше, змінюється потужність нагріву, а також форма напруги на затискачах індуктора. Очевидно, що максимальне значення напруги на навантаженні буде мати місце при максимальній частоті слідування імпульсів і, відповідно, максимальній потужності. Тому має сенс розглядати перехідні процеси при дискретній зміні частоти слідування імпульсів в режимах максимальної потужності. Для даної схеми несиметричного резонансного інвертора таким режимом є $n_n = 2$. Зауважимо, що якщо $n_k = n_n$ (див. розд. 2), то режим $n_n = 1$ не може бути реалізований, виходячи з принципу роботи даної схеми. Таким чином, доцільно розглянути процес стрибкоподібної зміни значень $n_k = n_n = 2$ до рівня $n_k = n_n = 3$ і навпаки – з рівня $n_k = n_n = 3$ до рівня

$n_k = n_n = 2$. Ясно, що сплеску напруги на індукторі слід очікувати в період формування імпульсу струму вентиляного блоку (тиристора і зворотного діода). Максимальний рівень цієї напруги залежить від моменту приходу імпульсу, його параметрів, а також параметрів ланцюга навантаження (індуктора). Слід нагадати, що умови $n_k = n_n = 2$ і $n_k = n_n = 3$ передбачають налагодження послідовного і паралельного коливальних контурів установки на 2-у і 3-тю гармоніки відповідно. Тому ці умови відповідають цілком визначеному розташуванню імпульсів струму відносно кривої напруги на навантаженні. Для дослідження характеру перехідного процесу була розроблена цифрова модель, що дозволяє виконувати розрахунок в середовищі математичної системи MathCAD. Рішення систем диференціальних рівнянь (4.3) і (4.4) здійснювалося з використанням стандартної функції `rkfixed`, запропонованої в літературі [41]. Межі інтегрування системи диференціальних рівнянь (4.3) встановлювалися візуально, виходячи з графічних залежностей струму вентиляного блоку від часу. При цьому реєструвався момент переходу струму зворотного діода через нуль. Кількість кроків інтегрування на інтервалі між черговими імпульсами струму було вибрано рівним 628. При цьому кут $\Omega = \omega t$, що відповідає одному кроку інтеграційного процесу, дорівнює 0,01 рад. Це створює певні переваги при побудові графічних залежностей досліджуваних параметрів від кута Ω , так як у цьому випадку значення кута легко розраховуються. З іншого боку досвід показує, що при такій кількості кроків забезпечується необхідна точність розрахунку параметрів. Перехідний процес розраховувався із нульових початкових умов: $i_d = i_k = i_H = 0$ і $u_{ck} = u_H = 0$. Для оцінки точності розрахунку розглядався варіант збільшення кількості кроків при інтегруванні в 3 рази. Розрахунок показав, що при цьому розрахункові криві досліджуваних параметрів режиму практично не змінюються. Максимальні відхилення рівнів параметрів у зіставлених варіантах не перевищили 5%. Для моделювання процесу дискретної зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму попередньо розраховувався перехідний процес до моменту виходу на усталений режим [59]. Потім частота слідування імпульсів управління зменшувалася або зростала (в залежності від досліджуваного режиму: переходу з більш низької частоти на більш високу або навпаки). Рис. 4.2 ілюструє перехід з більш високої кутової частоти слідування імпульсів вихідного струму $\omega (n_k = n_n = 2)$ на нижчу ($n_k = n_n = 3$). На рис. 4.2, а показані залежності струму вентиляного блоку I_v , а також напруги на індукторі u_n від кута Ω в квазіусталеному режимі при $n_k = n_n = 2$. Аналогічні залежності, що відповідають першому циклу процесу зі зміненою частотою слідування імпульсів ($n_k = n_n = 3$), наведені на рис. 4.2, б. Розрахунок виконувався для варіанту $K_s \neq 0$ при параметрах: $U_d = 100$ В, $\rho_k = 4$, $\rho_H = 1$, $Q_H = 3$. Видно, що при такому переході максимальний рівень напруги на навантаженні не перевищує значення в попередньому квазіусталеному режимі.

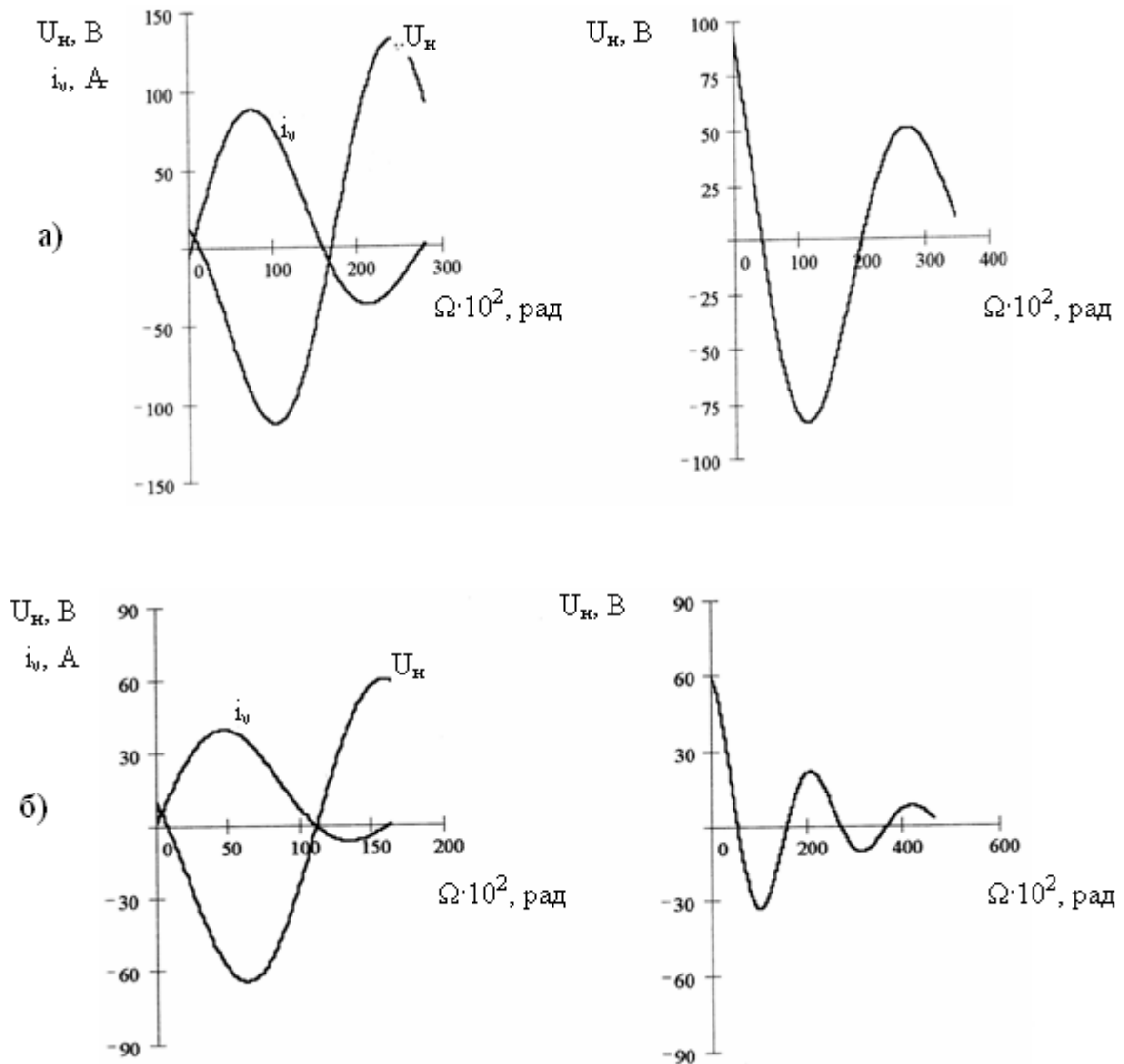


Рис. 4.2. Перехід з більш високої частоти слідування імпульсів управління на більш низку ($\rho_k=4, \rho_{Hn}=1, Q_H=3$)

Зворотний перехід з більш низької частоти на більш високу (рис. 4.3) також не приводить до підвищення рівня напруги. Рис.4.3,а ілюструє квазіусталений режим при $n_k = n_n = 3$, а рис. 4.3,б – момент переходу на більш високу частоту.

Зіставляючи рис. 4.2, а і 4.3, а можна зробити висновок про те, що після стрибкоподібної зміни частоти вихід на квазіусталений режим супроводжується підвищенням напруги на навантаженні. Це означає, що після закінчення певного проміжку часу спостерігається відновлення вищого рівня напруги. Аналогічні режими роботи установки були розглянуті для варіанту інвертора без діода зворотного струму ($K_s = 0$). Виявилось, що при стрибкоподібній зміні частоти ω (перехід з режиму $n_k = n_n = 2$ в режим $n_k = n_n = 3$) амплітудне значення напруги на навантаженні в момент переходу не збільшується.

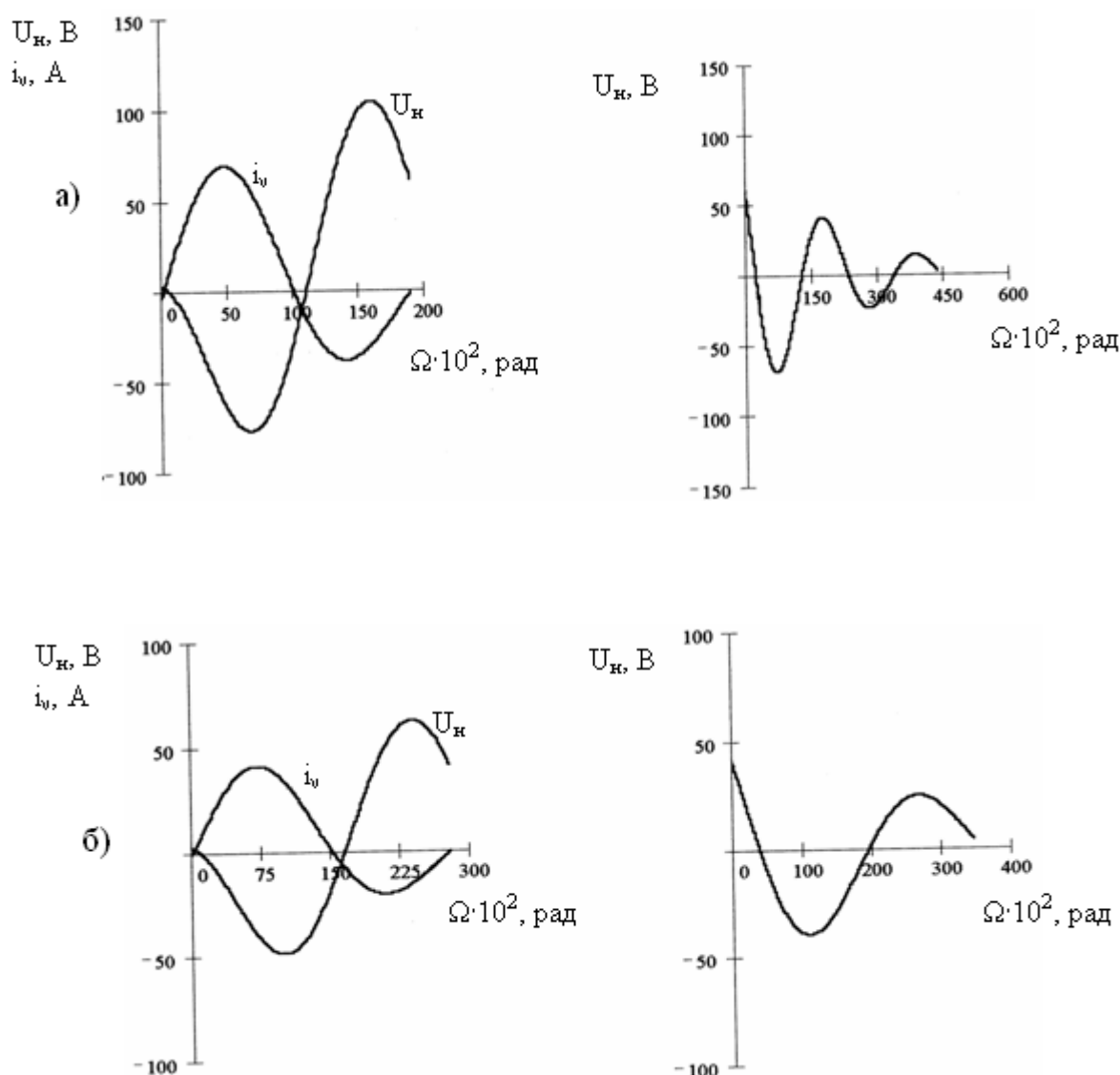


Рис. 4.3. Перехід з більш низької частоти слідування імпульсів управління на більш високу ($\rho_k=4, \rho_{Hn}=1, Q_H=3$)

Аналогічний висновок можна зробити, аналізуючи процес зворотного переходу (з режиму $n_k = n_n = 3$ в режим $n_k = n_n = 2$). Із огляду на відсутність кидка напруги на навантаженні, розглянуті режими можна вважати прийнятними для використання в діючих індукційних установках. Інтерес представляють перехідні процеси при різних резонансних частотах послідовного і паралельного коливальних контурів $n_k \neq n_n$. Розрахунок показав, що прийнятні режими $n_k > n_n$. У цьому випадку крива вихідного струму змінюється за законом, близьким до синусоїдального. На рис. 4.4 наведені результати розрахунку процесу при стрибкоподібній зміні частоти ω і переході

з режиму $n_k = 4, n_n = 2$ ($n_k/n_n = 2$) (рис. 4.4, а) в режим $n_k = 6, n_n = 3$ ($n_k/n_n = 2$) (рис. 4.4, б), який здійснюється для параметрів $\rho_k = 3, \rho_n = 1, Q_H = 5$.

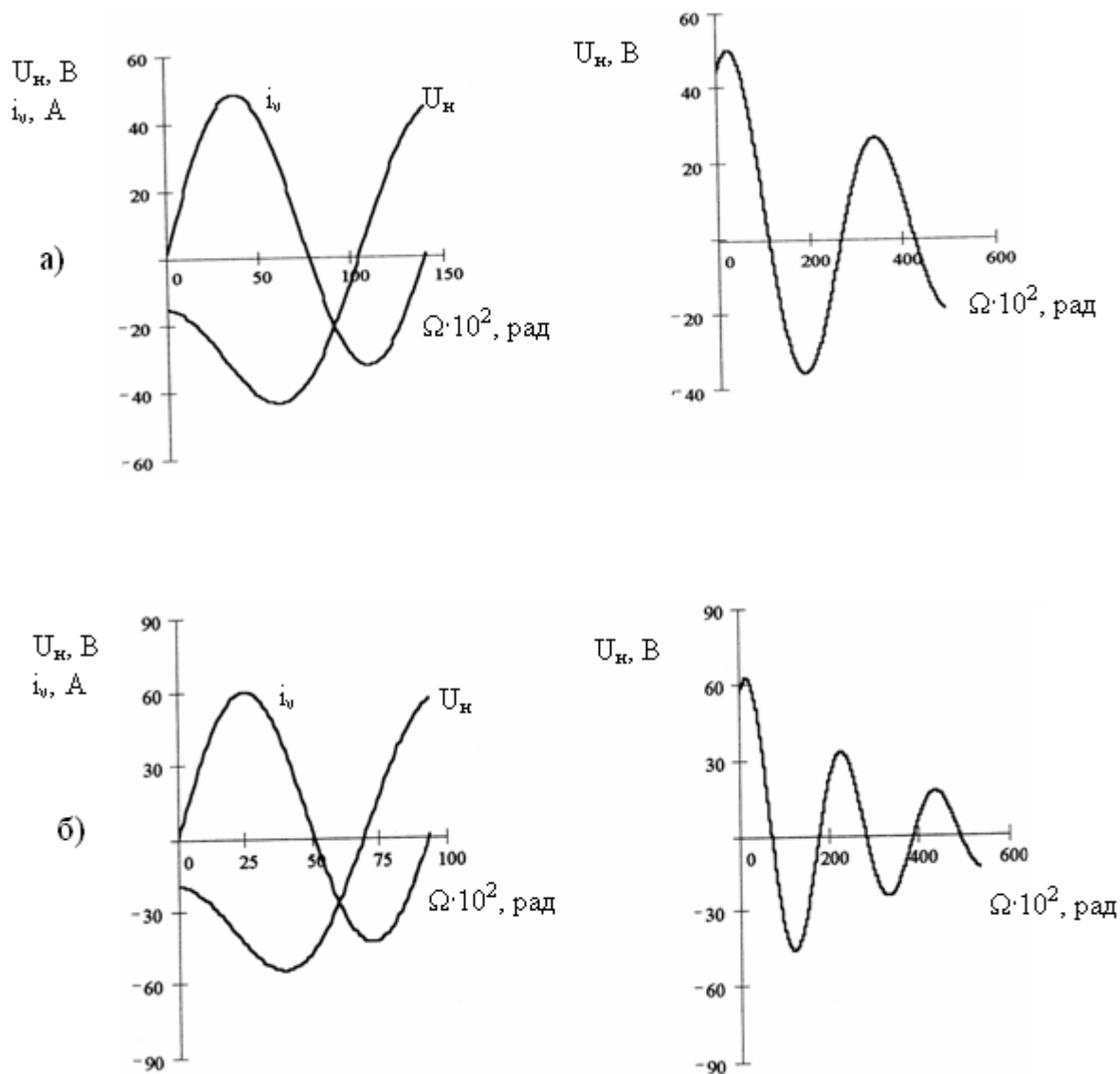


Рис. 4.4. Перехідний процес при різних резонансних частотах послідовного та паралельного контурів ($\rho_k = 4, \rho_n = 1, Q_H = 3$)

Видно, що стрибкоподібне зменшення частоти слідування імпульсів струму при $K_s \neq 0$ привело до зростання рівня напруги на навантаженні. Однак таке зростання не є значним і, отже, наведене поєднання параметрів режиму цілком прийнятне для реалізації в установках індукційного нагріву з дискретним регулюванням потужності. Проаналізуємо режим стрибкоподібної зміни навантаження установки. Будемо вважати, що зміна навантаження відбувається миттєво після виходу перехідного процесу на квазіусталений режим. При цьому змінюється добротність паралельного коливального контуру

Q_H . Досліджено режим роботи, при якому $n_k = n_n = 2$. Добротність змінюється стрибкоподібно зі значення $Q_H = 3$ до значення $Q_H = 7$. Криві, що характеризують квазіусталений режим роботи установки до зміни добротності, показані на рис. 4.2, а. Після зміни добротності контуру (рис. 4.5) спостерігається суттєва зміна форми вихідного струму інвертора. Підвищення добротності паралельного контуру призводить до зниження амплітуди струму тиристора і зворотного діода.

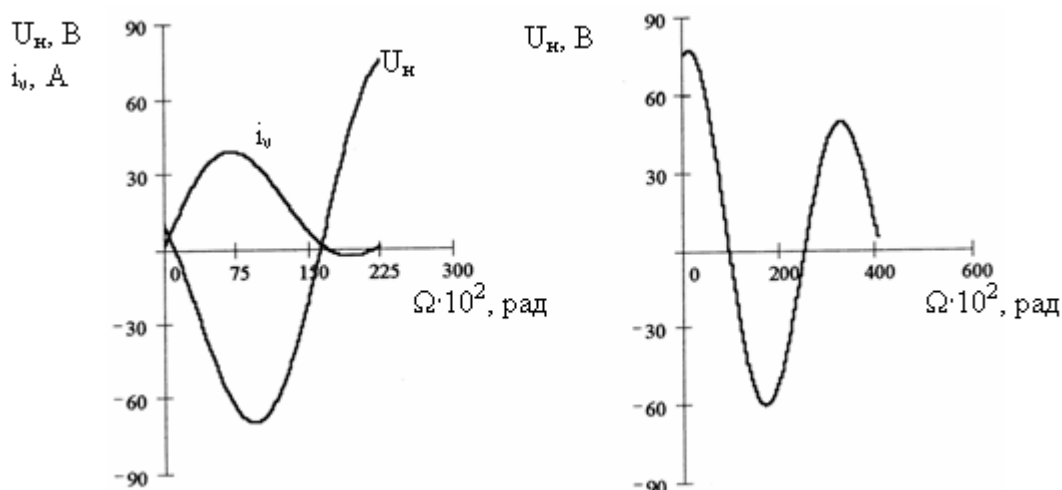


Рис. 4.5. Режим стрибкоподібної зміни добротності паралельного коливального контуру ($\rho_k = 4, \rho_{Hn} = 1$)

В результаті знижується рівень напруги на індукторі. Розрахунок процесу переходу з більш високої добротності на нижчу свідчить про деяке підвищення напруги на індукторі. Однак це значення не перевищує рівня, отриманого при розрахунку квазіусталеного режиму з більш низькою добротністю. Розрахункові криві, наведені на рис. 4.2 - 4.5, свідчать про те, що вихідний струм інвертора містить дві складові: струм тиристора і струм діода, причому обидві складові змінюються згідно із законом, близьким до синусоїдального. Це підтверджує правомірність прийнятого в аналізі стаціонарних режимів допущення про синусоїдальність окремих ділянок вихідного струму. Криві, наведені на цих рисунках, підтверджують також несинусоїдальність форми вихідної напруги установки. Видно, що після завершення дії імпульсів струму, процеси в паралельному коливальному контурі характеризуються затухаючими коливаннями. Ступінь загасання коливань визначається добротністю цього контуру. Із аналізу також випливає, що в розглянутих режимах роботи установки стрибкоподібна зміна частоти слідування імпульсів струму, добротності паралельного контуру не призводить до виникнення перенапруг на затискачах індуктора. Цей факт слід враховувати при проектуванні автономних інверторів, які працюють в індукційних установках з дискретним регулюванням частоти слідування імпульсів струму.

ВИСНОВКИ

1. Розроблена математична модель індукційної установки дозволяє досліджувати перехідні процеси в електричних ланцюгах навантаження одно ключового резонансного інвертора зі зворотним діодом і орієнтована на аналіз режимів, що реалізують дискретне регулювання потужності.

2. Формування систем диференціальних рівнянь, що описують процеси в індукційній установці, доцільно здійснювати з використанням змінної Ω , що залежить від кутової швидкості слідування імпульсів управління ω . Це дозволяє отримати результати розрахунку, прийнятні для різних значень ω , розширити область їх використання.

3. Результати розрахунку залежностей вихідного струму установки від тривалості перехідного процесу підтверджують, що пряма і зворотна напівхвилі струму змінюються згідно із законом, близьким до синусоїдального. Це свідчить про правомірність прийнятого в аналізі усталеного режиму допущення про особливості форми цього струму.

4. Стрибкоподібна зміна частоти слідування імпульсів струму, добротності паралельного контуру в розглянутих режимах не приводить до виникнення перенапруг на затискачах індуктора, що слід враховувати при проектуванні установок.

5 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ХРАКТЕРИСТИК ІНДУКЦІЙНОЇ УСТАНОВКИ

5.1. Макет для експериментальних досліджень характеристик установки

Проведені теоретичні дослідження послужили основою для створення макета індукційної установки. У макеті закладені технічні рішення, що дозволяють реалізувати запропоновані режими роботи обладнання. Індукційна установка створена на базі одноключового резонансного інвертора зі зворотним діодом. Переваги цієї схеми були викладені раніше. Нижче розкриті певні особливості технічної реалізації установки. Тут зосереджено увагу на особливостях як силової схеми, так і системи управління. Ці особливості відображають специфіку підходу до вирішення поставленого завдання і характеризують його відмінні ознаки. Це важливо для об'єктивної оцінки новизни пропонуваніх рішень. Розглянемо силову схему установки з несинусоїдальною вихідною напругою. Принципова схема наведена на рис. 5.1.

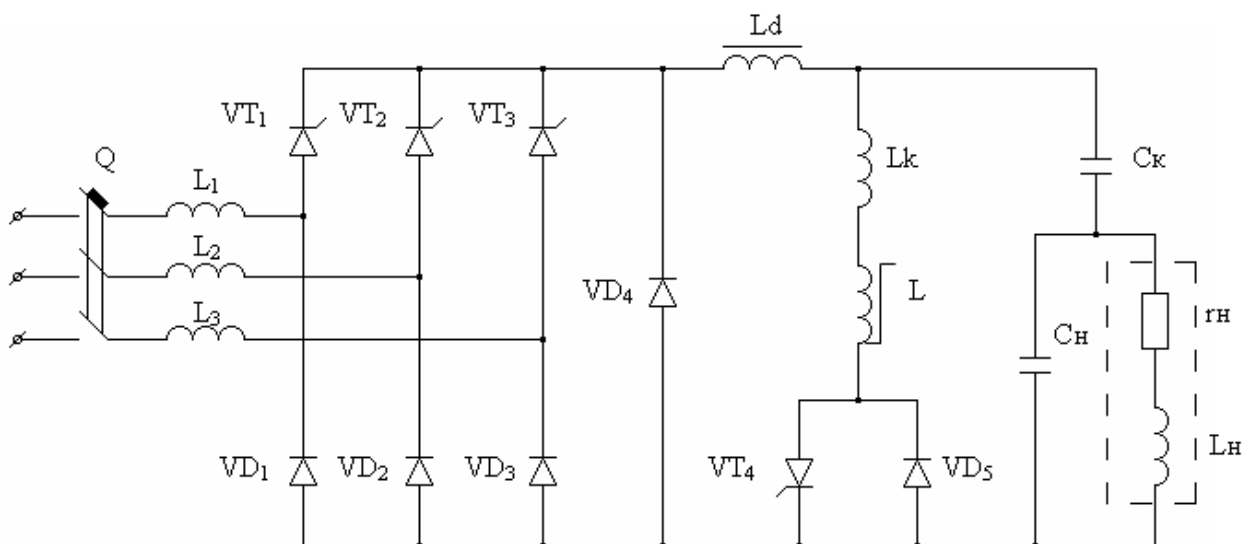


Рис. 5.1. Силову схему макету індукційної установки

Випрямляч установки зібраний за трифазною мостовою схемою з нульовим вентилем. На вході випрямляча встановлений автоматичний вимикач Q , що забезпечує захист установки від коротких замикань. Обмеження струму при внутрішньому короткому замиканні забезпечують реактори L_1 , L_2 , L_3 . У процесі роботи установки випрямляч повністю відкритий. Тиристри несиметричного моста VT_1 , VT_2 , VT_3 виконують тут функцію ключів і не використовуються для регулювання напруги. Вони здійснюють оперативне управління установкою (увімкнення, вимкнення), а також виконують захисні функції (вимикають живлення інвертора). Таким чином забезпечується режим, при якому напруга на його виході незмінна. Це дозволяє отримати високі

енергетичні показники установки протягом всього циклу нагріву. Відомо, що некерований трифазний мостовий випрямляч забезпечує коефіцієнт потужності $K_m = 3/\pi$, коефіцієнт зсуву $K_c = 1$, коефіцієнт спотворення $K_u = 3/\pi$. Діюче значення струму мережі становить $\sqrt{2/3}Id$, а діюче значення першої гармоніки – $\sqrt{6}Id/\pi$ [51]. Високі енергетичні показники будуть забезпечені і при використанні інших схемних рішень. Важливо, щоб реалізувалися режими роботи некерованого випрямляча. Нульовий вентиль $VD4$ забезпечує переривання струму випрямляча при його відключенні. Реактор L_ϕ здійснює згладжування струму випрямляча.

Несиметричний резонансний інвертор із закритим входом (індуктивність реактора L_ϕ значна) містить тиристор $VD4$, діод $VD5$, комутуючі елементи: конденсатор C_k і реактор L_k . Тиристор і діод включені зустрічно-паралельно. Послідовно з вентильним блоком включений дросель насичення L , що знижує комутаційні втрати в тиристорі. Ланцюгом навантаження інвертора є паралельний коливальний контур, утворений індуктором індукційної установки і конденсатором навантаження C_n . Параметри комутуючого контуру $L_k C_k$ підібрані таким чином, щоб резонансна частота послідовного контуру була близькою до резонансної частоти паралельного контуру навантаження. Запропоновані в дослідженні режими роботи установки, при яких резонансна частота контуру збігається з частотою однієї з гармонік вихідного струму інвертора, реалізуються за допомогою системи управління інвертором. Для цього частоту слідування імпульсів управління тиристором інвертора змінюють.

5.2. Експериментальні характеристики установки

Мета дослідження експериментальних характеристик установки полягає у встановленні характеру зміни активної потужності при її дискретному регулюванні, зіставленні отриманої залежності з результатами теоретичних досліджень. Необхідно також підтвердити прийнятність введеного в аналіз стаціонарних режимів установки припущення щодо форми вихідного струму. Експериментальні дослідження дозволять вивчити форму напруги на індукторі установки. Для отримання значень активної потужності в навантаженні установки був використаний непрямий метод вимірювання. Цей метод ураховує існуючий баланс активних потужностей на виходах випрямляча і автономного інвертора. Активну потужність в навантаженні інвертора P можна отримати з виразу

$$P = \eta_u P_s, \quad (5.1)$$

де P_s – активна потужність на виході випрямляча; η_u – ККД інвертора.

Якщо вважати значення η_u близьким до одиниці, то $P \approx P_g$. Це дозволяє з певними допущеннями розрахувати потужність P , виходячи із значення потужності P_g .

В усталеному режимі роботи індукційної установки струм випрямляча згладжений і може бути виміряний амперметром постійного струму. За допомогою вольтметра вимірювалося середнє значення напруги на виході випрямляча. Добуток показань цих приладів дозволив визначити значення P_g . Зміною частоти слідування імпульсів управління тиристором забезпечують налаштування паралельного коливального контуру установки на частоти, що відповідають спектральному складу вихідного струму. Режим налаштування на частоту гармоніки визначають по максимуму струму випрямляча. У макеті установки були створені режими роботи, що відповідають розрахунковим параметрам, наведеним на рис. 3.16. Установка була навантажена на паралельний коливальний контур з добротністю $Q_n = 5$. Для виключення з аналізу режиму швидкого нагрівання заготовки і відповідної зміни добротності Q_n , встановлювалася знижена напруга джерела живлення (установка підключалася до мережі через понижуючий трансформатор). Результати експерименту, а також розрахункова крива, отримана за наведеними раніше аналітичними залежностями, показані на рис. 5.2.

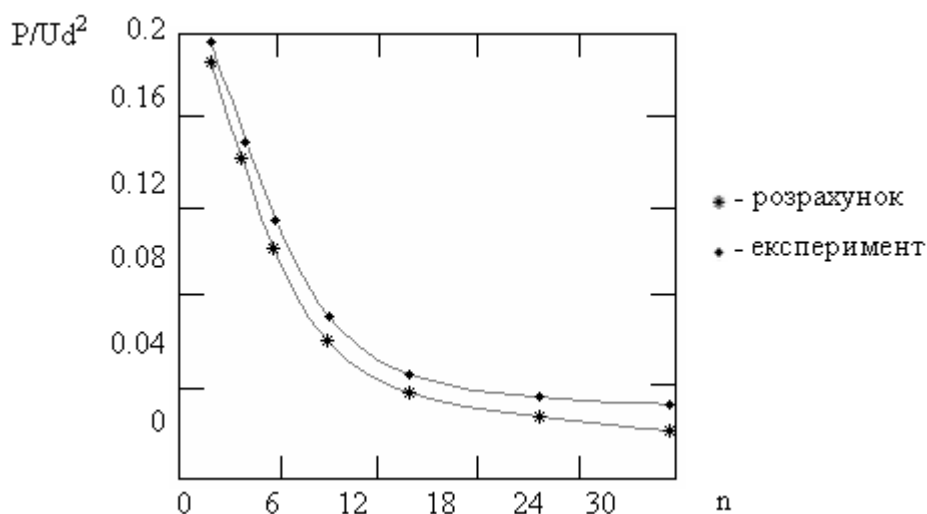


Рис. 5.2. Розрахункові та експериментальні залежності $P/Ud^2(n)$

Видно, що криві, наведені на рисунку, близькі за формою, а відмінності в числових значеннях незначні. Так, в режимі номінального навантаження ($n = 2$) результати розрахунку і експерименту відрізняються на 6%. Із рисунка видно, що активна потужність, отримана за результатами експерименту, трохи вища розрахункової. Це можна пояснити тим, що потужність P вимірювалася непрямим методом. При цьому передбачалося, що $\eta_u = 1$. Рис. 5.2 свідчить також про те, що дискретне регулювання частоти слідування імпульсів управління забезпечує зміну активної потужності нагріву в широких межах (від режиму номінального навантаження і практично до нуля при великих

значеннях n). Із рис. 5.2 видно, що крутизна зміни потужності більша при малих значеннях n . Це означає, що для перекриття досить широкого діапазону регулювання потужності можливе використання обмеженої кількості гармонік. Так, як випливає із рисунка, зменшення потужності в 3 рази вимагає зміни частоти слідування імпульсів струму в 4 рази.

Цікавим є зіставлення спектрального складу вихідного струму інвертора, отриманого для усталеного режиму роботи установки шляхом застосування методу Рунге-Кутта, із спектральним складом того ж струму при розрахунку стаціонарних режимів з урахуванням введеного в параграфі 2.2 допущення (допущення про синусоїдальність форми струму прямої і зворотної напівхвилі). Форми струмів наведені на рис. 5.3.

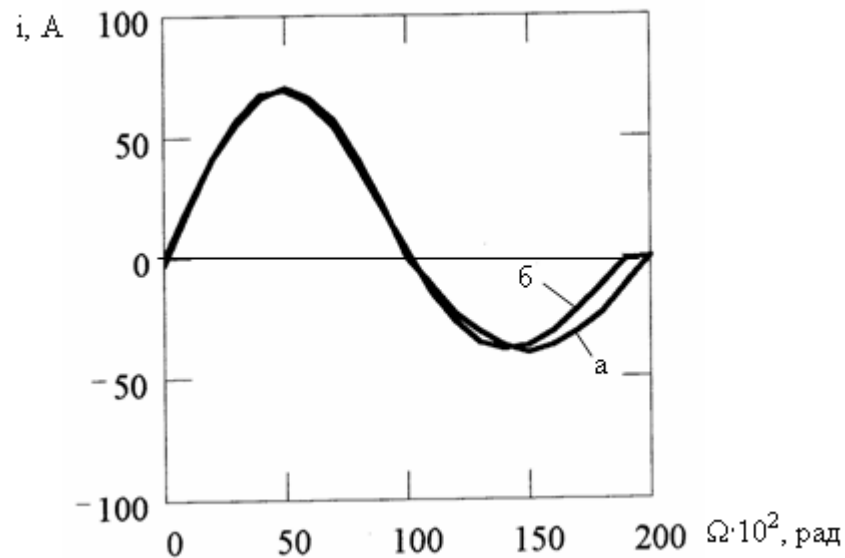


Рис.5.3. Форми струмів: а – у відповідності з прийнятим допущенням; б – розрахунок методом Рунге-Кутта

Для аналізу спектральних складів цих струмів був застосований метод швидкого перетворення Фур'є із використанням функцій fft в системі MathCAD [40]. Функція дозволяє виконувати пряме перетворення Фур'є для значень, представлених дійсними числами. Для отримання цих чисел реєструвалися дискретні значення струмів, наведених на рис. 5.3. Крок квантування склав 0,1 рад.

Результати аналізу спектрального складу наведені на рис. 5.4. Із рис. 5.4 видно, що рівні низькочастотних гармонік практично збігаються (для 1 – 5 гармонік їх амплітуди $I_{m,n}$ відрізняються не більше, ніж на 8%). Так як метод Рунге-Кутта віднесений до переліку точних чисельних методів розрахунку, то отримані результати аналізу слід розглядати як підтвердження можливості введення в модель допущень, що стосуються прийнятої форми вихідного струму. Непрямим підтвердженням прийнятності допущення слід вважати наведені вище результати зіставлення розрахункових і експериментальних залежностей $P(n)$. Важливо, що збігається характер залежностей, які

співставляються, а також отримані досить близькі чисельні значення параметру (рис. 5.2).

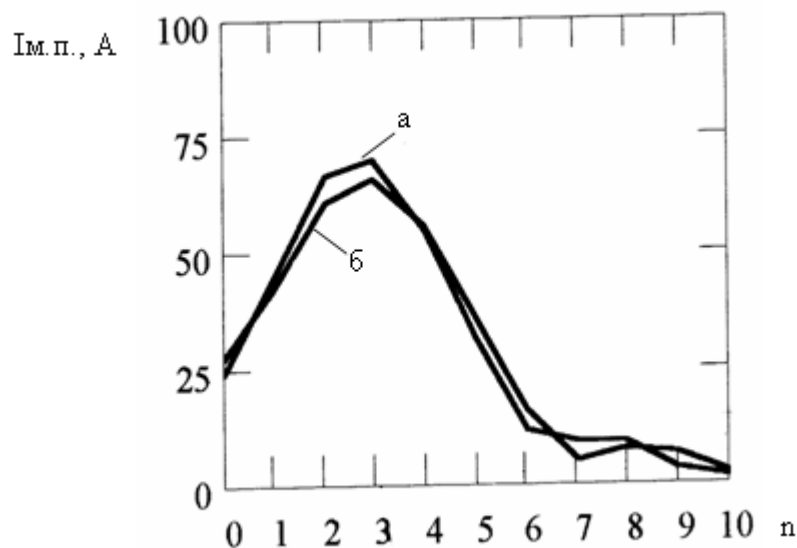


Рис.5.4. Аналіз спектрального складу струмів: а – відповідає прийнятим допущенням; б – відповідає розрахунковому струму

Для дослідження форми напруги на затискачах індуктора до виходу установки підключався осцилограф. Форма напруги при налаштуванні контуру навантаження в резонанс на частоту третьої гармоніки вихідного струму наведена на рис. 5.5.

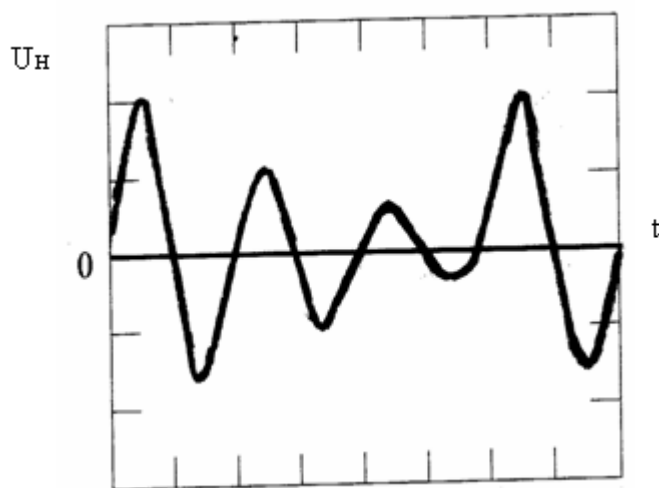


Рис.5.5. Форма напруги на затискачах індуктора

Видно, що форма напруги на індукторі U_n збігається з кривою, отриманою в результаті розрахунку процесу методом Рунге-Кутта (рис. 4.3).

Інтерес представляє форма напруги на комутуючому конденсаторі C_k . За формою напруги можна судити про форму вихідного струму установки. Значення струму можна отримати з відомої формули [5]

$$i = C \frac{dU_c}{dt}. \quad (5.2)$$

Діаграма напруги на конденсаторі $C_k (U_{ck})$ наведена на рис. 5.6. Видно, що форма напруги на інтервалі провідності тиристора і зворотного діода відповідає формі струму, отриманій розрахунковим шляхом методом Рунге-Кутта. Прямолінійна ділянка з наростаючою напругою відповідає паузі струму вентильного блоку. Тут через ємність C_k протікає згладжений струм реактора L_d .

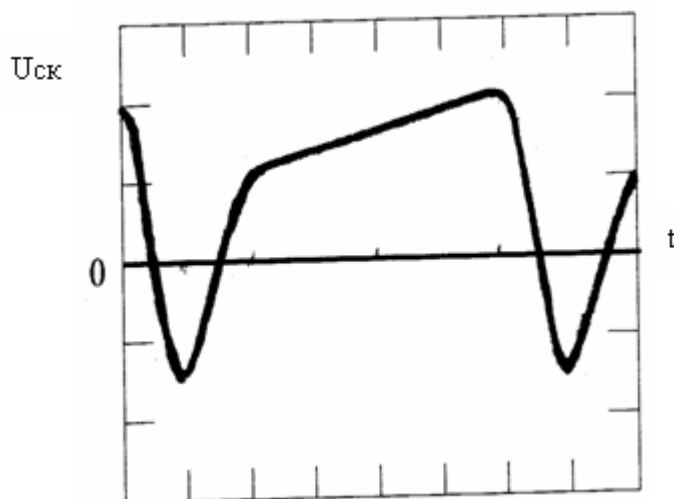


Рис. 5.6. Форма напруги на комутуючому конденсаторі C_k

Результати проведених експериментальних досліджень підтверджують принципову можливість і ефективність реалізації розглянутого в роботі способу дискретного регулювання потужності установки шляхом зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму. Підтверджено можливість регулювання потужності установки в широких межах. Обґрунтовано прийнятність застосованого в роботі допущення про синусоїдальність імпульсів прямого і зворотного струмів вентильного блоку. Таким чином, підтверджено достовірність отриманих в роботі наукових результатів.

5.3. Пристрій для дискретного регулювання потужності

Проведені теоретичні та експериментальні дослідження склали основу для обґрунтування структури і принципу дії пристрою, що забезпечує дискретне регулювання потужності установки. Новизну пристрою

підтверджено деклараційним патентом України [101]. Пристрій реалізує наступні функції:

- подачу на керовані вентиля інвертора послідовності імпульсів, що забезпечують налагодження паралельного коливального контуру навантаження в резонанс на частоту однієї з гармонічних складових струму навантаження;
- дискретну зміну частоти слідування імпульсів управління, що забезпечує перехід в налаштуванні цього контуру із частоти однієї гармоніки на частоту іншої.

Особливість реалізації першої функції полягає у тому, що в процесі індукційного нагріву резонансна частота паралельного коливального контуру змінюється. Це обумовлено зміною електричних і магнітних властивостей виробу, що нагрівається. Межі зміни резонансної частоти незначні [80]. Тому для ефективного нагріву виробу необхідно здійснювати налаштування частоти слідування імпульсів таким чином, щоб контур працюючої установки був в резонансі. Резонанс повинен спостерігатися на частоті однієї з гармонічних складових вихідного струму інвертора.

Друга функція передбачає стрибкоподібну зміну частоти слідування імпульсів вихідного струму (і, як наслідок, його спектрального складу) таким чином, щоб паралельний коливальний контур, що має певну резонансну частоту, опинявся налаштованим на частоту сусідньої (по відношенню до його попереднього налаштування) гармоніки.

Розглянемо один з можливих варіантів реалізації цих функцій. Для налагодження паралельного коливального контуру навантаження в резонанс на частоту однієї з гармонічних складових струму навантаження необхідно формувати імпульси струму з частотою f , кратною резонансній частоті контуру f_p

$$f = f_p / n \quad (5.3)$$

де $n = 1, 2, 3 \dots$ – кратність частот.

При відомому і стабільному значенні f_p це легко здійснити. Наприклад, при налаштуванні контуру навантаження на частоту 5 кГц, необхідно формувати імпульси управління з частотами: $f = 5$ кГц (при налаштуванні контуру на частоту першої гармоніки); $f = 2,5$ кГц (при налаштуванні на частоту другої гармоніки); $f = 1,666$ кГц (при налаштуванні на частоту третьої гармоніки) і т.д. З огляду на той факт, що зміна частоти має бути стрибкоподібною, доцільно реалізувати блок ділення частоти f_p на задане значення n (мова йде про зниження частоти слідування імпульсів f в n раз по відношенню до частоти f_p).

Підстроювання частоти слідування імпульсів f в невеликих межах, обумовлене зміною параметрів виробу, що нагрівається, повинно забезпечуватися автоматично. Це можна здійснити шляхом створення автоматичної системи підстроювання частоти.

Для реалізації такої системи необхідно виміряти зсув фаз між гармонічною складовою напруги, що має частоту f_p , і гармонікою вихідного струму навантаження з такою ж частотою. При резонансі зсув фаз між цими параметрами дорівнює нулю, тому система регулювання повинна забезпечувати нульове значення кута зсуву фаз.

Блок-схема пристрою регулювання потужності дволанкового перетворювача частоти, навантаженого на паралельний коливальний контур, показана на рис. 5.7.

На рисунку показані: некерований випрямляч 1, резонансний автономний інвертор 2, навантаження 3. У ланцюг живлення інвертора 2 включений датчик 4 інвертора, а в ланцюг живлення навантаження - датчик струму 5 навантаження. Паралельно до коливального контуру навантаження 3 підключений датчик напруги 6 на навантаженні. Датчик струму 5 і напруги 6 через фільтри струму 7 і напруги 8 навантаження приєднані до входів фазометра 9. Сигнал з виходу фільтра напруги 8 надходить на вхід компаратора 10. Вузол генерації імпульсів 11 з'єднаний своїми входами з генератором пилоподібної напруги 12 і виходом фазометра 9. Компаратор 10 керує роботою генератора пилоподібної напруги 12.

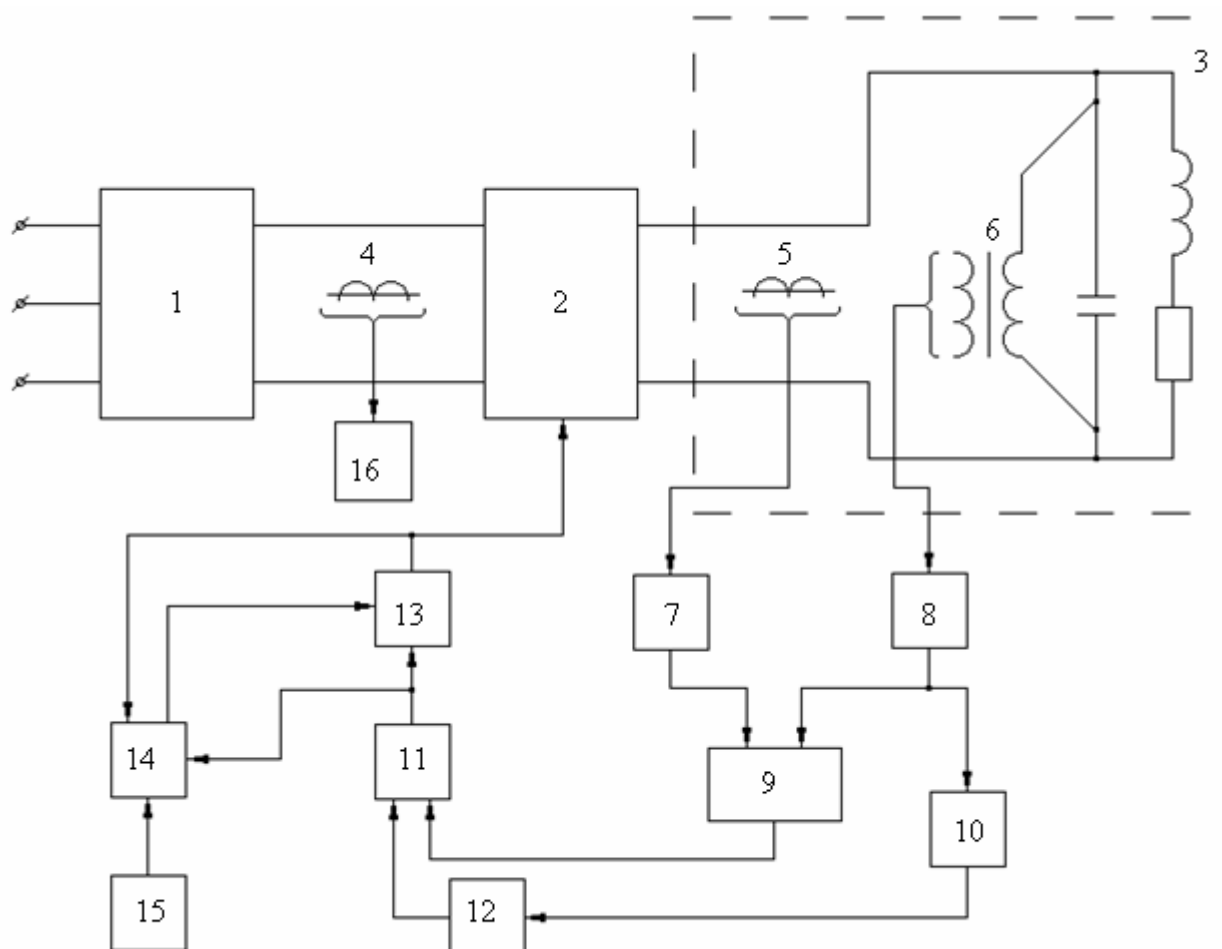


Рис.5.7. Схема обладнання регулювання потужності індукційної установки

Імпульси з вузла генерації 11 надходять у вузол селекції імпульсів 13, а також в лічильник імпульсів 14. З виходу вузла селекції імпульсів 13 сигнал надходить на керуючі електроди тиристорів, а також в лічильник імпульсів 14. Задавач 15 кратності періоду імпульсів інвертора з'єднаний з лічильником 14.

Перед пуском пристрою задавачем 15 встановлюють мінімальну кратність частот n . Цим забезпечують скорочення періоду слідування імпульсів при пуску інвертора. Пуск інвертора забезпечується одиночним імпульсом, сформованим вузлом селекції імпульсів 13. Включення вентилів призводить до появи на виході інвертора 2 імпульсу струму. У контурі навантаження 3 виникає коливальний процес, причому період коливань визначається резонансною частотою коливального контуру f_p . Смугові фільтри струму 7 і напруги 8, що мають однакові частотні характеристики, забезпечують можливість виділення синусоїдальних коливань з частотами f_p . Компаратор 10 формує імпульси в момент переходу напруги на виході фільтра 8 через нуль. Імпульси компаратора 10 надходять на вхід генератора пилкоподібної напруги 12 і визначають моменти початку розгортання пилкоподібної напруги. У вузлі генерації імпульсів 11 відбувається зіставлення заданого рівня постійної напруги (задавач фази) з пилкоподібною напругою генератора 12. У моменти рівності цих напруг формуються імпульси. Попередньо рівень постійної напруги в вузлі 11 задають таким, що період слідування сформованих імпульсів становить $1/f_p$. У лічильнику 14 кількість сформованих імпульсів зіставляється із заданою кратністю n . У разі рівного поділу цих чисел на виході лічильника 14 з'являється імпульс, що дозволяє слідування у вузол 13 імпульсу, сформованого вузлом 11. Цей імпульс подають на керовані вентилі інвертора 2. При цьому на виході резонансного інвертора 2 формується наступний імпульс струму. Одночасно подається сигнал на понулення лічильника 14. Потім процес формування імпульсів повторюється.

В усталеному режимі роботи пристрою імпульси струму на виході інвертора з'являються з частотою f і містять основну та вищі гармонічні складові. Дискретна зміна кратності n , яка здійснюється задавачем 15, призводить до зміни частоти f . При цьому паралельний коливальний контур навантаження 3 стає налаштованим на частоту n -ої гармоніки вихідного струму інвертора 2. Так як рівень гармоніки струму знижується з ростом її номера, то при зміні параметра n за допомогою задавача 15 можна здійснити регулювання потужності навантаження в заданих межах, зокрема, від номінального значення при мінімальному n до нуля при $n \rightarrow \infty$. Важливо, що таке регулювання забезпечується при постійній напрузі на виході випрямляча 1.

У процесі роботи установки параметри паралельного коливального контуру навантаження 3 можуть змінюватися. При цьому змінюється резонансна частота f_p . Тому налаштування контуру в резонанс з однією із гармонічних складових вихідного струму можливе при відповідному підстроюванні частоти f . Для цього в блоці 9 пристрою здійснюється вимірювання фазового зсуву між синусоїдальними сигналами, пропорційними

струму і напрузі (виходи фільтрів 7 і 8) і отриманий сигнал подають у вузол генерації імпульсів 11. Полярність сигналу, пропорційного фазовому зсуву, залежить від знака кута навантаження (позитивний або негативний). При нульовому фазовому зсуві сигнал на виході фазометра 9 відсутній. У вузлі генерації імпульсів сигнал, пропорційний фазового зсуву, порівнюють з постійною напругою (завданням) і отриманий сигнал зіставляють з пілкоподібним. Таким чином, існуючий зворотний зв'язок дозволяє змінювати момент формування імпульсів у вузлі 11 і підлаштовувати частоту f таким чином, щоб резонансна частота паралельного коливального контуру навантаження 3 збігалася з частотою n -ої гармоніки вихідного струму.

Аналізуючи перераховані вище функції, можна прийти до висновку про те, що запропонований пристрій передбачає крім дискретного регулювання частоти слідування імпульсів управління її підстроювання в невеликих межах, що забезпечує режим резонансу.

При постійній напрузі U_a на виході випрямляча 1 активна потужність, яку споживає інвертор 2, пропорційна вхідному струму інвертора. Тому виміряне значення струму (амперметр 16) дозволяє оцінити рівень активної потужності, що споживається навантаженням 3. Необхідне значення потужності встановлюють, змінюючи кратність n (задавач 15). Як правило, дискретне регулювання потужності не дозволяє досягти повного збігу із завданням. У цьому випадку зміною параметра n досягають мінімального відхилення споживаної потужності від необхідної.

Якщо проаналізувати функції окремих блоків наведеного пристрою, то можна прийти до висновку про те, що ці блоки можуть бути створені на основі відомих схемних рішень, таких як генератори пілкоподібної напруги, лічильники, компаратори і т.п. У лабораторних умовах було зібрано пристрій для дискретного регулювання потужності індукційної установки. При цьому була досягнута реалізація всіх необхідних функцій.

Важливим результатом, отриманим в роботі, є розробка пристрою, що забезпечує регулювання потужності індукційної установки. За своїм задумом запропонований пристрій є універсальним, так як може бути використаним в установках з різними схемами резонансних інверторів. Дійсно, формування імпульсів управління в кожному напівперіоді напруги, яка діє на виході фільтра 8, дозволяє управляти не тільки окремими вентилями інвертора, а й їх сукупністю, наприклад, інверторними мостами. Межі регулювання потужності також можуть коригуватися. Задавач 15 пристрою є дешифратором, що перетворює аналоговий сигнал в двійковий код. Регулюючи рівень постійної напруги на вході дешифратора, досягають формування послідовності двійкових чисел і тим самим змінюють показання лічильника імпульсів 14. Ясно, що, змінюючи схему дешифратора можна домогтися різної кратності частот n . При цьому будуть змінюватися межі регулювання потужності. Формування завдання в блоці 15 може здійснюватися з урахуванням заданої програми регулювання потужності. При цьому може забезпечуватися необхідний

(виходячи з особливостей технологічного процесу) характер зміни температури нагріву виробу.

Безсумнівний інтерес для розробників пристрою становлять результати аналізу способів регулювання потужності перетворювачів частоти з синусоїдальною вихідною напругою і розкриття нових можливостей, характерних для несинусоїдальної форми. Важливо, що цей аналіз містить елементи зіставлення різних методів, розкриває їх переваги та недоліки. Це може служити основою для вибору оптимального способу регулювання, виходячи з особливостей технологічного процесу, можливостей його забезпечення необхідним обладнанням. Незважаючи на те, що розглянутий у роботі метод регулювання стосується установок індукційного нагріву, область застосування отриманих результатів може бути розширена. Таке регулювання прийнятне для інших технологічних процесів, що реалізуються на підвищених частотах. Частотні характеристики навантаження установки повинні бути близькими до характеристик індукційного нагріву. Виняток для застосування такого регулювання складають багаторезонансні електричні ланцюги, де перехід з частоти однієї гармоніки на частоту іншої може привести до виникнення резонансних явищ і спотворення форми регульованої характеристики (залежності активної потужності від частоти імпульсів вихідного струму).

Звернемо увагу на той факт, що використання можливостей несинусоїдальної напруги на затискачах індуктора розглядалося в монографії з точки зору забезпечення високих енергетичних показників випрямляча установки, зниження впливу на мережу живлення. Однак в системах індукційного нагріву може бути сформульована задача регулювання глибини проникнення струму в заготівку, що нагрівається. При цьому може бути перспективним нагрів з використанням імпульсної форми струму індуктора [23]. Регулювання параметрів імпульсів дозволить змінювати глибину проникнення струму в метал. Вирішення цієї принципово нової наукової задачі можливо на основі аналізу активної потужності і її гармонійних складових, виконаного в даній роботі. Використання методу гармонічного аналізу дозволить оцінити рівні потужностей гармонік і дослідити характер процесу нагріву деталі з урахуванням відмінностей в глибині проникнення струму окремих гармонік. Це відкриває широкі можливості для створення принципово нових методів управління температурною картиною процесу нагріву, розробки нових способів термообробки, що враховують форму виробів, що нагріваються, властивості матеріалів.

Результати гармонічного аналізу активної потужності установки важливі для проектування пристроїв силової електроніки – тиристорних перетворювачів частоти, що працюють з навантаженням у вигляді паралельного коливального контуру. Результати аналізу дозволяють оцінити рівні вищих гармонік і їх внесок в сумарну активну потужність. Можливість виконання такого аналізу підтверджується достовірністю отриманих в роботі висновків і результатів.

Для підприємств, які використовують індукційний нагрів матеріалів, важливі функціональні можливості розробленого пристрою для регулювання

потужності. Виходячи з особливостей технологічного процесу визначають вимоги до регулювальних характеристик. При цьому оцінюють рівні потужностей, що досягаються, інтервали дії заданої інтенсивності нагріву. Позитивний результат підтверджується можливістю використання цього виду регулювання в умовах різноманітних операцій розглянутої технології, що розширює область його застосування.

5.4. Регулювання потужності одноключового резонансного інвертора

Розглянемо один із варіантів реалізації резонансного інвертора, де струм індуктора має виражену несинусоїдальну форму. На рис.5.8 наведена схема одноключового послідовного LC-резонансного інвертора, де індуктор установки є елементом коливального LC-контур. На відміну від раніше розглянутого варіанта, де навантаженням інвертора був паралельний коливальний контур, розглядається схема з послідовним LC-контуром, який має інші частотні характеристики і дозволяє реалізувати інші способи регулювання потужності.

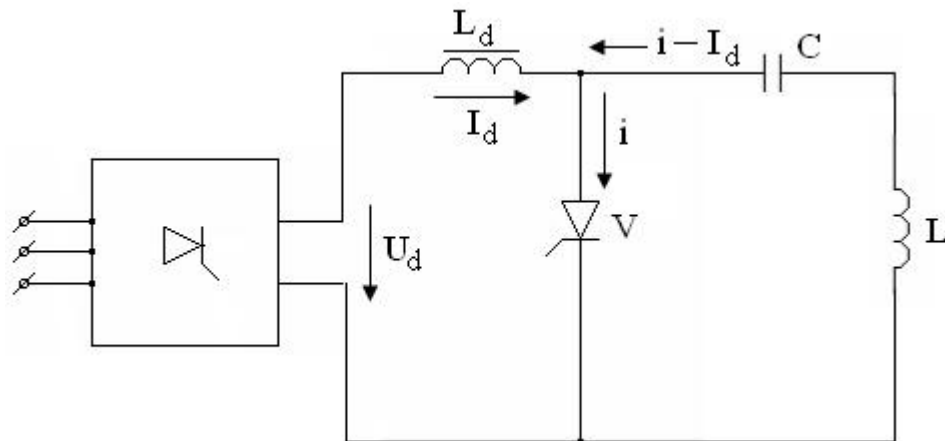


Рис.5.8. Перетворювач частоти з одноключовим резонансним інвертором

Наявність одного ключового елемента (тиристора) спрощує реалізацію як силової частини перетворювача частоти, так і системи управління. Будемо вважати, що в квазіусталеному режимі роботи перетворювача вихідний струм випрямляча I_d є повністю згладженим. Це досягається включенням в схему значної індуктивності L_d . У цьому режимі роботи струм тиристора V на інтервалі його провідності змінюється по закону, близькому до синусоїдального. Після вимкнення тиристора формується пауза його струму i , тривалість якої визначається моментом наступного увімкнення. Рис.5.9 ілюструє зміну миттєвих значень струму тиристора $V (i)$, а також струму індуктора $(i - I_d)$.

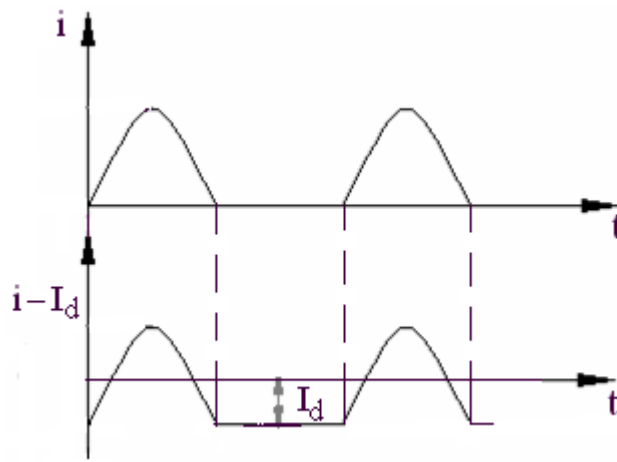


Рис. 5.9. Струми тиристора та індуктора установки

Видно, що наведені на рис.5.9. струми відрізняються тим, що струм індуктора не містить постійної складової, значення якої дорівнює вихідному струму випрямляча I_d . Так як інших відмінностей у формах наведених струмів немає, то струми мають однаковий гармонічний склад. Це дозволяє аналізувати частотний спектр струму індуктора шляхом визначення складових ряду Фур'є струму тиристора V .

Уведемо припущення, за яким будемо вважати, що через тиристор V протікає імпульсний струм. При цьому форма цього струму на інтервалі провідності вентиля є синусоїдальною. В аналізі використаємо відносне значення струму тиристора $i_* = i / I_d$, а також змінну $\Omega = \omega t$, де ω – кутова частота слідування імпульсів струму, t – тривалість процесу. Тоді:

$$\begin{aligned}
 i_* &= m_s \sin n_s \Omega, & \text{при } 0 \leq \Omega < \pi / n_s; \\
 i_* &= 0, & \text{при } \pi / n_s \leq \Omega \leq 2\pi.
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

Відповідна форма струму тиристора наведена на рис.5.10.

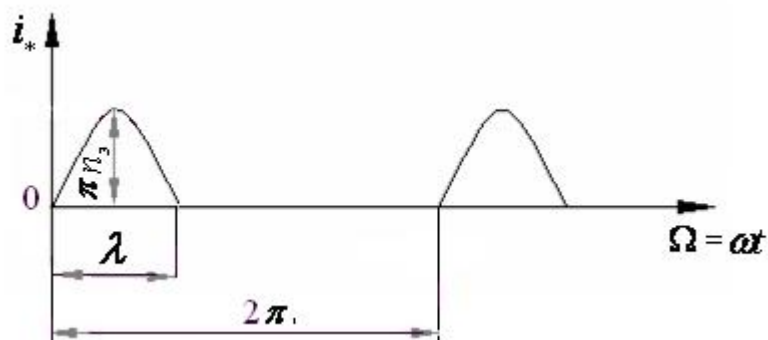


Рис.5.10. Відносне значення струму тиристора V

Шляхом визначення середнього значення струму i_* за період слідування імпульсів можна показати, що кут провідності тиристора $\lambda = \pi/n_3$. Параметр n_3 визначають із формули

$$n_3 = n_k \sqrt{1 - \left(\frac{1}{2Q_k}\right)^2}, \quad (5.5)$$

де $n_k = \omega_0/\omega = 1/\omega\sqrt{LC}$; $Q_k = \omega_0 L/r$; ω_0 – кутова резонансна частота LC -контур навантаження; Q_k – добротність послідовного контуру навантаження; r – активний опір індуктора на резонансній частоті коливального LC -контур; L – індуктивність індуктора.

Видно, що залежність (5.5) урахує зміну резонансної частоти послідовного LC -контур при варіації активного опору r , що може спостерігатися у процесі нагріву. Вдалим рішенням є заміна миттєвого значення струму i відносним значенням i_* . Це дозволяє співставляти амплітудні значення струму i із струмом випрямляча I_d і значно спростити залежності для розрахунку гармонік струму, їх активних потужностей. Уведення в аналіз змінної Ω дозволяє розглядати електромагнітні процеси в інверторі з єдиних позицій для різних значень кутової частоти слідування імпульсів струму ω , що є важливою перевагою прийнятого підходу до їх моделювання.

Визначимо гармонічний склад кривої струму i_* у відповідності із залежностями (5.4). Відносні значення ($a_{n^*} = a_n/I_d$; $b_{n^*} = b_n/I_d$) коефіцієнтів розкладання кривої у ряд Фур'є

$$a_{n^*} = \frac{n_3^2}{n_3^2 - n^2} [1 - \cos(\pi n/n_3)], \quad (5.6)$$

$$b_{n^*} = \frac{n_3^2}{n_3^2 - n^2} \sin(\pi n/n_3),$$

де n – номер гармонічної складової струму.

Відносне ($I_{n^*} = I_n/I_d$) діюче значення n -ої гармоніки струму

$$I_{n^*} = \sqrt{\frac{a_{n^*}^2 + b_{n^*}^2}{2}}. \quad (5.7)$$

Залежності (5.6), (5.7) дозволяють визначати рівні гармонічних складових струму I_{n^*} , що діють в індукторі, в залежності від значення параметру n_s . Результати розрахунку значень I_{n^*} наведені в табл. 1.

Таблиця 5. 1

Гармонічні складові струму індуктора

Значення I_{n^*}										
N n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1,1	8.065	0.174	0.2	0.063	0.054	0.037	0.019	0.025	0	0.017
1,2	4.47	0.399	0.19	0.121	0.022	0.059	0.011	0.028	0.018	0.01
1,3	3.238	0.687	0.151	0.166	0.025	0.057	0.042	0	0.03	0.011
1,4	2.601	1.063	0.087	0.192	0.075	0.035	0.059	0.02	0.022	0.028
1,5	2.204	1.576	0	0.2	0.121	0	0.059	0.045	0	0.028

Из табл.5.1 видно, що зміна параметра n_s навіть у порівняно незначних межах приводить до суттєвої зміни рівнів гармонічних складових струму індуктора. Так при $n_s=1,1$ (кутова резонансна частота коливального LC -контур інвертора ω_0 дещо вища кутової частоти слідування імпульсів струму ω) струм інвертора має виражену першу гармоніку і порівняно низький рівень другої гармоніки. Розрахунки цих складових струму при збільшенні значення n_s свідчить про те, що рівень першої гармоніки зменшується, а рівень другої – зростає. Відповідно зростає і дія другої гармоніки струму на процес індукційного нагріву деталі. Виникає питання практичної реалізації зміни параметра n_s в діючій електротермічній установці. Простий спосіб забезпечення такої зміни полягає в регулюванні кутової частоти слідування імпульсів ω , що реалізується безперервною зміною частоти слідування

$f = \frac{\omega}{2\pi}$ імпульсів управління тиристором V . При цьому змінюється період слідування імпульсів $T = \frac{1}{f}$, а також частоти гармонічних складових струму

індуктора. Тобто таке регулювання супроводжується як зміною спектрального складу струму, так і рівня його окремих гармонічних складових. В режимах роботи установки, що відповідають значенням гармонік струму I_{n^*} , наведеним в табл. 1, рівні вищих гармонік ($n = 3 \dots 10$) порівняно низькі і їх урахування при нагріві залежить виключно від заданої точності розрахунку теплового процесу.

Перейдемо до розгляду активної потужності нагріву P з урахуванням гармонічного складу струму індуктора. Виходячи із балансу потужностей отримаємо:

$$P = \eta_i P_b = I_1^2 r_1 + I_2^2 r_2 + \dots + I_n^2 r_n + \dots + I_k r_k, \quad (5.8)$$

де P_b – активна потужність на виході випрямляча ($P_b = U_d I_d$); $I_1, I_2 \dots I_n \dots I_k$ – діючі значення 1-ої, 2-ої, n -ої, k -ої гармонік струму індуктора, k – загальна кількість врахованих гармонік; $r_1, r_2 \dots r_n \dots r_k$ – активні опори індуктора на частотах 1-ої, 2-ої, n -ої, k -ої гармонік струму.

З урахуванням відносних значень гармонічних складових струму отримаємо:

$$\frac{P}{I_d^2} = \frac{r_i}{\eta_i} = \left(\frac{I_1}{I_d}\right)^2 r_1 + \left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2 r_2 + \dots + \left(\frac{I_n}{I_d}\right)^2 r_n + \dots + \left(\frac{I_k}{I_d}\right)^2 r_k = \sum_{n=1}^k \left(\frac{I_n}{I_d}\right)^2 r_n, \quad (5.9)$$

де r_i – вхідний опір інвертора постійному струму.

Залежність (5.9) дозволяє здійснювати розрахунки відносного значення потужності нагріву (P / I_d^2) з урахуванням залежностей (5.6), (5.7), що визначають відносні значення гармонічних складових струму індуктора.

Значення $\frac{r_i}{\eta_i}$ можна отримати як суму приведених до ланцюга постійного

струму (входу інвертора) опорів індуктора r_n , що відповідають кожній n -ій гармоніці. При цьому коефіцієнтами приведення є значення I_{n*}^2 , що також можуть бути визначені із залежностей (5.6), (5.7). Для розрахунку відносної потужності нагріву P / I_d^2 і її окремих гармонічних складових $P_n / I_d^2 = \left(I_n / I_d\right)^2 \cdot r_n$ необхідно визначити зв'язок, що існує між активними опорами індуктора на різних частотах, що відповідають діючим в індукторі гармонікам струму. Можна показати, що при вираженому поверхневому ефекті

$$r_n = r \sqrt{\frac{n}{n_s}}. \quad (5.10)$$

Тоді залежність (5.9) має вигляд:

$$\frac{P}{I_d^2} = \sum_{n=1}^k r \sqrt{\frac{n}{n_s}} \left(\frac{I_n}{I_d}\right)^2. \quad (5.11)$$

Значення r може бути визначенням для конкретних конструктивних параметрів індуктора, а також з урахуванням резонансної частоти коливального

LC -контур інвертора. Слід звернути увагу на те, що відношення окремих гармонічних складових потужності не залежить відзначення I . Так, наприклад,

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{\left(\frac{I_1}{I_d}\right)^2 \sqrt{\frac{1}{n_3}}}{\left(\frac{I_2}{I_d}\right)^2 \sqrt{\frac{2}{n_3}}} \quad (5.12)$$

Рис.5.11. ілюструє характер зміни відношення потужностей P_1/P_2 при варіації $n_3 = 1,1 \dots 1,5$, що відповідає значенням, наведеним в табл.1.

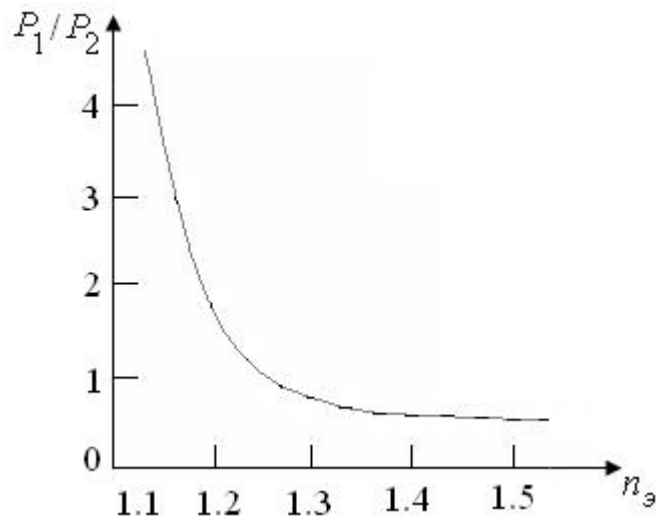


Рис.5.11. Залежність $P_1/P_2 (n_3)$

Видно, що зменшення частоти слідування імпульсів управління тиристором V супроводжується зростанням впливу другої гармоніки струму індуктора на процес нагріву. Відомо, що глибина проникнення Δ струму в матеріал при його індукційному нагріванні зворотно пропорційна частоті струму [78]. Очевидно, що при використанні несинусоїдального струму його складові будуть мати різні глибини проникнення Δ в матеріал. Можна показати, що

$$\Delta_n = \frac{\Delta_l}{\sqrt{n}} \quad (5.13)$$

У розглянутому вище варіанті нагріву, де в індукторі діють переважно перша та друга гармоніки струму, відношення глибин проникнення

$\Delta_2/\Delta_1=0,71$. Рис. 5.12. ілюструє картину проникнення двох гармонік струму в матеріал, що підлягає нагріву.

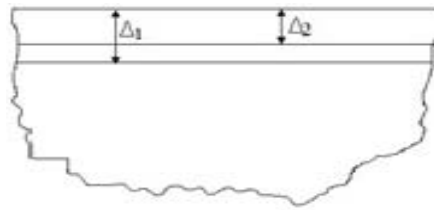


Рис.5.12. Глибини проникнення гармонічних складових

Визначення різних глибин проникнення гармонік та їх інтенсивностей дозволяє урахувати особливості дії несинусоїдального струму на поверхні матеріалу. Стає зрозумілим характер розміщення джерел теплової енергії на поверхні деталі і завдяки цьому існує можливість підвищення точності розрахунку теплового процесу. Особливе значення це має при поверхневому нагріві деталі у випадку, коли є необхідність формування заданої температурної картини поля, наприклад, в задачі, розглянутій в [15]. Регулювання інтенсивності окремих гармонік розширює можливості управління таким процесом шляхом концентрації джерел тепла гармонічного складу струму індуктора неоднорідних зонах нагріву і їх переміщенням (у разі необхідності) в процесі нагріву.

Позитивний ефект від регулювання потужності нагріву шляхом зміни частоти слідування імпульсів управління тиристором спостерігається також в технологіях демонтажу рознімних з'єднань деталей [13,14,15]. Управління процесом нагріву забезпечує надійність демонтажу та його енергоефективність.

ВИСНОВКИ

1. Створено макет індукційної установки на базі одноключового резонансного інвертора зі зворотним діодом. Макет забезпечує режими зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму при постійній напрузі на виході випрямляча. Це дозволило виконати експериментальні дослідження характеристик, пов'язаних з дискретним регулюванням потужності установки.

2. Експериментальним шляхом підтверджена можливість дискретного регулювання в широких межах потужності індукційної установки шляхом зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму. Показано, що крутизна зміни потужності більша при малих значеннях параметра n . Таким чином, для покриття широкого діапазону регулювання потужності можливе використання обмеженої кількості гармонік.

3. Підтверджено достовірність розрахунків активної потужності індукційної установки. У режимі номінального навантаження результати розрахунку і експерименту відрізняються на 6%.

4. Показано, що рівні 1 – 5 гармонік в заданій формі вихідного струму установки, що була використана для аналізу усталених режимів, незначно (не більше, ніж на 8%) відрізняються від рівнів цих гармонік в струмі, розрахованому методом Рунге-Кутта. Це підтверджує прийнятність уведеного раніше допущення і його обґрунтованість, виходячи з мети моделювання.

5. Обґрунтована структура і викладено принцип дії пристрою для дискретного регулювання потужності індукційної установки шляхом стрибкоподібної зміни частоти слідування імпульсів вихідного струму. У процесі регулювання забезпечується налаштування резонансної частоти коливального контуру навантаження на частоту однієї з гармонік цього струму.

6. Виконано аналіз електромагнітних процесів в одноключовому послідовному резонансному інверторі з уведеним в коливальний контур індуктором електротермічної установки. Квазіусталений процес характеризується протіканням в індукторі несинусоїдального струму, що створює можливості для управління нагрівом як зміною спектрального складу струму, так і інтенсивності дії окремих гармонік. Отримані аналітичні залежності для визначення гармонічних складових струму індуктора, потужності нагріву з урахуванням залежності активного попуру індуктора від частоти. Визначені режими роботи інвертора із суттєвими відмінностями в рівнях гармонік. Запропоновано спосіб регулювання гармонічних складових потужності нагріву, що характеризується безперервною зміною частоти слідування імпульсів управління тиристором інвертора. Управління рівнями окремих гармонічних складових потужності нагріву з відповідною глибиною проникнення струму в матеріал дозволяє змінювати розташування джерел тепла в зоні нагріву і як наслідок, формувати наперед задану картину температурного поля.

7. Визначено шляхи подальшого використання результатів наукової роботи. Для проектувальників пристроїв силової електроніки, а також підприємств, що експлуатують установки індукційного нагріву, інтерес представляють наступні результати:

- аналіз енергетичних показників перетворювачів частоти для індукційного нагріву матеріалів з регулюванням в ланцюзі постійного струму;
- порівняльний аналіз способів регулювання активної потужності;
- аналіз активної потужності і її гармонічних складових;
- регулювальні характеристики запропонованого пристрою.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Основні результати теоретичних і експериментальних досліджень, викладені у монографії, полягають у наступному:

1. В установках з несинусоїдальною вихідною напругою існують додаткові можливості для регулювання активної потужності. Вони можуть бути реалізовані шляхом зміни спектрального складу струму індуктора, а також рівнів його окремих гармонік. Цей підхід до регулювання потужності перспективний з точки зору забезпечення високих енергетичних показників установки.

2. При несинусоїдній напрузі на виході індукційної установки слід враховувати залежність параметрів індуктора від частоти. Значення параметрів на частотах n -х гармонік можна виразити через їх значення на резонансній частоті коливального контуру навантаження. Така форма їх визначення зручна, так як межі зміни останніх відомі і зумовлені особливостями технологічних процесів індукційного нагріву.

3. Отримані невідомі раніше аналітичні залежності, що встановлюють зв'язки між параметрами паралельного коливального контуру навантаження і вихідними параметрами установки (вихідний струм, активна потужність і її гармонічні складові, коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої вихідної напруги). Ці залежності склали основу розробленої математичної моделі для аналізу стаціонарних процесів. Модель дозволяє отримати інформацію про найбільш характерні режими роботи установки і на її основі виконати всебічний аналіз процесів, що протікають, синтез параметрів, виходячи з необхідних умов експлуатації.

4. Встановлено, що при дискретній зміні частоти слідування імпульсів вихідного струму індукційної установки, яке супроводжується зміною його спектрального складу і рівнів окремих гармонік, а також при стабільній напрузі на виході випрямляча спостерігається зміна споживаної активної потужності. Використання таких режимів при додатковій умові збігу значення резонансної частоти паралельного контуру навантаження з частотою однієї з гармонічних складових струму дозволяє реалізувати регулювання потужності в широких межах і забезпечити при цьому високі енергетичні показники установки.

5. Отримано аналітичні залежності для розрахунку енергетичних показників індукційної установки в режимах зі стабільною та змінною в процесі регулювання потужності напругою випрямляча. Для мостової схеми випрямлення дана кількісна оцінка цих показників. Результати аналізу підтверджують доцільність використання режимів регулювання з дискретною зміною частоти слідування імпульсів вихідного струму установки, їх високу ефективність.

6. Розроблено математичну модель для дослідження перехідних процесів в електричних ланцюгах навантаження індукційної установки. Модель орієнтована на аналіз режимів, що реалізують дискретне регулювання потужності. Показано, що стрибкоподібна зміна частоти слідування імпульсів струму, добротності паралельного контуру в розглянутих режимах не

приводять до виникнення перенапруг на затискачах індуктора. Це слід враховувати при проектуванні установок.

7. Зіставлення результатів теоретичних і експериментальних досліджень залежності активної потужності установки від частоти слідування імпульсів струму підтверджує високу ступінь їх збігу. Збігається характер залежностей, а також кількісні показники активної потужності (в режимі номінального навантаження похибка склала 6%). Обґрунтовано прийнятність введеного в модель допущення про синусоїдальність форми прямої і зворотної півхвиль вихідного струму установки. Це підтверджує достовірність отриманих теоретичних результатів, високу ефективність використаних в роботі методів аналізу електромагнітних процесів.

8. Результати теоретичних і експериментальних досліджень дозволили обґрунтувати структуру і запропонувати принцип дії пристрою для дискретного регулювання потужності індукційної установки. Регулювання досягається стрибкоподібною зміною частоти слідування імпульсів вихідного струму. У процесі регулювання забезпечується також налагодження частоти однієї з гармонік струму на резонансну частоту коливального контуру навантаження установки. Таким чином реалізується запропонований в роботі алгоритм регулювання активної потужності.

9. Виконано аналіз електромагнітних процесів в одноключовому послідовному резонансному інверторі з уведеним в коливальний контур індуктором електротермічної установки. Отримані аналітичні залежності для визначення гармонічних складових струму індуктора, потужності нагріву з урахуванням залежності активного поперу індуктора від частоти. Визначені режими роботи інвертора із суттєвими відмінностями в рівнях гармонік. Запропоновано спосіб регулювання гармонічних складових потужності нагріву, що характеризується зміною частоти слідування імпульсів управління тиристором інвертора. Управління рівнями окремих гармонічних складових потужності нагріву з відповідною глибиною проникнення струму в матеріал дозволяє змінювати розташування джерел тепла в зоні нагріву і як наслідок, формувати наперед задану картину температурного поля.

10. Визначено шляхи подальшого використання результатів наукової роботи. Для проектувальників пристроїв силової електроніки, а також підприємств, що експлуатують установки індукційного нагріву, інтерес представляють наступні результати:

- аналіз енергетичних показників перетворювачів частоти для індукційного нагріву матеріалів з регулюванням в ланцюзі постійного струму;
- порівняльний аналіз способів регулювання активної потужності;
- аналіз активної потужності і її гармонічних складових;
- регулювальні характеристики запропонованого пристрою.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Аззам Хасан Диаб Аль Сатри. Индукционные установки с несинусоидальным выходным напряжением // Тези доповідей IV Міжнар. конф. „Наука і освіта 2001”. Том. 10. Технічні науки. – Дніпропетровськ: Наука і освіта. – с. 3-4.
2. Активная мощность индукционной установки с несинусоидальным напряжением / Выпанасенко С.И., Аззам Хасан Диаб Аль Сатри // Гірничя електромеханіка та автоматика: Наук. – техн. зб. – 2001. – Вип. 66. – с. 22.
3. Альтгаузен А.П. Применение электронагрева и повышение его эффективности. – М.: Энергоатомиздат, 1987 – 128 с.
4. Анализ и синтез преобразователей с постоянной и переменной структурой / В.С. Руденко, В.Я. Жуйков, В.Е. Сучик. – Киев: ИЭД, 1983. – 64 с.
5. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. Учебник для вузов. М.: Энергия, 1969. – 424 с.
6. Бабат Г.И. Исследование управляемых выпрямителей с буферным вентилем. – Изв. электропромышленности слабого тока, 1935, № 5.
7. Бабат Г.И. Каскадные схемы управляемых выпрямителей. – Изв. электропромышленности слабого тока, 1934, № 9.
8. Бахнов Л.Е., Петрик Е.Б., Сунанто. Инвертор тока на IGBT: метод управления с динамическим контролем длительности коммутационных процессов // Техн. електродинаміка. Спеціальний випуск. Т2. 1998. – с. 84-90.
9. Бодашков В.А. Индукционный нагрев труб. – Л.: Машиностроение, 1969. – 240 с.
10. Болотов А.В., Шепель Г.А. Электротехнологические станочки: Учеб. для вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 336 с.
11. Борисов Б.П., Вагин Г.Я. Электроснабжение электротехнологических установок. – Киев: Наук. думка, 1985. – 248 с.
12. Бренштейн М.Л., Пустовойт В.Н. Термическая обработка стальных изделий в магнитном поле. – М.: Машиностроение, 1987. – 255 с.
13. Выпанасенко Н.С. Вибір методів моделювання теплових та електромагнітних процесів при індукційному нагріві циліндричних з'єднань // Вісник Кременчуцького Державного політехнічного університету ім. Михайла Остроградського. - 2007.- Вип.3. –Ч.2.– с.73-74.
14. Выпанасенко Н.С. Індукційне нагрівання циліндричних з'єднань деталей при їхньому демонтажі// Гірничя електромеханіка та автоматика. Збірник наукових праць НГУ. 2006. –с. 129-135.
15. Выпанасенко Н.С. Математична модель для аналізу теплових процесів індукційного нагрівання циліндричних з'єднань сталевих деталей// Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2009.– Вип.. №2. – С. 60-65.
16. Выпанасенко С.И., Аззам Хасан Диаб Аль Сатри. Дискретное регулирование мощности в электротехнологической установке индукционного нагрева // Техн. Електродинаміка. Тематичний випуск Ч. 7 – 2002 – с. 66-68.
17. Выпанасенко С.И., Аззам Хасан Диаб Аль Сатри. Енергозберігаючі режими високочастотних індукційних установок // Проблеми економії енергії. Збірник

матеріалів III Міжнародної науково-практичної конференції. Львів: Видавництво Національного університету „Львівська політехніка”. – 2001. – с. 28.

18. Выпанасенко С.И., Мамун А.О.А. Анализ выходного тока резонансного инвертора с обратным диодом // Техн. электродинамика, 1998, № 4, – с. 38-41.
19. Выпанасенко С.И. Расчет активной мощности в инверторах с импульсной формой тока. – в кн.: Силовая электроника в решении проблем ресурсо- и энергосбережения: Тез. докл. На Междунар. науч. конф. (г. Алушта, окт. 1993). Харьков, 1993. – с. 44-46.
20. Выпанасенко С.И., Рогоза М.В., Мамун А.О.А. Способ управления электротехнологической установкой индукционного нагрева материалов. Труды ИЭДНАН Украины. Электроэнергетика. Киев, 1999. – с. 60-65.
21. Выпанасенко С.И. Функциональные возможности инверторов с импульсной формой тока. – в кн.: Проблемы преобразовательной техники. Тез. докл. на Всесоюзно. науч. конф. (г. Чернигов, сент. 1991). Киев, 1991, ч.1. – с. 86-88.
22. Выпанасенко С.И. Електротехнічні комплекси струму підвищеної частоти. Наук. вісник НГАУ, № 1, 1999. – с. 143-145.
23. Выпанасенко С.И. Функциональные возможности инверторов с импульсной формой тока. – В кн.: Проблемы преобразовательной техники. Тез. докл. на Всесоюзн. науч. конф. (г. Чернигов, сент. 1991). Кмев, 1991, ч. 1. – с. 86-88.
24. Выпанасенко С.И. Электротехнические комплексы тока повышенной частоты для технологий и транспорта (развитие теории, синтез параметров, разработка). Автореф. дисс. на соискание учен. степ. докт. техн. наук., Днепропетровск, 1995. – 37 с.
25. Воскресенский В.В., Ананьев В.П. Тиристоры в индукционных установках. – М.: Машиностроение, 1969. – 128 с.
26. Воскресенский В.В. Тиристорные преобразователи для питания индукционных установок. – М.: Metallurgiya, 1979. – 143 с.
27. Гедеон М.В., Соболев Г.П., Паисов И.В. Термическая обработка валков холодной прокатки. – М.: Metallurgiya, 1973. – 345 с.
28. Герман-Галкин С.Г. Широотно-импульсные преобразователи. Л.: Энергия, Ленингр. отделение, 1979. – 96 .
29. Головин Г.Ф., Демичев А.Д., Карпенков А.И. Оборудование для поверхностной индукционной закалки // Промышленное применение токов высокой частоты. – Энергоатомиздат, 1985. – с. 3-7.
30. Головин Г.Ф., Замятин М.М. Высокочастотная термическая обработка: Вопр. металловедения и технологии. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1990. – 239 с.
31. Головин Г.Ф., Зимин Н.В. Технология термической обработки металлов с применением индукционного нагрева. – Л.: Машиностроение, 1990. – 87 с.
32. Глуханов Н.П. Физические основы высокочастотного нагрева / Под ред. А.Н. Шамова. – 5-е изд. перераб. и доп. – Л.: Машиностроение. Ленингр. отделение, 1989. – 54 с.
33. Гуров А.А., Каримский И.А. Расчет энергетических показателей источников питания для систем автоматического электроснабжения. Электротехника, 2002, №11. – с. 14-18.

34. Данилевич О.И., Сахара Ю.Д., Ластовка А.П. Гармоники в сети переменного тока, генерируемые тиристорными преобразователями // Техн. електродинаміка. Спеціальний випуск. Т 1. 1998. – с. 36-40.
35. Дворников В.Н., Русин П.И. Импульсная закалка с высокоэнергетического нагрева ТВЧ // Сб. тезисов докл. Всесоюзной научно-техн. конференции „Новые металлы и технология термической обработки металлов”. – Киев: МДНТП, 1985. – с. 38-40.
36. Демичев А.Д., Булатова Л.Ш., Шамов А.Н. Ускоренный импульсный индукционный нагрев // Электротехника, 1982. - № 8. – с. 18-22.
37. Демичев А.Д., Головкин Г.Ф., Шашкин С.В. Высокочастотная закалка. – Л.: Машиностроение, 1965. – 72 с.
38. Н.С. Дрешпак, С.І. Випанасенко, Мещеряков Л.І. Управління процесом індукційного нагріву із застосуванням несинусоїдального струму індуктора // Електромеханічні і енергозберігаючі системи, 2017. – № 4 (40). – с. 75-80.
39. Дрешпак Н.С. Режимы індукційного нагріву циліндричних деталей, з'єднаних посадкою з натягом//Технічна електродинаміка. -2009.- Вип. № 6. – с. 61-66.
40. Дьяконов В.П., Абраменкова И.В. MathCAD 7.0 в математике, физике и в Internet. – М.: Нолидж, 1999. – 352 с.
41. Дьяконов В.П. MathCAD 8/2000: Специальный справочник – СПТ: Издательство „Питер”, 2000. – 592 с.
42. Евсеев Ю.А., Крылов С.С. Симисторы и их применение в бытовой электроаппаратуре. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 118 с.
43. Жаркин А.Ф. Анализ энергопотребления импульсного источника электропитания электронной техники // Техн. електродинаміка, 2002, № 1. – с. 19-22.
44. Жемеров Г.Г., Сокол Е.И., Крылов Д.С. Компьютерное моделирование преобразовательной системы с компенсированным управляемым выпрямителем // Техн. електродинаміки. Тематичний випуск. Ч. 4 – 2002. – с. 59-62.
45. Жуйков В.Я. Методы анализа преобразовательных устройств, ориентированные на определенные классы схем // Техн. електродинаміка, 1983, № 2. – с. 33-39.
46. Иванов В.С., Соколов В.И. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 336 с.
47. Ковалев Ф.И., Мустафа Г.М. Использование методов основной гармоники при проектировании стабилизированных преобразователей. – Электротехника, 1982, № 3 – с. 30-34.
48. Корн Г., Корн Т. Справ очник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1974. – 831 с.
49. Кощев Л.Г. Тиристорный преобразователь постоянного напряжения 3 кВ в постоянное с плавающим регулированием выходных параметров // Электротехника, 2002, № 6. – с. 21-26.
50. Маевский О.А., Долбня В.Т. Система несимметричного частотного управления с электромагнитным коммутатором // Вестник электропромышленности, 1959, № 12.

51. Маевский О.А. Энергетические показатели вентильных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
52. Математическая модель для анализа переходных процессов в индукционной установке / Аззам Хасан Диаб Аль Сатри // Гірничя електромеханіка та автоматика: Наук. – техн. зб. – 2002. – Вип.68. – с.24-29.
53. Металловедение и термическая обработка стали: - Справочник. – 3-е изд., перераб. – М.: Металлургия, 1983. – Т. 2. – с. 805-815.
54. Моделирование силовых вентильных преобразователей: Сб. науч. тр. / АН УССР, Ин-т электродинамики – Киев: ИЭД, 1989. – 200 с.
55. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. В 2-х т. изд. 2-е, стереотип, т. 1. Л.: Энергия, 1975. – 524 с.
56. Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1988. – 279 с.
57. Носов Г.В., Эськов В.Д. К расчету эквивалентной глубины скинслоя при импульсных токах. – Электричество, 1990, № 6 – с. 82-83.
58. Одноключевые резонансные инверторы / Е.И. Беркович, В.Н. Боковой, Г.Г. Пивняк и др. – В кн.: Применение токов высокой частоты в электротехнологиях: Тез. докл. на Всесоюзн. науч. конф. (г. Ленинград, сент. 1991). – Л., 1991. – с. 117.
59. Переходные процессы в индукционной установке с дискретным регулированием мощности / Выпанасенко С.И., Аззам Хасан Диаб Аль Сатри // Гірничя електромеханіка та автоматика: Наук. – техн. зб. – 2002. – Вип. 69. – с. 33-37.
60. Петров Ю.Б., Канаев И.А. Индукционные печи для плавки оксидов / Под ред. А.Н. Шамова. – Л.: Политехника, 1991. – 55 с.
61. Пивняк Г.Г., Выпанасенко С.И. Исследование характеристик резонансного инвертора с рекуперацией энергии // Техн. электродинамика, 1984, № 6. – с. 31-37.
62. Пивняк Г.Г., Выпанасенко С.И. К вопросу об энергетических показателях преобразователя частоты бесконтактного электровозного транспорта. – В кн.: Современные проблемы преобразовательной техники. Киев, 1980. – с. 81-85.
63. Пивняк Г.Г., Выпанасенко С.И. Повышение энергетических показателей тягового преобразователя частоты // Электротехника, 1985, № 5. – с. 34-35.
64. Пивняк Г.Г. Электромагнитные процессы в тиристорных преобразователях бесконтактного транспорта. – В кн.: Преобразование параметров электрической энергии. – Киев, 1976, вып. 2. – с. 93-98.
65. Промышленное применение токов высокой частоты / Под ред. Н.А. Шамова. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 200 с.
66. Простяков А.А. Индукционные нагревательные установки. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.
67. Преобразовательная техника / Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. – 2-е изд., перераб. и доп. – Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1983. – 431с.
68. Рыский С.Е. Применение сквозного индукционного нагрева в промышленности. – Л.: Машиностроение, 1979. – 64 с.
69. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеев И.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. – Киев: Техника, 1980. – 135 с.

70. Руденко Ю.В., Мартынов В.В., Монжеран Ю.П. Источники электропитания для электронно-лучевого и плазменного технологического оборудования // Техн. электродинамика. Тематичний випуск. Ч. 2. – 2002 – с. 84-88.
71. Сазонов В.В. Принцип инвариантности в преобразовательной технике. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 166 с.
72. Сидоренко В.Д. Применение индукционного нагрева в машиностроении. Ленингр. отделение, 1980. – 231 с.
73. Системы управления вентильными преобразователями [Сб. статей / Отв. ред. Б.М. Гуткин]. – М.: ВНИИЭМ, 1981. – 131 с.
74. Системы упреждающего управления вентильными преобразователями / В.Я. Жуйков, В.Б. Павлов, Р.Г. Стиселецки. АН Украины, Ин-т электродинамики. – Киев: Наук. думка, 1991. – 237 с.
75. Слухоцкий А.Е., Васильев А.С., Гуревич С.Г. Новые схемы однофазных инверторов большой мощности для электротермии // Электричество, 1971, № 1. – с. 56-59.
76. Слухоцкий А.Е. Индукторы / Под ред. А.Н. Шамова. – 5-е изд. – Л.: Машиностроение, Ленингр. отделение, 1989. – 69 с.
77. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. – М.: Энергия, 1974. – 264 с.
78. Теория и практика индукционного нагрева: Сб. науч. тр. / Всесоюз. н. -и., проект. – конструкт. и технол. ин-т электротерм. обор; Под ред. В.Е. Жуковского. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 80 с.
79. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе, А.Т. Матчак, В.В. Моргун. – Л.: Энергия, 1973. – 200 с.
80. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е.И. Беркович, Г.В. Ивенский, Ю.С. Иоффе, А.Т. Матчак, В.В. Моргун. – 2-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1983. – 208 с.
81. Толстов Ю.Г. Автономные инверторы тока. – М.: Энергия, 1978. – 209 с.
82. Ушаков В.И. Тиристорные преобразователи частоты для индукционных нагревательных установок // Техн. электродинамика. Тематичний випуск. Ч.5. – 2002. – с. 63-66.
83. Физические основы электротермического упрочнения стали / В.Н. Гриднев, Ю.Я. Мешков, С.П. Ошкодеров, В.И. Трефилов. – Киев: Наук. думка, 1973. – 335 с.
84. Фомичев Е.П. Электротехнологические промышленные установки. Учеб. пособие для вузов. – Киев: Вища школа. Головное изд-во, 1979. – 264 с.
85. Чаплыгин Е.Е., Долбинин Е.В. Источники питания установок двухчастотного нагрева // Техн. электродинамика, 1987, № 1. – с. 12-16.
86. Шамов А.Н., Бодажков В.А. Проектирование и эксплуатация высокочастотных установок. – Л.: Машиностроение, 1974. – 280 с.
87. Шапиро С.В., Зимин Ю.М., Иванов А.В. Системы управления с тиристорными преобразователями частоты для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат, 1989. – 168 с.
88. Шевцов М.С., Бородачев А.С. Развитие электротермической техники / Под ред. А.Ф. Белова. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 208 с.

89. Шепеляковский К.З. Упрочнение деталей машин поверхностной закалкой при индукционном нагреве. – М.: Машиностроение, 1972. – 287 с.
90. Шипицин В.В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты с комбинированной рекуперацией энергии для электротехнологических нагрузок. Автореф. дис. докт. техн. наук. – Свердловск, 1988.
91. Электрические системы. Математические задачи энергетики / Под ред. В.А. Веникова – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. школа, 1981. – 288 с.
92. Электротермическая обработка и теплое волочение стали // Г.А. Хасин, А.Н. Дианов, Т.Н. Попова и др. – М.: Metallurgy, 1984. – 152 с.
93. Электротермические процессы и установки: Межвуз. сб. / Чуваш. гос. ун-т им. И.Н. Ульянова. – Чебоксары: ЧГУ, 1984. – 120 с.
94. Эффективные режимы работы электротехнологических комплексов / А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк, С.И. Выпанасенко, В.В. Слесарев. – Дн-ск, НГАУ, 2000. – 184 с.
95. Ягуп В.Г. Автоматизированный расчет тиристорных схем. – Харьк. гос. ун-т, 1986. – 158 с.
96. Яров В.М., Гитгарц Д.А. Автоматическое управление тиристорными преобразователями частоты: Учеб. пособие. – Чебоксары: ЧГУ, 1979. – 82 с.
97. А.С. 767917 (СССР) Автономный последовательный инвертор / Г.Г. Пивняк, С.И. Выпанасенко, З.С. Иоспа. – Оpubл. в Б.И., 1980, № 36.
98. А.С. 797026 (СССР) Преобразователь постоянного тока в переменный / И.И. Пресманн. – Оpubл. в Б.И., 1981, № 2.
99. А.С. 928607 (СССР) Способ управления инвертором / И.И. Пресманн. – Оpubл. в Б.И., 1982, № 18.
100. А.С. 1474791 (СССР) Способ управления инвертором тока / Г.Г. Пивняк, С.И. Выпанасенко, В.А. Мирошниченко. – Оpubл. в Б.И., 1989, № 5.
101. Деклараційний патент 46533 України, МКИ H02M7/48. Пристрій регулювання потужності дволанкового перетворювача частоти / Випанасенко С.І., Аззам Хасан Диаб Аль Сатри. – Оpubл. 15.05.02, Бюл. №5.
102. C.W. Onikenden. Two recent developments in induction melting technology. The British Foundryman, 1985. – 78, № 7.
103. Mednel A., Locomte – Martens C., Gaspard C. Metallurgy of Induction Heat Treatment of Work Rolls // Industrial Meating, Belgium, 1984, June. – p. 13-16.
104. Puri C., Jupe S. Capacitios discharge induction heating installations for high – frequency Italy // 10-th Congress VIE, Stochholm, 1984. – p. 18-22.
105. Faber Michael. Variabe Frequency Induction Hardening Expands Capabilities for Mecting Increasing Metallurgical Regniraments. Indaustrial Heat, 1985, 53 (1), № 3.

Наукове видання

Випанасенко Станіслав Іванович
Сатрі Аззам Аль
Дрешпак Наталія Станіславівна

**ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ УСТАНОВКИ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВУ
З НЕСИНУСОЇДАЛЬНИМ СТРУМОМ ІНДУКТОРА**

Монографія

Друкується в редакції авторів

Підписано до друку 18.06. 2018. Формат 30x42/4.
Папір офсетний. Ризографія. Ум. друк. арк. 5,7.
Обл.-вид. арк. 5,7. Тираж 15 пр. Зам. № .

Підготовлено до друку та видруковано
у Національному технічному університеті
«Дніпровська політехніка».

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 1842 від 11.06.2004.

49005, м. Дніпро, просп. Д. Яворницького, 19