

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЗАПОРІЗЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

В.В.Зіновкін

КОНСПЕКТ ЛЕКЦІЙ

з дисципліни

«ОСНОВИ НАУКОВИХ ДОСЛІДЖЕНЬ СКЛАДНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ТА КОМПЛЕКСІВ»

(частина 3. Методи керування складними електромеханічними об'єктами)
(для усіх форм навчання)

**спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка»**

**спеціалізація 14 «Електромеханічні системи автоматизації
та електропривод»**

Конспект лекцій з дисципліни « Основи наукових досліджень складних електромеханічних систем та комплексів» (частина 3. Методи керування складними електромеханічними об'єктами) (для усіх форм навчання) спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка», спеціалізація 14 «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод». Інженерно-фізичний інститут, Електротехнічний факультет./ Укл. В.В. Зіновкін. - Запоріжжя. НУ «Запорізька політехніка», 2022. - 54с.

Укладачі:

В.В.Зіновкін, проф., д.т.н.

Рецензент:

Ю.О.Крисан, доц., к.т.н.

Відповідальний
за випуск:

А.В.Пирожок, Зав.каф.ЕПА, доц., к.т.н.

Затверджено на засіданні кафедри ЕПА
Протокол № 11 від 10.06.2022 р.

Рекомендоване до видання НМК ЕТФ
Протокол № 6 від 23.06 2022 р.

ЗМІСТ

Вступ	4
1. Методи дослідження складних електромеханічних систем.....	5
1.1. Методи побудови систем автоматизованого керування складними електромеханічними системами.....	5
1.2. Моделювання силових ланцюгів електромеханічних систем.....	7
1.3.Чисельно-аналітичні методи дослідження електромагнітних процесів в електромеханічних системах ...	12
1.3.1 Складання системи різницевих рівнянь.....	13
1.3.2 Визначення змінних стану методами чисельного інтегрування.....	15
1.3.3 Визначення апроксимаційних коефіцієнтів згорстки....	18
1.3.4 Вирішення завдань за допомогою Z-перетворення	20
1.4.Моделювання змінних стану електромеханічних систем.	24
1.5. Обчислення різницевого рівняння.....	31
1.6. Чисельно-аналітичні розрахунки.....	34
1.7 Метод обмеження напруги.....	37
Контрольні питання.....	45
Перелік використаних джерел.....	48
Справочні дані.....	51
Додаток А - таблиця значень функції $F_0(x)$	51
Додаток Б - таблиця значень гамма – функції.....	53
Додаток В - таблиця значень функції $\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2 / 2}$	54

ВСТУП

Дисципліна «Основи наукових досліджень складних електромеханічних систем та комплексів» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» освітньої програми 14 «Електрична інженерія» спеціалізація «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» відповідає вимогам Освітньої програми «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» і призначена і призначена для більш досконалого засвоєння теоретичних та інженерних методів розрахунків та наукового дослідження складних електромеханічних систем та об'єктів і їх функціонування в статичних і динамічних режимах. Вона є складовою підготовки магістрів і спеціалістів денної та заочної форм навчання, та сприяє виконанню самостійних та лабораторних робіт з метою більш ґрунтовного засвоєння теоретичних основ і оволодіння студентами методами розрахунків визначальних параметрів та чисельних показників, що відображають працездатність електромеханічних систем та поточний технічний стану (діагностувати) в умовах експлуатації.

В методичних вказівках приведено теоретичні основи наукових досліджень складних електромеханічних систем та комплексів, методологічні підходи та методи дослідження і розрахунків електромеханічних систем, які пов'язані зі змістом початкових і граничних умов.

Для вивчення повного курсу студентам необхідно звернутися до літератури яка наведена в методичних вказівках.

Наведені в методичних вказівках методи та приклади можуть бути використані при інженерних розрахунках, наукових дослідженнях, виконанні практичних та самостійних робіт і дипломному проектуванні за спеціальністю.

1. МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ СКЛАДНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ

Сучасні дослідження, що проводяться в останні роки світовою науковою спільнотою дозволяють сформулювати методологічні підходи вирішення науково-практичних проблем та, на їх підставі, створити відповідні інженерні методи, що застосовуються в багатьох галузях промисловості. Вони сприяють підвищенню продуктивності та ефективності роботи складних електромеханічних систем та об'єктів в різних умовах експлуатації. Погіршення якості електричної енергії призводить до формування різкозмінних навантажень електротехнічного обладнання та електромеханічних систем [10-15]. Це призводить до скорочення термінів роботи та інших процесів. Поряд з цим, такі розробки сприяли скороченню термінів розробки електротехнічного обладнання з оптимальними техніко-економічними показниками. Поряд з цим, нові науково-практичні розробки сприяють покращенню умов праці наукових і технічних працівників проектних організацій. Так, наприклад, терміни розробки нових видів обладнання скоротилися до 40%. Досвід використання нових наукових розробок та математичних і комп'ютерних моделей дозволяє використовувати відповідні системи автоматизованого проектування. Їх впровадження дозволяє досягти економії матеріалів у до 5-6%, скоротити терміни їх розробки на 30-40%, а також підвищити продуктивність праці у виробництві за рахунок раціонального використання наукових досліджень.

1.1 Методи побудови систем автоматизованого керування складними електромеханічними системами

Система автоматизованого проектування являє собою комплекс технічних і програмних засобів автоматизації проектування. Процес створення і впровадження САПР регламентується відповідними державними стандартами та нормативно-технічною документацією. Кожна система автоматизованого керування та проектування створюється відповідно до поставленого завдання і представляє собою досить складну структуру сукупності підсистем. Цим підсистемам, в окремих випадках, притаманні властивості завершених систем і

можуть виконувати самостійні функції. Тому на початковій стадії розробки вони розглядаються як самостійні системи, а в наслідуючих етапах розглядаються в якості підсистем.

При цьому слід враховувати, що використовуються підсистеми інформаційні, пошуку рішення технічної задачі, науково-технічного і інженерного аналізу, ведення і виготовлення документації, керування і корегування директивним завданням та технологічними процесами, електромеханічними системами, автоматизованим проектуванням та ін. Останні забезпечують виконання закінчених проектних процедур з отриманням відповідних проектних документів.

Інформаційна підсистема призначена для збору, обробки та зберігання, видачі всієї необхідної для процесу проектування інформації. Механізм пошуку рішень технічної задачі забезпечує можливість знаходження рішення поставленої в технічному завданні як серед відомих схемних рішень, так і шляхом синтезу нових оригінальних схемних рішень.

Підсистеми інженерного аналізу виконують моделювання проектованого пристрою, оптимізацію його характеристик з використанням різних моделей, що відображають з різним ступенем деталізації пристрій, що проектується або розробляється. Підсистема ведення і виготовлення документації призначена для автоматизації отримання проектних документів (електричних принципових схем, переліків елементів, технічних описів та ін.), що необхідні для створення проектованого пристрою. Системи автоматизованого проектування почали створюватися в області слабострумових електронних пристроїв, де в даний час є ряд програм досить високого рівня [1-10, 17-27]. Інформаційна підсистема та підсистема ведення і виготовлення документації забезпечують процес проектування широких класів електронних пристроїв. Їх можна використовувати і для проектування пристроїв перетворювальної техніки. Застосування підсистем пошуку технічних рішень та інженерного аналізу слабострумових електронних пристроїв для проектування перетворювачів досить обмежено через велику різницю використовуваних технічних рішень. Тому, якщо для створення першої і останньої підсистем САПР перетворювальних пристроїв можуть бути безпосередньо використані відомі методи і алгоритми, то

для створення другої і третьої підсистем необхідна розробка відповідних математичних і програмних засобів.

Визначається це особливостями перетворювальних пристроїв. В першу чергу тим, що вони є складними нелінійними системами, що працюють в режимах швидкого змінення динамічного навантаження. При їх проектуванні доводиться вирішувати питання електричних, механічних, теплових, економічних розрахунків; сумісності перетворювачів з енергосистемою, в яку вони включаються; ергономіки та ін.

Складність створення підсистем пошуку технічних рішень та інженерного аналізу істотно залежить від розроблених математичних моделей, елементів силових ланцюгів і систем управління та керування, мікропроцесорних і програмних засобів автоматизації та ін. При моделюванні компонентів силових ланцюгів і систем управління можливо використовувати різні підходи в залежності від їх впливу на процес перетворення енергії. Застосування тих чи інших моделей визначається вимогами досягнення заданої точності моделювання характеристик досліджуваного об'єкта і зменшення обчислювальних витрат.

1.2 Моделювання силових ланцюгів електромеханічних систем

Питання адекватного опису процесів в силових ланцюгах перетворювачів при використанні кусково-лінійних моделей елементів вбачається один з основних при побудові алгоритмів і програм автоматизованого розрахунку і проектування складних електромеханічних систем та об'єктів. В даний час широко використовують лінійні моделі опорів, дроселів, конденсаторів силових ланцюгів перетворювальних пристроїв. Для обліку частотних властивостей дроселів і конденсаторів застосовують відповідні еквівалентні RLC-схеми, що відображають частотні залежності параметрів. Якщо елементи ланцюга нелінійні і облік цих нелінійностей принципово необхідний, то можливе використання кусочно-лінійних моделей, які відображають зміну параметра даного нелінійного елемента при переході з одного лінійного ділянки на іншу. Серед відомих і поширених нелінійних моделей силових

напівпровідникових приладів (СПП) можна виділити фізичні і функціональні [1-28].

До найбільш точним моделей належать, наприклад, такі моделі, як Еберса-Молла, Агаханян, я-секцій Лінвілл, Бофуа - Спаркса, Кхоша -Ашара і ін. [1-28].

Таблиця 1.1

Процеси, що досліджуються	Співвідношення постійних часу	Інтервал процесів	моделі
Електромеханічні	$\tau_n \square \begin{cases} \tau_{cy} \\ \tau_k \\ \tau_{СПП} \end{cases}$	1...10 с	Ідеалізовані ключі
Електромагнітні	$\tau_n \geq \tau_{cy};$ $\tau_{cy} \square \begin{cases} \tau_k \\ \tau_{СПП} \end{cases}$	1...20 мс	Функціональні
Електромагнітні в силових ланцюгах	$\tau_{cy} \geq \tau_k;$ $\tau_{cy} \square \tau_{СПП}$	50...100 мкс	Фізичні та функціональні
Електромагнітні при переключенні	$\tau_k \geq \tau_{СПП}$	≈1 мкс	Фізичні

Примітка: $\tau_n, \tau_{cy}, \tau_k, \tau_{СПП}$ — постійні часу ланцюга навантаження, силового ланцюга перетворювача, контуру комутації перетворювача.

При виборі моделей необхідно враховувати, що ефективність їх застосування залежить від типу розв'язуваних завдань і виду досліджуваних процесів в перетворювальних пристроях (табл. 1.1) [1-26]. При розрахунку електромагнітних процесів, що протікають в ланцюгах навантаження перетворювачів, в комутаційних контурах і інших силових ланцюгах, досить скористатися моделями, що відображають реакцію систем напівпровідникових пристроїв на вхідний вплив.

Доцільно відзначити, що ці моделі достатньо ідеалізовані і дозволяють істотно зменшити обсяг обчислювальної роботи при аналізі і синтезі. До таких функціональних моделей відносяться кусочно-лінійні, які застосовують тоді, коли задану точність розрахунків можна досягти при заміні реальної нелінійної вольт-амперної характеристики (ВАХ) вентиля (пунктирні лінії на рис. 1.1) її кусково-лінійною апроксимацією (суцільні лінії на рис. 1.1). Найбільшого поширення серед них отримали моделі на основі апроксимації ВАХ двома відрізками прямої, названі ключовими або S-моделями (від англійського switch - ключ).

На рис. 1.1 показані кусочно-лінійні апроксимації ВАХ і схемні моделі діодів, відповідні R- (а), RS- (б) і S-моделям (в).

Замикання ключа S на схемах рис. 1.1 відповідає включенню вентиля, а розмикання - виключення.

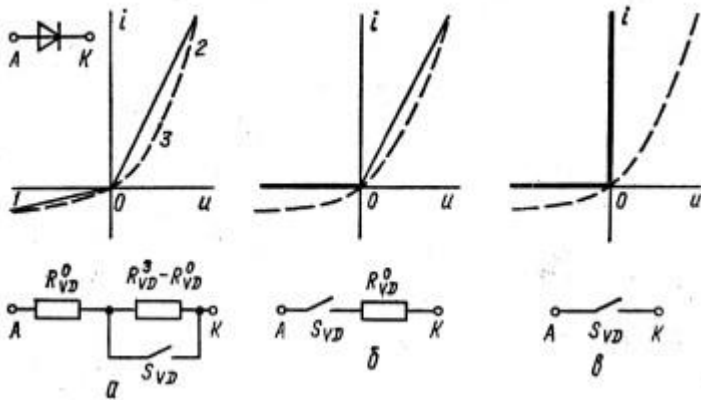


Рисунок 1.1 – Вольт-амперні характеристики і відповідні еквівалентні схеми

Заміна нелінійної ВАХ її кусково-лінійною апроксимацією ґрунтується на тому, що клапан знаходиться або в закритому стані (ділянка 1 на рис. 1.1, а), або у відкритому стані (ділянка 2). На ділянці 3, відповідному, включення або виключення клапана, він знаходиться протягом короткого часу комутації.

Таблиця 1.2

Моделі	Параметри та умови	Еквівалентна схема
$RLCS$	$t_{вкл}, t_{выкл}, R_{np}, R_{сбр}, U_{ост}, I_o$	
RCS	$t_{вкл} \square t_{выкл}$ $t_{вкл} \square T$ $R_{np}, R_{сбр}, U_{ост}, I_o$	
$RS-1$	$t_{вкл} \square T$ $t_{выкл} \square T$ $R_{np}, R_{сбр}, U_{ост}, I_o$	
$RS-2$	$R_{np}, R_{сбр}, U_{ост}$	
$RS-3$	$R_{np}, U_{ост}$	
$RS-4$	R_{np}	
S	R	

Ключові моделі (табл.1.2) відображають функціонування вентиля як ключа з двома станами (відкритий, закритий), перехід між якими здійснюється миттєво. Адекватність S-моделей реальним пристроєм впливає з того, що для перетворювачів, в яких цей

пристрій працює в ключовому режимі, коефіцієнт перетворення енергії має порядок, рівний 0,9 ... 0,99, а тривалість часу комутації для більшості перетворювачів не перевищує 0, 1 від періоду роботи [4- 9], т. ч. вплив комутаційних процесів на процеси в силових колах після комутації незначне.

Надалі область застосування S-моделей ще більше розшириться, тому що в даний час ведуться розробки СПП з наносекундними і пікосекундними діапазонами включення і виключення [1-9].

Нелінійні [1-9, 17-26] моделі певних пристроїв, що містять реактивні елементи, досить повно відображають фізичні процеси, що протікають в перетворюючих пристроях.

Однак введення таких моделей в еквівалентну схему, наприклад, перетворювача при відносно низьких частотах комутації призводить до необхідності вирішувати системи диференціальних рівнянь високого порядку, що володіють властивістю жорсткості [15-18]. Наявність ділянок «швидких» і «повільних» рухів значно ускладнює розрахунок процесів. Одночасне визначення «швидких» і «повільних» рухів не завжди доцільно, так як в цьому випадку воедино об'єднуються істотно різні за тривалістю протікання процеси.

При використанні ЕОМ для рішень таких систем найбільш перспективними є різні складні адаптовані алгоритми [15-21]. Застосування ключових моделей істотно спрощує розрахунок перетворювачів шляхом усунення частини швидких процесів, обумовлених реактивними параметрами функціональних моделей. При цьому зберігається висока адекватність розраховуються процесів протікає в реальних пристроях.

Якщо необхідно врахувати інерційних властивостей то можна скористуватися відносно простими кусочно-лінійними RL, CS-моделями (табл. 1.2). У цій моделі індуктивність L_e спільно з R_{pr} відображає наближено процес наростання струму в ланцюзі силового напівпровідникового ключа. Імпульсний джерело струму $\delta i L_e$ зменшує до нуля струм в індуктивності при розмиканні ключа S_1 для усунення появи δ -імпульсів напруги в ланцюзі при миттєвому розриві струму індуктивності. конденсатор C_e спільно з іншими елементами моделює процес зростання напруги на закритому напівпровідниковому вентилі при розмиканні ключа S_1 і замиканні

ключа S2. Джерело δi_{Ce} зменшує до нуля напругу на ємності C_e при замиканні S1 і розмиканні S2.

Затримка включення і виключення силових вентилів моделюється введенням затримки перемикавання S1, S2.

Введення спрощують припущень (комутація миттєва, струм і напруга вентиля можуть змінюватися стрибком) дозволяє перейти до більш простим ключовим моделям, показаним в табл. 1.2.

Застосування RS-моделей напівпровідникових вентилів при моделюванні перетворювачів призводить в більшості випадків до еквівалентним схемами, структура яких змінюється в моменти, відповідні комутації вентилів.

Факт зміни структури схеми безпосередньо впливає з розгляду таких моделей, як RLCS, RLS, RS - 1, RS - 2, RS - 3, RS -4, S (табл. 1.2). Використання моделей RS - 1, RS - 2, RS - 3, RS - 4, S може привести до еквівалентним схемами перетворювачів як зі змінною, так і з постійною структурою.

Однак останні можна розглядати як окремий випадок схем зі змінною структурою, коли кількість інтервалів, на яких структура схеми змінюється, дорівнює одиниці, а тривалість інтервалу збігається з тривалістю періоду роботи.

Розглянуті в подальшому методи і алгоритми розрахунку електромагнітних процесів в силових ланцюгах перетворювачів орієнтовані на застосування лінійних або кусково-лінійних моделей пасивних елементів та ключових моделей СПП (діодів, транзисторів, тиристорів та ін.) І призначені для розрахунку процесів в перетворювачах зі змінною структурою.

В якості змінної структури можливо розглядати не тільки схеми з напівпровідникових пристроїв, а також із феромагнітними (нелінійними) силовими ланцюгами.

1.3.Чисельно-аналітичні методи дослідження електромагнітних процесів в електромеханічних системах

Моделювання систем управління (СУ) здійснюють у відповідності до певних таблиць перемикань, схемних моделей, функціональних моделей та ін. При моделюванні СУ таблицею перемикань [5 - 19] моделі окремих компонентів не розглядають, а

безпосередньо за відомим алгоритмом роботи перетворювача визначають черговість включення і виключення вентилів. При цьому вважають, що моменти комутації вентилів відомі. Кожен рядок таблиці перемикачів відповідає одному моменту комутації, а кожен стовпець - одному вентилю. Нульове значення елемента таблиці відповідає закритому стану вентиля, а одиничне - відкритого. Дана модель найбільш проста і відповідає мінімальним витратам на моделювання СУ. Однак у випадках, коли моменти комутації заздалегідь невідомі і визначаються процесами, що протікають в силових ланцюгах перетворювача, застосування такої моделі важко.

Моделювання СУ з використанням моделей компонентів принципів схем передбачає заміну кожного окремого компонента СУ його схемною моделлю.

Перспективним шляхом підвищення ефективності підсистем автоматизованого керування та схемотехнічного проектування вбачається використання сучасних мікропроцесорних і програмних засобів автоматизації. Для вирішення таких завдань складаються відповідні фізичні, математичні та комп'ютерні моделі. Вони складаються на підставі розглядання фізичних процесів, що відбуваються в конкретних електромеханічних системах та об'єктах. При цьому враховується динамічні і статичні стани цього об'єкта.

В якості прикладу розглянемо методологічний підхід побудови методик і практичного використання процесів в силових ланцюгах за допомогою чисельно-аналітичного методу.

1.3.1 Складання системи різницевих рівнянь

Спосіб формування системи різницевих рівнянь заснований на використанні аналітичних рішень систем рівнянь стану на інтервалах сталості структури схеми. При цьому початкові умови змінних стану для інтервалів замінують початковими умовами для відповідного періоду. Перетворені таким чином аналітичні рішення систем рівнянь стану дозволяють записати єдині рівняння, що описують електромагнітні процеси в силових ланцюгах перетворювача зі змінною структурою.

Одним із перспективним шляхом підвищення ефективності підсистем автоматизованого схемотехнічного проектування

перетворювачів є використання чисельно-аналітичних методів. Розглянемо послідовність побудови і практичного використання для розрахунку на ЕОМ процесів в силових ланцюгах перетворювачів чисельно-аналітичного методу різницевих рівнянь.

Так як при складанні системи різницевих рівнянь необхідні значення змінних стану не у всіх точках інтервалів сталості структури схеми, а тільки в моменти перемикавання вентилів, то систему різницевих рівнянь можна сформулювати без використання рішень систем рівнянь стану в аналітичному вигляді (2.6). Такі математичні моделі повинні відповідати фізичним процесам і, на основі значень змінних стану в моменти зміни структури схеми, доцільно представити у наступному вигляді:

$$x(n + \gamma_i) = D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})x(n + \gamma_{i-1}) + G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})f_0; i = \overline{1, m}. \quad (1.1)$$

Різниця між коефіцієнтами рівнянь в (1.1) полягає в тому, що вони є функціями часу і приймають конкретні чисельні значення.

Для складання системи різницевих рівнянь на основі рівнянь (1.1) використовуючи відповідні початкові умови, виходячи із фізичної суті процесів, представляють у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} x(n + \gamma_i) = & iD_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) \left[\prod_{j=1}^{i-1} D_{i-j}(\gamma_{i-j} - \gamma_{i-j-1}) \right] x(n) + \\ & + \left\{ D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) \left[\sum_{k=1}^{i-1} \left[\prod_{j=1}^{i-k-1} D_{i-j}(\gamma_{i-j} - \gamma_{i-j-1}) \right] G_k \times (\gamma_k - \gamma_{k-1}) \right] + G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) \right\} f_0; i = \overline{1, m}, \end{aligned}$$

Після відповідних перетворень, з метою використання в мікропроцесорних засобах, отримуємо рівняння (1.2)

$$x(n + \gamma_i) = \tilde{D}_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})x(n) + \tilde{G}_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})f_0; i = \overline{1, m}, \quad (1.2)$$

де

$$\tilde{D}_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = \left[\prod_{j=1}^i D_{i-j}(\gamma_{i-j} - \gamma_{i-j-1}) \right];$$

$$\tilde{G}_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = \sum_{k=1}^i \left[\prod_{j=1}^{i-k} D_{i-j}(\gamma_{i-j} - \gamma_{i-j-1}) \right] G_k(\gamma_k - \gamma_{k-1}),$$

а також враховуючи, що

$$\prod_{j=1}^0 (...) = 1, \quad (i = m).$$

Остання ($I=T$) із системи (1.2) і являється системою, що відшукується різницьових рівнянь, оскільки

$$x(n + \gamma_m) = x(n + 1).$$

У зв'язку з тим що при формуванні системи різницьових рівнянь аналітичні рішення систем рівнянь стану не призводить до неможливості використання для отримання єдиних рівнянь при використанні даного методу слід використовувати додаткові перетворення на підставі сучасних фізико-математичних методів.

1.3.2 Визначення змінних стану методами чисельного інтегрування

Розглянемо послідовність визначення змінних стану у моменти комутації методами чисельного інтегрування при складанні математичних моделей.

Значення коефіцієнтів $D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ і $G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$

можливо отримати не тільки на підставі визначення при $\varepsilon = \gamma_i$ чисельних значень аналітичних рішень відповідних систем рівнянь стану, але і за допомогою однокрокових формул чисельного інтегрування диференціальних рівнянь, подібно до того, як це проводиться в методі «тимчасових ланцюгових схем» [89]. Такий методологічний підхід дозволяє створювати вільну кількість умовних ланцюгів, що дозволяє підвищити точність вирішення нелінійних рівнянь.

Таблиця 1.3

№ п/ п	a_i	$b_i(t_k)$
1	$I + hA_i$	$hB_i f_T(t_k)$
2	$(I - hA_i)^{-1}$	$h(I - hA_i)^{-1} B_i f_T(t_k)$
3	$(I - \frac{h}{2} A_i)^{-1} \times (I + \frac{h}{2} A_i)$	$\frac{h}{2} (I - hA_i)^{-1} B_i [f_T(t_k) + f_T(t_{k+1})]$
4	$I + hA_i + \frac{h^2}{2} A_i^2$	$\frac{h^2}{2} A_i B_i f_T(t_k) + hB_i f_T(t_{k+1/2})$
5	$I + hA_i + \frac{h^2}{2} A_i^2 + \frac{h^3}{6} A_i^3$	$\frac{h}{6} (I + hA_i + h^2 A_i^2) B_i f_T(t_k) +$ $+\frac{h}{3} (2I + hA_i) B_i f_T(t_{k+1/2}) + \frac{h}{6} B_i f_T(t_{k+1})$
6	$I + hA_i + \frac{h^2}{2} A_i^2 + \frac{h^3}{6} A_i^3 + \frac{h^4}{246} A_i^4$	$(I + hA_i + \frac{h^2}{2} A_i^2 + \frac{h^3}{4} A_i^3) B_i f_T(t_k) +$ $+\frac{h}{3} (2I + hA_i + \frac{h^2}{2} A_i^2) B_i f_T(t_{k+1/2}) + \frac{h}{6} B_i f_T(t_{k+1})$

Співвідношення між відповідними параметрами на k -му кроці інтегрування системи рівнянь відповідних станів доцільно представити в наступному вигляді:

$$x_{k+1} = a_i x_k + b_i(t_k) f_0, \quad (1.3)$$

де коефіцієнти a_i і $b_i(t_k)$ представлені в табл.1.3.

Для вирішення складання і чисельного вирішення рівняння (1.1) скористаємось математичним підходом формування різницевого

рівняння (1.2). Після відповідних процедур перетворення отримуємо наступні рішення:

$$D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = \prod_{j=1}^{l_i} \alpha_j = \alpha_i^{l_i}; \quad (1.4)$$

$$G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = \sum_{k=1}^{l_i} \left[\prod_{j=1}^{l_i-k} a_j \right] b_i(t_k) = \sum_{k=1}^{l_i} a_i^{l_i-k} b_i(t_k), \quad (1.5)$$

Де: $-k_i = \xi(\gamma_i T / h)$;

$-l_i = k_i - k_{i-1}$ - кількість кроків інтегрування на i -му інтервалі;

$-\xi(\dots)$ - функція цілої частини відповідного числового значення.

Після знаходження коефіцієнтів (1.4), (1.5) можливо оптимізувати системи рівнянь (1.2) та отримати пошукову систему різноспіввіднесених рівнянь.

Оскільки коефіцієнти a_i і $b_i(t_k)$ рівняння (1.3) можливо знайти наближено, то відповідні коефіцієнти $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$ та $\tilde{G}_m(1-\gamma_{m-1})$ в системі різноспіввіднесених рівнянь також знаходяться з певними похибками.

Підвищення точності знаходження коефіцієнтів системи різноспіввіднесених рівнянь досягають:

- або зменшенням величини кроку інтегрування;

- або застосуванням більш точних апроксимацій коефіцієнтів a_i і $b_i(t_k)$.

Зменшення величини кроку призводить до зростання кількості операцій множення і додавань при обчисленнях коефіцієнтів, що використовуються в рівняннях (1.4), (1.5).

і не завжди призводить до підвищення точності моделювання або інженерних розрахунків і не завжди доцільно. Більш раціонально підвищувати точність шляхом використання крокових апроксимацій. Найбільш простий і найменш точною є апроксимація матричної експоненти двома членами розкладання в статистичний ряд п.1 табл.1.3. Вони є більш точними і узгоджуються апроксимації п. 2 і

з табл. 1.3. Однак необхідність використання матриць при обчисленнях призводить до обмеження їх практичного використання.

1.3.3 Визначення апроксимаційних коефіцієнтів згорстки

Менш трудомісткими і досить точними є наближення матричної експоненти трьома - п'ятьма членами її розкладання в статистичний ряд. Для знаходження апроксимацій інтеграла згортки $b_i(t_k)$, які відповідають цим апроксимаційним експонентам, можна застосувати явні однокрокові методи другого - четвертого порядків. Використовуючи систему рівнянь відповідного стану обчислюються коефіцієнти модифікованого методу Ейлера - Коші і методу Рунге-Кутта третього порядку, що можливо представити в наступному вигляді.

$$K_1 = hA_i x_k + hB_i f_T(t_k);$$

$$K_2 = hA_i x_k + h^2 A_i^2 x_k / 2 + h^2 A_i B_i f_T(t_k) / 2 + hB_i f_T(t_{k+1/2});$$

$$K_3 = hA_i x_k + h^2 A_i^2 x_k + h^3 A_i^3 x_k - (h^2 A_i B_i - h^3 A_i^2 B_i) f_T(t_k) + 2h^2 A_i B_i f_T(t_{k+1/2}) + hB_i f_T(t_{k+1}),$$

Звідки, відповідно до поставленої мети, доцільно використовувати наступні апроксимаційні коефіцієнти:

$$x_{k+1} = (I + hA_i + h^2 A_i^2 / 2) x_k + h^2 A_i B_i f_T(t_k) / 2 + hB_i f_T(t_{k+1/2});$$

або

$$x_{k+1} = (I + hA_i + h^2 A_i^2 / 2 + h^3 A_i^3 / 6) x_k + h(I + hA_i + h^2 A_i^2) B_i f_T(t_k) / 6 + h(2I + hA_i) B_i f_T(t_{k+1/2}) / 3 + hB_i f_T(t_{k+1}) / 6.$$

В отриманих рівняннях матрична експонента апроксимується трьома і чотирма членами її розкладання в статистичний ряд.

Коефіцієнти a_i і $b_i(t_k)$, що задовольняють цим рівнянням, наведені в пп. 4 і 5 табл. 1.3. Коефіцієнти більш точної апроксимації

матричної експоненти п'ятьма членами статистичного ряду, отримані за методом Рунге - Кутта четвертого порядку, приведені в п. 6 табл. 1.3.

Знайти кінцеві формули для коефіцієнта $b_i(t_k)$ в разі апроксимації матричної експоненти шістьма і більш членами статичного ряду призводить до значно більших зусиль та використання при вирішенні практичних задач.

Тому в нашому випадку, коли точність описаних апроксимацій недостатня, коефіцієнт щ можна обчислити розкладанням конкретної експоненти в ряд методом, що приведений в роботі, а коефіцієнт $b_i(t_k)$ представляється шляхом використання квадратурних формул інтегрування.

При цьому використовуються відповідні початкові та граничні умови.

Поряд із зазначеними методами коефіцієнти $D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ і $G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ можливо отримати за допомогою:

- системних методів чисельного інтегрування;
- теореми про згортку функцій в комплексній області;
- по операційним представленням зображень рішень рівнянь стану;
- апроксимації тимчасового оригіналу по його операторному зображенню;
- чисельного перетворення Лапласа;
- інтеграла згортки від матричних функцій та ін.

Таке різноманіття методів математичного числення відповідних коефіцієнтів призводить до зростання зусиль але дозволяє вибирати найбільш ефективні шляхи при використанні мікропроцесорних систем і програмних засобів автоматизації при вирішенні відповідних завдань відповідно до поставленої мети.

Доцільно відзначити, що приведені різноманіття методів математичного числення необхідно використовувати в сенсі фізичної сутті протікання електромагнітних процесів.

В нашому випадку точність описаних апроксимацій недостатня, оскільки коефіцієнт не можливо обчислити розкладанням експоненти в ряд. А коефіцієнт $b_i(t_k)$ представляється інтегруванням.

1.3.4 Вирішення завдань за допомогою Z-перетворення

В якості прикладу розглянемо декілька прикладів, які використовуються при вирішенні практичних завдань.

Розрахуємо початкові умови струму в дроселі складної електромеханічної системи в сталому режимі роботи ШІМ з послідовним ключем і RL- навантаженням відповідно до рис.1.1, а).

Транзистор VT і діод VD моделюємо RS-моделями. Для розрахунку початкових умов струму в дроселі використовуємо розглянутий чисельно-аналітичний метод. В якості апроксимації матричної експоненти використовуємо її уявлення трьома членами статистичного ряду відповідно до п. 4 табл.1.3.

Період роботи ШІМ складається з двох інтервалів; на першому м ($0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1$) транзистор відкритий, а на другому ($\gamma_1 \leq \varepsilon \leq 1$) - закритий. Еквівалентні схеми ШІМ для цих інтервалів зображені на рис. 1.2, б, в, де R_{VT} (R_{VD}) - початковий опір відкритого транзистора або діода.

Доцільно відзначити, що приведені методологічні основи і методи дослідження розглядаються на прикладі використання широтно-імпульсних пристроїв. Вони суттєво покращують роботу електромеханічних систем та об'єктів. Але приведені методи можливо використовувати для більш складних схемних та технічних рішень систем автоматизованого керування.

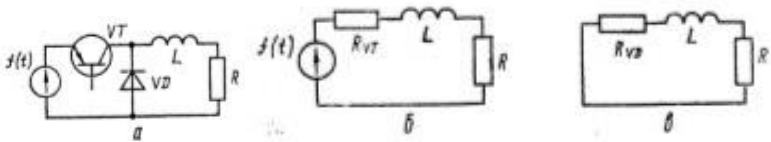


Рисунок 1.2 – Еквівалентні схеми широтно-імпульсних перетворювачів, що використовуються в якості прикладів при вирішенні науково-прикладних завдань

При цьому необхідно розробляти відповідні еквівалентні моделі та математичне і програмне забезпечення яке задовольняє фізичний сутті завдання, що вирішується.

На першому інтервалі рівняння стану схеми відповідно до рис. 1.2, б) запишемо диференціальне рівняння, яке описує швидкість протікання перехідного процесу в залежності від електротехнічних параметрів електричної схеми електромеханічної системи в наступному вигляді:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{R_1}{L} i_L(t) + \frac{1}{L} E, \quad (1.6)$$

де:

$$R_1 = R + R_{VT},$$

звідки записуємо відповідні коефіцієнти рівняння

$$A_1 = -R_1 / L;$$

$$B_1 = 1 / L.$$

Різнисна апроксимація (1.3) рішення рівнянь (1.6) відповідно до виразу п.4 табл. 1.1 записуємо в наступному вигляді:

$$i_{L,k+1} = a_1 i_{L,k} + b_1(t_k) E, \quad (1.7)$$

де:

$$a_1 = 1 - hR_1 / L + h^2 R_1^2 / (2L^2);$$

$$b_1(t_k) = h / L + h^2 R_1 / (2L^2).$$

На другому інтервалі, рівняння, що описує стан функціональної схеми відповідно до рис. 1.2,в), представляємо через опори та індуктивності у вигляді

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{R_2}{L} i_L(t), \quad (1.8)$$

де ;

$$R_2 = R + R_{VD},$$

звідки

$$A_2 = -R_2 / L; \quad B_2 = 0,$$

А апроксимаційний вираз різницевого рішення рівняння (1.8) маємо право записати в наступному виді:

$$\dot{i}_{L,k+1} = a_2 \dot{i}_{L,k}, \quad (1.9)$$

де:

$$a_2 = 1 - hR_2 / L + h^2 R_2^2 / (2L^2).$$

Складання різнисного рівняння здійснюється шляхом завдання відповідних коефіцієнтів у рівнянні (1.1) на першому і другому комутаційних інтервалах. Такий стан системи представляється у наступних вигляді наступних рівнянь, відповідно:

$$x(n + \gamma_1) = D_1(\gamma_1)x(n) + G_1(\gamma_1)E;$$

$$x(n + 1) = D_2(1 - \gamma_1)x(n + \gamma_1) + G_2(1 - \gamma_1)E;$$

На підставі апроксимаційних рівнянь (1.7) і (1.9), при узгодженості з виразами (1.4), (1.5), відповідно отримуємо

$$D_1(\gamma_1) = a_1^{l_1}; \quad D_2(1 - \gamma_1) = a_2^{l_2};$$

$$G_1(\gamma_1) = \sum_{k=1}^{l_1} a_1^{l_1-k} b_1(t_k); \quad G_2(1 - \gamma_1) = 0.$$

Різницеве рівняння, що відповідає фізичній сутті електромагнітного процесу, зручно представляти в наступному вигляді:

$$i_L(n+1) - \tilde{D}_2(1-\gamma_1)i_L(n) = \tilde{G}_2(1-\gamma_1)E, \quad (1.10)$$

де

$$\tilde{D}_2(1-\gamma_1) = D_2(1-\gamma_1)D_1(\gamma_1) = a_2^{l_2}a_1^{l_1};$$

$$\tilde{G}_2(1-\gamma_1) = D_2(1-\gamma_1)G_1(\gamma_1) + G_2(1-\gamma_1) = Q;$$

$$Q = a_2^{l_2} \left[\sum_{k=1}^{l_1} a_1^{l_1-k} \left(\frac{h}{L} - \frac{h^2 R_1}{2L^2} \right) \right].$$

Сформовані різнісні рівняння (1.10) зручно вирішувати за допомогою Z -перетворення.

В такому випадку зображення рішення рівняння (1.10) зручно представити у наступному вигляді:

$$I_L(z) = zQE / \left[(z-1)(z - \tilde{D}_2(1-\gamma_1)) \right],$$

$$\text{де } I_L(z) = Z \{ i_L(n) \};$$

$$i_L(0) = 0,$$

а оригіналу представляє собою наступний вигляд:

$$i_L(n) = \frac{1 - [\tilde{D}_2(1-\gamma_1)]^n}{1 - \tilde{D}_2(1-\gamma_1)} QE. \quad (1.11)$$

Початкові умови для струму в дроселі в сталому режимі визначаємо шляхом дотримання в рівнянні (1.11) граничних умов, що відповідають обмеженню періоду в перехідному режимі, знаходиться шляхом наступного обмеження:

$$i_{L_{\text{уст}}} = \lim_{n \rightarrow \infty} i_L(n) = \frac{Q}{1 - \tilde{D}_2(1 - \gamma_1)} E.$$

Отримані початкові умови дозволяють розрахувати миттєві значення струму в дроселі в сталому режимі роботи ШІМ. Вони знайдені без обчислення аналітичних рішень рівнянь стану на інтервалах і без інтегрування всього перехідного процесу. Тому реалізація даного способу на ЕОМ зменшить витрати машинного часу на розрахунок процесів в силових ланцюгах перетворювачів зі змінною структурою.

При цьому, доцільно відзначити, що похибки отриманих рішень суттєво залежать як від точності завдання електротехнічних параметрів елементів так і від точності апроксимації нелінійних залежностей між фізичними і електромагнітними параметрами.

1.4 Моделювання змінних стану електромеханічних систем

Розглянемо способи зменшення кількості обчислень і знаходження чисельних значень змінних стану (1.1) шляхом використання різницевої апроксимаційних рівнянь, що відображають стан електромеханічної системи (1.3).

Обчислення цілого ступеня матриці $a_i^{l_i}$, що є складовою коефіцієнтів $D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ (1.4), можна виконувати різними методами [2,99].

Найменш трудомістким є метод, заснований на зведенні числа в целочисленну ступінь [2] і полягає в наступному.

Цілочисельну ступінь l_i представляють логічною сумою ступенів числа 2, в наступній сумі:

$$l_i = \xi_0 2^0 + \xi_1 2^1 + \dots + \xi_s 2^s,$$

а потім послідовним множенням обчислюють відповідні матриці

$$a_i^{2^0}, a_i^{2^1}, a_i^{2^2}, \dots, a_i^{2^s}.$$

З них вибирають тільки ті, які задовольняють умовам вирішення поставленої мети $\xi_i \neq 0$, і перемножуються

$$a_i^{l_i} = \prod_{j=1}^s a_i^{2j}, \xi_i \neq 0.$$

Наприклад, для обчислення a_i^{1024} достатньо всього 10 множень матриць ($1024 = 2^{10}$).

Реалізація даного методу на ЕОМ досить суттєво спрощується і зводиться до легко програмованої процедури множення відповідних матриць.

Матричний коефіцієнт $G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ являє собою ряд з кінцевим числом членів.

Для зменшення трудомісткості його обчислення знаходиться сума цього ряду в замкненому вигляді. Коефіцієнти різницевої апроксимації, що отримані шляхом розв'язання відповідних диференціальних рівнянь, приведені в табл. 1.2.

Розглянемо шляхи вирішення поставленої мети на ЕОМ. Рівняння стану електромеханічної системи запишемо у наступному вигляді:

$$b_i(t_k) = b_i^{(0)} fT, k_i - l + b_i^{(1)} fT, k_i - l - 1/2 + b_i^{(2)} fT, k_i - l - 1 = \sum_{s=0}^2 b_i^{(s)} fT, k_i - l - s/2.$$

Наприклад, при використанні явного методу Ейлера, що відповідає умові

$$b_i^{(0)} = 0,$$

коефіцієнт $G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ за виразом (1.5) записується таким чином:

$$G_i(\gamma_i - \gamma_{i-1}) = \sum_{l=0}^{l_i-1} a_i^l \left(\sum_{s=0}^2 b_i^{(s)} fT, k_i - l - s/2 \right)$$

і містить розімкнені суми, що відповідають комутаційним процесам

$$Z^{(s)} = \sum_{l=0}^{l_i-1} a_i^l b_i^{(s)} fT, k_i - l - s/2. \quad (1.12)$$

Таблиця 1.4.

№ п/п	$f(t)$	$f_1(n)$	$f_{T,1}(t)$
1	$f_0 e^{\lambda t}$	$e^{\lambda nT}$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h}$
2	$f_0 \sin(\omega t + \alpha)$	$\cos(\omega nT + \alpha)$	$\sin[\omega(k_i - l - s/2)h]$
3	$f_0 e^{\lambda t} \times$ $\times \sin(\omega t + \alpha) e^{\lambda nT}$	$\cos(\omega nT + \alpha)$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h} \times$ $\times \sin[\omega(k_i - l - s/2)h]$
	-	$f_2(n)$	$f_{T,2}(t)$
1	-	0	0
2	-	$\sin(\omega nT + \alpha)$	$\cos[\omega(k_i - l - s/2)h]$
3	-	$e^{\lambda nT} \sin(\omega nT + \alpha)$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h} \times$ $\times \cos[\omega(k_i - l - s/2)h]$

У разі постійної функції впливу

$$f_0 = \text{const}$$

сума (1.12) представляє собою геометричну прогресію зі знаменником a_i , яка при умові замкненої системи перетворюється до вигляду (1.13)

$$Z_0^{(s)} = (a_i^{l_i} - I)(a_i - I)^{-1} b_i^{(s)} f_0. \quad (1.13)$$

У разі врахування впливу інших функціональних залежностей, що наведені в табл. 1.2, відповідні значення суми (3.12) можливо отримати за допомогою методики гармонічного синтезу. Її суть полягає в використанні методів гармонічного синтезу, що дозволяє розглядати електромагнітний процес на який впливають певні гармоніки із всього спектру несинусоїдального збуджуючого сигналу (струму, напруги, потоку електромагнітної індукції, електромагнітного поля, електродинамічних зусиль, вібраційних процесів, та ін.) [8-15].

У випадках, коли збуджуючий параметр змінюється в часі по періодичному несинусоїдальному закону на практиці, при розрахунках додаткових втрат, нестаціонарних електромагнітних процесів в масивних конструкціях та ін. використовується метод еквівалентування. Його сутність полягає в тому, що несинусоїдальний збуджуючий сигнал (струм, магнітне і електричне поле, потік індукції) замінюється еквівалентним синусоїдальним. Еквівалентність досягається шляхом еквівалентування першої гармоніки або діючого значення збуджуючого струму. Практичне використання такого підходу ускладнюється внаслідок наявності нелінійної залежності магнітної проникності від магнітного поля. В таких випадках використовується поняття «еквівалентної магнітної проникності» в поєднанні з чітким визначенням інтенсивності магнітного поля при якій працює пристрій, що досліджується.

Такий науково-технічний підхід використовується при дослідженнях електромагнітних процесів, фізичному моделюванні, випробуваннях електротехнічного обладнання спеціального призначення та ін. При цьому, електромагнітні процеси, що досліджуються, необхідно кваліфіковано контролювати відповідно до режимів роботи складного електромеханічного об'єкта.

Для найбільш складних випадків вплив функції замкненої суми (1.12) доцільно представляти у вигляді експоненціальної залежності

$$f_3(t) = f_0 e^{\lambda t} \sin(\omega T + \alpha)$$

Тоді замкнену суму (1.12) найбільш доцільно представити у вигляді математичної моделі у наступному вигляді:

$$\begin{aligned}
Z_3^{(s)} = f_0 e^{\lambda(n+k_{i-1}^*)T} & \left\{ \cos \left[\omega(n+k_{i-1}^*)T + \alpha \right] \begin{pmatrix} Ie^{\lambda(l_i+2-s/2)h} \sin \omega(l_i-s/2)h - \\ -a_i e^{\lambda(l_i-s/2+1)h} \sin \omega(l_i-s/2+1)h + \\ +a_i^l e^{\lambda(2-s/2)h} \sin \omega(s/2)h + \\ +a_i^{l+1} e^{\lambda(1-s/2)h} \sin \omega(1-s/2)h \end{pmatrix} + \right. \\
& \left. + \sin \left[\omega(n+k_{i-1}^*)T + \alpha \right] \begin{pmatrix} Ie^{\lambda(l_i+2-s/2)h} \cos \omega(l_i-s/2)h - \\ -a_i e^{\lambda(l_i-s/2+1)h} \cos \omega(l_i-s/2+1)h + \\ +a_i^l e^{\lambda(2-s/2)h} \cos \omega(s/2)h + \\ +a_i^{l+1} e^{\lambda(1-s/2)h} \cos \omega(1-s/2)h \end{pmatrix} \right\} \times \\
& \times \left[\left(Ie^{\lambda h} \cos \omega h - a_i \right)^2 - Ie^{2\lambda h} \sin^2 \omega h \right]^{-1} b_i^{(s)}.
\end{aligned} \tag{1.14}$$

Функція-

$$f_1(t) = f_0 e^{\lambda t},$$

що суттєво впливає на вирішення, є приватним випадком функції $f_3(t)$. Тому, вираз для $Z_1^{(s)}$ отримуємо вважаючи, що в рівнянні (1.14)

$$\omega = 0,$$

$$\alpha = \pi / 2.$$

Після перетворення приходимо до наступного виду:

$$\begin{aligned}
Z_1^{(s)} = f_0 e^{\lambda(n+k_{i-1}^*)T} & \left\{ Ie^{\lambda(l_i+2-s/2)h} - a_i e^{\lambda(l_i-s/2+1)h} - a_i^l e^{\lambda(2-s/2)h} + a_i^{l+1} e^{\lambda(1-s/2)h} \right\} \times \\
& \times \left[\left(Ie^{\lambda h} - a_i \right)^2 \right]^{-1} b_i^{(s)} = f_0 e^{\lambda(n+k_{i-1}^*)T} \left[Ie^{\lambda(l_i+1-s/2)h} - a_i^l e^{\lambda(1-s/2)h} \right] \left[Ie^{\lambda h} - a_i \right]^{-1} b_i^{(s)}.
\end{aligned} \tag{1.15}$$

Систему рівнянь $Z_2^{(s)}$ для врахування впливу $f_2(t)$ отримуємо аналогічно, як у попередньому випадку, враховуючи в рівняння (1.14) $\lambda = 0$.

Після відповідних перетворень, для цього випадку, отримуємо систему (1.16).

У табл.1.4 наведені кількості операцій, які доцільно використовувати для обчислення значення сум $Z_2^{(s)}$ з 1000 доданків з врахуванням впливів функції

$$f_2(t) = f_0 \sin(\omega t + \alpha)$$

відповідно до виразу для різимкненого (1.12) і замкненого (1.16) математичних представлення.

Аналіз отриманих результатів показує, що використання замкненого виду істотно зменшує терміни розрахунків і трудомісткість знаходження чисельних значень змінних стану електромеханічної системи.

$$Z_2^{(s)} = f_0 \left\{ \begin{array}{l} \cos \left[\omega (n + k_{i-1}^*) T + \alpha \right] \left(\begin{array}{l} I \sin \omega (l_i - s/2) h - \\ -a_i \sin \omega (l_i + 1 - s/2) h + \\ + a_i^{l_i} \sin \omega (s/2) h + \\ + a_i^{l_i+1} \sin \omega (1 - s/2) h \end{array} \right) + \\ + \sin \left[\omega (n + k_{i-1}^*) T + \alpha \right] \left(\begin{array}{l} I \cos \omega (l_i - s/2) h - \\ -a_i \cos \omega (l_i - s/2 + 1) h + \\ + a_i^{l_i} \cos \omega (s/2) h + \\ + a_i^{l_i+1} \cos \omega (1 - s/2) h \end{array} \right) \end{array} \right\} \times \quad 1.16$$

$$\times \left[(I \cos \omega h - a_i)^2 - I \sin^2 \omega h \right]^{-1} b_i^{(s)}.$$

В якості прикладу в таблицях 1.3 і 1.4 приведені аналітичні залежності та кількість умовних обчислень, відповідно. Ці аналітичні залежності необхідно використовувати при чіткому визначенні конкретики певного процесу, що підлягає дослідженню.

Таблиця 1.5

1	$f_0 e^{\lambda t}$	$e^{\lambda n T}$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h}$
2	$f_0 \sin(\omega t + \alpha)$	$\cos(\omega n T + \alpha)$	$\sin[\omega(k_i - l - s/2)h]$
3	$f_0 e^{\lambda t} \times$ $\times \sin(\omega t + \alpha) e^{\lambda n T}$	$\cos(\omega n T + \alpha)$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h} \times$ $\times \sin[\omega(k_i - l - s/2)h]$
1	-	0	0
2	-	$\sin(\omega n T + \alpha)$	$\cos[\omega(k_i - l - s/2)h]$
3	-	$e^{\lambda n T} \sin(\omega n T + \alpha)$	$e^{\lambda(k_i - l - s/2)h} \times$ $\times \cos[\omega(k_i - l - s/2)h]$

Звідки видно, що при розрахунках електромагнітних процесів в електромеханічній системі, або в окремих ланцюгах, використанні замкненої суми призводить до суттєвого скорочення розрахунків. Особливо такий прийом ефективно використовувати у випадках пошуку оптимального технічного рішення.

Таблиця 1.6

Логічна операція	Кількість операцій обчислень	
	По розімкненій сумі (1.12)	По замкненій сумі (1.16)
Складання	2001	16
Множення і ділення	3001	46
Вичислення функції	1001	14

Доцільно відзначити, що тут необхідно досить ретельно враховувати відповідність математичної моделі дійсним фізичним процесам, що відбуваються в електромеханічній системі або окремих вузлах, що досліджуються.

1.5. Обчислення різницевого рівняння

Розглянемо умови при яких досягаються певні похибки вирішення нелінійних рівнянь, що описують функціонування складних електромеханічних систем та об'єктів. Поряд з врахуванням нелінійностей важливе значення набувають коефіцієнти в рівняннях, які описують певні стани.

Коефіцієнтам

$$\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$$

$$\text{і } \tilde{G}_m(1-\gamma_{m-1})$$

системи різницевих рівнянь (1.2) притаманні певні похибки. Вони обумовлені тим, що в коефіцієнтах і рівняннях (1.3) використовуються параметри електромеханічних систем які мають показники, що задаються з похибками, а зв'язки між параметрами обчислюються по нелінійним рівнянням наближено.

Похибка коефіцієнта $\tilde{G}_m(1-\gamma_{m-1})$ визначається похибкою доданка з найбільшим числом співмножників, що дорівнює кількості співмножників коефіцієнта $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$, так як при множенні наближених величин відносна похибка результату дорівнює сумі відносних похибок співмножників, а при підсумовуванні відносна похибка отриманої величини не перевищує найбільшої з відносних похибок доданків [17].

Якщо відносна похибка обчислення коефіцієнта $G_1(\gamma_1-\gamma_0)$ не перевищує відносної похибки коефіцієнта $D_1(\gamma_1-\gamma_0)$, то відносна

похибка коефіцієнта $\tilde{G}_m(1-\gamma_{m-1})$ буде менше відносної похибки коефіцієнта $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$. Тому для оцінки похибки коефіцієнтів системи різницевих рівнянь (1.2) досить розглянути похибка обчислення одного коефіцієнта $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$.

Похибка коефіцієнта $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$ складається з похибки апроксимації матричної експоненти (коефіцієнт a_i), похибки зведення в ступінь і множення наближених величин.

Похибка апроксимації матричної експоненти викликана урізанням аппроксимуемого ряду. Такий випадок для різних умов практичного використання описано в літературі [17, 117]. Коротко розглянемо порядок використання цього підходу.

Позначимо відносну похибку коефіцієнта a_i через δ_h .

Похибка обчислення коефіцієнтів $D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ визначається похибкою зведення наближеного значення a_i в ступінь l_i . Нехай y - точне, а z - наближене значення норми [17] матриці a_i тоді

$$z = y(1 \pm \delta_h),$$

звідки при зведенні в ступінь тоді, звідки при зведенні в ступінь

$$z^{l_i} = y^{l_i} (1 \pm \delta_h)^{l_i} = y^{l_i} (1 + l_i \delta_h + l_i(l_i - 1) \delta_h^2 / 2 + \dots).$$

Зазвичай δ_h дуже мале, тому, користуючись правилом підсумовування відносних похибок, при множенні наближених величин, користуються наступною умовою [17]:

$$(1 + \delta_h)^{l_i} \cong 1 + l_i \delta_h.$$

Відносна похибка обчислення коефіцієнта $D_i(\gamma_i - \gamma_{i-1})$ визначається відповідно (1.17)

$$\delta_i = l_i \delta_h. \quad (1.17)$$

Відносна похибка обчислення коефіцієнта

$$\tilde{D}_m (1 - \gamma_{m-1})$$

у математичному рівнянні (1.2) зазвичай дуже мала, тому, доцільно користуватись правилом підсумовування відносних похибок при множенні наближених величин. В таких випадках відносна похибка обчислення коефіцієнтів повина задовольняти наступному рівнянню:

$$\delta_T = \sum_{i=1}^m \delta_i. \quad (1.18)$$

Отримані оцінки можливих (1.17), (1.18) відносних похибок коефіцієнтів різницевого рівняння (1.2) дозволяють визначити значення точність (наближення до істинного значення) l_i і δ_h , що забезпечують заздалегідь передбачити величину δ_T . Так як значення δ_i на окремих інтервалах попередньо невідомі, то природно припустити, що похибка на всьому періоді розподілена рівномірно, т. е.:

$$\delta_i = (\gamma_i - \gamma_{i-1}) \delta_T \quad (1.19)$$

З рівнянь (1.18) і (1.19)

$$l_i \delta_h = (\gamma_i - \gamma_{i-1}) \delta_T,$$

з урахуванням того, що, $l_i = (\gamma_i - \gamma_{i-1}) T / h$,

отримуємо умови які доцільно дотримуватись при розрахунках і дослідженнях.

При вирішенні практичних завдань досягти рівномірності розподілу можливих похибок практично не можливо. Тому при задані

необхідної середньої похибки слід оцінювати (збільшувати) найменш впливові, а за їх рахунок зменшувати більш впливові.

$$\delta_h / h = \delta_T / T. \quad (1.20)$$

Виконання умови (1.20) на всіх інтервалах сталості структури схеми забезпечує величину відносної похибки коефіцієнтів $\tilde{D}_m(1-\gamma_{m-1})$ і $\tilde{G}_m(1-\gamma_{m-1})$ різницевого рівняння (1.9), що не перевищує наперед заданого значення δ_T .

Таким чином для досягнення певної точності вирішення поставленої мети необхідно визначитись з параметром δ_T . При цьому слід враховувати витрати часу для вирішення та достатність отриманого результату.

1.6. Чисельно-аналітичні розрахунки

Алгоритм розрахунку, на ЕОМ, в якому для складання системи різницевих рівнянь використані значення змінних стану електромеханічної системи в моменти зміни структури схеми, знайдені методами чисельного інтегрування, можна представити наступною сукупністю кроків (рис. 1.3):

-підготовка і введення вихідних даних про схему перетворювача, що відповідають заданим початковим і граничним умовам;

- складання системи рівнянь стану схеми перетворювача на черговому інтервалі сталості структури схеми;

- отримання коефіцієнтів апроксимації системи рівнянь стану за допомогою формул чисельного інтегрування;

- обчислення значень змінних стану (1.1) в момент зміни структури схеми по рівняннях (1.4), (1.5) з використанням замкнених значень сум (1.13) - (1.16);

- перевірка умови: чи всі інтервали сталості структури враховані. Якщо так, то здійснити перехід на наступний етап, а якщо ні, то на етап 2 до наступного інтервалу;

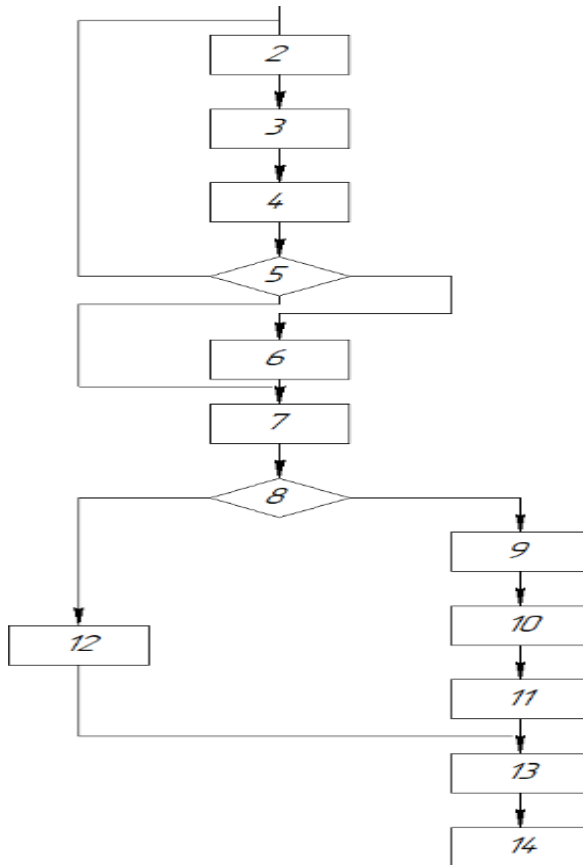


Рисунок 1.3 - Алгоритм розрахунку на ЕОМ різницевих рівнянь змінних стану методами чисельного інтегрування

- подання початкових умов змінних стану для відповідних інтервалів часу згідно рівнянню (1.2).

- формування по чисельним значенням змінних стану системи різницевих рівнянь;
- перевірка умови: чи буде розраховуватися перехідний режим. Якщо так, то перейти на наступний етап, інакше – через два послідовуючих етапа;
- визначення операційного зображення рішення системи різницевих рівнянь;
- визначення оригіналу операційного зображення рішення системи різницевих рівнянь;
- розрахунок початкових умов змінних стану для періоду в перехідному режимі, перехід на послідовуючий етап (через один послідовуючий);
- корегування і розрахунок початкових умов змінних стану для періоду в сталому режимі;
- обчислення миттєвих значень змінних стану шляхом інтегрування систем рівнянь стану, що задовольняють розрахованим початковим умовам;
- формування висновків результатів та представлення у вигляді графіків, таблиць;
- обчислення граничних і інтегральних значень змінних.

Застосування даного алгоритму дозволяє визначати початкові умови змінних стану для будь-якого періоду як перехідного, так і сталого режиму роботи перетворювача, а потім по ним розрахувати миттєві значення струмів і напруг в схемі на цих періодах.

Розглянутий алгоритм призначений для використання в автоматизованому проектуванні перетворювачів.

Підготовка вихідних даних на першому етапі виконується проектувальником, а решту етапів - на ЕОМ.

Позитивною особливістю алгоритму є можливість застосування на 3-му і 13-му етапах добре розвинених методів чисельного інтегрування диференціальних рівнянь, для яких є багато ефективних програм, широко використовуваних в САПР слабкострумівих електронних схем.

Доцільно відзначити, що приведенний алгоритм не є таким, що дозволить вирішити всі без винятку практичні і наукові завдання. В процесі проектування або наукових дослідженнях виникає низка випадків коли отримані наукові результати не відображають таким,

що є на практиці. Мають місце випадки коли автоматизована система відпрацьовує не відповідно до директивного завдання та погіршення технологічного процесу. Причиною таких випадків є неузгодженість теоретичних умов таким, що є на практиці, а також не кваліфікованого складання програми керування. Особливо такі випадки мають місце в автоматизованих системах керування перетворювачами. Тому доцільно на першому етапі здійснювати ретельну підготовку вихідних даних, а на послідовуючих відпрацьовувати мікропроцесорних засобах автоматизації, з використанням відповідних пакетів MATLAB, на ЕОМ, САПР та ін. Граничні умови розвитку комутаційного процесу показано на рис. 1.4.

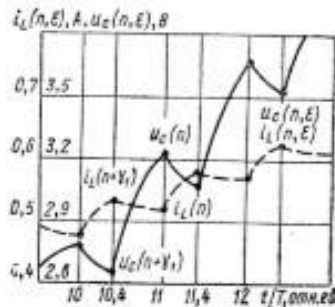


Рисунок 1.4 – Умовні кроки (граничні умови) розвитку комутаційного процесу при динамічному навантаженні електромеханічного об'єкта

1.7 Метод обмеження напруги.

Розрахуємо граничні значення напруги на конденсаторі і струму в дроселі ШІМ з паралельним дроселем при наступних значеннях параметрів елементів:

- $L = 800 \text{ мГн}$;
- $C = 400 \text{ мкФ}$;
- $R = 20 \text{ Ом}$;
- $RL = 1,5 \text{ Ом}$;
- $RVT = 2 \text{ Ом}$;
- $RVD = 0,5 \text{ Ом}$;

- $E = 100 \text{ В}$.

- період роботи ШІМ $T = 0,001 \text{ с}$, а $\gamma_1 = 0,4$.

Граничні (мінімальне і максимальне) значення шуканих величин відповідають на кожному періоді, як показано на рис. 1.4, значенням початкових умов шуканих змінних для періоду $u_C(n)$, $i_L(n)$, і другого інтервалу $u_C(n + \gamma_1)$, $i_L(n + \gamma_1)$

різницевих рівнянь і вирішимо її аналітично. Протабулювавши отримане рішення, знайдемо шукані граничні значення.

Рівняння стану і еквівалентних схем на першому і другому інтервалах сталості структури схеми представляємо в чисельному вигляді:

$$du_C(t)/dt = -125u_C(t); \quad (1.21)$$

$$di_L(t)/dt = -4.375i_L(t) + 1.25E; \quad (1.22)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{Bmatrix} u_C(t) \\ i_L(t) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -125 & 2500 \\ -1.25 & -2.5 \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} u_C(t) \\ i_L(t) \end{Bmatrix}. \quad (1.23)$$

Значення змінних стану в моменти комутації вентилів записуємо в наступному вигляді:

$$x(n + \gamma_1) = D_1(\gamma_1)x(n) + G_1(\gamma_1)E; \quad (1.24)$$

$$x(n + 1) = D_2(1 - \gamma_2)x(n + \gamma_1) \quad (1.25)$$

і для їх визначення використовуємо апроксимацію рішень рівнянь стану (3.21) - (3.23) по явною формулою Ейлера (п. 1 табл. 3.1).

Вибираємо крок інтегрування

$$h = T / 10^4 = 10^{-7}.$$

$$\text{звідки } k_1 = \gamma_1 T / h = 4000,$$

$$k_2 = T / h = 10000;$$

$$l_1 = 4000; l_2 = k_2 - k_1 = 6000.$$

Апроксимації рішень рівнянь стану (1.21) - (1.23) на кроці h приймають наступний вигляд:

$$u_{C,k+1} = (1 + h(-125))u_{C,k} = 0.9999875u_{C,k}; \quad (1.26)$$

$$i_{L,k+1} = (1 + h(-4.375))i_{L,k} + h1.25E = 0.9999996i_{L,k} + 1.25 \cdot 10^{-7} E; \quad (1.27)$$

$$\begin{pmatrix} u_{C,k+1} \\ i_{L,k+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.9999875 & 0.0002500 \\ -1.25 \cdot 10^{-6} & 0.9999997 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{C,k} \\ i_{L,k} \end{pmatrix}. \quad (1.28)$$

Так як рівняння (1.21), (1.22) не пов'язані один з одним, то значення $D_1(\gamma_1)$ і $G_1(\gamma_1)$ обчислюємо, виконуючи перетворення окремо для апроксимацій (1.26), (1.27). Після не складних обчислень отримуємо

$$u_C(n + \gamma_1) = 0.9999875^h u_C(n) = 0.9512291 u_C(n); \quad (1.29)$$

$$i_L(n + \gamma_1) = 0.9999999^h i_L(n) + \sum_{k=1}^{l_1} 0.9999999^k \cdot 1.25 \cdot 10^{-7} E.$$

Суму множників в рівнянні (1.29) знаходимо за допомогою формули (1.13) і представляємо у наступному вигляді:

$$i_L(n + \gamma_1) = 0.9982515 i_L(n) + 4.995627 \cdot 10^{-7} E.$$

Значення змінних стану (1.24) записуємо в такому вигляді:

$$\begin{pmatrix} u_C(n+\gamma_1) \\ i_L(n+\gamma_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.9512291 & 0 \\ 0 & 0.9982515 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_C(n) \\ i_L(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 4.995627 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix} E. \quad (1.30)$$

Значення змінних стану (1.25) визначаємо шляхом зведення матриці a_2 вираження (1.28) в ступінь 6000. Скористаємося для цього способом, викладеним вище. Можливо записати

$$6000 = 2^{12} + 2^{10} + 2^9 + 2^8 + 2^6 + 2^5 + 2^4.$$

Послідовно обчислюючи $a_2^2, a_2^4, \dots, a_2^{2^{12}}$ і перемножаючи ті з них, які входять до поданої послідовності числа 6000 степенями числа два, отримуємо, a_2^{6000} . Е. Рівняння (1.25) представляємо у наступному вигляді:

$$\begin{pmatrix} u_C(n+1) \\ i_L(n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.9272083 & 1.443771 \\ -0.7218856 \cdot 10^{-3} & 0.9979531 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_C(n+\gamma_1) \\ i_L(n+\gamma_1) \end{pmatrix}. \quad (1.31)$$

Таблиця 1.7.

n	$u_{C\min} = u_{C(n+\gamma_1)}$	$u_{C\max} = u_{C(n)}$	$i_{L\min} = i_{L(n)}$	$i_{L\max} = i_{L(n+\gamma_1)}$
0	0,0	0,0	0,0	0,0500
1	0,0686 .	0,0722	0,0499	0,0997
2	0,1975	0,2077	0,0995	0,1493
3	0,3792	0,3987	0,1488	0,1985
4	0,6071	0,6382	0,1978	0,2474

5	0,8753	0,9202	0,2465	0,2960
Продовження таблиці 1.7				
6	1,1786	1,2390	0,2948	0,3442
7	1,5123	1,5898	0,3427	0,3920
8	1,8722	1,9682	0,3901	0,4394
9	2,2548	2,3704	0,4372	0,4864
10	2,6567	2,7929	0,4837	0,5328
20	7,2358	7,6068	0,9226	0,9710
30	11,9579	12,5710	1,3117	1,3594
40	16,3172	17,1538	1,6538	1,7009
50	20,2043	21,2402	1,9537	2,0002
60	23,6291	24,8406	2,2163	2,2624
70	26,6338	27,9994	2,4462	2,4919
80	29,2659	30,7664	2,6475	2,6928
90	31,5704	33,1890	2,8236	2,8687
100	33,5875	35,3096	2,9778	3,0226
110	35,3531	37,1657	3,1127	3,1573
120	36,8984	38,7902	3,2308	3,2751
130	38,2509	40,2121	3,3342	3,3783
140	39,4347	41,4565	3,4247	3,4686
150	40,4707	42,5457	3,5038	3,5477
160	41,3778	43,4990	3,5731	3,6169
170	42,1712	44,3334	3,6338	3,6774
180	42,8658	45,0636	3,6869	3,7304
190	43,4738	45,7028	3,7334	3,7768
200	44,0059	46,2622	3,7740	3,8174

За розрахованими виразами (1.30), (1.31), використовуючи формулу (1.2), формуємо шукану систему різницевих рівнянь

$$\begin{pmatrix} u_c(n+1) \\ i_L(n+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.8819875 & 1.441246 \\ -0.6866786 \cdot 10^{-3} & 0.9962082 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_c(n) \\ i_L(n) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 7.212544 \cdot 10^{-4} \\ 4.985402 \cdot 10^{-4} \end{pmatrix} E. \quad (1.32)$$

де $-z_1 = 0.986762$,

- $z_2 = 0.891433$ — корені рівняння при $\Delta = 0$.

Нова система вирішується таким же чином, що дозволяє її представити в наступному вигляді:

$$\begin{pmatrix} u_c(n) \\ i_L(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.501864 + 0.563987z_1^n + 0.062123z_2^n \\ 0.040593 - 0.041000z_1^n + 0.000407z_2^n \end{pmatrix} E, \quad (1.33)$$

Значення гратчастих функцій $u_c(n)$, $i_L(n)$, виразу (1.33) і $u_c(n + \gamma_1)$, $i_L(n + \gamma_1)$, вирази (1.30) відповідають граничним значенням шуканих змінних на кожному періоді, які наведені в табл. 1.7.

Для трьох періодів перехідного процесу ($c_n = 10$ до $n = 12$) вони представлені на рис. 1.4.

У сталому режимі

$$\begin{pmatrix} u_c(n) \\ i_L(n) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.501864 \\ 0.040593 \end{pmatrix} E;$$

$$\begin{pmatrix} u_c(n + \gamma_1) \\ i_L(n + \gamma_1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0.477387 \\ 0.041021 \end{pmatrix} E.$$

Використаний при вирішенні даного прикладу чисельно-аналітичний метод розрахунку процесів дозволив скласти систему різницевих рівнянь і знайти її аналітичне рішення без знаходження аналітичних рішень рівнянь стану, як це було розглянуто раніше.

Очевидно, що за обсягом обчислень цей шлях розрахунку кращий.

Таким чином, існують два методи розрахунку електромагнітних процесів в силових ланцюгах перетворювачів, що моделюються схемами зі змінною структурою.

Перший метод - аналітичний - заснований на застосуванні в якості вихідної інформації для формування системи різницевих рівнянь і рішень систем рівняння стану схеми на всіх інтервалах сталості структури в аналітичному вигляді (2.6). Для отримання рішень в аналітичному вигляді за допомогою операторного перетворення Лапласа необхідно сформулювати операторні зображення рівнянь станів, вирішити їх, визначити коріння характеристичного рівняння і обчислити тимчасові оригінали рішень [30, 34].

Саме ці перетворення визначають обсяг обчислень при складанні системи різницевих рівнянь. Отримані рішення є аналітичними, що дозволяє поряд з формуванням системи різницевих рівнянь привести їх до виду, що спрощує подальші розрахунки і дозволяє використовувати отримані рішення незалежно один від одного.

Другий метод - чисельно-аналітичний - заснований на застосуванні в якості вихідної інформації для складання системи різницевих рівнянь і значень змінних стану тільки в моменти зміни структури схеми перетворювача. Ці чисельні значення змінних стану можна отримати приблизно відповідним чисельним рішенням систем рівнянь стану схеми всього на одному періоді роботи перетворювача, що значно зменшує обсяг обчислень при дослідженні схем високого порядку, тому що побудова аналітичних рішень виключається [38, 95, 96].

Так як в даному випадку єдині рівняння електромагнітних процесів безпосередньо не складаються, то в подальших розрахунках крім рішення системи різницевих рівнянь і рішень систем рівнянь стану необхідно використовувати системи рівнянь (1.2), що зв'язують початкові умови змінних стану $x(n)$ для періоду з початковими

умовами $x(n + \gamma_{i-1})$ рішень систем рівнянь стану на всіх інтервалах сталості структури схеми перетворювача. При використанні другого методу слід враховувати, що трудомісткість обчислень залежить від точності вихідних даних і одержуваного результату.

Розглянуті методи аналітичного і чисельно-аналітичного розрахунку електромагнітних процесів в силових ланцюгах перетворювачів мають багато спільного. Тому при їх використанні в автоматизованому проектуванні перетворювачів на ЕОМ для зменшення обсягу програмного забезпечення і скорочення витрат машинного часу доцільно використовувати загальний алгоритм, в якому поєднані однакові етапи раніше розглянутих алгоритмів і передбачені можливості по організації вибору відповідного шляху розрахунку.

Вибір того чи іншого методів розрахунку може здійснюватися як автоматично ЕОМ за вихідними даними, так і користувачем в діалоговому режимі, що відкриває широкі можливості підвищення ефективності використання сучасних ЕОМ в автоматизованому проектуванні перетворювачів.

КОНТРОЛЬНІ ПИТАННЯ **(Для засвоєння матеріалу)**

1. З якою метою виконуються наукові дослідження складних електромеханічних систем і комплексів?
2. По яким ознакам відрізняються електромеханічні системи від електротехнологічних комплексів?
3. По яким ознакам відрізняються наукові дослідження від інженерних методів розрахунків електромагнітних процесів?
4. Що собою представляють системи збудження електромагнітного поля розсіювання в порожнині електричного двигуна?
5. Чому в електричному двигуні має місце бігуче електромагнітне поле а в трансформаторному ні?
6. Що таке електромагнітні процеси та яким чином вони пов'язані з електромеханічними?
7. З якою метою в промисловості використовуються електроприводи?
8. Навіщо в електромеханічних системах та комплексах використовуються системи автоматизованого керування?
9. На що спрямовані мікропроцесорні та програмні засоби автоматизації?
10. Що собою представляє математична модель електромеханічних систем та об'єктів?
11. З якою метою проводяться експериментальні дослідження електромеханічних об'єктів?
12. Чим відрізняються динамічні та статичні стани електротехнічного обладнання?
13. Яком чином впливає якість електричної енергії в мережі на електромагнітні процеси в електроприводі?
14. З якою метою використовуються автоматизовані системи проектування систем, об'єктів, комплексів?
15. На скільки скорочуються терміни розробки та проектування електромеханічних систем засобами автоматизованого проектування від звичайних?

16. На підставі якої нормативної документації розробляються різні види електромеханічних систем ?

17. По яким ознакам відрізняються методи математичні моделі від фізичних?

18. Які переваги мають методи комп'ютерного моделювання в порівнянні з математичними та фізичними?

19. Чому при фізичному моделюванні отримують більш достовірні результати дослідження?

20. Чим відрізняються інженерні методи розрахунків електромагнітних процесів в обладнанні від наукових?

21. Що собою представляють нелінійні елементи та фізичні процеси в обладнанні?

22. До яких наслідків призводить якщо не враховуються нелінійні залежності окремих елементів в системах та комплексах?

23. Сформулюйте визначальне призначення наукового дослідження при розробці та проектуванні?

24. Які методи використовуються при апроксимації нелінійних залежностей?

25. В чому полягає кусково-лінійна апроксимація?

26. Що собою представляють фізичні і функціональні моделі?

27. При використанні яких методів отримуються більш достовірні результати?

28. Наведіть продовжність протікання електромагнітних процесів з моменту включення обладнання до досягнення сталого режиму?

29. Яко продовжність протікання електромеханічного процесу в електроприводах?

30. Продовжність протікання електромагнітних процесів в силових ланцюгах сягає...?

31. В процесі комутації оперативного обладнання електромагнітні процеси сягають...?

32. Що таке «постійна часу» в ланцюгах електротехнічного обладнання?

33. Яким чином досягається більша точність при математичному моделюванні електромагнітних процесів?

34. До яких наслідків призводить збільшення кількості кусково-лінійних апроксимацій в математичних моделях?

35. Яка кількість апроксимацій використовується при дослідженнях силових перетворювачів в приводах?
36. З якою метою використовуються RS-модулі?
37. Який із методів автоматизованого проектування і дослідження вбачається найбільш перспективним?
38. Навіщо використовуються початкові і граничні умови при вирішенні математичних інтегро-диференціальних рівнянь?
39. На підставі чого формуються початкові і граничні умови при науковому дослідженні конкретного обладнання?
40. Достовірні значення вирішення аналітичного рішення інтегральних математичних рівнянь досягається методом...?
41. Апроксимація матрично-експоненціальним методом двома членами в статичний ряд призводить до...?
42. Метод матричної експоненти 3-ма – 5-тю членами розкладання в ряд призводить до ...?
43. Використання методів Ейлера-Коші та Рунге-Кута 3-го порядку використовуються при вирішенні системи рівнянь стану технічного об'єкта дозволяють...?
44. При системних методах чисельного інтегрування доцільно скористатись теоремою згорстки функцій....?
45. Апроксимація тимчасового оригіналу по його операторному зображенню використовується...?
46. Чисельне перетворення Лапласа інтеграла згорстки від матричних функцій використовується з метою?
46. Яку еквівалентну схему використовують при складанні диференціальних рівнянь з послідовним включенням RL-навантаження?
47. Вирішення різнісного рівняння стану електромеханічної системи методом Z–перетворення дозволяє...?
48. При наукових дослідженнях використання методу гармонійного синтезу дозволяє враховувати...? вплив всіх функціональних чинників електромеханічної системи
49. З якою метою доцільно скласти алгоритм функціонування електромеханічної системи?
50. Для використання операторного метода Лапласа необхідно сформулювати операторні зображення рівнянь можливих станів і обчислити...? Оригінали рішень

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Абрамов С.А. Математические построения и программирование. [Текст] / С. А. Абрамов //— М. : Наука, 1978.— 192 с.
2. Березин И. С. Методы вычислений [Текст] / И. С.Березин, Н.П.Жидков //: В 2-х т.— М. ; Наука, 1962.— Т. 1.— 464 с.
3. Грош О. А. Численно-аналитический расчет процессов в вентильных преобразователях [Текст] / О. А.Грош, И. Б. Дяк, В. Е. Сучик // Тез. докл. 4 Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы преобразовательной техники».— К., 1987.—Ч. 4.—С. 54—56.
4. Деч Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования. [Текст] / Г. Деч //—М. : Наука, 1971.— 273 с.
5. Добкин И. Р. Лебедев В. В., Татур Т. А. Моделирование тиристоров при машинном проектировании преобразовательных устройств. [Текст] / И.Р. Добкин, В. В.Лебедев, Т.А.Татур //— М. : Информэлектро, 1984.— 48 с.
6. Жуйков В. Я. Методы анализа преобразовательных устройств, ориентированные на определенные классы схем [Текст] / В. Я.Жуйков // Техн. электродинамика.— 1983.— № 2.— С. 33—39.
7. Жуйков В.Я. Применение свертки функций в комплексной области для расчета электромагнитных процессов в преобразовательных устройствах[Текст] / В.Я.Жуйков, И. Е.Коротеев, В. Е.Сучик // Изв. вузов СССР. Энергетика.— 1980.—№ 4.—С. 101—103.
8. Жуйков В.Я. Расчет установившегося режима вентильных преобразователей с помощью направленных графов [Текст] / В.Я.Жуйков, И.Е.Коротеев, В.Е.Сучик // Изв. вузов СССР. Энергетика.— 1979.— № 5.— С. 37—43.
9. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. [Текст] / А.М.Заездный //— Л. : Энергия. Ленингр. отделение, 1971.— 528 с.
10. Zinovkin, V. Research of Non - Stationary Electromagnetic Processes in Synchronous Electric Drive [Text] / V. Zinovkin, M. Antonov,

I.Krisan // International Modern Electrical and Energy Systems / Kremenchuk Mikhail Ostrohradskyi National University – Kremenchuk. 2017. – P.148- 151. Scopus.

11..Zinovkin, V. Physical Simulation of Electromagnetic Phenomena in Transformer Equipmment under Strongly Varying Loads [Text] / V. Zinovkin, O. Blyzniakov.(каф. ЕЕА) E. Vasilieva // International Conference on Modern Electrical and Energy Systems / Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University – Kremenchuk. 2017. – P.312-315.

Scopus.

12.Зиновкин В.В. Вероятностные параметры резкопеременных нагрузок энергоемких электротехнологических комплексов [Текст] / В.В.Зиновкин // Праці ІЕД НАН України. – 2005.- №1(10).– С. 136 – 144.

13. Зиновкин В.В. Нестационарные электромагнитные процессы в электрооборудовании энергоемких электротехнологических комплексов с резкопеременным характером нагрузки [Текст] / В.В. Зиновкин // Радіоелектроніка, Інформатика, Управління. – 2005. – №2. – С. 142–148.

14.Зіновкін, В.В. Різкозмінні навантаження та їх вплив на електротехнічне обладнання і методи дослідження:навчальний посібник. Текст / В.В.Зіновкін //Запоріжжя –ЗНТУ. - 2017.- 374с.

15. Zinovkin V. Research of electromagnetic parameters of complex electromechanical system under hardly varying loadsVariable Load / V. Zinovkin, M. Antonov and I. Krysan, 2020 *IEEE 7th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 2020, pp. 267-272, doi: 10.1109/ESS50319.2020.9160022

16. Конев Ф.Б. Моделирование вентильных преобразователей на вычислительных машинах. [Текст] / Ф.Б.Конев //— М. : Информэлектро, 1976.- 84 с.

17. Мелешин В.И. Программа машинного анализа силовых электронных устройств [Текст] / В. И., Мелешин В. В. Мосин // Электрон, техника в автоматике.— 1980.—Вып. П.—С. 64—73.

18. Михалевич Г. А. Элементы адаптации в алгоритмах цифрового моделирования силовых электронных схем [Текст] / Г. А. Михалевич // Электрон, моделирование.— 1980.— № 6.— С. 98—103.

19. Михалевич Г. А. Алгоритм анализа вентильных цепей с использованием методов численного интегрирования явного и неявного типов [Текст] / Г.А. Михалевич, З.Н. Шевердина // Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы преобразовательной техники». — К.» 1979. — Ч. 1. — С. 191—194.

20. Петренко А.И. Основы построения систем автоматизированного проектирования. [Текст] / А. И.Петренко, О. И. Семенов //— К. : Выща шк., 1985. — 294 с.

21. Демирчян К.С. Проблемы численного моделирования процессов в электрических цепях [Текст] / К. С. Демирчян, Ю. В. Ракитский, П. А. Бутырин // Изв. АН СССР. Энергетика и трансп.— 1982. — № 2. — С. 94—114.

22. Пухов Г.Е. Методы анализа и синтеза квазианалоговых электронных цепей. [Текст] / Г.Е. Пухов //— К. : Наук, думка, 1969. — 568 с.

23. Руденко В.С. Основы преобразовательной техники. [Текст] / В.С. Руденко, В.И.Сенько, И.М.Чиженко //— М. : Высш. шк., 1980. — 424 с.

24. Сигорский В.П. Алгоритмы анализа электронных схем. [Текст] / В.П.Сигорский, А. И.Петренко //— М. : Сов. радио, 1976. — 608 с.

25. Авдеев Е.В. Системы автоматизированного проектирования в радиоэлектронике [Текст] / Е. В. Авдеев, А. Т. Еремин, И. П. Норенков, М. И. Песков. //— М. : Радио и связь, 1986. — 368 с.

26. Федюшкин В. Н., Мазия Л. В. Автоматизация проектирования электротехнических изделий [Текст] / В. Н.Федюшкин, Л. В.Мазия // Изв. вузов СССР. Электромеханика.— 1981.— № 6.— С. 473—479

27. Чуа Л.О. Машинный анализ электронных схем. [Текст] / Чуа Л.О. Лин Пен-Мин //— М. : Энергия, 1980. — 640 с.

28. Pfuller H. Digitale Simulation von Stromrichter — Schaltungen. —Wiss. Z. Wielchelm — Pieck—Univ. Rostock. Math. —naturwiss. — Rostock, 1980.—Vol, 29, N 10.—S. 75-77.

СПРАВОЧНІ ДАННІ
Додаток А
таблиця значень функції $F_0(x)$

X		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0,0	0,	5000	5040	5080	5120	5160	5199	5239	5279	5319	5359
0,1	0,	5398	5438	5478	5517	5557	5596	5636	5675	5714	5753
0,2	0,	5793	5832	5871	5910	5948	5987	6026	6064	6103	6141
0,3	0,	6179	6217	6255	6293	6331	6368	6406	6443	6480	6517
0,4	0,	6551	6594	6628	6664	6700	6736	6772	6808	6844	6879
0,5	0,	6915	6950	6985	7019	7054	7088	7123	7157	7190	7224
0,6	0,	7257	7291	7324	7357	7389	7422	7454	7486	7517	7549
0,7	0,	7580	7611	7642	7673	7704	7734	7764	7794	7823	7852
0,8	0,	7881	7910	7939	7967	7995	8023	8051	8078	8106	8133
0,9	0,	8159	8186	8238	8212	8264	8389	8315	8340	8365	8389
1,0	0,	8413	8438	8461	8485	8508	8531	7554	8577	8599	8621
1,1	0,	8643	8665	8686	8708	8729	8749	8770	8790	8810	8830
1,2	0,	8849	8869	8888	8907	8925	8944	8962	8980	8997	9015
1,3	0,9	0320	0490	0658	0824	0988	1149	1308	1466	1621	1774
1,4	0,9	1924	2073	2220	2364	2507	2647	2785	2922	3056	3189
1,5	0,9	3319	3448	3574	3699	3822	3943	4062	4179	4295	4408
1,6	0,9	4520	4630	4738	4855	4950	5053	5154	5254	5352	5449
1,7	0,9	5543	5637	5728	5818	5907	5994	6080	6164	6246	6327
1,8	0,9	6407	6485	6562	6637	6712	6784	6856	6926	6995	7062
1,9	0,9	7128	7193	7257	7320	7381	7441	7500	7588	7615	7670
2,0	0,9	7725	7778	7831	7882	7932	7982	8030	8077	8124	8169
2,1	0,9	8214	8257	8300	8341	8382	8422	8461	8500	8537	8574
2,2	0,9	8610	8645	8679	8713	8745	8778	8809	8840	8870	8899
2,3	0,9	8928	8953	8983	9010	9036	9061	9086	9111	9134	9158
2,4	0,99	1802	2024	2240	2451	2656	2857	3053	3244	3431	3613
2,5	0,99	3790	3963	4132	4297	4457	4614	4766	4915	5060	5201
2,6	0,99	5339	5473	5603	5731	5855	5975	6093	6207	6319	6427
2,7	0,99	6533	6636	6736	6833	6928	7020	7110	7197	7282	7365
2,8	0,99	7445	7523	7599	7673	7744	7814	7882	7948	8012	8074
2,9	0,99	8134	8193	8250	8305	8359	8411	8462	8511	8559	8605
3,0	0,99	8650	8694	8736	8777	8817	8856	8893	8930	8965	8999
3,1	0,9 ³	0324	0646	0957	1260	1553	1836	2112	2378	2636	2886
3,2	0,9 ³	3129	3363	3590	3810	4022	4230	4429	4623	4810	4991
3,3	0,9 ³	5166	5335	5499	5658	5811	5959	6103	6242	6376	6505
3,4	0,9 ³	6631	6752	6869	6982	7091	7197	7299	7398	7493	7585
3,5	0,9 ³	7674	7760	7842	7922	7999	8074	8146	8215	8281	8347
3,6	0,9 ³	8409	8469	8527	8583	8637	8689	8739	8787	8834	8879
3,7	0,9 ³	8922	8964	9004	9043	9080	9116	9150	9184	9216	9247
3,8	0,9 ⁴	2765	3052	3327	3593	3848	4094	4331	4558	4777	4988

Додаток Б

таблиця значень гамма – функції

х	$\Gamma(x)$	х	$\Gamma(x)$	х	$\Gamma(x)$	х	$\Gamma(x)$
1.00	1.00000	1.25	0.90640	1.50	0.88623	1.75	0.91906
1.01	0.99433	1.26	0.90440	1.51	0.88659	1.76	0.92137
1.02	0.98884	1.27	0.90250	1.52	0.88704	1.77	0.92376
1.03	0.98355	1.28	0.90072	1.53	0.88757	1.78	0.92623
1.04	0.97844	1.29	0.89904	1.54	0.88818	1.79	0.92877
1.05	0.97350	1.30	0.89747	1.55	0.88887	1.80	0.93138
1.06	0.96874	1.31	0.89600	1.56	0.88964	1.81	0.93408
1.07	0.96415	1.32	0.89464	1.57	0.89049	1.82	0.93685
1.08	0.95973	1.33	0.89338	1.58	0.89142	1.83	0.93369
1.09	0.95546	1.34	0.89222	1.59	0.89243	1.84	0.94261
1.10	0.95135	1.35	0.89115	1.60	0.89352	1.85	0.94561
1.11	0.94740	1.36	0.89018	1.61	0.89468	1.86	0.94869
1.12	0.94359	1.37	0.88931	1.62	0.89592	1.87	0.95184
1.13	0.93993	1.38	0.88854	1.63	0.89724	1.88	0.95507
1.14	0.93642	1.39	0.88785	1.64	0.89864	1.89	0.95838
1.15	0.93304	1.40	0.88726	1.65	0.90012	1.90	0.96177
1.16	0.92980	1.41	0.88676	1.66	0.90167	1.91	0.96523
1.17	0.92670	1.42	0.88636	1.67	0.90330	1.92	0.96877
1.18	0.92373	1.43	0.88604	1.68	0.90500	1.93	0.97240
1.19	0.92089	1.44	0.88581	1.69	0.90678	1.94	0.97610
1.20	0.91817	1.45	0.88566	1.70	0.90864	1.95	0.97988
1.21	0.91558	1.46	0.88560	1.71	0.91057	1.96	0.98374
1.22	0.91311	1.47	0.88563	1.72	0.91258	1.97	0.98768
1.23	0.91075	1.48	0.88575	1.73	0.91467	1.98	0.99581
1.24	0.90852	1.49	0.88595	1.74	0.91683	1.99	1.00000

Додаток В
таблиця значень функції

$$\varphi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2}$$

x		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0.0	0.	3989	3989	3989	3988	3986	3984	3982	3980	3977	3973
0.1	0.	3970	3965	3961	3956	3951	3945	3939	3932	3925	3918
0.2	0.	3910	3902	3894	3885	3876	3867	3857	3847	3836	3825
0.3	0.	3814	3802	3790	3778	3765	3752	3739	3725	3712	3697
0.4	0.	3683	3668	3655	3637	3621	3605	3589	3572	3555	3538
0.5	0.	3521	3503	3485	3467	3448	3429	3410	3391	3372	3352
0.6	0.	3332	3312	3292	3271	3251	3230	3209	3187	3166	3144
0.7	0.	3123	3101	3079	3056	3034	3011	2989	2966	2943	2920
0.8	0.	2897	2874	2850	2827	2803	2780	2756	2732	2709	2685
0.9	0.	2661	2637	2613	2589	2565	2541	2516	2492	2468	2444
1.0	0.	2420	2396	2371	2347	2323	2299	2275	2251	2227	2203
1.1	0.	2179	2155	2131	2107	3083	2059	2036	2012	1989	1965
1.2	0.	1942	1919	1895	1872	1849	1826	1804	1781	1758	1736
1.3	0.	1714	1691	1669	1647	1626	1604	1582	1561	1539	1518
1.4	0.	1497	1476	1456	1435	1415	1394	1374	1354	1334	1315
1.5	0.	1295	1276	1257	1238	1219	1200	1182	1163	1145	1127
1.6	0.	1109	1092	1074	1057	1040	1023	1006	0989	0973	0957
1.7	0.0	9405	9246	9089	8933	8780	8628	8478	8329	8183	8038
1.8	0.0	7895	7754	7614	7477	7341	7206	7074	6943	6814	6687
1.9	0.0	6562	6438	6316	6195	6077	5959	5844	5730	5618	5508
2.0	0.0	5399	5292	5186	5082	4980	4879	4780	4682	4586	4491
2.1	0.0	4398	4307	4217	4128	4041	3955	3871	3788	3706	3626
2.2	0.0	3547	3470	3394	3319	3246	3174	3103	3034	2965	2898
2.3	0.0	2833	2768	2705	2643	2582	2522	2463	2406	2349	2294
2.4	0.0	2239	2186	2134	2083	2033	1984	1936	1888	1842	1797
2.5	0.0	1753	1709	1667	1625	1585	1545	1506	1468	1431	1394
2.6	0.0	1358	1324	1289	1256	1223	1191	1160	1130	1100	1071
2.7	0.00	1042	1014	0987	0961	0935	0909	0885	0861	0837	0814
2.8	0.00	7915	7696	7483	7274	7071	6873	6679	6491	6307	6127
2.9	0.00	5952	5782	5616	5454	5296	5143	4993	4847	4705	4567
3.0	0.00	4432	4301	4173	4049	3928	3810	3695	3584	3475	3370
3.	0.00	4432	3237	2384	1723	1232	0873	0612	0425	0292	0199
4.	0.0 ³	1338	0893	0589	0385	0249	0160	0101	0064	0040	0024
5.	0.0 ⁵	1487	0897	0536	0317	0186	0108	0062	0035	0020	0011

