ДВНЗ «Донецький національний технічний університет»
Факультет комп'ютерно- інтегрованих технологій, автоматизації, електроінженерії та радіоелектроніки
Кафедра електричної інженерії

«**До захисту допущено**»
Завідувач кафедри

_____ О. Ю. Колларов
(підпис) (ініціали, прізвище)
«___» _____ 2021 р.

Випускна кваліфікаційна робота

магістр

на тему Дослідження замкнених систем асинхронного електроприводу з фазним керуванням в роторному ланцюзі

Виконав: студент 2 курсу, групи ЕЛКзм-19
(шифр групи)

напряму підготовки (спеціальності) 141 Електроенергетика, електротехніка
(шифр і назва напряму підготовки, спеціальності)

та електромеханіка

Звєрєв Глеб Миколайович _____
(прізвище та ініціали) (підпис)

Керівник завідувач каф. ЕлІн, к.т.н., доц. Колларов О.Ю. _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Рецензент _____ _____
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Нормоконтроль:

_____ _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

_____
(дата)

Засвідчую, що у цій випускній кваліфікаційній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____
(підпис)

Покровськ – 2021 р

ДВНЗ «Донецький національний технічний університет»
Факультет Комп'ютерно - інтегрованих технологій, автоматизації, електроінженерії та радіоелектроніки
Кафедра Електричної інженерії
Освітній ступінь Магістр
Спеціальність (напрям підготовки) 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

ЗАТВЕРДЖУЮ:
Завідувач кафедри
_Коларов О.Ю./_____/
"____" _____2021 року

З А В Д А Н Н Я
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТА

Звєрєва Глеба Миколайовича
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема проекту (роботи) Дослідження замкнених систем асинхронного електроприводу з фазним керуванням в роторному ланцюзі
керівник проекту (роботи) Колларов О.Ю., канд. технічних наук, доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом від "___"_____2021_ року №_____

2. Строк подання студентом роботи 20.05.2021 р.

3. Вихідні дані до роботи: функціональна схема і особливості досліджуваної системи, існуючи моделі з урахуванням дискретності керованого випрямляча, математичні моделі асинхронних електроприводів

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки: 1. Математичний опис досліджуваної системи АЕП і варіанти моделей з урахуванням дискретності керованого випрямляча. 2. Модель досліджуваної системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора. 3. Аналіз властивостей і синтез замкнутих систем асинхронного електропривода з фазним управлінням в роторному ланцюзі. 4. Аналіз і синтез замкнутої системи з підсилювачем та зворотним зв'язком за швидкістю 5. Спеціальні режими роботи та енергетичні показники асинхронного електропривода з фазним управлінням в роторному ланцюзі.

5. Перелік графічного матеріалу: 1. Функціональна схема досліджуваного АЕП. 2. Розрахункова схема роторного ланцюга АЕП. 3. Схема заміщення силової частини досліджуваного АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора. 4. Структурна схема замкнутої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем і ЗЗ по ковзанню 5. Структурна схема лінеаризованої системи досліджуваного АЕП

6. Консультанти розділів проекту (роботи)

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
1-3	Колларов О.Ю., доцент	25.02.2021 р.	20.05.2021 р.
Нормоконтроль			

7. Дата видачі завдання 25.02.2021 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломного проекту (роботи)	Строк виконання етапів проекту (роботи)	Примітка
1	Математичний опис асинхронного електропривода з фазовим управлінням в роторному ланцюзі	15.03.21	
2	Аналіз властивостей і синтез замкнутих систем асинхронного електропривода з фазовим управлінням в роторному ланцюзі	28.03.21	
3	Спеціальні режими роботи та енергетичні показники асинхронного електропривода з фазовим управлінням в роторному ланцюзі	10.04.21	
4	Оцінка енергетичних показників досліджуваної системи АЕП в порівнянні з іншими системами параметричного управління	25.04.21	
5	Оформлення магістерської кваліфікаційної роботи	05.05.21	
6	Оформлення презентації докладу	15.05.21	

Студент _____ Звєрєв Г. М.
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник проекту (роботи) _____ Колларов О. Ю.
(підпис) (прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Звєрєв Г.М. Дослідження замкнених систем асинхронного електроприводу з фазним керуванням в роторному ланцюзі / Випускна кваліфікаційна робота на здобуття освітнього ступеня «магістр» за спеціальністю 141 Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка.– ДВНЗ ДонНТУ, Покровськ, 2021.

Для промислових механізмів на базі асинхронних двигунів з фазним ротором, що вимагають плавного пуску, гальмування і короткочасної роботи на зниженій швидкості, в яких до цих пір використовується неефективний спосіб ступеневої реостатного регулювання швидкості, а також для дводвигунових варіантів *актуальним завданням* є розробка, дослідження та проектування порівнювально простих і недорогих систем, прикладом яких і є асинхронний електропривід з фазовим керуванням в роторному ланцюзі

Мета дослідження - синтез замкнутих систем асинхронного електроприводу з фазовим керуванням в роторному ланцюзі в дводвигунових варіантах для забезпечення кращої керованості в сталих і перехідних режимах роботи.

Наукова новизна роботи полягає в розробці математичного опису досліджуваного асинхронного електропривода, також в проведенні аналізу роботи досліджуваного асинхронного електропривода в режимі робочого електричного вала і динамічного гальмування зі змішаним збудженням.

Ключові слова: АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВІД, ФАЗОВЕ КЕРУВАННЯМ, РОТОРНИЙ ЛАНЦЮГ, АСИНХРОННИЙ ДВИГУН, РОБОЧИЙ ЕЛЕКТРИЧНИЙ ВАЛ, ДИНАМІЧНЕ ГАЛЬМУВАННЯ

Список публікацій здобувача: Звєрєв Г.М. Математична модель системи дослідження асинхронного електроприводаю.- Міжнародний науковий журнал «Грааль науки» № 2-3 (Квітень, 2021).с.293-296 (за матеріалами I Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», що проводилася 2 квітня 2021 року ГО «Європейська наукова платформа» (Вінниця, Україна) та ТОВ «International Centre Corporative Management»(Відень,Австрія).

ANNOTATION

Zvieriev H. Investigation of closed asynchronous electric drive systems with phase control in a rotor circuit/ Graduation work for obtaining an educational degree “Master" in the specialty 141 " Power engineering, electrical engineering and electromechanics ". - SHEI DonNTU, Pokrovsk, 2021’.

For industrial mechanisms based on induction motors with a phase rotor, requiring smooth starting, braking and short-term operation at low speeds, which still use an inefficient method of step-by-step rheostat speed control, as well as for two-motor variants, development, research and design comparatively simple and inexpensive systems, an example of which is an asynchronous electric drive with phase control in the rotor circuit

The purpose of the study is the synthesis of closed systems of asynchronous electric drive with phase control in the rotor circuit in two-motor variants to ensure better controllability in steady and transient modes of operation.

The scientific novelty of the work is to develop a mathematical description of the studied asynchronous electric drive, as well as to analyze the work of the studied asynchronous electric drive in the mode of the working electric shaft and dynamic braking with mixed excitation.

Keywords: ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE, PHASE CONTROL, ROTOR CHAIN, ASYNCHRONOUS MOTOR, OPERATING ELECTRIC SHAFT, DYNAMIC DYNAMIC

List of publications of the applicant: Zverev GM Mathematical model of the system of research of asynchronous electric drive.- International scientific journal "Grail of Science" № 2-3 (April, 2021) .p.293-296 (based on the materials of the I International scientific-practical conference «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», held on April 2, 2021 by the NGO "European Science Platform" (Vinnytsia, Ukraine) and LLC "International Center Corporate Management" (Vienna, Austria).

ЗМІСТ

Вступ…… 8

1. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ…….. 12

1.1. Функціональна схема і особливості досліджуваної системи…… 12

1.2. Математичний опис досліджуваної системи АЕП і варіанти моделей з урахуванням дискретності керованого випрямляча…… 14

1.2.1. Модель досліджуваної системи АЕП …… 21

1.2.2. Опис моделі досліджуваної системи АЕП в системі *MATLAB* 27

1.3. Математичний опис і модель досліджуваної системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора…… 30

1.4. Властивості і особливості розімкнутої системи досліджуваного АЕП…… 33

1.5. Висновки глава 1…… 40

2. АНАЛІЗ ВЛАСТИВОСТЕЙ І СИНТЕЗ ЗАМКНУТИХ СИСТЕМ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ…… 41

2.1. Структура замкнутої системи з підсилювачем та зі зворотним зв'язком за швидкістю…… 41

2.2 Аналіз і синтез замкнутої системи з підсилювачем та зворотним зв'язком за швидкістю…… 45

2.3 Особливості аналізу і синтезу замкнутої системи з підсилювачем і зворотним зв'язком по ковзанню…… 58

2.4. Висновки глава 2…… 68

3. СПЕЦІАЛЬНІ РЕЖИМИ РОБОТИ ТА ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ…… 70

3.1. Режим робочого електричного вала…….. 70

3.1.1. Принцип роботи системи робочого електричного вала….. 70

3.1.2 Особливості математичного опису дводвигунового електроприводу з фазовим керуванням в роторному ланцюзі……. 73

3.1.3. Режим попереднього фазування системи робочого електричного вала…… 76

3.1.4. Вплив параметрів на характеристики системи робочого електричного валу при нерівномірному навантаженні двигунів……. 82

3.2. Режим динамічного гальмування зі змішаним збудженням…… 90

3.3. Оцінка енергетичних показників досліджуваної системи АЕП в порівнянні з іншими системами параметричного управління…… 98

3.4 Висновки глава 3…….. 112

Висновки…….. 114

Список використаних джерел…… 117

Додаток А

Додаток Б

Додаток В

Додаток Г

Додаток Д

Додаток Е

ВСТУП

Для цілої гами промислових механізмів в процесі виконання виробничого циклу потрібно здійснення плавних пуску і гальмування, а також забезпечення лише короткочасної роботи на заниженій швидкості. Приводною машиною таких механізмів є переважно асинхронний двигун з фазним ротором. Для пуску і гальмування двигунів зазначених механізмів, як правило, використовується ступінчастий реостатний релейно-контакторний варіант, а регулювання швидкості здійснюється на реостатних характеристиках.

Виходячи із сучасних тенденцій, цей клас електроприводів потребує модернізації для забезпечення кращої керованості і розширення діапазону регулювання швидкості. Асинхронні електроприводи (АЕП) з фазовим керуванням в роторному ланцюзі дозволяють повністю забезпечити технологічні вимоги до цього класу промислових механізмів - здійснити плавні пуск і гальмування двигунів, забезпечити регулювання швидкості в діапазоні (10-12):1 досить простими і недорогими засобами. Таким чином, областю раціонального практичного застосування досліджуваної системи в першу чергу є механізми, в котрих використовується застаріле релейно-контакторне управління.

Зупинимося детальніше на загальних положеннях даної задачі. АЕП зазначених механізмів є так званими «електроприводами з втратою енергії ковзання». У таких електроприводах найдоцільніше використовувати асинхронні двигуни з фазним ротором, оскільки їх застосування дозволяє винести частину енергії ковзання за межу двигуна і, відповідно, зменшити його нагрівання.

Наявність фазного ротора двигуна природним чином відкриває канал управління в роторному ланцюзі. Фазове напівпровідникове управління двигуном в загальному випадку може здійснюватися як в статорному, так і в роторному ланцюгах. Однак, напівпровідникове управління в статорному ланцюзі надає більш негативний вплив на мережу живлення (спотворення

форми напруги живлення), тоді як при управлінні у ланцюзі ротора двигун виконує роль своєрідного фільтра. При управлінні ж по ланцюгу статора необхідно передбачати наявність фільтро-компенсуючих пристроїв.

У досліджуваному електроприводі в ланцюг фазного ротора асинхронного електродвигуна включений керований трифазний мостовий випрямляч (як правило, тиристорний). Принциповою відмінністю від «класичної» схеми Ларіонова є необхідність синхронізації системи імпульсно-фазового керування не частотою напруги мережі живлення, а частотою роторної напруги, тобто сигналом, пропорційним ковзанню.

Перевагою даної системи при реалізації є те, що обслуговуючому електротехнічному персоналу, що має досвід роботи з «класичним» тиристорним перетворювачем напруги, не потрібна перекваліфікація на аналогічний керований випрямляч в роторному ланцюзі.

Таким чином, застосування АЕП з фазовим керуванням в роторному ланцюзі дозволяє порівняно простим і дешевим способом здійснювати управління асинхронними двигунами в досить широкому діапазоні потужностей (від одиниць до тисяч кіловат).

Вихід керованого випрямувача може бути закорочений або навантажений на активну або активно-індуктивний ланцюг. При зміні кута відмикання тиристорів змінюється фаза протікання струму в роторі (звідси термін - «фазове управління»), його діюче значення і, отже, величина моменту, що розвивається двигуном.

У розімкнутій системі при зміні кута управління тиристорами від 0 до максимального значення досягається ефект плавної зміни фазного індуктивного опору ротора, при цьому сімейство механічних характеристик розташовується від основної або реостатної характеристик до вісі швидкості. Наявність додаткового опору в ланцюзі випрямленого струму ротора або в фазах ротора необхідно для обмеження пускового струму, зниження встановленої потужності перетворювача, розширення діапазону регулювання моменту на низьких швидкостях обертання і, відповідно, забезпечення

необхідного пускового моменту. Використання задатчика інтенсивності дозволяє забезпечити плавний пуск двигуна з обмеженням динамічного моменту. Перехід на основну характеристику по завершенні процесу пуску здійснюється виведенням резисторів в ланцюзі випрямленого струму або в фазах ротора за сигналом системи управління.

У розімкнутій системі неможливе формування жорстких ділянок механічних характеристик і регулювання швидкості в прийнятному діапазоні. Для цього повинні бути застосовані замкнуті системи з використанням зворотних зв'язків по швидкості двигуна або по ковзанню - фактично ЕРС ротора. В умовах фінансової економії, широко розповсюдженій на сучасних заводах, останній варіант більш кращий, тому що не вимагає установки і подальшого технічного обслуговування додаткової електричної машини - тахогенератора або іншого датчика швидкості і дає прийнятну точність стабілізації зниженої швидкості та якість регулювання в цілому. Для формування сигналу зворотнього зв'язку по ковзанню досить блоку синхронізуючих трансформаторів і слаботочного випрямувача для зняття зворотнього зв'язку по роторній напрузі, а також шунта з датчиком струму для зняття сигналу зворотнього зв'язку по випрямленому току. Підсумовуванням цих сигналів виділяється зворотній зв'язок по ковзанню. При наявності високих вимог, що пред'являються до якості регулювання виходячи з технології, необхідне застосування замкнутих систем досліджуваного АЕП з використанням зворотнього зв'язку по швидкості обертання двигуна.

На основі принципів досліджуваного АЕП можливе створення системи робочого електричного вала шляхом включення керованого випрямувача в загальний роторний ланцюг двох асинхронних двигунів з фазним ротором. Цей варіант досліджуваної системи вельми перспективний для ряду промислових механізмів (мостові крани, розвідні мости, затвори шлюзів та ін.), що вимагають синхронного обертання двох або декількох двигунів.

З усього сказаного випливає, що для промислових механізмів на базі асинхронних двигунів з фазним ротором, що вимагають плавного пуску, гальмування і короткочасної роботи на зниженій швидкості, в яких до цих пір використовується неефективний спосіб ступеневої реостатного регулювання швидкості, а також для дводвигунових варіантів *актуальним завданням* є розробка, дослідження та проектування порівнювально простих і недорогих систем, прикладом яких і є АЕП з фазовим керуванням в роторному ланцюзі.

Мета дослідження - синтез замкнутих систем асинхронного електроприводу з фазовим керуванням в роторному ланцюзі в дводвигунових варіантах для забезпечення кращої керованості в сталих і перехідних режимах роботи

Методи досліджень.

При вирішенні поставлених завдань використовувалися методи математичного аналізу (матрична і векторна алгебра, чисельні методи обчислювальної математики, теорія диференціальних рівнянь), положення і методи теорії узагальненої електричної машини, теорії електроприводу, теорії автоматичного управління. Для моделювання системи досліджуваного АЕП використовувався система комп'ютерної математики СКМ MATLAB.

Наукова новизна.

1. Розроблено математичний опис досліджуваного АЕП, на основі якого створені комп'ютерні моделі у вигляді пакету програм та у візуально-орієнтованому варіанті.

2. Синтезовано варіанти замкнутих систем досліджуваного АЕП з сумуючим підсилювачем і зворотнього зв'язку по швидкості і ковзанню.

3. Проведено теоретичні дослідження динамічних характеристик синтезованих систем досліджуваного АЕП.

4. Проведено аналіз роботи досліджуваного АЕП в режимі робочого електричного вала і динамічного гальмування зі змішаним збудженням.

1. МАТЕМАТИЧНИЙ ОПИС АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ

1.1. Функціональна схема і особливості досліджуваної системи

На підставі проведених теоретичних досліджень [10,11,22], функціональну схему АЕП з фазовим керуванням в роторному ланцюзі можна представити у вигляді, показаному на рис. 1.1.

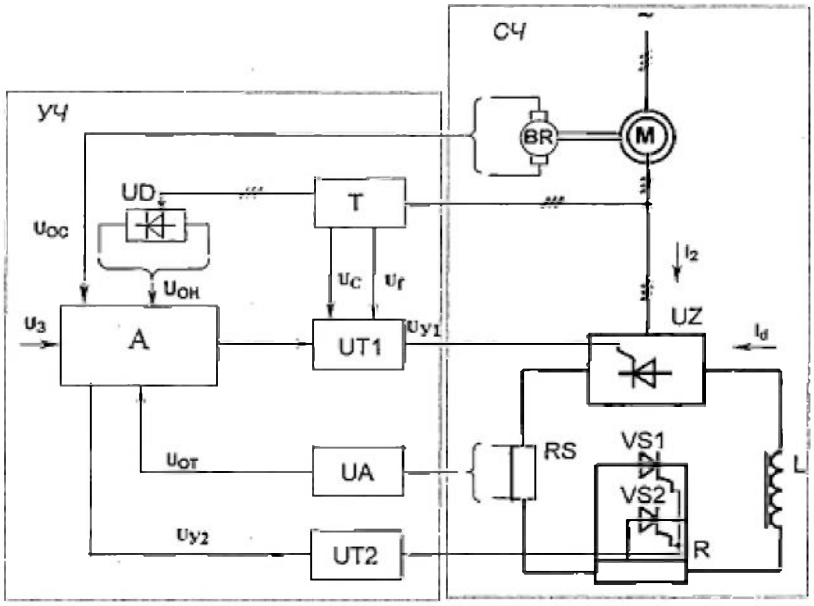


Рисунок 1.1 – Функціональна схема досліджуваного АЕП

Силова частина (*СЧ*) функціональної схеми містить асинхронний двигун *M*, в ланцюг фазного ротора якого включений керований трифазний мостовий випрямляч *UZ* з навантаженням у вигляді послідовного з'єднання згладжуючого дроселя *L* та, зокрема, двох ступенів додаткового резистора *R*, який шунтується тиристорами прискорення *VS1* і *VS2*, що відповідають за виключення ступенів *R* при пуску.

Як зазначалося, наявність на початку пуску певної величини активного опору в ланцюзі випрямленого струму необхідно для обмеження сдрибків струму і розширення діапазону регулювання моменту. При незмінному *R* регулювання швидкості обертання електродвигуна здійснюється шляхом зміни кута управління вентилів (тиристорів або силових транзисторів)

випрямувача *UZ*, в результаті чого змінюється фаза протікання струму l_2 в роторному ланцюзі та його діюче значення, відповідно, і момент двигуна.

Керуюча частина (*КЧ*) складається з системи імпульсно-фазового управління (СІФУ) *UT1* вентилями мостового випрямляча *UZ*, системи управління *UT2* тиристорами прискорення, які можуть бути замінені контакторною групою, і узагальненої системи управління *A*.

СІФУ в загальному випадку являє собою багатоканальну синхронну систему управління, в якій відлік кута управління проводиться за вертикальним принципом для кожного з шести вентилів *UZ*.

Синхронізуючий сигнал лінійної напруги роторного ланцюга U_c, що надходить з блоку малопотужних трансформаторів *T*, служить для формування початку відліку кутів управління вентилями *UZ*. Так як період U_c залежить від частоти, а отже, і від ковзання ротора, то з метою однозначної відповідності між значенням керуючої напруги U_y і кутами управління вентилями на генератор пилкоподібної напруги, який входить до складу *UT1*, подається коригувальний сигнал U_f, який забезпечує сталість максимуму напруги незалежно від частоти роторної напруги.

До складу узагальненої системи управління *A* входить датчик інтенсивності, підсумовуючий підсилювач або відповідні регулятори. На *A* надходить сигнал завдання швидкості або ковзання (ЕРС ротора) $U_з$, і, в загальному випадку, такі варіанти зворотних зв'язків (ЗЗ): ЗЗ по швидкості обертання двигуна $U_{ОС}$ з виходу тахогенератора *BR*, ЗЗ по випрямленій напрузі ротора $U_{ОН}$ з виходу трифазного мостового випрямляча *UD* і ЗЗ по випрямлення струму ротора $U_{от}$, який знімається з датчика струму *UA*, встановленого після шунта *RS*. Зворотній зв'язок по ковзанню формується за допомогою підсумовування сигналів ЗЗ по $U_{ОН}$ і $U_{от}$. Вибір виду конкретних зворотніх зв’язків залежить від варіанту замкнутої системи.

1.2. Математичний опис досліджуваної системи АЕП і варіанти моделей з урахуванням дискретності керованого випрямляча

Для складання математичного опису даної системи АЕП використовуються положення і методи теорії узагальненої електричної машини, теорії електроприводу [10], теоретичних основ електротехніки, а також розділи математичного аналізу, зокрема, елементи матричної алгебри, теорії диференціальних рівнянь. В основу математичного опису покладені [19].

Особливістю розглянутих систем АЕП є наявність керуємого випрямляча в роторному ланцюзі асинхронного двигуна, що істотно ускладнює процес моделювання.

Є ряд варіантів математичного опису досліджуваної системи АЕП, які розрізняються ступенем наближення до властивостей реальної системи. Серед існуючих варіантів математичного опису АЕП з фазовим керуванням в роторному ланцюзі згідно [15] найбільш прийнятними є такі методи:

- з урахуванням дискретності випрямляча;
- по ланцюгу випрямленого струму ротора на підставі схеми заміщення силової частини досліджуваного АЕП.

Крім того, відомий метод моделювання асинхронного двигуна з випрямлячем в роторному ланцюзі [20], при використанні якого кожному з вісімнадцяти можливих станів трифазної мостової випрямної схеми ставиться у відповідність певна система рівнянь. Однак це тягне за собою надто громіздкий математичний опис.

Про варіанти математичного опису по ланцюгу випрямленого струму ротора як наближеному і істотно більш простому буде сказано нижче (див. п. 1.3).

Найбільш повним є математичний опис досліджуваної системи АЕП з урахуванням дискретності роботи випрямляча.

У АЕП з фазовим керуванням в ланцюзі випрямленого струму ротора включення трифазного мостового випрямляча вносить періодичну

несиметрію в роторний ланцюг, що супроводжується електромагнітними перехідними процесами в перехідних і сталих режимах.

Спочатку слід зупинитися на варіанті математичного опису при наявності некерованого випрямляча в роторному ланцюзі.

Для складання математичного опису даної системи АЕП скористаємося загальноприйнятими в теорії узагальненої машини припущеннями:

- електрична машина симетрична і ненасичена;
- вплив наявності пазів відсутній;
- магнітне поле обмоток синусоідальне;
- повітряний зазор рівномірний;
- вентилі в роторному випрямлячі ідеальні.

Враховується також, що схеми включення статорної й роторної обмоток двигуна виключають можливість протікання в них струмів нульової послідовності і, отже, суми фазних струмів статора і ротора відповідно дорівнюють нулю.

Система диференціальних рівнянь асинхронного двигуна, записана щодо реальних фазних змінних, характеризується наявністю періодичних коефіцієнтів, що враховують періодичну зміну взаємної індуктивності між статорними і роторними обмотками внаслідок обертання ротора. Вирішити таку систему рівнянь безпосередньо можна за допомогою ряду сучасних прикладних програмних пакетів (MATHCAD, MAPLE і ін.). Однак для спрощення математичного опису прагнуть зазвичай отримати постійні коефіцієнти шляхом приведення змінних деякої системи координат. В результаті перетворення змінних реальна машина приводиться до еквівалентної по намагнічуючим силам ідеалізованої машини, статор і ротор якої нерухомі відносно один одного, а система координат обертається в просторі в загальному випадку з довільною швидкістю.

Рівняння напруг статора і ротора асинхронної машини для системи координат, що обертається з довільною швидкістю ω_k

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_k \Psi_s \\ u_r = R_r i_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + j\omega_k \Psi_r \end{cases}, \quad (1.1)$$

де u_s, i_s, Ψ_s, та u_r, i_r, Ψ_r -узагальнені обертаючі вектори навантаження, струму і потокозчеплення статора і ротора відповідно;

R_s та R_r – активний опір фазних обмоток статора і ротора;

ω_k та ω – електричні кутові швидкості ротора й системи координат.

Співвідношення між реальними і наведеними змінними:

- для статорних змінних $s = s'e^{-j\theta_k}$;

- для роторних змінних $r = r'e^{-j(\theta_k - \theta_{ел})}$;

де s і r-наведені узагальнені вектори статора і ротора, якими можуть бути напруга, струм або потокозчеплення;

s' та r' - реальні узагальнені вектори статора і ротора;

$\theta_{ел}$ та θ_k – електричні кути повороту ротора і системи координат, які пов'язані з відповідними швидкостями співвідношеннями:

$$\omega_{ел} = \frac{d\theta_{ел}}{dt}; \ \omega_k = \frac{d\theta_k}{dt}. \quad (1.2)$$

Залежність між потокозчепленнями і струмами

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s i_s + L_m i_r; \\ \Psi_r = L_m i_s + L_r i_r, \end{cases} \quad (1.3)$$

де L_s та L_r – еквівалентна повна індуктивність фазної обмотки статора і ротора, що враховує магнітний зв'язок з двома іншими фазними обмотками статора або ротора;

L_m – еквівалентна взаємна індуктивність, враховуюча магнітний зв'язок однієї обмотки статора (ротора) з трьома обмотками ротора (статора).

Індуктивності фазної обмотки статора і ротора обчислюються як

$$\begin{cases} L_s = L_{sl} + L_m; \\ L_r = L_{rl} + L_m, \end{cases} \quad (1.4)$$

де L_{sl} та L_{rl} - індуктивність розсіювання фазної обмотки статора і ротора.

Електромагнітний момент двигуна, який визначається як векторний добуток векторів потокозчеплення і струму статора або ротора, і рівняння руху електроприводу мають вигляд:

$$M = \frac{3}{2} p_n [\Psi_s \times i_s];$$

$$M - M_c = \frac{J_\Sigma}{p_n} \cdot \frac{d\omega}{dt}, \qquad (1.5)$$

p_n – число пар полюсів двигуна$

J_Σ – сумарний момент інерції привода, приведений до валу двигуна.

Врахувати періодичну несиметрію, яка вноситься трифазним мостовим випрямлячем в роторний ланцюг двигуна, можна за допомогою математичного опису для швидкості обертання координатних осей $\omega_k = \omega$ [18].

З іншого боку, для визначення умов перемикання вентилів при моделюванні випрямляча в роторному ланцюзі необхідно знати реальні фазні напруги і струми двигуна, що найбільш зручно досягається шляхом запису диференціальних рівнянь для роторного ланцюга в системі координат *a*, *b*, *c*, що збігаються з осями фаз ротора [21]. В цьому випадку фазні роторні струми і напруги асинхронного двигуна залишаються неперетвореними і збігаються з реальними, що полегшує моделювання роторного випрямляча.

Більш зручним і компактним для комп'ютерного моделювання, з точки зору отримання мінімального обсягу математичного опису, є моделювання статорного і роторного ланцюгів двигуна в комбінованих осях *a*, *b* – *a*, *b*, *c* [19], яке і наводиться нижче.

Швидкість обертання координатних осей в подальшому математичному описі приймається рівним електричній швидкості обертання ротора $\omega_{ел}$ з метою обліку періодичної несиметрії, яку вносить трифазний мостовий випрямляч в роторний ланцюг двигуна. Векторні рівняння асинхронного двигуна, наведені до системи координат, яка обертається зі швидкістю ротора $\omega_k = \omega_{ел}$:

$$\begin{cases} u_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_{\text{ел}}\Psi_s \\ u_r = R_r i_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \end{cases} \quad (1.6)$$

При цьому роторні змінні є реальними, а статорні - приведеними до системі координат ротора.

Векторні рівняння для статорного і роторного ланцюгів, а також для електромагнітного моменту, виражені через струм ротора і потокозчеплення статора:

$$\begin{cases} u_s = \frac{d\Psi_s}{dt} + \frac{R_s}{L_s}\Psi_s - R_s k_s i_r + j\omega\Psi_s; \\ u_r = L_r\sigma\frac{di_r}{dt} + R_r i_r + k_s\frac{d\Psi_s}{dt}; \\ M = \frac{3}{2}p_n[i_r \times \Psi_s], \end{cases} \quad (1.7)$$

де $k_s = \frac{L_m}{L_s}$, $k_r = \frac{L_m}{L_r}$, $\sigma = 1 - k_s\, k_r$ – коефіцієнти.

Від рівнянь у векторній формі можна перейти до рівнянь, що вирішуються щодо складових по координатним осях a, b, c і далі до комбінованих осях a, b – a, b, c.

З огляду на співвідношення $\Psi_{sa} + \Psi_{sb} + \Psi_{sc} = 0$, $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$ тобто приймаючи, що складові нульової послідовності відсутні, система рівнянь система рівнянь приводиться до вигляду:

$$\begin{cases} u_{sa} = \frac{d\Psi_{sa}}{dt} + \frac{R_s}{L_s}\Psi_{sa} - R_s k_s i_{ra} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(\Psi_{sa} + 2\Psi_{sb}); \\ u_{sb} = \frac{d\Psi_{sb}}{dt} + \frac{R_s}{L_s}\Psi_{sb} - R_s k_s i_{rb} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(2\Psi_{sa} + \Psi_{sb}); \\ u_{ra} = L_r\sigma\frac{di_{ra}}{dt} + R_r i_{ra} + k_s\frac{d\Psi_{sa}}{dt}; \\ u_{rb} = L_r\sigma\frac{di_{rb}}{dt} + R_r i_{rb} + k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt}; \\ u_{rc} = L_r\sigma\frac{di_{rc}}{dt} + R_r i_{rc} + k_s\frac{d\Psi_{sc}}{dt}; \\ M = 3p_n k_s[i_{ra}\Psi_{sb} - i_{rb}\Psi_{sa}]. \end{cases} \quad (1.8)$$

Розрахункова схема роторного ланцюга досліджуваної системи АЕП представлена на рис. 1.2.

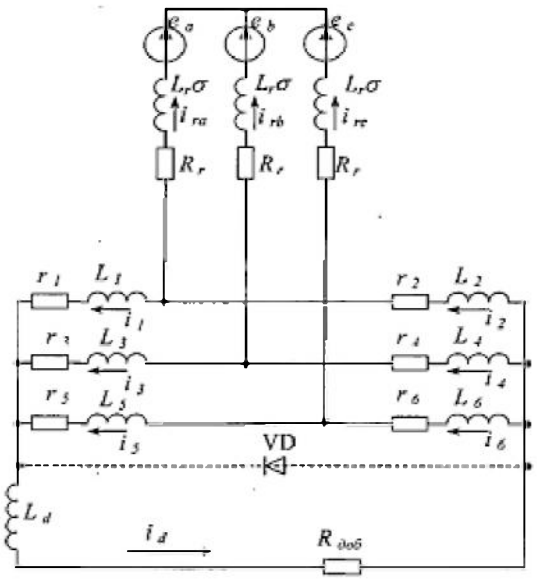


Рисунок 1.2 – Розрахункова схема роторного ланцюга АЕП

У цій розрахунковій схемі проведена заміна керованих вентилів *RL*-ланцюгами зі стрибкоподібно змінними параметрами. Така заміна обґрунтована і дозволяє істотно скоротити обсяг математичного опису [22].

Роторні фазні ЕРС:

$$e_a = -k_s \frac{d\Psi_{sa}}{dt}, \quad e_b = -k_s \frac{d\Psi_{sb}}{dt}, e_c = -k_s \frac{d\Psi_{sc}}{dt} \tag{1.9}$$

У ланцюзі випрямленого струму в загальному випадку можуть бути присутніми дросель з індуктивністю L_d та резистор з опором $R_{\text{доб}}$. Вентиль *VD*, зображений на рис. 1.2 пунктиром, імітує роботу випрямляча в третьому режимі комутації, коли одночасно можуть проводити чотири вентиля, два з яких підключені до однієї фазі. Такі умови виникають, якщо ЕРС самоіндукції індуктивності L_d спрямована згідно з струмом i_d та її величина дорівнює падінню напруги на сумарному активному опору в ланцюзі випрямленого струму ротора.

Згідно розрахунковій схемі роторного ланцюга АЕП (рис. 1,2) відповідно до закону Кірхгофа:

$$\begin{cases} e_b - e_a + R_r(i_{ra} - i_{rb}) + L_r\sigma\left(\frac{di_{ra}}{dt} - \frac{di_{rb}}{dt}\right) - r_1 i_1 + r_3 i_3 - \\ \qquad -L_1\frac{di_1}{dt} + L_3\frac{di_3}{dt} = 0; \\ e_c - e_b + R_r(i_{rb} - i_{rc}) + L_r\sigma\left(\frac{di_{rb}}{dt} - \frac{di_{rc}}{dt}\right) - r_3 i_3 + r_5 i_5 - \\ \qquad -L_3\frac{di_3}{dt} + L_5\frac{di_5}{dt} = 0; \\ i_{ra} + i_1 - i_2 = 0; \\ i_{rb} + i_3 - i_4 = 0; \\ i_{rc} + i_5 - i_6 = 0; \\ L_1\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} - L_3\frac{di_3}{dt} - L_4\frac{di_4}{dt} + r_1 i_1 + r_2 i_2 - \\ \qquad -r_3 i_3 - r_4 i_4 = 0; \\ L_3\frac{di_3}{dt} + L_4\frac{di_4}{dt} - L_5\frac{di_5}{dt} - L_6\frac{di_6}{dt} + r_3 i_3 + r_4 i_4 - \\ \qquad -r_5 i_5 - r_6 i_6 = 0; \\ L_d\frac{di_d}{dt} + L_1\frac{di_1}{dt} - L_2\frac{di_2}{dt} + R_{\text{доб}} i_d + \\ \qquad +r_1 i_1 + r_2 i_2 = 0. \end{cases} \tag{1.10}$$

За допомогою співвідношень $e_a + e_b + e_c = 0$ та $i_1 + i_3 + i_5 = i_d$ можна виключити зайві змінні і після перетворень уявити (1.10) у вигляді:

$$\begin{cases} k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt} - k_s\frac{d\Psi_{sa}}{dt} - L_r\sigma\frac{di_{ra}}{dt} - L_r\sigma\frac{di_{rb}}{dt} - L_1\frac{di_1}{dt} + L_3\frac{di_3}{dt} = \\ \qquad = R_r(i_{rb} - i_{ra}) + r_1 i_1 + r_3 i_3; \\ 3k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt} + 3L_r\sigma\frac{di_{rb}}{dt} + L_r\frac{di_1}{dt} - 2L_3\frac{di_3}{dt} + L_5\frac{di_5}{dt} = \\ \qquad = -3R_r i_{rb} - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5; \\ \frac{di_{ra}}{dt} + \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} = 0; \\ \frac{di_{rb}}{dt} + \frac{di_3}{dt} - \frac{di_4}{dt} = 0; \\ \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} - \frac{di_4}{dt} + \frac{di_5}{dt} - \frac{di_6}{dt} = 0; \\ (L_1 + L_d)\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} - L_d\frac{di_3}{dt} - L_d\frac{di_5}{dt} = \\ \qquad = -(r_1 + R_{\text{доб}})i_1 - r_2 i_2 + R_{\text{доб}} i_3 - R_{\text{доб}} i_5; \\ L_1\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} - L_3\frac{di_3}{dt} - L_4\frac{di_4}{dt} = -r_1 i_1 - r_2 i_2 + r_3 i_3 + r_4 i_4; \\ L_3\frac{di_3}{dt} + L_4\frac{di_4}{dt} - L_5\frac{di_5}{dt} - L_6\frac{di_6}{dt} = -r_3 i_3 - r_4 i_4 + r_5 i_5 + r_6 i_6. \end{cases} \tag{1.11}$$

Доповнивши останню систему рівняннями руху, електромагнітного моменту M, статорних напруг u_{sa} та u_{sb}, отримуємо систему диференціальних рівнянь, що описує динамічні режими АЕП. Система містить дванадцять невідомих: Ψ_{sa}, Ψ_{sb}, i_{ra}, i_{rb}, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6, ω, φ.

У матричному вигляді

$$N \times \dot{Y} = A \qquad (1.12)$$

де N – квадратна матриця розмірністю 12х12, яка складається з постійних і коефіцієнтів, що стрибкоподібно змінюються;

$\dot{Y}$ – матриця-стовпець, складена з невідомих похідних вектора:

$$\dot{Y} = \left\{\dot{\Psi}_{sa}, \dot{\Psi}_{sb}, \dot{\imath}_{ra}, \dot{\imath}_{rb}, \dot{\imath}_1, \dot{\imath}_2, \dot{\imath}_3, \dot{\imath}_4, \dot{\imath}_5, \dot{\imath}_6, \dot{\omega}, \dot{\varphi}\right\}; \qquad (1.13)$$

A - вектор, елементи якого дорівнюють тим частинам диференціальних рівнянь, які не містять похідних.

Вирази для матриці коефіцієнтів N і вектора вільних коефіцієнтів A системи диференціальних рівнянь досліджуваного АЕП зведені в таблиці і представлени в додатку А.

1.2.1. Модель досліджуваної системи АЕП

Систему рівнянь (1.12), як показали дослідження та аналіз, найбільш раціонально вирішувати методом Рунге-Кутта. Останній в порівнянні з методом Ейлера дозволяє досягти більшої точності при тих же витратах машинного часу, що істотно навіть при високій швидкодії сучасних комп'ютерів. При цьому, відповідно до формул Рунге-Кутта, необхідно чотири рази на кожному кроці (метод Рунге-Кутта 4-го порядку) обчислювати значення похідних від невідомих (1.13), які, в принципі, можуть бути знайдені шляхом аналітичного рішення системи рівнянь (1.12). Але при аналітичному вирішенні рівнянь щодо перших похідних виходить занадто громіздкий математичний опис.

Доцільніше обчислювати похідні на кожному кроці розрахунку за допомогою одного з найбільш простих чисельних методів - методу Гаусса. З метою скорочення необхідного машинного часу доцільно обчислювати похідні невідомих методом Гаусса тільки для системи рівнянь (1.11), оперуючи з матрицею розмірності 8х8, так як два перших і два останніх рівняння в (1.12) містять лише по одній похідній і легко можуть бути дозволені щодо них. Таким чином, складові з похідними потокозчеплення

статора в першому і другому рівняннях системи (1.12) визначаються безпосередньо і переносяться в праву частину рівнянь, тобто розглядаються при вирішенні квадратної матриці розмірністю 8х8 методом Гаусса як складові вільних коефіцієнтів системи диференціальних рівнянь.

При цьому вектор вільних коефіцієнтів *A* (табл. А.2 додаток А) кілька спроститься і набере вигляду, показаного в табл. 1.1.

Таблиця 1.

Спрощений вектор А вільних коефіцієнтів системи диференціальних рівнянь АЕП

$k_s\left(\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-\frac{d\Psi_{sa}}{dt}\right)+R_r(i_{rb}-i_{ra})+r_1i_1-r_3i_3$
$-3k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-3R_ri_{rb}-r_1i_1+2r_3i_3-r_5i_5$
0
0
0
$-(r_1+R_d)i_1-r_2i_2-R_d(i_3+i_5)$
$-r_1i_1-r_2i_2+r_3i_3+r_4i_4$
$-r_3i_3-r_4i_4+r_5i_5+r_6i_6$

Як вже було згадано, в комп'ютерній моделі при врахуванні дискретності роботи трифазного мостового випрямляча в ланцюзі ротора його вентилі замінені *RL*-ланцюгами з постійною величиною активного опору вентиля

$$R_{\text{в}} = r_i = 0{,}01 \text{ Ом},$$

$$\text{де } r_i = r_1 \dots r_6$$

та індуктивністю, що стрибкоподібно змінюється

$$L_{\text{в}} = L_i,$$

$$\text{де } L_i = L_1 \dots L_6,$$

яка приймає значення $L_{вmin} = 10^{-6}$ Гн при відімкненому вентилі та $L_{вmax} = 10^{4}$ Гн при замкненому. Такі параметри, як показали численні розрахунки, оптимальні за критерієм забезпечення необхідної точності. Відмикання вентиля випрямляча змодельовано за допомогою стрибкоподібної зміни індуктивності $L_{в}$ від $L_{вmax}$ до $L_{вmin}$при зміні знака похідної струму у відповідному RL-ланцюзі з негативного на позитивний, а замикання - шляхом стрибкоподібної зміни індуктивності $L_{в}$ від $L_{вmin}$ до $L_{вmax}$ при зниженні струму через тий самий RL-ланцюг до нуля.

Скоротити обсяг обчислень і тим самим прискорити час розрахунків дозволяє модифікований метод Гаусса. Приведення матриці коефіцієнтів до діагонального вигляду здійснюється не на кожному кроці розрахунку, а лише в моменти зміни стану вентилів випрямляча. При цьому в додаткових масивах запам'ятовуються порядок операцій над рядками рівнянь і значення коефіцієнтів, що беруть участь в цих перетвореннях. У процесі розрахунку, якщо не відбувається нових перемикань вентилів, перетворенням піддаються тільки вільні коефіцієнти системи рівнянь.

Описана модель досліджуваного АЕП доопрацьована для варіанту керованого випрямляча в роторному ланцюзі. Це зроблено шляхом включення в модель додаткової логічної функції, що забезпечує відкривання вентиля (в даному випадку вже тиристора) в залежності від сигналу управління. Кут регулювання a обчислюється за характеристикою управління системи імпульсно-фазового управління (СІФУ).

Характеристика управління СІФУ $\alpha = f(U_{у})$ прийнята для спрощення розрахунків у вигляді лінійної залежності:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - k_{СІФУ} U_{у}, \qquad (1.14)$$

де $k_{СІФУ}$ – коефіцієнт передачі СІФУ; $U_{у}$ – напруга управління.

Вихідна модель розімкнутої системи доповнена до замкнутої, побудованій за принципом суммуючого підсилювача. В якості ЗЗ можуть

бути використані ЗЗ по струму, по швидкості обертання або по ковзанню. Варіанти побудови замкнутих систем розглянуті в гл.2.

Для отримання комплексної картини поведінки системи АЕП в динаміці необхідно також мати можливість досліджувати гальмівні режими, однак отримана модель досліджуваної системи АЕП не враховує насичення магнітного ланцюга асинхронного двигуна, яке найбільш серйозно позначається на динаміці системи в режимах динамічного гальмування з незалежним або змішаним збудженням. Неврахування насичення магнітного кола асинхронного двигуна в останньому випадку призводить до істотних погрішностей.

Крім того, важливо і в руховому режимі мати інформацію про вплив насичення на статичні характеристики системи, перехідні процеси, енергетичні показники.

Методика моделювання асинхронних машин на АВМ з урахуванням насичення магнітного кола приведена в [19], але комп'ютерному моделюванню досліджуваної системи АЕП з урахуванням насичення, яке має суттєві особливості, в сучасних літературних джерелах практично не приділено уваги.

Як допущення приймемо, що насичення в асинхронному двигуні проявляється лише шляхом головного магнітного потоку.

Для обліку насичення по шляху головного магнітного потоку необхідно врахувати зміну індуктивного опору намагнічування X_m (індуктивності намагнічування L_m) в функції струму намагнічування I_m. Зміна L_m спричинить за собою також коригування залежних від нього параметрів матриці (табл. 1.1), таких як k_s, L_s, L_r.

Відповідно, зазнає змін і система рівнянь (1.6):

$$\begin{cases} u_s = \frac{R_s}{L_s}\Psi_s + \frac{d\Psi_s}{dt} - R_s k_s i_r + j\omega_{\text{ел}}\Psi_s; \\ u_r = L_r\sigma\frac{di_r}{dt} + R_r i_r + k_s\frac{d\Psi_s}{dt} + \left[\frac{\Psi_s}{L_s}(1-k_s) + i_r(1-k_s)^2\right]\frac{dL_m}{dt}. \end{cases} \quad (1.15)$$

Перетворюючи систему рівнянь (1.12) з урахуванням співвідношень (1.15), можна бачити, що в результаті змінюються два перших елемента корегованого вектора вільних коефіцієнтів A досліджуваної системи АЕП (табл. 1.3) і в підсумку він приймає вигляд, показаний в табл. 1.2.

Обчислення L_m проводиться за допомогою статичної кривої намагнічування - залежності фазної ЕРС двигуна від струму намагнічування $E(I_m)$, яка апроксимована в моделі ступінного ряду 8-го порядку. На рис. 1.3 в відносних одиницях зображені універсальна крива для крановометалургійних двигунів $E(I_m)$ і експериментальна крива $E_2(I_m)$, двигуна МТНЗП-6. На цьому ж рисунку показані і залежності індуктивного опору від струму намагнічування для цих кривих.

Таблиця 1.2

Скоригований вектор вільних коефіцієнтів A з урахуванням зміни L_m

$k_s\left(\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-\frac{d\Psi_{sa}}{dt}\right)+R_r(i_{rb}-i_{ra})+r_1i_1-r_3i_3$ $+(1-k_s)\left[\frac{\Psi_{sb}-\Psi_{sa}}{L_s}+(1-k_s)(i_{rb}-i_{ra})\right]\frac{dL_m}{dt}$
$-3k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-3R_ri_{rb}-r_1i_1+2r_3i_3-r_5i_5-3(1-k_s)\left[\frac{\Psi_{sb}}{L_s}+(1-k_s)\right]\frac{dL_m}{dt}$
0
0
0
$-(r_1+R_d)i_1-r_2i_2-R_d(i_3+i_5)$
$-r_1i_1-r_2i_2+r_3i_3+r_4i_4$
$-r_3i_3-r_4i_4+r_5i_5+r_6i_6$

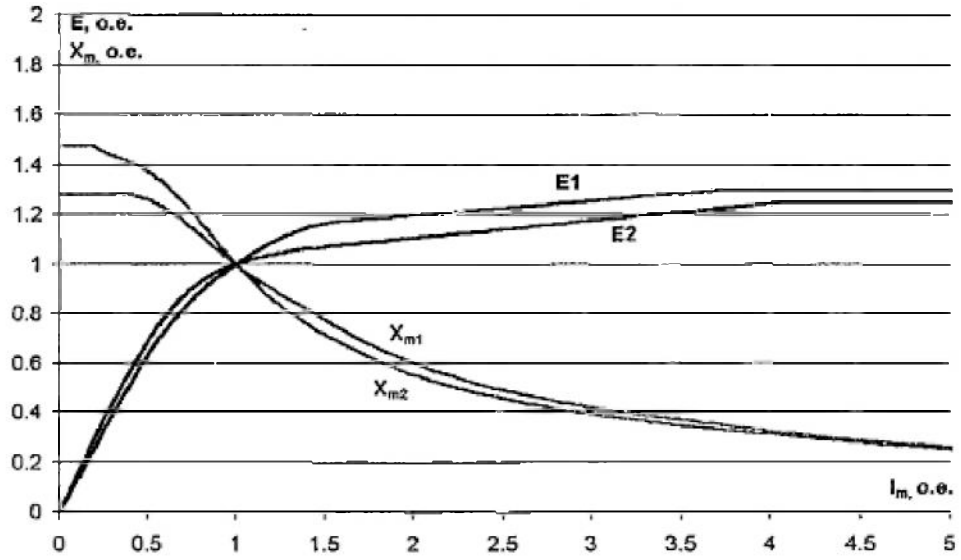


Рис.1.3 – Статичні криві намагнічування; універсальна $E1$, експериментальна $E2$ і відповідні їм індуктивні опори намагнічування X_{m1} та X_{m2}

Згідно рис.1.3, максимальна розбіжність по амплітуді між універсальною та експериментальної кривими намагнічування становить 9,8 %, що свідчить, з одного боку, про коректність апроксимації, а, з іншого боку, про можливості використання для подальшого моделювання універсальної кривої намагнічування $E_1(I_m)$ зі збереженням достатньої точності.

У циклі розрахунку обчислюється індуктивний опір намагнічування X_m як частка від ділення фазної ЕРС E на струм намагнічування I_m, і здійснюється перехід до індуктивності намагнічування L_m:

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_0} \tag{1.15}$$

Визначивши L_m можна перейти до її похідної, яка в моделі обчислюється наступним чином:

$$\frac{dL_m}{dt} = \frac{L_{m(i+1)} - L_{m(i)}}{\Delta t}, \tag{1.16}$$

де $L_{m(i+1)}$ – індуктивність намагнічування L_m на наступному етапі інтегрування; $L_{m(i)}$ – індуктивність намагнічування L_m на поточному кроці інтегрування; Δt – час інтегрування.

Отримане співвідношення (1.16) для похідної від індуктивності намагнічування L_m підставляється у вираз для скоригованого вектора вільних коефіцієнтів A з урахуванням насичення (табл.1.2) і, в результаті, виходить допрацьована модель, що враховує насичення асинхронного двигуна шляхом головного потоку.

Дослідження перехідних процесів в режимі динамічного гальмування зі змішаним збудженням, для більш точної оцінки яких вихідна модель доповнювалася урахуванням насичення магнітного кола асинхронного двигуна, проведено в главі 3.

1.2.2. Опис моделі досліджуваної системи АЕП в системі *MATLAB*

Згадані переваги моделювання систем електроприводів в об'єктному візуально-орієнтованому варіанті дозволяють за порівняно короткий час розробити досить докладну модель досліджуваної системи АЕП, В якості сучасних засобів об'єктного візуально-орієнтованого моделювання досліджуваної системи АЕП доцільно використовувати СКМ *MATLAB*. Популярності *MATLAB*, як зазначено в [9, 12], сприяє її потужне розширення *SIMULINK*, яке надає прості та зручні засоби для моделювання лінійних і нелінійних динамічних систем.

В процесі моделювання широко застосовувався пакет прикладних програм *SimPowerSystems* розширення *SIMUUNK*.

Модель побудована з ряду стандартних, модернізованих і розроблених блоків - підмоделей середовища *MATLAB*.

Схема моделі включає в себе асинхронний двигун $M1$ з фазним ротором, який підключений до трифазної мережі *UA*, *UB*, *UC*. Контроль ряду вихідних величин $M1$ - струмів статора і ротора (is_abc, ir_abc), кутової швидкості (wm), моменту двигуна (Te), геометричного кута ($thetam$) повороту ротора - здійснюється стандартним вимірювальним блоком *MMD* для асинхронного двигуна. У роторний ланцюг двигуна через додаткові резистори *R2* включений трифазний мостовий керований тиристорний

випрямлювач *US*, на вихід якого приєднано активно-індуктивне навантаження $R_d L_d$. На вхід управління *pulses US* від блоку *SIFU*, що моделює систему імпульсно-фазового управління тиристорами, надходять керуючі імпульси. На вхід *SIFU* надходять лінійні синхронізуючі напруги через блок *Syn&Filt*, за допомогою якого здійснюється їх гальванічна розв'язка малопотужними трансформаторами і фільтрування. Так як частота напруги ротора змінюється в функції ковзання двигуна, *SIFU* має здійснювати подачу керуючих імпульсів на тиристори з частотою, пропорційної ковзанню. Для цього стандартна бібліотечна підмодель *Synchronized 6-pulse generator* модернізована відповідно до цієї вимоги. *SIFU* здійснює формування, розподіл і подачу керуючих імпульсів на тиристори керованого випрямляча *US* в функції частоти роторної напруги. Бібліотечна структура доповнена входом *Wm*, на який подається сигнал, пропорційний швидкості обертання двигуна, і елементами *Wo*, *ABS SKOL* і *FREQ*, які необхідні для зміни частоти подачі керуючих імпульсів пропорційно ковзанню.

Реактивний характер статичного навантаження на валу двигуна *M1* моделюється блоком *MECHANICAL LOAD*, Ключі *K1* і *K2* моделюють контактори, що спрацьовують за сигналом таймера *Timer1*, в статорному ланцюзі та в ланцюзі випрямленого струму ротора відповідно. Їх функція - здійснення розмикання згаданих ланцюгів для моделювання режиму попереднього включення асинхронного двигуна з метою здійснення більш «м'якого» пуску. Про режим попереднього включення асинхронного двигуна та його ролі докладно буде сказано нижче.

У схемі при моделюванні пуску є можливість виведення ступенів додаткових опорів в ланцюзі випрямленого струму ротора. Останнє здійснюється ключем *K3*, який управляється від блоку *CONTROL START*, що задає час перемикання ступенів додаткового опору і величину кута *Ugol*, на який необхідно скинути кут управління тиристорами при виведенні ступені для зниження струмового навантаження. Ці процеси проілюстровані в гл.2.

Блок *CONTROL SYSTEM* розроблений для формування замкнутої системи досліджуваного АЕП. Цей блок може мати різну структуру залежно від варіантів синтезованої замкнутої системи, які рас глянемо в главі 2. На його вхід надходять сигнали завдання (від блоку *Step*, який задає ступінчастий характер задаючому сигналу), різного зворотного звязку (за швидкістю обертання двигуна *Uw*; за ковзанням (ЕРС двигуна), які формуються шляхом підсумовування сигналу по напрузі *Von*, який знімається за допомогою некерованого випрямляча *UD*, і сигналу за випрямленим струмом двигуна *Uot*, який знімається з шунта *RS*), а також згаданий сигнал скидання кута *Ugol*. Вихідним сигналом системи управління - *CONTROL SYSTEM* є кут управління тиристорами керованого випрямлювача *US*, значення якого виражені в градусах.

Необхідно зауважити, що розроблена модель представляє собою базову узагальнену модель. На її основі створено бібліотеку моделей, що представляє собою візуально-орієнтований пакет для моделювання різних режимів роботи досліджуваної системи АЕП. Ця бібліотека, крім загального однодвигунного варіанту з різними синтезованими системами управління, включає в себе і дводвигунові варіанти, призначені для дослідження системи робочого електричного вала, чому, зокрема, присвячена глава 3.

Результати моделювання перехідних процесів в розімкнутій і різних варіантах замкнутої системи, а також в спеціальних режимах досліджуваного АЕП представлені в гл.2 і 3.

Овисані варіанти моделювання в візуально-орієнтованому варіанті в СКМ *MATLAB* - базуються на математичному описі досліджуваної системи АЕП з урахуванням дискретності випрямляча і являють собою так звану «повну» модель. Однак в ряді випадків немає необхідності враховувати вплив дискретності випрямляча і можна задовольнятися математичним описом без її обліку, спрощено представляючи роботу системи на основі схеми заміщення асинхронної машини по ланцюгу випрямленого струму ротора, переходячи до «спрощеної» моделі досліджуваної системи АЕП.

1.3. Математичний опис і модель досліджуваної системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора

Основна перевага такого варіанту математичного опису і відповідної моделі - простота і швидкість отримання задовільних результатів моделювання за умови збереження достатньої точності.

На рис. 1.4 представлена схема заміщення силової частини системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора, що дозволяє отримати спрощений математичний опис [14], .

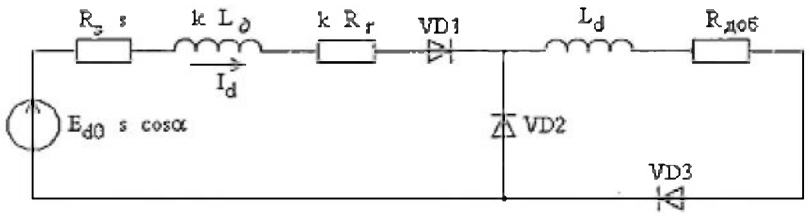


Рис. 1.4 – Схема заміщення силової частини досліджуваного АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора

Дана схема заміщення вірна при наступних припущеннях:

- магнітний потік двигуна постійний;
- не враховується електромагнітна інерція двигуна;
- змінні розглядаються щодо середніх значень;
- вентилі моста ідеальні.

Параметри схеми заміщення визначаються наступним чином:

$L_\partial = \frac{X_{sl}+X_{rl}}{2\pi f_c}$ – індуктивність фази двигуна; $X_{sl}' = \frac{X_{sl}}{k_r}$ – індуктивний опір розсіювання фази статора, наведене до ротора; X_{rl} – індуктивний опір розсіювання фази ротора; k_r – коефіцієнт приведення.

Активні і індуктивні опори, що використовуються в представленій схемі заміщення, є параметрами Г-образної схеми заміщення асинхронного двигуна, тому

$$R_s = \sigma \cdot R_{snacn}; \quad X_s = \sigma \cdot X_{snacn};$$
$$R_r = \sigma^2 \cdot R_{rnacn}; \; X_r = \sigma^2 \cdot X_{rnacn};$$

де R_{snacn}, X_{snacn}, R_{rnacn}, X_{rnacn} – довідкові (паспортні) дані опору обмоток двигуна для нагрітого стану;

$R_s = R_s/k_r$ – активний опір фази статора, наведене до ротора;

$R_e = k\acute{R}_s + \frac{3k(X_{rl}+\acute{X}_{sl})}{2\pi}$ – еквівалентний внутрішній опір роторного випрямляча, другий доданок враховує падіння напруги на тиристорах в періоди комутації;

$k = 2 - \frac{3\gamma}{2\pi}$ – коефіцієнт, що характеризує зміну внутрішнього опору роторного випрямляча в функції кута комутації γ; α – кут управління вентилів;

$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2U_1}}{\pi k_e}$ – середнє значення ЕРС випрямляча при розімкнутому ланцюзі випрямленого струму ротора і ковзання $s = 1$ (за Г-образною схемою заміщення асинхронного двигуна), деU_1 – лінійна напруга статора; k_e – коефіцієнт трансформації.

Вентилі VD1, VD2, VD3 є аналогом випрямляча в роторному ланцюзі.

У сталому режимі середнє значення випрямленого струму:

$$I_d = \frac{E_{d0}s\cos\alpha}{R_e s + kR_r + R_{доб}} = \frac{E_{d0}s\cos\alpha}{k\left[R'_s + R_r + \frac{3(X_{rl}+X'_{sl})}{2\pi}\right] + R_{доб}} \quad (1.17)$$

На підставі виразу для рівності механічних і електричних втрат

$$M\omega_0 s = I_d^2\left(kR_r + R_{доб}\right) \quad (1.18)$$

випрямлений струм ротора

$$I_d = \sqrt{\frac{M\omega_0 s}{kR_r + R_{доб}}}.$$

Тоді момент двигуна $M = \frac{I_d^2(kR_r + R_{доб})}{\omega_0 s}$.

Так як згідно зі схемою заміщення $\left(kR_r + R_{доб}\right)I_d = E_{d0}s\cos\alpha - R_e s I_d$, то $M = \frac{E_{d0}\cos\alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d$.

Система рівнянь для спрощеної математичної моделі, доповнена рівнянням руху і виразом для ковзання, має вигляд:

$$\begin{cases} I_d = \frac{E_{d0} s \cos\alpha}{[k(R'_s + R_r) + R_{доб}](1 + T_d p)}; \\ M = \frac{E_{d0} s \cos\alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d; \\ M - M_c = J_\Sigma \omega p; \\ s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}, \end{cases} \quad (1.19)$$

де J_Σ - сумарний момент інерції приводу, приведений до валу двигуна;

$T_d = \frac{kL_\partial + L_d}{kR'_s + kR_r + \frac{3k(X_{rl} + X'_{sl})}{2\pi} s + R_{доб}}$ – постійна часу по ланцюгу випрямленого струму.

Тоді (1.19) постане у вигляді:

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{T_d} \cdot \frac{E_{d0} s \cos\alpha}{R_e s + kR_r + R_{доб}} - I_d; \\ M = \frac{E_{d0} \cos\alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma}(M - M_c); \\ s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \end{cases} \quad (1.20)$$

Формування кута розрахункового кута управління α показано на рис. 1.7. Відлік кута регулювання α ведеться від точки природного відмикання тиристорів, рівного $\pi/6$.

Розрахунковий кут управління α визначається заданим кутом управління α_y й кутом запізнювання α_3 обумовленого активно-індуктивним опором фази двигуна [4].

Кут запізнювання

$$\alpha_3 = arctg\left(\frac{s(X_r + X'_s)}{R_r + R'_s s + R_{доб}/k}\right) \quad (1.21)$$

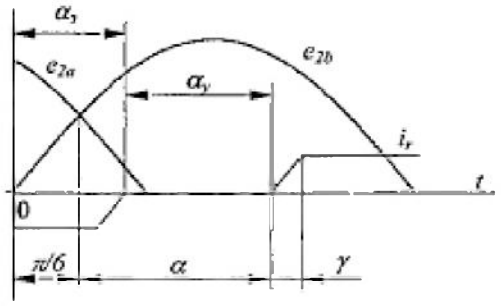


Рисунок 1.5 – Формування кута управління тиристорами

Кут комутації:

$$\begin{cases} \gamma = \frac{\pi}{3} - \alpha_{\text{у}}, \text{ при } \alpha_{\text{у}} < \frac{\pi}{3}; \\ \gamma = 0, \text{ при } \alpha_{\text{у}} \geq \frac{\pi}{3}. \end{cases} \quad (1.22)$$

У підсумку отримуємо розрахунковий кут управління:

$$\alpha = \alpha_{\text{у}} + \alpha_3 - \frac{\pi}{6} \quad (1.23)$$

Незважаючи на прийняті допущення, «спрощена» модель дає можливість отримати прийнятні результати. Крім того, за отриманим математичним описом вирішується завдання структурного синтезу замкнутих систем досліджуваного АЕП.

Отриманий математичний опис за ланцюгом випрямленого струму ротора - «спрощений» варіант (на відміну від «повного» - варіанта з урахуванням дискретності керованого випрямляча) також покладено в основу моделей на мові високого рівня і в візуально-орієнтованому варіанті.

Схема моделі досліджуваного АЕП в візуально-орієнтованому варіанті в *СКМ MATLAB* приведена в п. 1.4.

1.4. Властивості і особливості розімкнутої системи досліджуваного АЕП

Виведені в п. 1.3 співвідношення доповнюємо урахуванням інерційності системи управління, що проводиться введенням фільтра на вході системи з передавальної функцією

$$W_f(p) = \frac{k_{\text{ус}}}{T_f p + 1}, \quad (1.24)$$

де T_f – постійна часу фільтра, $k_{\text{ус}}$ – коефіцієнт посилення суммуючого підсилювача.

Напруга управління $U_{\text{уп}}$ надходить на СІФУ (системи імпульсно-фазового управління), яка формує кут управління тиристорами $\alpha_{\text{у}}$.

Коефіцієнт СІФУ на лінійній ділянці

$$k_{\text{СИФУ}} = \frac{\pi}{2U_б}, \qquad (1.25)$$

де $U_б$ – величина базового навантаження.

Для наочності на рис. 1.5 *а-г* показані еквівалентні перетворення характеристики управління СИФУ.

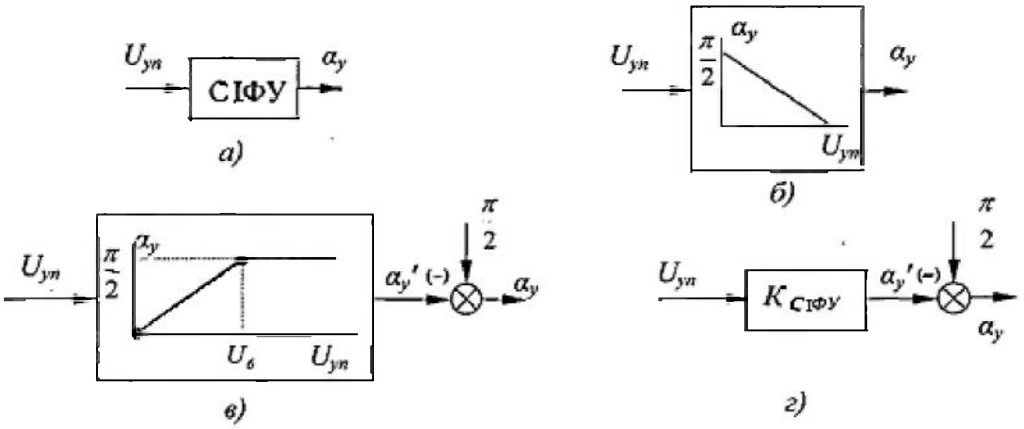


Рисунок 1.5 – Еквівалентні перетворення характеристики управління СІФУ

Структурна схема розімкнутої системи досліджуваного АЕП, складена на підставі (1.20) - (1.24) з урахуванням рис. 1.5, представлена на рис. 1.6.

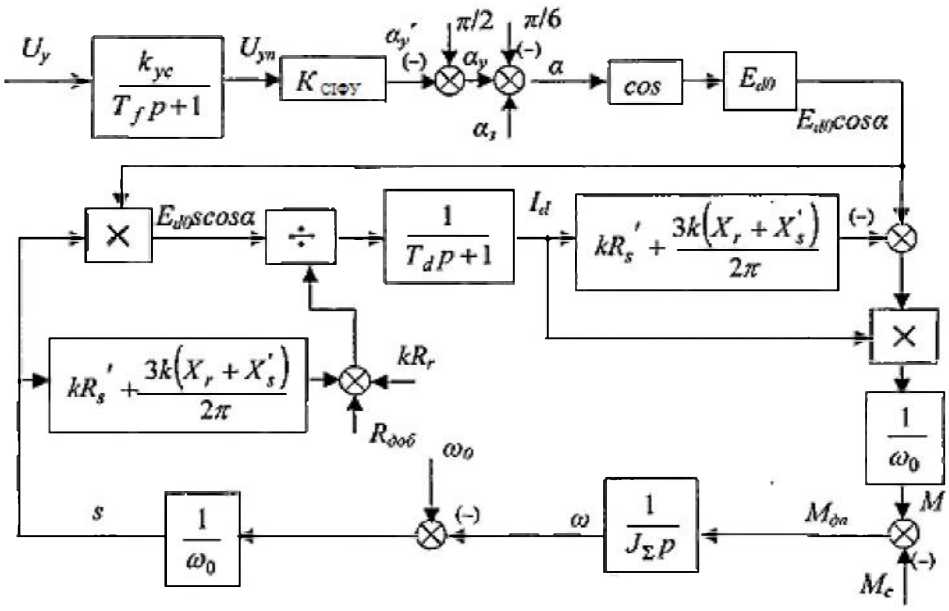


Рисунок 1.6 – Структурна схема розімкнутої системи досліджуваного АЕП

Схема моделі досліджуваного АЕП в візуально-орієнтованому варіанті в СКМ *MATLAB*.

Тут система рівнянь (1.19) представлена в структурному вигляді і назви підсистем - блоків моделі максимально наближені до застосовуваної термінології. Наприклад, блок *Td* є підсистемою, моделюючу постійну часу по ланцюгу випрямленого струму ротора відносно пояснення до системи рівнянь (1.19); блок *k (GAMMA)* моделює коефіцієнт, що враховує зміну внутрішнього опору керованого випрямляча в функції кута комутації; блок *ALFA_z* моделює кут запізнювання відповідно до виразу (1.21) і т.д. Тому пояснювати призначення кожного блоку моделі немає необхідності.одель містить кілька службових блоків - задатчик інтенсивності *ZI*, блок виведення ступені додаткового опору і скидання струмового навантаження *SBROS*, аналогічний блоку *Control Start* по повній моделі, а також ряд засобів візуалізації процесів. Описана розімкнута система замкнута ЗЗ по швидкості. Методика розрахунку параметрів замкнутої системи буде приведена в гл.2.

Для демонстрації можливостей розглянутих варіантів моделей наведені перехідні процеси пуску в розімкнутої системі досліджуваного АЕП для асинхронного двигуна МТН311-6 з моментом навантаження $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$. Моделювання проведено за «повною» і «спрощеної» моделям в СКМ *MATLAB* (рис.1.7). Тут і далі значення моментів *M* швидкостей ω представлені на всіх графіках у відносних одиницях відповідно по відношенню до номінального моменту і швидкості ідеального холостого ходу, причому на цих рисунках індекс «1» при величинах відповідає «повній» моделі, «2» - «спрощеній» . За зображеними залежностями неважко побачити, що момент, який визначається за «спрощеною» моделлю, наближається до його середнього значення по «повній» моделі. З наведеного математичного опису очевидно, що «спрощена» модель значно поступається за своїми можливостями «повній», але її істотним достоїнством є швидкість і простота отримання задовільних результатів моделювання. Тут й надалі прийнятий об'єкт досліджень - асинхронний крановий електродвигун з фазним ротором типу МТН311-6, основні технічні дані якого [17] зведені в таблицю і подані в додатку Б.

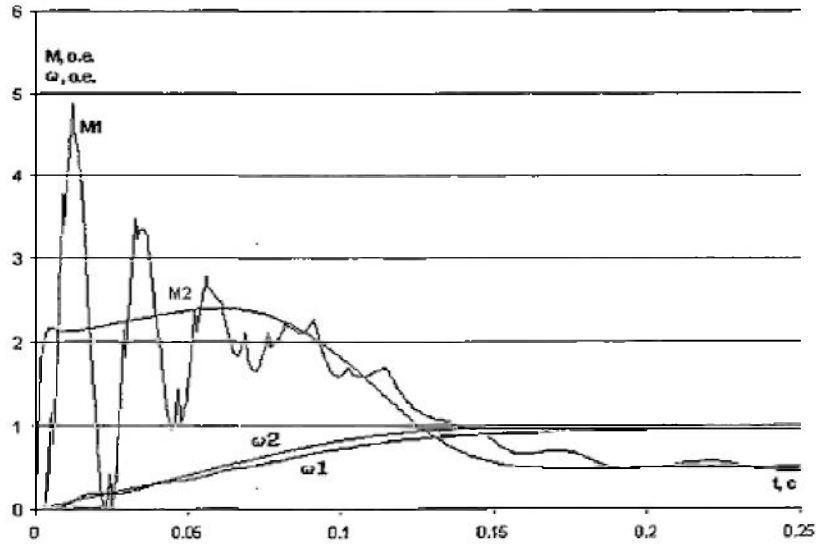


Рисунок 1.7 – Процес пуску розімкнутої системи досліджуваного АЕП по «повній» (індекс «1») і «спрощеній»(індекс «2») моделям в системі комп'ютерної математики MATLAB

Для кількісної оцінки адекватності одержуваних результатів по «повному» і «спрощеному» варіантам моделювання проаналізуємо такий енергетичний параметр, як потужність на валу двигуна для обох випадків. На рис. 1.8 представлені процеси зміни потужності на валу двигуна для залежностей рис. 1.7.

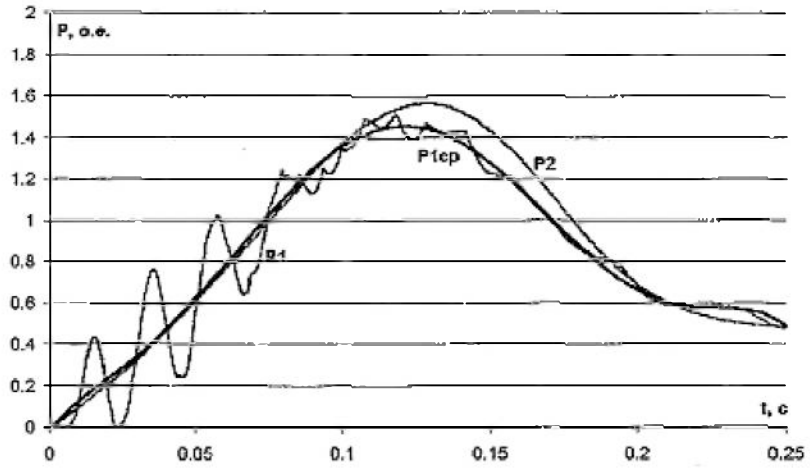


Рисунок 1.8 – Потужності на валу двигунів при моделюванні системи по «повній» (індекс «1») і «спрощеній» (індекс «2») в СКМ *MATLAB*

Потужності на валу при моделюванні процесів по «повній» *P1* і «спрощеній» *P2* моделям представлені у відносних одиницях. На рис.1.8 показана і усереднена залежність потужності $P1_{сер}$ для випадку «повної» моделі. Отримані графіки підтверджують наведений аргумент про адекватність отриманих моделей. Максимальна розбіжність між залежностями *P2* і $P1_{сер}$ має місце в момент часу $t = 0{,}138$ с і складає 10,3 %. Однак необхідно відзначити, що на значній ділянці перехідного процесу розбіжність між отриманими графіками практично відсутня.

Крім потужності на валу двигуна оцінку адекватності моделей можна провести, використовуючи інтегральний показник - механічну енергію на інтервалі пуску двигуна.

На рис.1.9 продемонстровані залежності цього показника у відносних одиницях на інтервалі пуску для графіків рис. 1.7.

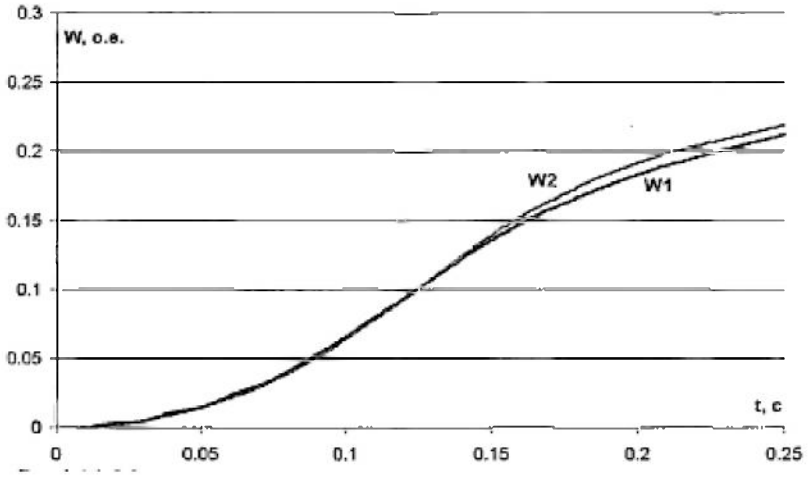


Рисунок 1.9 – Механічна енергія за час пуску при моделюванні системи по «повній» (індекс «1») і «спрощеній» (індекс «2») в СКМ *MATLAB*

Розбіжність в значеннях механічної енергії наприкінці процесу пуска по рис.1.9 становить всього 3,1%. Необхідно відзначити, що розглянутий варіант без проведення попереднього включення, з відсутністю додаткового опору у випрямленому ланцюзі ротора, є крайнім випадком з максимальною розбіжністю в наведених по рис. 1.8 та рис.1.9 показниках. На підтвердження цього на рис. 1.10 і рис. 1.11 відповідно показані процеси пуску розімкнутої

системи досліджуваного АЕП в наступних випадках: при проведенні попередньо включеної обмотки ланцюга на 0,06 с (3 періоди мережі) та введенні додаткового опору $R_{\text{дод}} = 0{,}4$ Ом в роторний ланцюг.

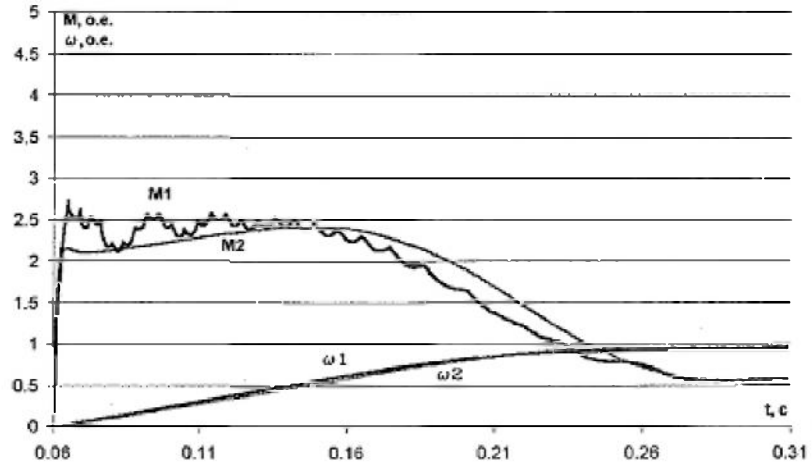


Рисунок 1.10 – Перехідні процеси пуска розімкнутої системи досліджуваного АЕП при попередньому включенні статорного ланцюга на 0,06 с та моделюванні в СКМ *MATLAB*

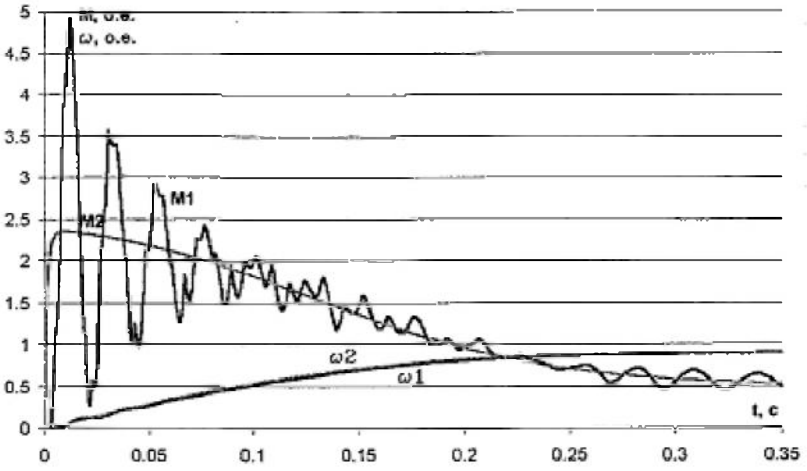


Рисунок 1.11 – Перехідні процеси пуску розімкнутої системи при введенні в роторний ланцюг додаткового опору $R_{\text{дод}} = 0{,}4$ Ом і моделюванні в СКМ *MATLAB*

При проведенні попереднього включення протягом 0,06 с пуск протікає приблизно за той же час, що і на рис. 1.7. Коливання моменту при цьому, що підтверджує рис.1.10, істотно знижуються і пуск по «повній» моделі проходить більш плавно. При введенні додаткового опору в роторний ланцюг, як видно з рис. 1.11, процес пуску дещо затягується і вихід на сталу

швидкість здійснюється приблизно за 0,3 с проти 0,16 с по рис. 1.7, При цьому амплітуди коливань моменту при моделюванні по «повній» моделі в порівнянні з рис. 1.7 практично не змінюються.

На рис. 1.12 *а* і *б* наведено залежності потужності на валу двигуна, а на рис.1.12 *в* і *г* – залежності механічної енергії за час пуску для випадків, проілюстрованих на рис. 1.10 і рис. 1.11 відповідно.

Аналізуючи отримані показники, можна зробити висновок про адекватності отриманих варіантів моделей. Максимальна відносна похибка між «повною» і «спрощеною» показані на рис.1.9, 1.12 *в* і *г*, та в табл. 1.3.

Таблиця 1.3

Максимальні відносні похибки для значень механічної енергії при «повному» і «спрощеному» варіантах моделювання

Розглянутий випадок	Максимальна
Пуск в розімкнутої системі (ріс.1.14)	3,1
Те ж при попередньому включенні статора на 0,06 с	2,7
Те ж при введенні $R_{\text{дод}} = 0{,}4$ Ом (рис. 1.17 *г*)	2,5

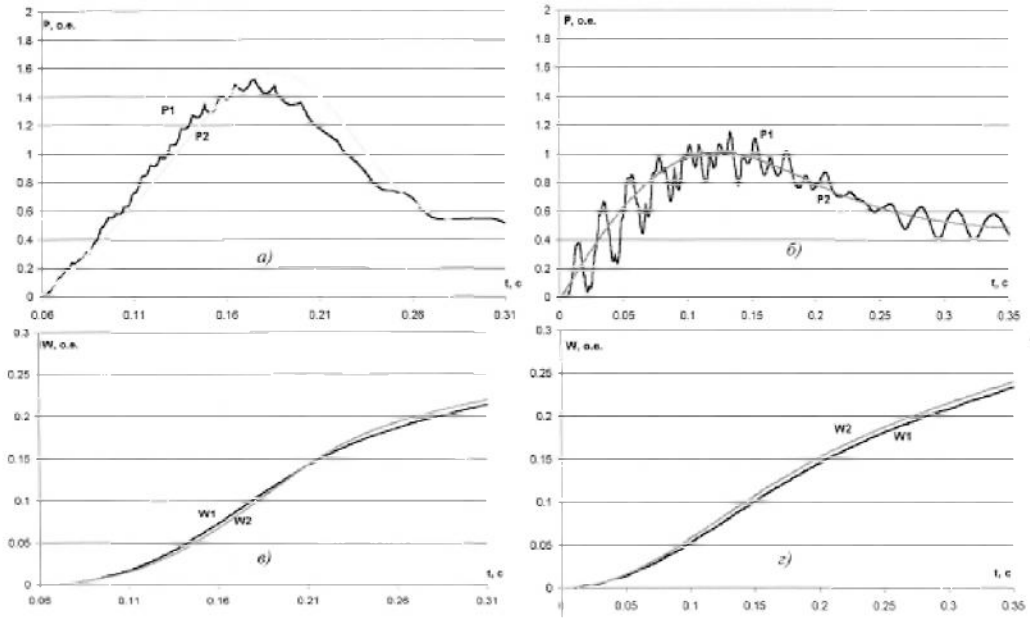


Рисунок1.17 – Потужності на валу (а, б) і механічна енергія (в, г) двигуна при: а, в - попередньо включеній обмотці ланцюга на 0,06 с; б, г - введення в роторний ланцюг додаткового опору $R_{\text{дод}} = 0{,}4$ О

Аналогічні показники виходять при оцінці потужностей на валу двигуна, а також механічної енергії за час пуску по «повній» і «спрощеній» моделям і на мові високого рівня.

1.5. Висновки

Підсумком глави є створення програмного забезпечення для моделювання різних режимів роботи досліджуваної системи АЕП.

1. Отримано варіанти математичного опису досліджуваного АЕП: з урахуванням дискретності керованого випрямляча («повний») і на основі схеми заміщення силової частини системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора («спрощений»).

2. Отриманий опис розширено можливістю обліку насичення магнітного кола двигуна шляхом головного потокозчеплення, що дозволяє більш детально дослідити динаміку системи досліджуваного АЕП.

3. Для «повного» і «спрощеного» варіантів математичного опису досліджуваної системи створені пакети комп'ютерних моделей в візуально-орієнтованому вигляді СКМ *MATLAB*. Продемонстровано особливості зазначених варіантів моделювання.

4. Перевірено адекватність «повного» і «спрощеного» варіантів моделювання шляхом оцінки одержаних потужностей на валу двигуна і механічної енергії за час пуску в обох випадках. Виявлено, що «спрощеному» варіанту моделювання притаманні відносна простота і швидкість отримання задовільних результатів, які мають достатню точність. Отримано максимальну розбіжність по потужності на валу між варіантами моделювання 10,3%, а по величині механічної енергії за час пуску - 3,1%, що підтверджує адекватність кількісної оцінки результатів моделювання.

2. АНАЛІЗ ВЛАСТИВОСТЕЙ І СИНТЕЗ ЗАМКНУТИХ СИСТЕМ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ

2.1. Структура замкнутої системи з підсилювачем зі зворотним зв'язком за швидкістю

Одним з найпростіших варіантів реалізації замкнутої системи досліджуваного АЕП з фазовим керуванням в роторному ланцюзі є система стабілізації координат електроприводу з суммуючим підсилювачем. Однак для досягнення необхідної якості регулювання необхідно вирішення завдання синтезу системи.

Розглянемо варіант реалізації досліджуваної системи з використанням ЗЗ по швидкості, застосування якої необхідно для досягнення високих показників якості регулювання.

Сигнал завдання на вхід підсумовуючого підсилювача може подаватися стрибком або через задатчик інтенсивності, якщо потрібне забезпечення плавних пуску і гальмування.

Сигнал управління в замкнутій системі, що використовує зворотній зв'язок за швидкістю,

$$U_{\text{у}} = U_{\text{зш}} - U_{\text{зз}} = U_{\text{зш}} - k_w\omega, \qquad (2.1)$$

де $k_w = U_{\text{б}}/\omega_0$ – коефіцієнт ЗЗ по швидкості; $U_{\text{б}}$ – базове значення напруги в системі управління; $U_{\text{зш}}$ – сигнал задання швидкості; $U_{\text{зз}}$ – сигнал ЗЗ за швидкістю.

При використанні задатчика інтенсивності

$U_{\text{у}} = U_{\text{зі}} - U_{\text{зз}}$.

Постійна часу задатчика інтенсивності визначається як

$$T_{\text{зі}} = \frac{\varepsilon_{\text{доп}}}{\omega_0}, \qquad (2.2)$$

де $\varepsilon_{доп}$ – допустиме кутове прискорення, яке визначається з пропонованих технологічних вимог до електроприводу.

На рис.2.1 показана структурна схема замкнутої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем і зворотнім зв'язком по швидкості.

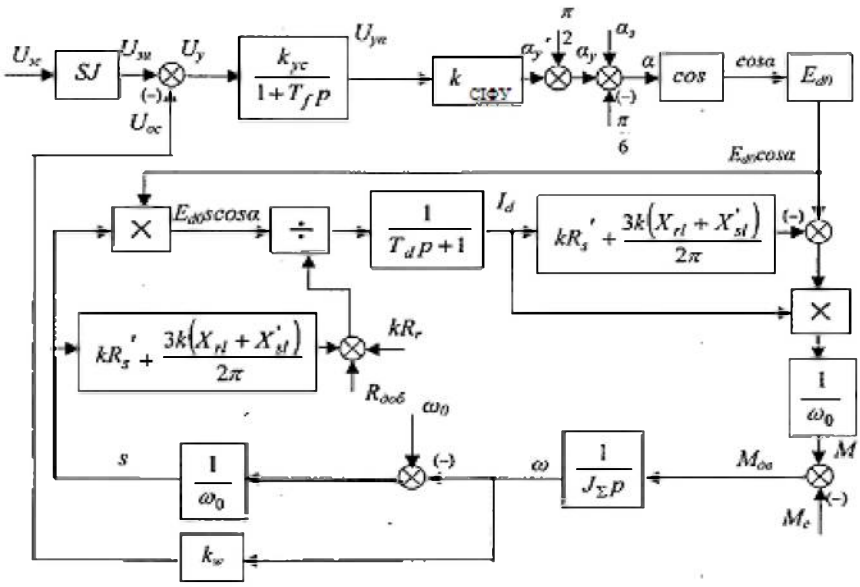


Рисунок 2.1 – Структурна схема замкнутої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем і ЗЗ за швидкістю

При викладі методики розрахунку коефіцієнта посилення суммуючого підсилювача $k_{\text{ус}}$ в замкнутій системі зі ЗЗ по швидкості будемо виходити із заданого модуля жорсткості β і діапазону регулювання швидкості D.

Попередньо задаємо дві точки на линеаризованной механічній характеристиці. Перша точка задається при номінальному моменті $M_1 = M_{\text{н}}$ і швидкості $\omega_1 = \omega_{\text{н}}/D$, друга точка відповідає моменту $M_1 \le M_{max}$, який визначається граничною реостатною характеристикою, та може бути більше або менше M_1 і швидкості $\omega_2 = (M_1 - M_2 + \omega_1\beta)/\beta$.

Швидкостям $\omega_{1,2}$ відповідають ковзання $s_{1,2}$. Далі розраховуються значення $k_{1,2}$, $\alpha_{1,2}$, $\gamma_{1,2}$ по (1.21) і (1.22), $I_{d1,2}$ на підставі (1.18), а також

$$\cos\alpha_{1,2} = I_{d1,2}\left[k_{1,2}\left(R'_s s_{1,2} + R_r\right) + R_{\text{доб}} + X_{\text{е}} s_{1,2}\right]/E_{d0}s_{1,2}, \qquad (2.3)$$

де $X_{\text{е}} = \frac{3k_{1,2}(X_{rl}+X\prime_{sl})}{2\pi}$.

Звідси $\alpha_{1,2} = arccos(\alpha_{1,2})$.

Кути управління

$$\alpha_{\text{у}1,2} = \alpha_{1,2} - \alpha_{\text{з}1,2} + \frac{\pi}{6}. \quad (2.4)$$

Відповідно до рис. 2.1

$$\alpha_{\text{у}1,2} = -U_{\text{у}1,2}k_{\text{у}} + \frac{\pi}{2},$$

де $U_{\text{у}1,2} = (U_{\text{зш}} - U_{\text{зз}\,1,2})$ – сигнали управління, $U_{\text{зз}1,2} = k_w\omega$ – сигнали ЗЗ за швидкістю, $k_{\text{у}} = k_{\text{ус}}k_{\text{СИФУ}}$ коефіцієнт посилення підсилювача і СІФУ.

Різниця між отриманими кутами управління

$$\alpha_{\text{у}2} - \alpha_{\text{у}1} = k_{\text{у}}(U_{\text{зш}2} - U_{\text{зш}1}) = k_{\text{у}}k_w(\omega_2 - \omega_1). \quad (2.5)$$

Звідси

$$k_{\text{у}} = \frac{\alpha_{\text{у}2} - \alpha_{\text{у}1}}{k_w(\omega_2 - \omega_1)}. \quad (2.6)$$

Тоді розрахунковий коефіцієнт посилення суммуючого підсилювача

$$k_{\text{ус}} = k_{\text{у}}/k_{\text{СИФУ}}. \quad (2.7)$$

Статичні механічні та електромеханічні характеристики досліджуваної системи будуються з урахуванням викладених міркувань і виразів для розрахунку коефіцієнта посилення. Значення випрямленого струму розраховуються по (1.17), а електромагнітного моменту виходячи з (1.18).

На рис.2.2 представлені статичні механічні *(а)* і статичні електромеханічні *(б)* характеристики досліджуваного АЕП в відносних одиницях при діапазоні регулювання швидкості $D = 5{:}1$ і з розрахунку, що необхідний модуль жорсткості на нижній характеристиці дорівнює модулю жорсткості природної характеристики, тобто $\beta = \beta_{\text{прир}}$.

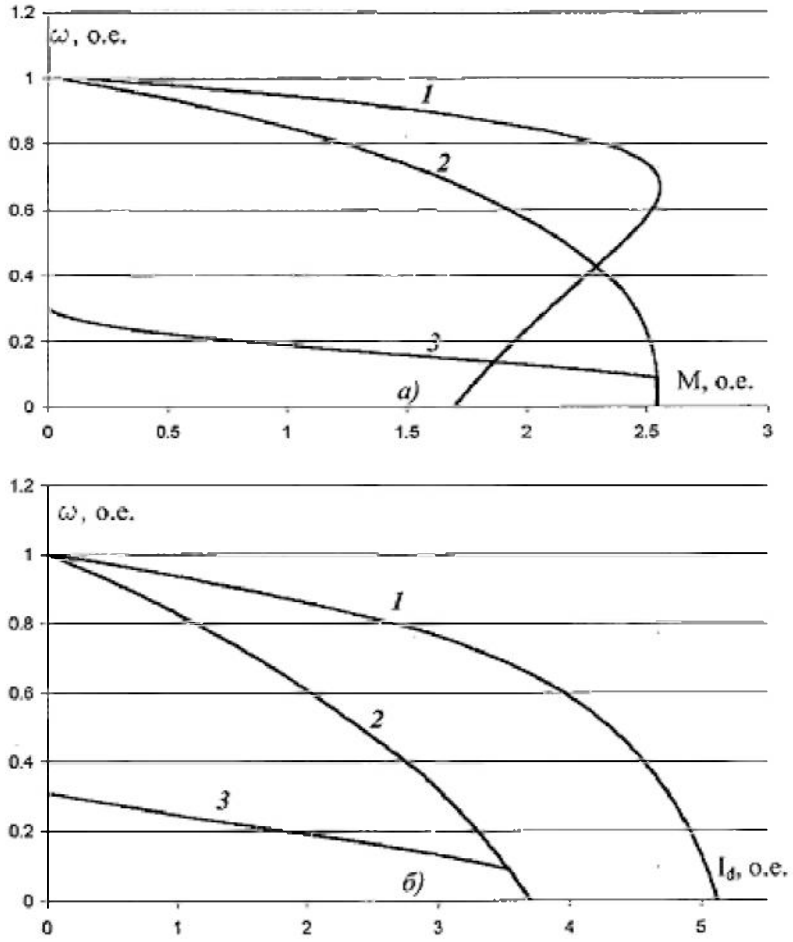


Рис.2.2 Статичні характеристики досліджуваної системи АЕП

1,2 розімкнутої системи при $R_{доб} = 0$ та 0,4 Ом відповідно

3 - замкнутої системи з суммуючим підсилювачем при $R_{доб} = 0{,}4$ Ом

а - механічні; *б* - електромеханічні.

Графіки *1*, *2* по рис.2.2 відповідають статичним механічним (електромеханічним) характеристикам розімкнутої системи відповідно при $R_{доб} = 0$ та 0,4 Ом, а *3* – характеристиці замкнутої системи з суммуючим підсилювачем при $R_{доб} = 0{,}4$ Ом.

Максимальне значення вводиться в ланцюг випрямленого струму ротора додаткового опору 0,4 Ом та розраховане з умови, щоб пусковий момент (рис.2.2 *а*, графік *2)* відповідав критичному моменту на загальній характеристиці (рис.2.2 *а*, графік *1)*.

Параметри, розраховані для статичних характеристик, дозволяють перейти до вирішення завдань аналізу та синтезу замкнутої системи досліджуваного АЕП.

2.2 Аналіз і синтез замкнутої системи з суммуючим підсилювачем та зворотним зв'язком за швидкістю

При проведенні аналізу і синтезу необхідно отримати структурну схему системи. Синтез системи досліджуваного АЕП з суммуючим зусиллям полягає у виборі й розрахунку параметрів коригувальних ланок, що забезпечують необхідні статичні та динамічні властивості системи.

Серед відомих методів синтезу замкнутих систем найбільш часто застосовується графоаналітичний метод, який ґрунтується на побудові інверсних і логарифмічних частотних характеристик розімкнутої системи – а «метод ЛЧХ» [8,21,24]. Для розрахунку параметрів коригувальних ланок потрібно отримати передавальну функцію розімкнутої системи.

Об'єктом регулювання в даному випадку є замкнута система досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем, структурна схема якої зображена на рис.2.1. З метою спрощення тиристорний перетворювач апроксимується безінерційною ланкою, а інерційність системи управління враховується введенням фільтра на вході системи.

Передавальна функція перетворювача з урахуванням при нерухомому двигуні має вигляд:

$$W(p) = \frac{E_d}{U_{\text{уп}}} = k_n, \qquad (2.8)$$

де k_n – коефіцієнт посилення тиристорного перетворювача, який визначається за його регулювальної характеристики, яка показана на рис.2.3.

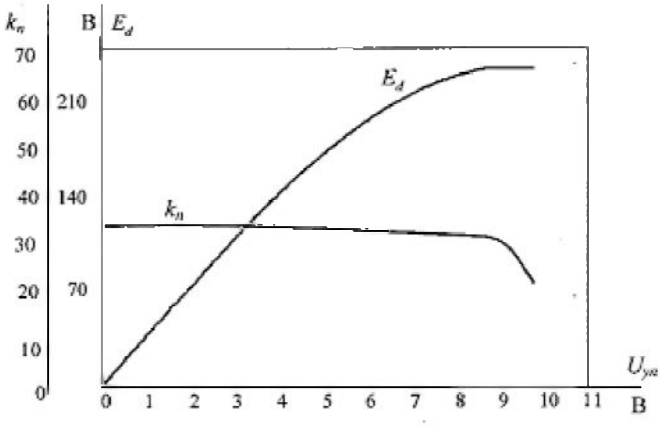


Рис.2.3 Регулювальна характеристика перетворювача і розрахований по ній коефіцієнт посилення тиристорного перетворювача

Структурній схемі (рис.2.1) з урахуванням прийнятого спрощення відповідає система рівнянь в операційному вигляді:

$$\begin{cases} U_{\text{у}} = U_{\text{зш}} - k_w\omega; \\ E_d = \frac{k_\Sigma}{1+T_f p}\cdot U_{\text{у}}; \\ I_d = \frac{E_d s}{(R_{\text{е}} s + kR_r + R_{\text{доб}}) + L_\Sigma p}; \\ M = \frac{(E_d - I_d R_{\text{е}})I_d}{\omega_0}; \\ \omega = \frac{M - M_c}{J_\Sigma p}. \end{cases} \qquad (2.9)$$

де $L_\Sigma = kL_\partial + L_d$ – сумарна індуктивність; $k_\Sigma = k_{\text{у}}k_n$ – загальний коефіцієнт посилення; J_Σ – сумарний момент інерції приводу, приведений до валу двигуна.

Структурна схема (рис.2.1) містить як змінні коефіцієнти, так і добуток змінних, тобто об'єкт регулювання є істотно нелінійним. Щоб вести синтез досліджуваної системи АЕП методом ЛЧХ, проводиться лінеаризація системи «в малому».

При лінеаризації систем «в малому» змінні в системі рівнянь піддаються розкладанню в ряд Тейлора та з урахуванням тільки першого члена цього ряду представляються у вигляді суми сталих значень x^0 і прирощень Δx,тобто в загальному випадку змінна представляється як $x = x^0 + \Delta x$. Лінеаризація системи в даному випадку здійснюється біля точки з координатами $[M^0, \omega^0]$.

Для досліджуваної системи:

$$\begin{cases} U_{\text{зш}} = U_{\text{зш}}^0 + \Delta U_{\text{зш}}; \\ U_{\text{у}} = U_{\text{у}}^0 + \Delta U_{\text{у}}; \\ E_d = E_d^0 + \Delta E_d; \\ I_d = I_d^0 + \Delta I_d; \\ M = M^0 + \Delta M; \\ \omega = \omega^0 + \Delta\omega. \end{cases} \tag{2.10}$$

Щодо сталих значень (2.9) перетвориться до виду:

$$\begin{cases} U_{\text{у}}^0 = U_{\text{зш}}^0 - k_w\omega^0 = U_{\text{зш}}^0 - U_{\text{зз}}^0; \\ E_d^0 = \frac{k_\Sigma^0}{1+T_f p}\cdot U_{\text{у}}^0; \\ I_d^0 = \frac{E_d^0 s^0}{\left(R_{\text{е}}^0 s^0 + k^0 R_r + R_{\text{доб}}\right) + L_\Sigma^0 p}; \\ M^0 = \frac{\left(E_d^0 - I_d^0 R_{\text{е}}^0\right) I_d^0}{\omega_0}; \\ \omega^0 = \frac{M^0 - M_c^0}{J_\Sigma p}, \end{cases} \tag{2.11}$$

де $R_{\text{е}}^0 = k^0 R_s' + \frac{3k^0\left(X_{rl} + X_{sl}'\right)}{2\pi}$.

Сталі значення визначаються відповідно до викладеної методики розрахунку статичних характеристик замкнутої системи.

Після деяких перетворень, в процесі яких нехтуємо другим порядком малості, відносно приросту змінних маємо:

$$\begin{cases} \Delta U_{\text{у}} = \Delta U_{\text{зш}} - k_w\Delta\omega = \Delta U_{\text{зш}} - \Delta U_{\text{зз}}; \\ \Delta E_d = \frac{k_\Sigma^0}{1+T_f p}\cdot \Delta U_{\text{у}}; \\ \Delta I_d = \frac{\left(E_d^0 - I_d^0 R_{\text{е}}^0\right)\Delta s + \Delta E_d s^0}{\left(R_{\text{е}}^0 s^0 + k^0 R_r + R_{\text{доб}}\right) + L_\Sigma^0 p}; \\ \Delta M^0 = \frac{\left[\left(E_d^0 - 2I_d^0 R_{\text{е}}^0\right)\Delta I_d + I_d^0 \Delta E_d\right]}{\omega_0}; \\ \Delta\omega = \frac{\Delta M - \Delta M_c}{J_\Sigma p}. \end{cases} \tag{2.12}$$

Згідно (2.12) структурна схема линеаризованной системи показана на рис.2.4. Тут $R_\Sigma^0 = R_{\text{е}}^0 s^0 + k^0 R_r + R_{\text{доб}}$, $T_d^0 = \frac{L_\Sigma^0}{R_{\text{е}}^0 s^0 + k^0 R_r + R_{\text{доб}}}$.

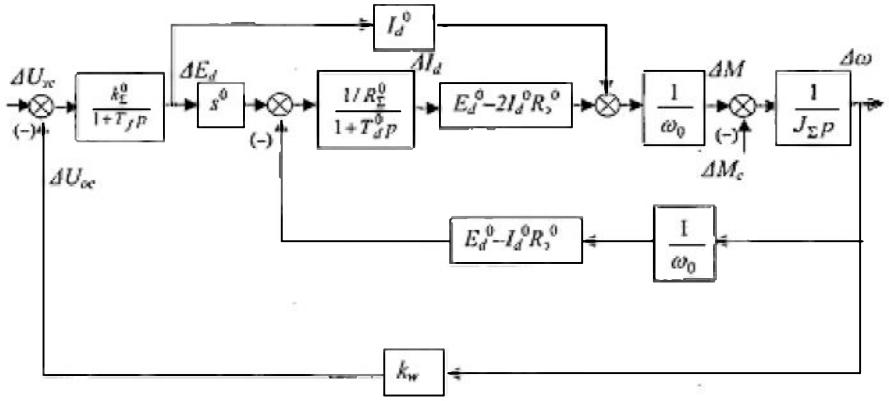


Рисунок 2.4 – Структурна схема лінеаризованої системи досліджуваного АЕП

Для наочності еквівалентних перетворень структурної схеми згідно рис.2.4 вводимо проміжні позначення передавальних функцій елементів:

$$W_1(p) = \frac{k_\Sigma^0}{1 + T_f p};$$

$$W_2(p) = s^0;$$

$$W_3(p) = \frac{1/R_\Sigma^0}{1 + T_d^0 p};$$

$$W_4(p) = E_d^0 - 2I_d^0 R_\text{e}^0; \qquad (2.13)$$

$$W_5(p) = \frac{1}{\omega_0};$$

$$W_6(p) = \frac{1}{J_\Sigma p};$$

$$W_7(p) = E_d^0 - I_d^0 R_\text{e}^0;$$

$$W_8(p) = I_d^0.$$

Надалі прийнято $W_i(p) = W_i$.

Відповідно до системи рівнянь (2.12) і прийнятих позначень (2.13) структурна схема лінеаризованої системи досліджуваного АЕП перетвориться до виду, показаному на рис.2.5.

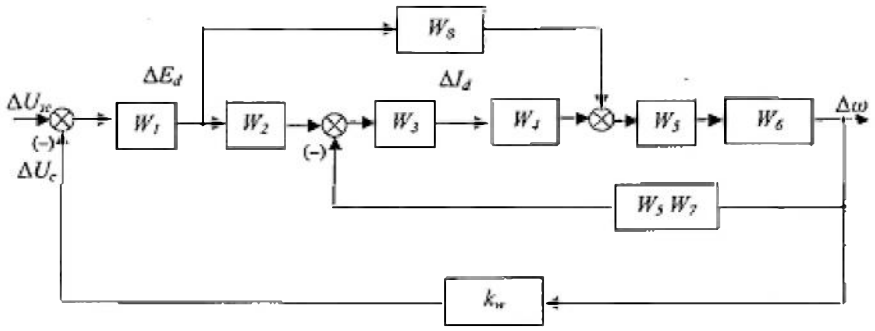


Рисунок 2.5 – Структурна схема лінеаризованої системи досліджуваного АЕП з урахуванням прийнятих позначень передавальних функцій елементів

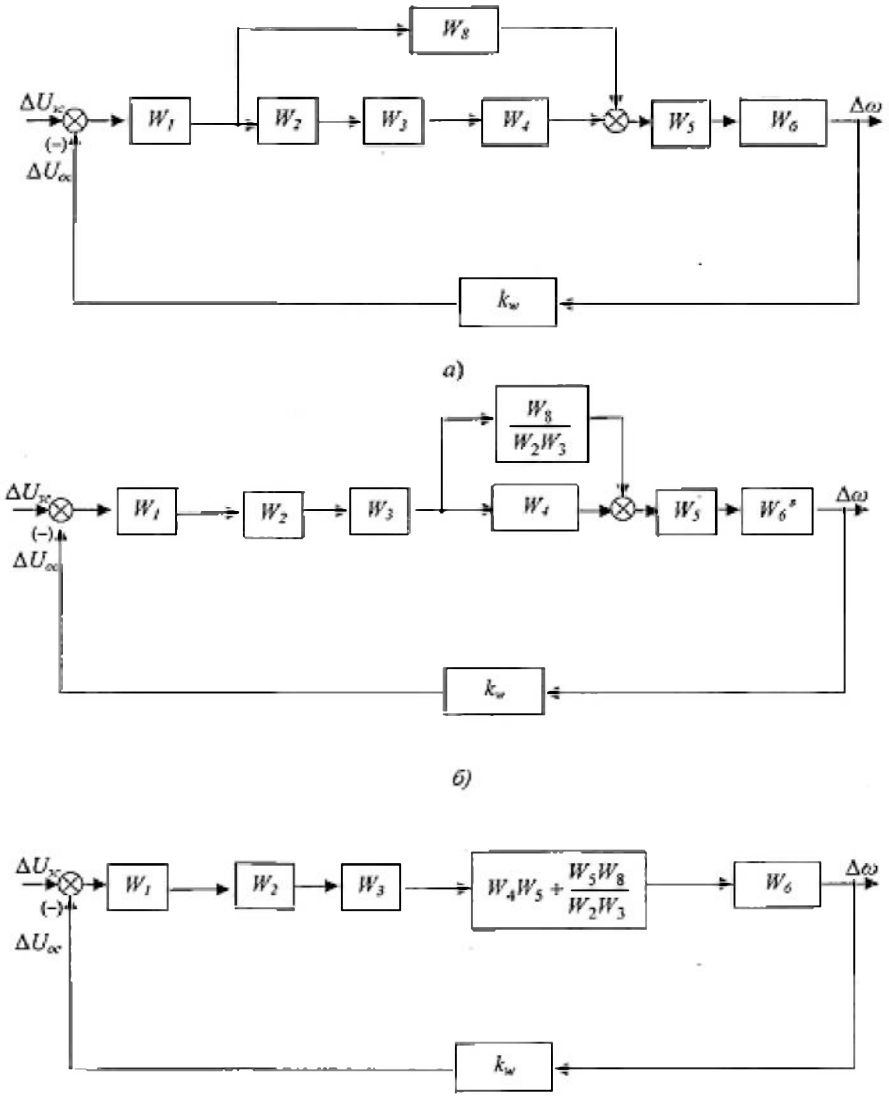


Рисунок 2.6 – Еквівалентні перетворення структурної схеми лінеаризованої системи з зворотнім зв’язком по швидкості

При аналізі та синтезі системи, як правило, вплив внутрішньої зворотнього зв'язку по ЕРС двигуна не враховується [3,5, 22].

На рис.2.6 *а - в* представлені послідовні еквівалентні перетворення структурної схеми лінеаризованої системи досліджуваного АЕП по рис.2.5 без урахування впливу внутрішньої зворотнього зв'язку по ЕРС двигуна.

На рис.2.7 *а* представлені ЛЧХ системи, лінеаризованої біля точки на нижній характеристиці з урахуванням (графік *1*) і без урахування (графік*2)* впливу внутрішньої зворотнього зв'язку по ЕРС. Ці ЛЧХ підтверджують, що аналіз і синтез системи можна вести для структурної схеми без урахування впливу внутрішньої зворотнього зв'язку по ЕРС, так як дане припущення не впливає на частоту зрізу $\omega_{\text{зріза}}$ практично не позначається на величині запасу по фазі на цій частоті. Використовуючи частотний критерій Найквіста для ЛЧХ, який дозволяє визначити стійкість замкнутої системи по частотним характеристикам розімкнутої системи, можна зробити висновок, що досліджувана система є стійкою, так як має запас по фазі на частоті зрізу більше 30° і запас по амплітуді понад 6 дБ. Слід мати на увазі, що нахил -20дБ/дек на низькочастотній ділянці ЛАЧХ без урахування внутрішньої ЗЗ по ЕРС не свідчить про астатизмом першого порядку системи в цілому.

Аналіз отриманої ЛАЧХ (рис.2.7 *а*, графік *2)* показує, що при пред'явлених вимогах до модуля статичної жорсткості проведення корекції системи не потрібно. Це підтверджується тим, що показники по ЛАЧХ цілком задовільні. Середньо частотний ділянку ЛАЧХ, на котрий і потрапляє $\omega_{\text{зріза}}$, досить протяжний і має нахил -20 дБ/дек.

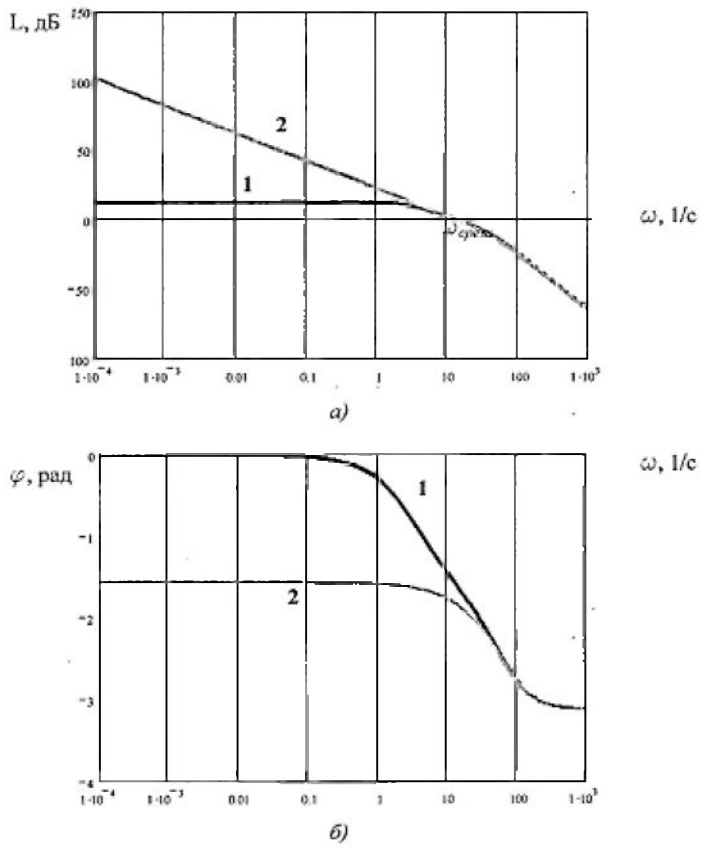


Рисунок 2.7 – ЛАЧХ (а) і ЛАЧХ (б) лінеаризованої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем

1 – урахуванням, *2* – без урахування впливу внутрішньої ЗЗ по ЕРС

Подальший аналіз показує, що збільшення загального коефіцієнта посилення системи з використанням ЗЗ по швидкості, наприклад, до значення k_{Σ}, при наявності підвищених технологічних вимог до модуля жорсткості статичної характеристики, призводить до збільшення коливальності досліджуваної системи. Причому цей факт проявляється при роботі системи на більш високій швидкості в меншій мірі, ніж на зниженій характеристиці, про що свідчить перехідний процес пуску системи з використанням моделі за ланцюгом випрямленого струму на рис.2.8 *а* (при $k_{\Sigma} = 25$) порівняно з рис.2.8 *б* (при $k_{\Sigma} = 125$).

Тут і надалі координати досліджуваного АЕП на графіках перехідних процесів представлені у відносних одиницях із наступними базовими значеннями: для сигналу завдання – $U_{зб} = 10$ В, для випрямленого струму

ротора – $I_{dб} = I_{dн} = 59{,}4$ А, для електромагнітного моменту – $M_б = M_н = 111{,}747$ Нм, для швидкості обертання – $\omega_б = \omega_0 = 104{,}72$ 1/с. Сигнал завдання, що подається в систему через задатчик інтенсивності, сформований таким чином, що забезпечує спочатку пуск двигуна на знижену швидкість (до 0,2 с), а потім вихід на основну характеристику.

За рис.2.8 видно, що якщо потрібна робота на зниженій швидкості з більшою жорсткістю характеристик, а, отже, і з великим загальним коефіцієнтом посилення, виникає необхідність проведення корекції системи.

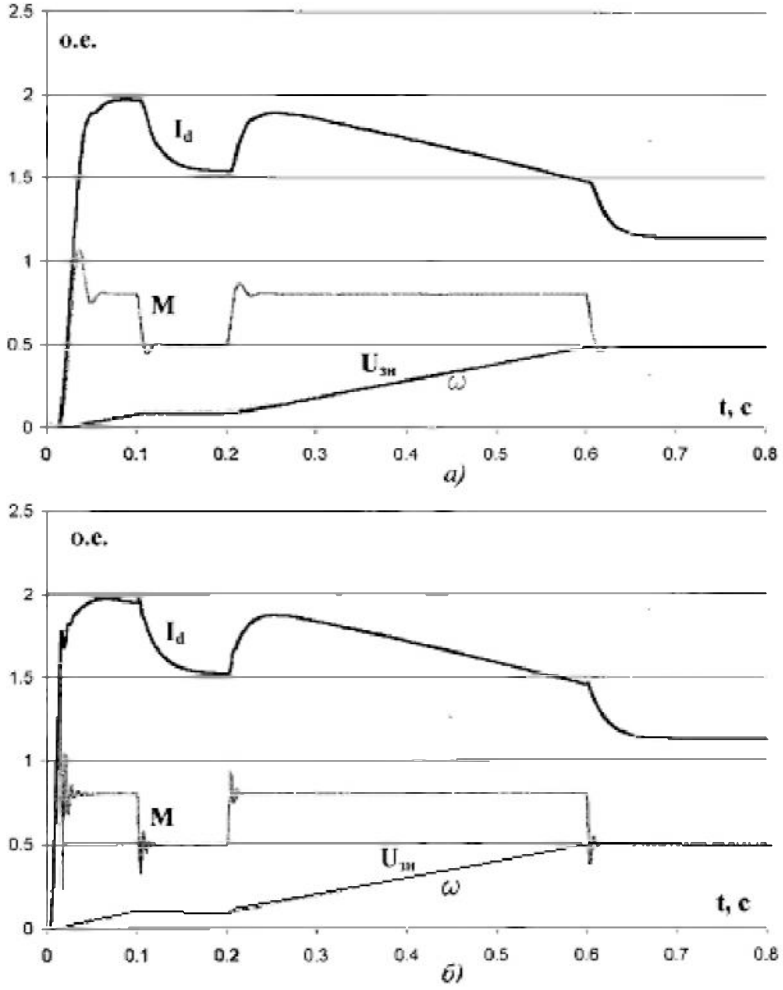


Рисунок 2.8 – Перехідний процес пуску системи досліджуваного АЕП на знижену і більш високу швидкість при: $k_\Sigma = 25$ *(а)*; $k_\Sigma = 125$ *(б)*.

На рис.2.9 показані ЛЧХ лінеаризованої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем в точці з $M = 2{,}5M_н$ на характеристиці зі зниженою швидкістю, а на рис.2.10 показані ЛЧХ, відповідні статичній

характеристиці на більш високій швидкості згідно з рис.2.8 в точці з $M = 2{,}2M_{\text{н}}$. В обох випадках загальний коефіцієнт посилення системи $k_{\Sigma} = 125$, і точка налаштування відповідає моменту характеристики замкнутої системи, близькому до максимального.

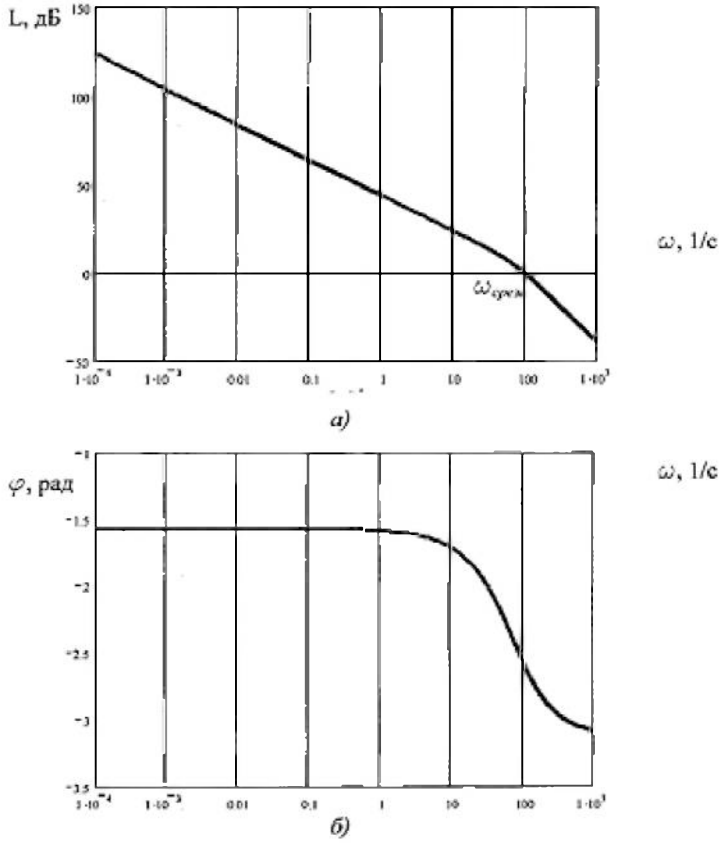


Рисунок 2.9 – ЛАЧХ *(а)* і ЛФЧХ *(б)* лінеаризованої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем при $k_{\Sigma} = 125$ на статичній характеристиці зі зниженою швидкістю

За рис.2.10 *а* видно, частота зрізу $\omega_{\text{зріза}}$ знаходиться на ділянці ЛАЧХ з нахилом -20 дБ/дек, тоді як згідно з рис.2.9 *а* $\omega_{\text{зріза}}$ лежить на ділянці з нахилом -40 дБ/дек, а це впливає негативно на якість перехідних процесів і може позначитися на стійкості системи. Запас стійкості системи по ЛФЧХ на зниженій швидкості (рис.2.10.б) на частоті зрізу більше, ніж за ріс.2.9, *б*. З проведеного аналізу випливає висновок, що корекцію системи необхідно вести для розрахункового коефіцієнта посилення системи на характеристиці зі зниженою швидкістю при максимальному моменті характеристики

замкнутої системи – цей випадок і буде найгіршим варіантом, тобто рекомендованою точкою налаштування системи.

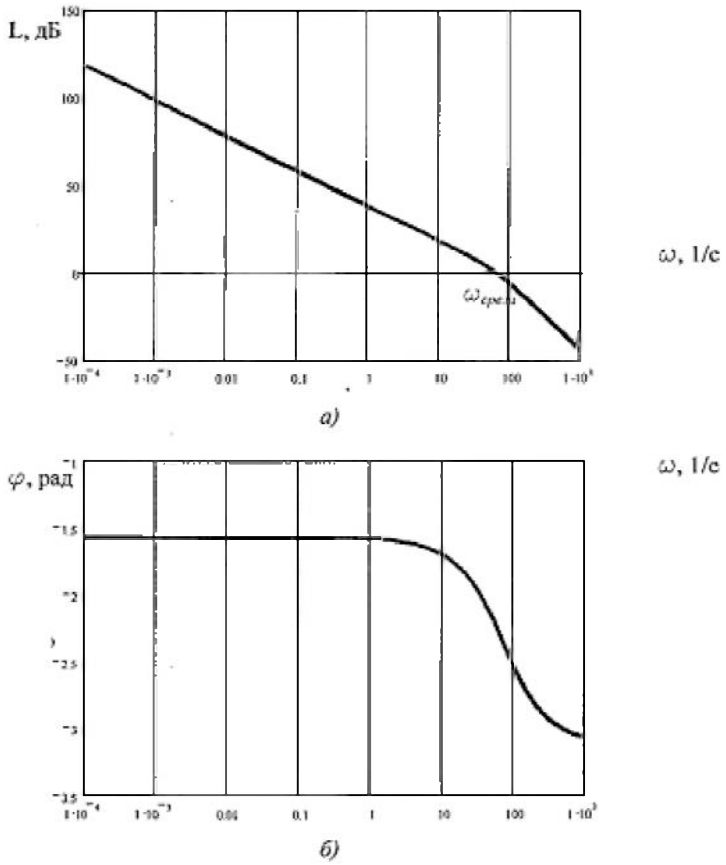


Рисунок 2.10 – ЛАЧХ *(а)* і ЛФЧХ *(б)* линеаризованной системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем при $k_{\Sigma} = 125$ на статичній характеристиці з більш високою швидкістю

З урахуванням побудованої ЛАЧХ і заданих показників якості - перерегулювання, часу регулювання (швидкодії) – будується бажана ЛАЧХ система. З теорії автоматичного управління [1,18,29] відомо, що в мінімально-фазових системах ЛАЧХ несе всю інформацію про точність системи, її динаміку. Тому всі вимоги до якості регулювання використовуються при побудові бажаної ЛАЧХ. Причому визначаючими є області низьких і середніх частот ЛАЧХ. Область низьких частот несе інформацію про помилку регулювання. Область середніх частот відповідає за якість регулювання і стійкість системи.

На підставі бажаної і вихідної ЛАЧХ системи визначається ЛАЧХ послідовного коригуючого пристрою (при проведенні послідовної корекції) і підбирається найбільш простий спосіб технічної реалізації коригувальної ланки.

Передавальна функція скоригованої системи при проведенні послідовної корекції

$$W_{\text{ск}}(p) = W_i(p)W_{\text{к}}(p), \qquad (2.14)$$

де $W_i(p), W_{\text{к}}(p)$ – передавальні функції відповідно розімкнутій системі і коригуючого пристрою.

Звідси бажана ЛАЧХ

$$L_{\text{жел}} = L_{\text{вих}} + L_{\text{к}} \qquad (2.15)$$

де $L_{\text{вих}}, L_{\text{к}}$ – ЛАЧХ вихідної системи і коригуючого пристрою відповідно.

Як приклад проведемо послідовну корекцію розімкнутої системи по ЛАЧХ на рiс.2.9,*а*. В теорії автоматичного управління [21] рекомендується, щоб вихідна і бажана ЛАЧХ системи для спрощення структури і подальшої технічної реалізації коригувального пристрою відрізнялися один від одного якомога менше, а в області середніх частот нахил бажаної ЛАЧХ повинен бути -20 дБ/дек. Бажано, щоб ця ділянка була досить протяжною (не менше декади). Істотним є і вибір частоти зрізу $\omega_{\text{зріза}}$, яка пов'язана з одержуваним перерегулюванням і часом перехідного процесу наступним співвідношенням:

$$\omega_{\text{зріза}} \geq \frac{k\pi}{t_{\text{пп}}}, \qquad (2.16)$$

де $t_{\text{пп}}$ – час перехідного процесу;

k – коефіцієнт, пов'язаний з перерегулюванням σ.

Високочастотна ділянка ЛАЧХ не робить вагомого впливу на показники якості системи і визначається виходячи зі ступеня максимального наближення до вихідної ЛАЧХ. Бажану ЛАЧХ в цій області проводять або із вихідною ЛАЧХ, яка з нею збігається, або паралельно її асимптотам.

На рис.2.11 показані вихідна ЛАЧХ, відповідна рис.2.9, *а*, бажаєма ЛАЧХ відповідно до рекомендацій і ЛАЧХ коригувального пристрою.

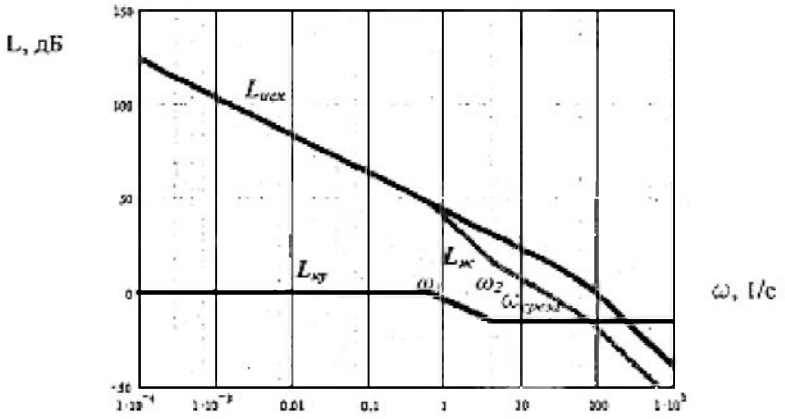


Рисунок 2.11 – До проведення корекції

$L_{\text{вих}}$ – вихідна ЛАЧХ; $L_{\text{жел}}$ – бажана ЛАЧХ;

$L_{\text{кп}}$ – ЛАЧХ коригувального пристрою.

З рис.2.11 випливає, що з вигляду ЛАЧХ коригуючий пристрій може бути представлений ланкою з передавальної функцією

$$W_{\text{к}}(p) = \frac{1+pT_2}{1+pT_1} \qquad (2.17)$$

де $T_1 = 1{,}33$ с і $T_2 = 0{,}25$ с – постійні часу коригуючого пристрою, відповідні частотам сполучення ЛАЧХ $\omega_1 = 0{,}75$ 1/с і $\omega_2 = 4$ 1/с по рис.2.11.

За структурою передавальної функції (2.17) коригуючий пристрій являє собою пружну інтегруючу ланку, так як $T_1 > T_2$.

Функціонально ця ланка включається після суммуючого підсилювача (елемент з передавальної функцією W_1 на рис.2.6, *в*) або може бути реалізовано на самому підсилювачі.

На рис.2.12 показаний перехідний процес пуску скоригованої системи досліджуваного АЕП з вихідними параметрами (ріс.2.8, *б*). На рис.2.13 наведені перехідні процеси пуску в скоректованій системі досліджуваного АЕП із ЗЗ за швидкістю по «повній» моделі в СКМ *MATLAB* з $k_{\Sigma} = 125$ при $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$ *(а)* і $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$ *(б)*.

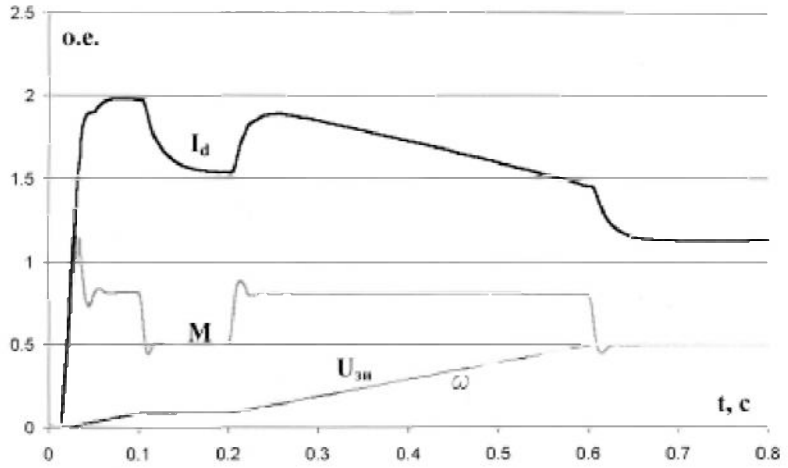


Рисунок 2.12 – Перехідний процес пуску скоригованої системи досліджуваного АЕП з вихідними параметрами (рiс.2.8.б)

Аналізуючи наведені на рис.2.13 графіки перехідних процесів, можна зробити висновок, що скоригована система досліджуваного АЕП має досить високі показники якості регулювання. Система з хорошою точністю відпрацьовує сигнал завдання (статична помилка за швидкістю не перевищує 0,5%). В процесі пуску кидки струму не перевищують $2I_{d\text{н}}$ при $M_\text{с} = 0{,}5M_\text{н}$ і $2{,}5I_{d\text{н}}$ при $M_\text{с} = M_\text{н}$. Високочастотні пульсації моменту обумовлені дискретністю роботи тиристорного перетворювача. Головний пік моменту при $M_\text{с} = 0{,}5M_\text{н}$ становить $2{,}75M_\text{н}$, а при $M_\text{с} = M_\text{н}$ – $3{,}8M_\text{н}$. Кидки моменту і струму на ділянці розгону до високої швидкості відбуваються внаслідок шунтування введеної попередньо реостатної ступені ($R_\text{доб} = 0{,}4$ Ом) в ланцюзі випрямленого струму ротора. Для зниження кидка моменту шунтування $R_\text{доб}$ супроводжується скиданням струмового навантаження, що відповідає короткочасному збільшенню кута управління тиристорами в момент виведення пускової ступені.

В цілому, синтезована система досліджуваного АЕП із ЗЗ за швидкістю має бажані статичні та динамічні властивості.

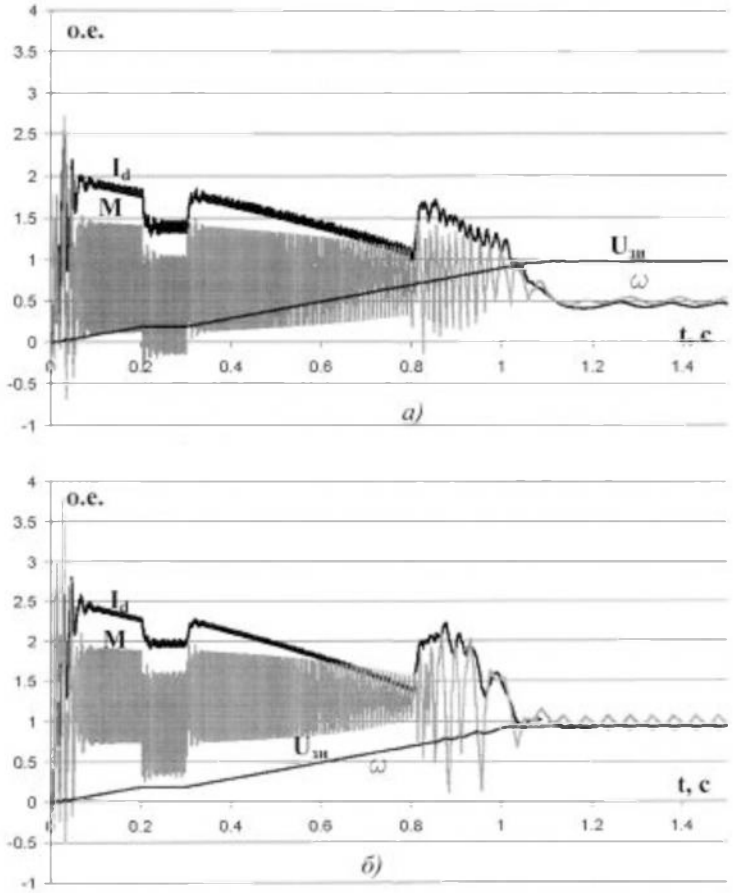


Рисунок 2.13 – Перехідні процеси пуску в скоригованій системі досліджуваного АЕП із ЗЗ за швидкістю по «повній» моделі з $k_{\Sigma} = 125$ при $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$ *(а)* і $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$ *(б)*

2.3 Особливості аналізу і синтезу замкнутої системи з суммуючим підсилювачем і зворотним зв'язком по ковзанню

Якщо виділення ЗЗ за швидкістю пов'язано із застосуванням тахогенератора, а не здійснюється за допомогою сучасних імпульсних датчиків швидкості, то для електроприводів двигунів з фазним ротором такий зв'язок не завжди прийнятний, так як є технічні складності, пов'язані з його установкою на електродвигун (відсутність вільного кінця валу двигуна). Недоліком такого варіанту є витрати на придбання та монтаж додаткової електричної машини, а також необхідність наступного технічного обслуговування тахогенератора. Крім того, для ряду електроприводів

циклічної дії необхідна наявність стабільної короткочасної зниженої швидкості обертання двигуна, його плавного пуску і гальмування й не потрібні, в основному, високі показники якості регулювання. Тому в цих випадках доцільніше застосовувати ЗЗ по ковзанню, яке пропорційне ЕРС в роторному ланцюзі.

Сигнал ЗЗ по ковзанню формується шляхом підсумовування сигналів ЗЗ за випрямленою напругою з U_d і току ротора I_d.

$$U_s = U_u + U_i \tag{2.18}$$

Сигнал зворотнього звязку за напругою знімається з виходу випрямляча, який підключається до окремих вторинних обмоток малопотужних трансформаторів (рис.1.1) і визначається відповідно до схеми заміщення силової частини досліджуваного АЕП (рис. 1.4):

$$U_u = k_u U_{d0} = k_u \left[E_{d0} s \cos\alpha_0 - I_d(R_\text{e} s + kR_r) - kL_\partial \frac{dI_d}{dt}\right], \tag{2.19}$$

де $k_u = \frac{U_\text{б}}{E_{d0}}$ – коефіцієнт ЗЗ за випрямленою напругою;

$U_\text{б}$ – базове значення напруги;

α_0 – значення розрахункового кута по (1.23) при $\alpha_0 = 0$.

В операційному вигляді (2.19) запишеться як

$$U_u = k_u[E_{d0} s \cos\alpha_0 - I_d(R_\text{e} s + kR_r)(1 + T_\text{e} p)], \tag{2.20}$$

де $T_\text{e} = \frac{kL_\partial}{R_\text{e} s + kR_r}$ – еквівалентна електромагнітна постійна часу.

Падіння напруги в сигналі (2.20) повинен компенсувати сигнал ЗЗ по струму

$$U_i = k_u \left[I_d \left(k_\text{н} R'_s s_\text{н} + k_\text{н} R_r + \frac{3k_\text{н}(X_{rl} + X'_{sl})}{2\pi} s_\text{н}\right) + k_\text{н} L_\partial \frac{dI_d}{dt}\right] \tag{2.21}$$

В цьому сигналі змінюються k та s. З метою спрощення реалізації зворотнього зв'язку (ЗЗ) ці значення приймаються фіксованими в залежності від настройки.

Вираз (2.21) на операційному вигляді після перетворень:

$$U_i = k_u I_d R_\text{н}(1 + T_\text{ен} p), \tag{2.22}$$

де $R_\text{н} = R_\text{ен} s_\text{н} + k_\text{н} R_r$ – суммований опір;

$T_{\text{ен}} = \frac{k_{\text{н}} L_{\partial}}{R_{\text{н}}}$ – постійна часу форсуючої ланки.

Тут і далі індекс «н» при параметрах відноситься до налаштувального значення.

Реально в системі управління сигнал по випрямленому струму, необхідний для формування U_i, знімається з шунта і посилюється датчиком струму. Він характеризується коефіцієнтом ЗЗ по випрямленому струму

$$k_i = \frac{U_{\text{б}}}{I_{dmax}},$$

де I_{dmax} – максимальний випрямлений струм ротора.

Цей струм розраховується в сталому режимі при нерухомому двигуні ($s = 1$), мінімальному $k = 1{,}5$ і максимальної ЕРС ротора ($\alpha = 0$) як

$$I_{dmax} = \frac{E_{d0}}{R}, \qquad (2.23)$$

де $R = R_{\text{e}} + 1{,}5R_r$.

Тоді між k_u та k_i встановлюється наступний зв'язок: $k_u = k_i/R$, використовуючи яку (2.22) постане у вигляді

$$U_i = k_i I_d R_{\text{н}}(1 + T_{\text{ен}} p)/R \qquad (2.24)$$

Сигнал ЗЗ по ковзанню зручніше представити сумою (2.20) і (2.22):

$$U_s = k_u[E_{d0} s \cos\alpha_0 - I_d(R_{\text{e}} s + kR_r)(1 + T_{\text{e}} p)] + k_u I_d R_{\text{н}}(1 + T_{\text{ен}} p), \qquad (2.25)$$

який після деяких перетворень набуде вигляду:

$$U_s = k_u\{E_{d0} s \cos\alpha_0 + I_d[R_{\text{н}}(1 + T_{\text{ен}} p) - (R_{\text{e}} s + kR_r)(1 + T_{\text{e}} p)]\} =$$

$$k_u\left[E_{d0} s \cos\alpha_0 + I_d R_p\left(1 + T_p p\right)\right], \qquad (2.26)$$

де $R_p = R_{\text{н}} - R_{\text{e}} s - kR_r$ – результуючий опір; $T_p = \frac{k_{\text{н}} L_{\partial} - kL_{\partial}}{R_{\text{н}} - R_{\text{e}} s - kR_r}$ – результуюча постійна часу форсуючої ланки.

Рівність результуючих параметрів нулю забезпечується в точці налаштування, коли $U_s = k_u E_{d0} s \cos\alpha_0$. При цьому має місце «ідеальна» ЗЗ по ковзанню (еквівалент ЗЗ за швидкістю). При відході від точки налаштування – «реальна» ЗЗ по ковзанню.

Сигнал управління в замкнутій системі із ЗЗ за швидкістю при використанні задатчика інтенсивності:

$$U_{\text{у}} = U_{\text{зі}} - k_w\omega = U_{\text{зі}} - U_{\text{см}} + k_w\omega_0 s.$$

За аналогією сигнал управління в системі з ЗЗ по ковзанню

$$U_{\text{у}} = U_{\text{зі}} - U_{\text{см}} + U_s,$$

де $U_{\text{см}} = U_{\text{б}}$.

Тоді сигнал управління визначається як сума сигналу задатчика інтенсивності та сигналу ЗЗ по ковзанню:

$$U_{\text{у}} = -U_{3s} + U_s \qquad (2.27)$$

де $U_{3s} = (U_{\text{см}} - U_{\text{зі}}) \geq 0$.

На рис.2.14 показана структурна схема замкнутої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем і ЗЗ по ковзанню.

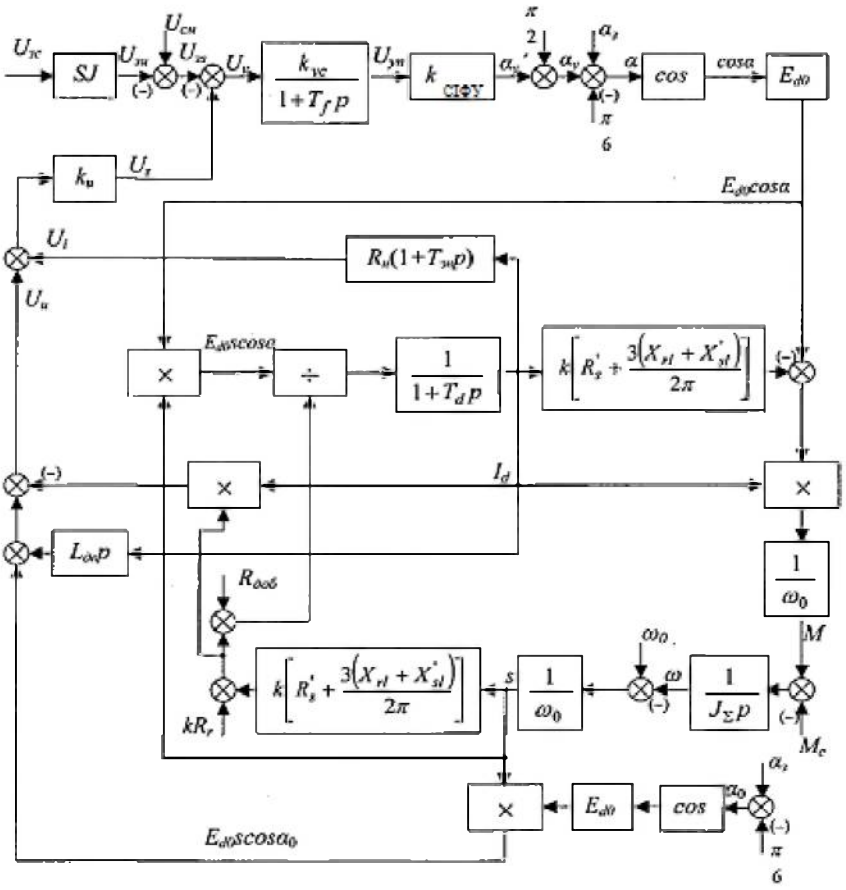


Рисунок 2.14 – Структурна схема замкнутої системи досліджуваного АЕП з суммуючим підсилювачем і ЗЗ по ковзанню

Методика розрахунку коефіцієнта посилення $k_{\text{пос}}$ аналогічна викладеної для ЗЗ по швидкості з деякими змінами.

При обчислений $\alpha_{y1,2}$ сигнали управління розраховуються як $U_{y1,2} = \left(U_{s1,2} - U_{зs}\right)$ сигнали ЗЗ по ковзанню при допущенні їх «ідеальності» - $U_{s1,2} = k_u E_{d0} s_{1,2} \cos \alpha_{0\ 1,2}$.

Внаслідок того, що в результаті розрахунку $\cos \alpha_{0\ 1,2} \to 1$, то його впливом при визначенні k_y нехтуємо.

Різниця між отриманими кутами управління по аналогії з (2.5):

$$\alpha_{y2} - \alpha_{y1} = k_y(U_{s1} - U_{s2}) = k_y k_u E_{d0}(s_1 - s_2). \qquad (2.28)$$

Тоді k_y визначатиметься

$$k_y = \frac{\alpha_{y2} - \alpha_{y1}}{(s_1 - s_2)U_б}. \qquad (2.29)$$

На рис.2.15 показані статичні механічні характеристики в замкнутій системі з ЗЗ по ковзанню для зниженої та більш високої швидкості відповідно. Розрахунок проведено виходячи з діапазону регулювання швидкості $D = 5{:}\,1$ при необхідному модулі жорсткості на нижній характеристиці $\beta = \beta_{\text{прир}}$. Параметри настройки для характеристики на більш високій швидкості відповідають параметрам характеристики на зниженій швидкості. Залежності *а* відповідають «ідеальній» ЗЗ по ковзанню, *б* – «реальній» ЗЗ із параметрами для першої точки настройки при $M_1 = M_{\text{н}}$, те ж саме для другої точки настройки при $M_2 = 2{,}5M_{\text{н}}$.

З аналізу рис.2.15, *б* і рис.2.15, *в* слідує, що застосування «реальної» ЗЗ по ковзанню призводить до появи на статичних характеристиках ділянок з вельми істотним збільшенням жорсткості в області великих і середніх моментів. Причому ця обставина виявляється в більшій мірі на характеристиках зі зниженою швидкістю і вже при заданому модулі статичної жорсткості $\beta = \beta_{\text{прир}}$. При завданні більшої жорсткості ці ділянки статичних характеристик зростають в сторону менших моментів. Ділянки підвищеної жорсткості в динаміці призводять до збільшення коливальності системи і, в цілому, до незадовільної якості перехідних процесів.

Ділянки підвищеної жорсткості проявляються при налаштуванні в другій точці при значеннях моменту більше $M_{\text{н}}$, а при налаштуванні в першій точці - вже при порівняно невеликих моментах. Як видно з рис.2.15, при налаштуванні системи в другій точці статична характеристика більше наближається до характеристик «ідеальної» ЗЗ по ковзанню. Отже, другу точку можна рекомендувати як настроювальної. На рис.2.16 показані перехідні процеси пуску системи по «спрощеній» моделі досліджуваного АЕП в замкнутій системі з «реальною» ЗЗ по ковзанню під час налаштування в другій точці і $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$ *(а)* і $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$ *(б)*.

На рис.2.17 показані ті ж процеси по «повній» моделі досліджуваного АЕП. Як і для перехідних процесів в системі із ЗЗ за швидкістю (рис.2.13) пуск промодельований таким чином, що спочатку система виходить на знижену швидкість, потім здійснюється розгін до основної швидкості, в процесі якого шунтується ступінь попередньо введеного додаткового опору $R_{\text{доб}} = 0{,}4$ Ом. З аналізу рис.2.16 і рис.2.17 випливає, що пуск системи при використанні «реальної» ЗЗ по ковзанню на початковому етапі суттєво затягується. Для виключення цієї обставини при практичній реалізації системи доцільно використовувати пропорційно-інтегральний задатчик інтенсивності, що забезпечує на початку перехідного процесу деякий ненульовий рівень сигналу завдання, що подається в систему стрибком.

Порівняння перехідних процесів пуску в системі з ЗЗ за швидкістю і ЗЗ по ковзанню (рис .2.13 і рис.2.17) показує, що загальна коливальність координат приводу в останньому випадку істотно вище, значущі кидки моменту і коливання швидкості при виведенні пускового ступеню.

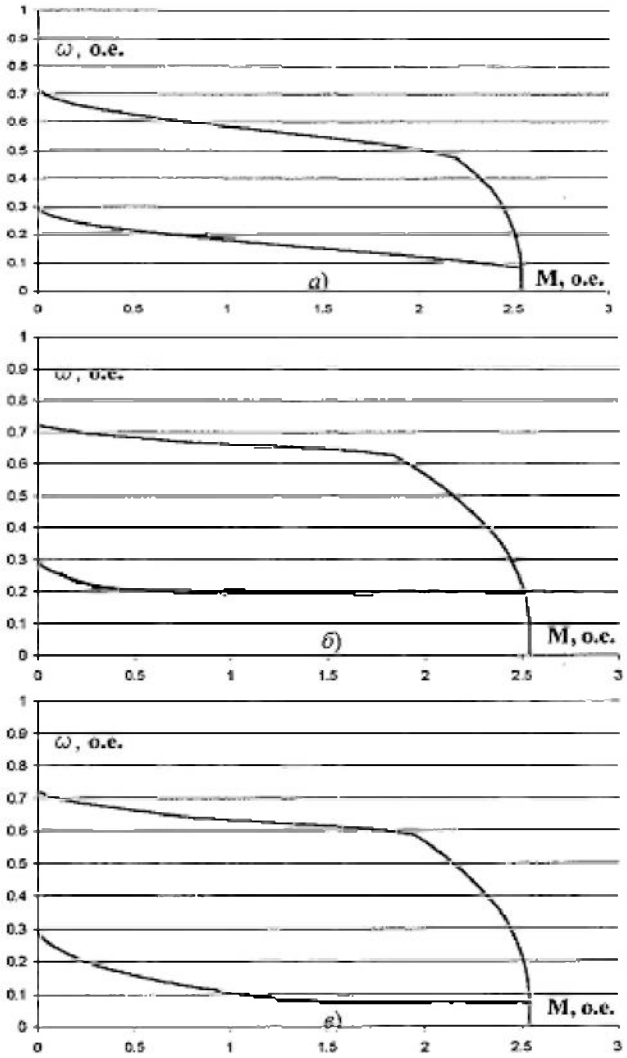


Рисунок 2.15 – Статичні механічні характеристики в замкнутій системі досліджуваного АЕП із ЗЗ по ковзанню на зниженій і більш високій швидкості: *а* - для «ідеальної» ЗЗ, *б* -для «реальної» ЗЗ в першій точці настройки, *в* –для «реальної» ЗЗ у другій точці настройки

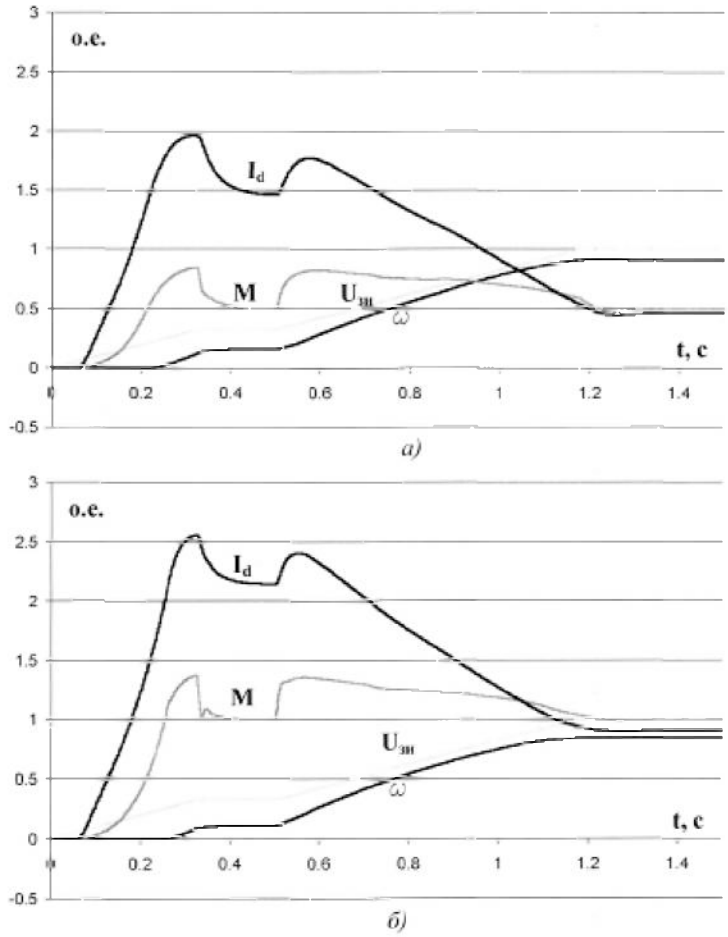


Рис.2.16 – Перехідні процеси пуску системи по «спрощеній» моделі досліджуваного АЕП в замкнутій системі з «реальною» ЗЗ по ковзанню при налаштуванні в другій точці і *а* – $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$; *б* – $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$

Необхідно відзначити, що при моделюванні системи по «повній» моделі в сигналі ЗЗ по ковзанню не враховувалася складова по похідній випрямленого струму. Як показало моделювання процесів з її урахуванням, система при цьому має велику схильність до нестійкості. Крім того, відомо, що наявність зв'язку з цим знижує перешкодозахищеність схеми управління.

Як встановлено під час моделювання по «повній» моделі, у встановленому режимі при роботі системи на зниженій швидкості можливі коливання, навіть якщо система є стійкою по «спрощеній» моделі. Останнє пояснюється тим, що реально в замкнутій системі сигнал ЗЗ по ковзанню не гладкий. Залежність сигналу ЗЗ по ковзанню в процесі пуску по «повній» для випадку, проілюстрованого на рис.2.17, *б*, показана на рис.218.

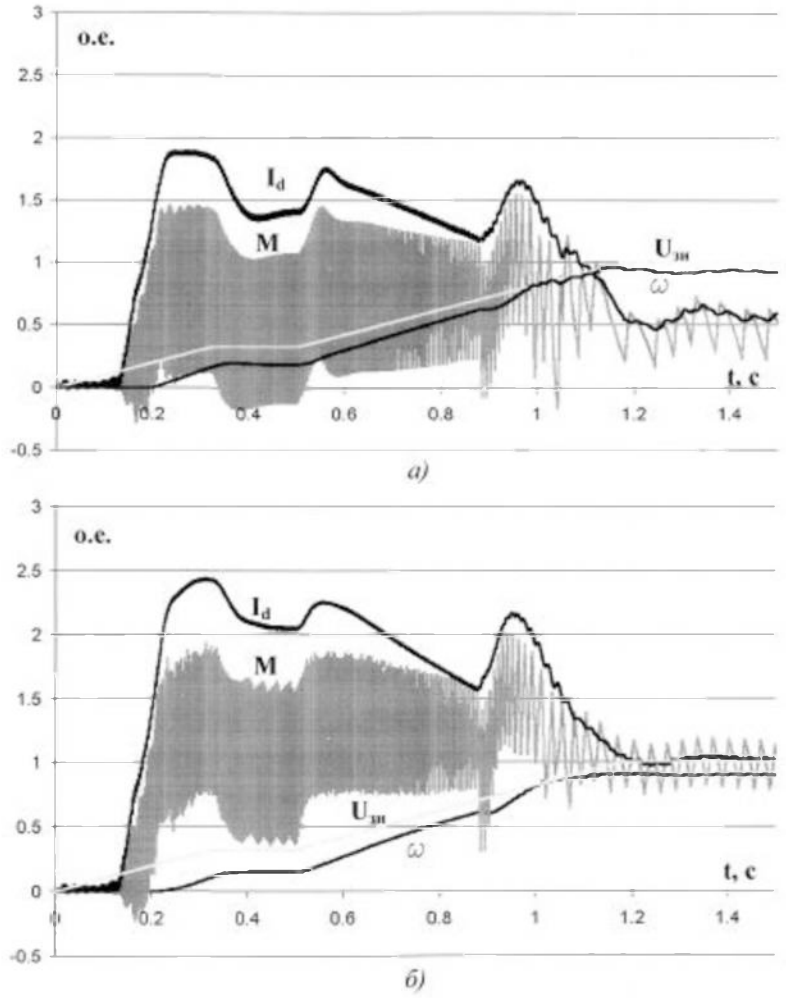


Рисунок 2.17 – Перехідний процес пуску системи по «повній» моделі досліджуваного АЕП в замкнутій системі з «реальною» ЗЗ по ковзанню при налаштуванні в другій точці і *а* – $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$; *б* – $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$

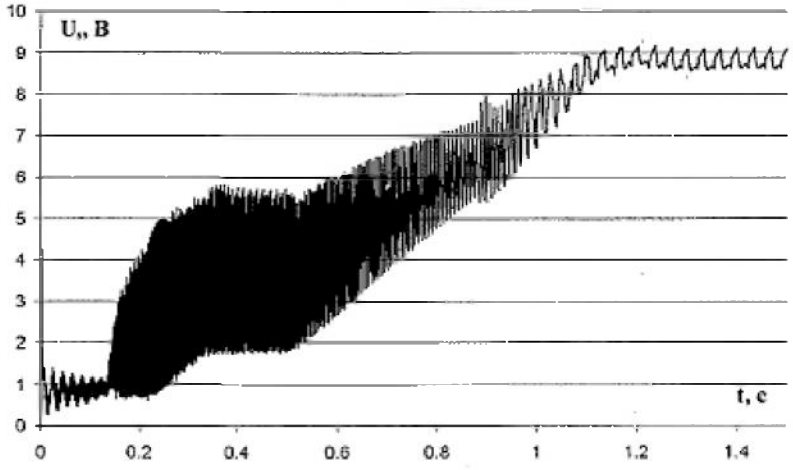


Рисунок 2.18 – Сигнал ЗЗ по ковзанню в процесі пуску при $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$

Оскільки СІФУ нелінійна, значні коливання сигналу ЗЗ по ковзанню виводять її в насичення, що призводить до розмикання системи з подальшим її замиканням і т.д. Таким чином, в системі відбуваються автоколивання.

Залежність кута управління тиристорами в процесі пуску для випадка, проілюстрованого на рис.2.17, *б*, показана на рис.2.19, *а*. Для порівняння на рис. 2.19, *б* показана та ж залежність в замкнутій системі із ЗЗ за швидкістю.

Як видно з рис.2.19, в системі із ЗЗ по ковзанню залежність кута управління тиристорами кардинально відрізняється від тієї ж залежності для системи із ЗЗ за швидкістю. Фактично, у випадку, показаному на рис.2.19, *а*, система управління працює в релейному режимі.

При завданні модуля статичної жорсткості $\beta > \beta_{\text{прир}}$ система, внаслідок наведеної форми сигналу ЗЗ по ковзанню (рис.2.18), стає менш стійкою. При роботі системи на сталій зниженій швидкості і в динаміці виникають суттєві низькочастотні незгасаючі коливання моменту і швидкості.

Дослідженнями встановлено, що засобами корекції отримані ділянки підвищеної жорсткості статичних характеристик (рис. 2.15, *б* і *в*) усунути не вдається. Одним з простих шляхів ліквідації цих ділянок є, наприклад, зниження загального коефіцієнта посилення системи. Однак, при цьому зростає статична помилка і, щоб отримати необхідний діапазон регулювання швидкості, потрібно кілька підвищувати рівень сигналу завдання.

Аналіз залежностей, отриманих за «повної» моделі досліджуваного АЕП для аналізованого варіанта замкнутої системи (рис.2.17) показує, що, в принципі, в замкнутій системі з ЗЗ по ковзанню можливо отримання задовільної якості перехідних процесів.

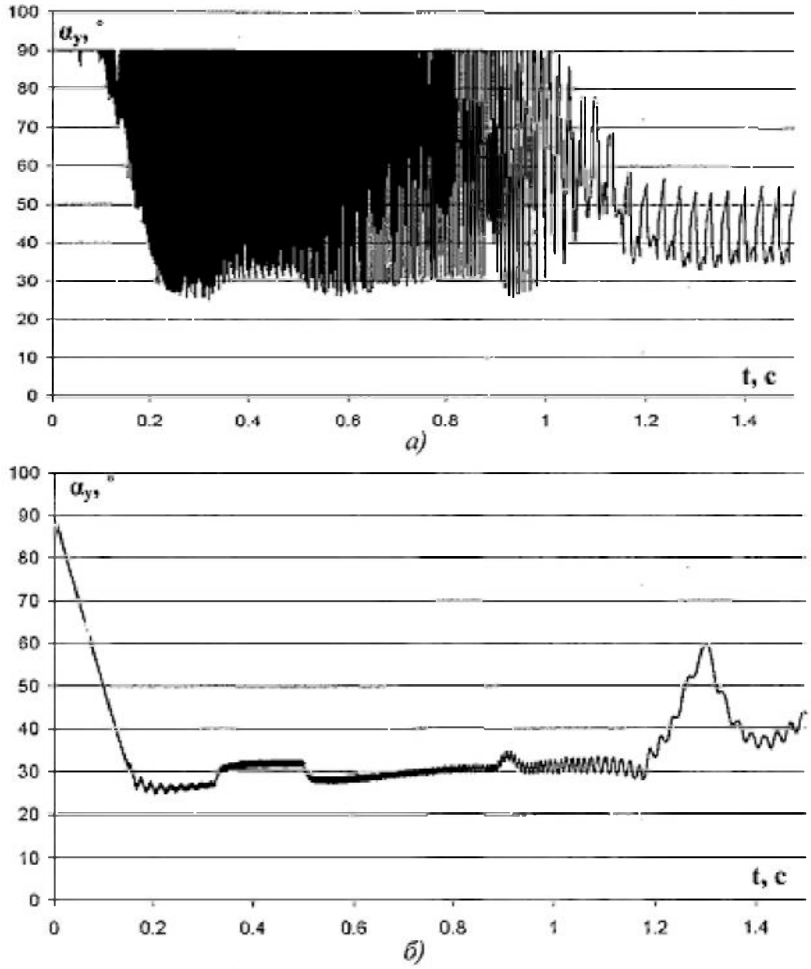


Рисунок 2.19 – Кут управління тиристорами в процесі пуску в системах:

а – із ЗЗ по ковзанню;

б – *і*з ЗЗ за швидкістю

Таким чином, якщо до системи не пред'являються високі вимоги до точності стабілізації швидкості, то, як можна стверджувати з проведеного аналізу, використання ЗЗ по ковзанню в ряді випадків як альтернативи ЗЗ за швидкістю для досліджуваної системи АЕП цілком виправдано.

2.4. Висновки

Підсумком глави став аналіз і синтез замкнутих систем досліджуваного АЕП із загальним суммуючим підсилювачем і ЗЗ за швидкістю і ковзанню.

1. Проведено аналіз та систематизована замкнута система із ЗЗ за швидкістю. Шляхом моделювання перехідних процесів пуску замкнутої системі із ЗЗ за швидкістю по «повній» і «спрощеній» моделям отримані

високі показники якості регулювання. Показано, що система при пуску з хорошою точністю відпрацьовує сигнал завдання (статична помилка за швидкістю не перевищує 0,5%). В процесі пуску кидки випрямленого струму не перевищують $2I_{d\text{н}}$ при $M_{\text{с}} = 0{,}5M_{\text{н}}$ і $2{,}5I_{d\text{н}}$ при $M_{\text{с}} = M_{\text{н}}$.

2. Проведено аналіз та синтезована замкнута система із ЗЗ за швидкістю. Здійснено лінеаризацію системи. Показана доцільність проведення її корекції за допомогою ЛЧХ. З проведеного аналізу випливає, що корекцію системи необхідно вести для розрахункового коефіцієнта посилення на характеристиці зі зниженою швидкістю при максимальному моменті характеристики замкнутої системи.

3. Виявлено особливості аналізу і синтезу замкнутої системи із суммуючим підсилювачем і ЗЗ по ковзанню. Отримано, що застосування «реальної» ЗЗ по ковзанню призводить до появи на статичних характеристиках ділянок з істотним збільшенням жорсткості в області великих і середніх моментів.

4. Показано, що при налаштуванні системи в точці на характеристиці зі зниженою швидкістю при максимальному моменті статична характеристики більшою мірою наближається до характеристики для «ідеальної» ЗЗ по ковзанню (еквіваленту ЗЗ по швидкості).

5. Встановлено, що при використанні ЗЗ по ковзанню внаслідок значних коливань сигналу ЗЗ в системі відбуваються автоколивання, в результаті чого СІФУ в даному випадку працює в релейному режимі. Підтверджено, що в разі невисоких вимог до точності стабілізації швидкості використання ЗЗ по ковзанню як альтернативи ЗЗ за швидкістю для досліджуваної системи АЕП цілком виправдано.

3. СПЕЦІАЛЬНІ РЕЖИМИ РОБОТИ ТА ЕНЕРГЕТИЧНІ ПОКАЗНИКИ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З ФАЗОВИМ УПРАВЛІННЯМ В РОТОРНОМУ ЛАНЦЮЗІ

3.1. Режим робочого електричного вала

3.1.1. Принцип роботи системи робочого електричного вала

Для ряду механізмів використовуються багатодвигунні системи електроприводу. Більш за все застосування механічного зв'язку між окремими механізмами агрегата, розташованими на порівняно великій відстані, призводить до складних передач і громіздких конструкцій. Із збільшенням відстані зростають довжина і діаметр сполучних валів, зростає кількість опорних підшипників. У деяких випадках виявляється взагалі неможливим здійснення механічного зв'язку. Механічна зв'язок може бути замініний електричним синхронним зв'язком - електричним валом.

В роботі пропонується варіант побудови системи РЕВ на базі АЕП з фазовим керуванням в роторі шляхом включення керованого випрямувача в загальний роторний ланцюг двох асинхронних двигунів. Схема силової частини досліджуваного АЕП в системі РЕВ представлена на рис.3.1.

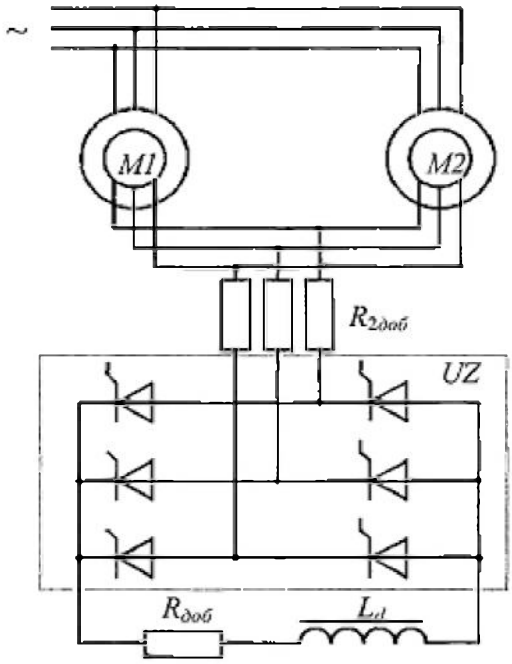


Рисунок 3.1 – Схема силової частини досліджуваного АЕП в системі РЕВ

Силова частина містить два асинхронних двигуна з фазним ротором *Ml* і *M2*, статорні обмотки яких підключені паралельно до мережі, роторні ланцюги об'єднані, а в загальний роторний ланцюг двигунів приєднаний трифазний керований тиристорний випрямляч *UZ*, навантажений на активно-індуктивний $R_{\text{доб}}L_d$ ланцюг . В об'єднаний роторний ланцюг можуть бути включені додаткові резистори (загальний реостат) $R_{2\text{доб}}$.

Система РЕВ дозволяє забезпечити синхронне обертання декількох робочих органів одного механізму при відсутності механічного зв'язку. В даному випадку кожен з двигунів виконує і робочі, і синхронізуючі функції.

Спрощена схема заміщення роторних ланцюгів системи РЕВ представлена на рис.3.2. Тут позначені: I_2^1, I_2^2 – струми ротора першого і другого двигунів; E_2^1, E_2^2 – ЕРС двигунів, $R_\Sigma = R_{2\text{доб}} + R_{\text{доб}}/2$ загальний активний опір, X_Σ - загальний фіктивний індуктивний опір, обумовлений принципом фазового управління і залежний від кута управління тиристорами.

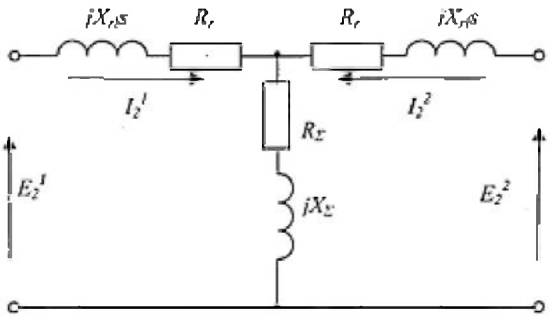


Рисунок 3.2 – Спрощена схема заміщення роторних ланцюгів системи РЕВ

До кожного двигуна окремо в цій системі прикладено навантаження, що задається статичними моментами M_{c1} і M_{c2}. У разі рівного розподілу статичних моментів двигуни обертаються синхронно і синфазно, а вектори ЕРС роторних ланцюгів рівні між собою за величиною і спрямовані назустріч однин одному.

Якщо в процесі роботи системи навантаження на валу одного з двигунів зміниться, то між векторами ЕРС з’являється певний електричний

кут неузгодженості θ. При більш навантаженому першому двигуні ($M_{c1} > M_{c2}$) його ротор відстає від ротора другого на відповідний геометричний кут неузгодженості. Векторна діаграма для випадку $M_{c1} > M_{c2}$ представлена на рис.3.3.

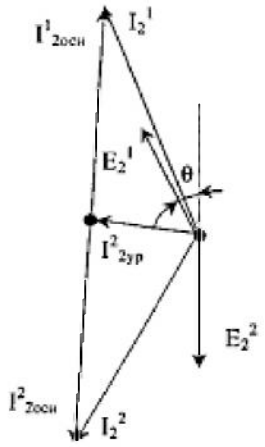


Рисунок 3.3 – Векторна діаграма ЕРС в разі $M_{c1} > M_{c2}$

В останньому випадку струми роторів I_2^1 та I_2^2 обох двигунів розділяються на дві складові: ток $I_{2\text{заг}}$відповідний основному моменту, і струм $I_{2\text{ур}}$, що створює зрівняльний момент. По рис. 3.4 видно, що проекції векторів $I_{2\text{заг}}^1$ та $I_{2\text{заг}}^2$ відповідно на вектори ЕРС E_2^1 та E_2^2 позитивні, а проекції вектора зрівняльного струму на ті ж вектори ЕРС мають протилежні знаки, тобто обидва асинхронних двигуна розвивають основний руховий момент однакового знака і одночасно зрівняльні моменти протилежних знаків. В даному випадку момент більш навантаженого першого двигуна збільшується, а момент другого двигуна зменшується.

В сталому режимі результуючі моменти двигунів визначаються сумою основного і зрівняльного моментів:

$$\begin{aligned} M_1 &= M + M_{\text{ур}} = M_{c1}; \\ M_2 &= M - M_{\text{ур}} = M_{c2}. \end{aligned} \qquad (3.1)$$

З (3.1) основний момент дорівнює напівсумі моментів навантаження

$$M_{\text{заг}} = \frac{M_{c1}+M_{c2}}{2}, \qquad (3.2)$$

а зрівняльний момент – полурізниця

$$M_{\text{ур}} = \frac{M_{c2} - M_{c1}}{2} \qquad (3.3)$$

Як випливає з (3.1), при рівності статичних моментів на валах двигунів зрівняльний момент відсутній, а моменти двигунів рівні між собою. В іншому випадку один з двигунів виявиться перегруженим, а інший недовантаженим.

Загальні активний та індуктивний опори безпосередньо не впливають на зрівняльний струм $I_{2\text{ур}}$, оскільки він замикається по роторним ланцюгам двигуна, не відгалужуючись в загальний роторний ланцюг. Через $R_{2\text{доб}}$, X_{Σ} та $R_{\text{доб}}$ замикається основний струм кожного двигуна, що створює основний момент, причому цей струм не протікає в роторний ланцюг іншого двигуна.

Зміною величини опорів R_{Σ} і X_{Σ} можна отримати різні робочі режими. Так, при $R_{\Sigma} = 0$ і $X_{\Sigma} = 0$ ротори машин замкнуті накоротко, і обидві машини працюють незалежно один від одного. При $R_{\Sigma} \to \infty$ і (або) $X_{\Sigma} \to \infty$ асинхронні двигуни створюють тільки зрівняльні моменти. На цій властивості заснований режим попереднього фазування. Детальніше про цей процес буде сказано нижче.

3.1.2 Особливості математичного опису дводвигунового електроприводу з фазовим керуванням в роторному ланцюзі

При аналізі системи РЕВ математичний опис дводвигунового електроприводу з фазовим керуванням в колі ротора має свої особливості і доповнення, отже, для наведених в гл.1 систем рівнянь необхідні відповідні корективи.

Схема заміщення роторних ланцюгів в дводвигуновому варіанті прийме вигляд, показаний на рис.3.4.

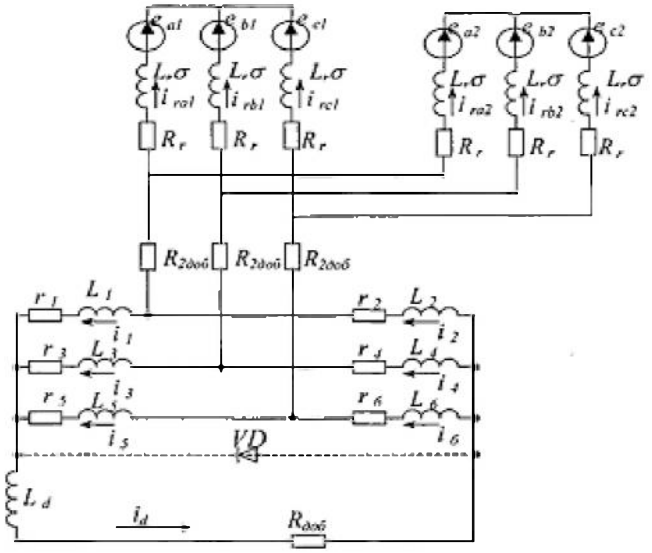


Рисунок 3.4 – Схема заміщення роторних ланцюгів в дводвигуновому варіанті

У цьому випадку вирази (1.9) для фазних роторних ЕРС:

$$e_{a1} = -k_s \frac{d\Psi_{sa1}}{dt};\ e_{b1} = -k_s \frac{d\Psi_{sb1}}{dt};\ e_{c1} = -k_s \frac{d\Psi_{sc1}}{dt};$$
$$e_{a2} = -k_s \frac{d\Psi_{sa2}}{dt};\ e_{b2} = -k_s \frac{d\Psi_{sb2}}{dt};\ e_{c2} = -k_s \frac{d\Psi_{sc2}}{dt}. \quad (3.4)$$

Система рівнянь (1.10) постане у вигляді:

$$\begin{cases} e_{b1} - e_{a1} + R_r(i_{ra1} - i_{rb1}) + R_{2\text{доб}}(i_{ra1} - i_{rb1} + i_{ra2} - i_{rb2}) + \\ \quad + L_r\sigma\left(\frac{di_{ra1}}{dt} - \frac{di_{rb1}}{dt}\right) - r_1 i_1 + r_3 i_3 - L_1\frac{di_1}{dt} + L_3\frac{di_3}{dt} = 0; \\ e_{c1} - e_{b1} + R_r(i_{rb1} - i_{rc1}) + R_{2\text{доб}}(i_{rb1} - i_{rc1} + i_{rb2} - i_{rc2}) + \\ \quad + L_r\sigma\left(\frac{di_{rb1}}{dt} - \frac{di_{rc1}}{dt}\right) - r_3 i_3 + r_5 i_5 - L_3\frac{di_3}{dt} + L_5\frac{di_5}{dt} = 0; \\ e_{b2} - e_{a2} + R_r(i_{ra2} - i_{rb2}) + R_{2\text{доб}}(i_{ra1} - i_{rb1} + i_{ra2} - i_{rb2}) + \\ \quad + L_r\sigma\left(\frac{di_{ra2}}{dt} - \frac{di_{rb2}}{dt}\right) - r_1 i_1 + r_3 i_3 - L_1\frac{di_1}{dt} + L_3\frac{di_3}{dt} = 0; \\ e_{c2} - e_{b2} + R_r(i_{rb2} - i_{rc2}) + R_{2\text{доб}}(i_{rb1} - i_{rc1} + i_{rb2} - i_{rc2}) + \\ \quad + L_r\sigma\left(\frac{di_{rb2}}{dt} - \frac{di_{rc2}}{dt}\right) - r_3 i_3 + r_5 i_5 - L_3\frac{di_3}{dt} + L_5\frac{di_5}{dt} = 0; \\ i_{ra1} + i_{ra2} + i_1 - i_2 = 0; \\ i_{rb1} + i_{rb2} + i_3 - i_4 = 0; \\ i_{rc1} + i_{rc2} + i_5 - i_6 = 0; \\ L_1\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} - L_3\frac{di_3}{dt} - L_4\frac{di_4}{dt} + r_1 i_1 + r_2 i_2 - r_3 i_3 - r_4 i_4 = 0; \\ L_3\frac{di_3}{dt} + L_4\frac{di_4}{dt} - L_5\frac{di_5}{dt} - L_6\frac{di_6}{dt} + r_3 i_3 + r_4 i_4 - r_5 i_5 - r_6 i_6 = 0; \\ L_d\frac{di_d}{dt} + L_1\frac{di_1}{dt} + L_2\frac{di_2}{dt} + R_{\text{доб}} i_d + r_1 i_1 + r_2 i_2 = 0. \end{cases} \quad (3.5)$$

використовуючи співвідношення

$$e_{a1} + e_{b1} + e_{c1} = 0; \quad e_{a2} + e_{b2} + e_{c2} = 0; \quad i_1 + i_3 + i_5 = i_d,$$

(3.5) після відповідних перетворень можна представити у вигляді:

$$\begin{cases} k_s \frac{d\Psi_{sa1}}{dt} - k_s \frac{d\Psi_{sb1}}{dt} + L_r\sigma \frac{di_{ra1}}{dt} - L_r\sigma \frac{di_{rb1}}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} = \\ = R_r(i_{rb1} - i_{ra1}) + R_{2доб}(i_{rb1} + i_{ra1} + i_{rb2} - i_{ra2}) + r_1 i_1 + r_3 i_3; \\ 3k_s \frac{d\Psi_{sb1}}{dt} + 3L_r\sigma \frac{di_{rb1}}{dt} + L_1 \frac{di_1}{dt} + 2L_3 \frac{di_3}{dt} + L_5 \frac{di_5}{dt} = \\ = 3R_r i_{rb1} - 3R_{2доб}(i_{rb1} - i_{rb2}) - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5; \\ k_s \frac{d\Psi_{sa2}}{dt} - k_s \frac{d\Psi_{sb2}}{dt} + L_r\sigma \frac{di_{ra2}}{dt} - L_r\sigma \frac{di_{rb2}}{dt} - L_1 \frac{di_1}{dt} + L_3 \frac{di_3}{dt} = \\ = R_r(i_{rb2} - i_{ra2}) + R_{2доб}(i_{rb1} - i_{ra1} + i_{rb2} - i_{ra2}) + r_1 i_1 - r_3 i_3; \\ 3k_s \frac{d\Psi_{sb2}}{dt} + 3L_r\sigma \frac{di_{rb2}}{dt} + L_1 \frac{di_1}{dt} - 2L_3 \frac{di_3}{dt} + L_5 \frac{di_5}{dt} = \\ = -3R_r i_{rb2} - 3R_{2доб}(i_{rb1} - i_{rb2}) - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5; \\ \frac{di_{ra1}}{dt} + \frac{di_{ra2}}{dt} + \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} = 0; \\ \frac{di_{rb1}}{dt} + \frac{di_{rb2}}{dt} + \frac{di_3}{dt} - \frac{di_4}{dt} = 0; \\ \frac{di_1}{dt} - \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} - \frac{di_4}{dt} + \frac{di_5}{dt} - \frac{di_6}{dt} = 0; \\ (L_1 + L_d)\frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} + L_d \frac{di_3}{dt} + L_d \frac{di_5}{dt} = \\ = -(r_1 + R_{доб})i_1 - r_2 i_2 - R_{доб} i_3 - R_{доб} i_5; \\ L_1 \frac{di_1}{dt} + L_2 \frac{di_2}{dt} - L_3 \frac{di_3}{dt} - L_4 \frac{di_4}{dt} = -r_1 i_1 - r_2 i_2 + r_3 i_3 + r_4 i_4; \\ L_3 \frac{di_3}{dt} + L_4 \frac{di_4}{dt} - L_5 \frac{di_5}{dt} - L_6 \frac{di_6}{dt} = -r_3 i_3 - r_4 i_4 + r_5 i_5 + r_6 i_6 = 0. \end{cases} \quad (3.6)$$

За аналогією з викладеним в гл.1, можна отримати систему диференційних рівнянь в матричному вигляді:

$$N_2 \times \dot{Y}_2 = A_2. \quad (3.7)$$

Система описує динамічні режими досліджуваного АЕП в дводвигуновому варіанті і містить в даному випадку вісімнадцять невідомих: $\Psi_{sa1}, \Psi_{sb1}, \Psi_{sa2}, \Psi_{sb2}, i_{ra1}, i_{rb1}, i_{ra2}, i_{rb2}, i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6, \omega_1, \varphi_1, \omega_2, \varphi_2$.

В результаті виводяться вирази для матриці коефіцієнтів N_2 і вектора вільних коефіцієнтів A_2 системи диференціальних рівнянь досліджуваного АЕП, які зведені в таблиці і представлені в додатку В.

Слід зазначити, що з урахуванням наведених особливостей математичного опису комп'ютерні моделі доопрацьовані до дводвигунового варіанту досліджуваної системи.

Була розроблена модель дводвигунового варіанту досліджуваної системи в візуально-орієнтованому вигляді в СКМ *MATLAB*. Її відмінністю від раніше розроблених є наявність в моделі другого асинхронного двигуна *M2*, з'єднаного з першим *M1* загальним роторним ланцюгом із введенням в неї загального реостата. Крім того, в моделі передбачено ключ *KM1*, відмикаючий фазу *C* статора для проведення операції двофазного фазування.

На першому етапі моделювання РЕВ зупинимося на згаданому режимі попереднього фазування.

3.1.3. Режим попереднього фазування системи робочого електричного вала

Синфазне положення роторів двигунів характеризується тим, що кут неузгодженості θ дорівнює нулю. Реально перед пуском в системі РЕВ ротори двигунів можуть займати довільне положення в просторі. При відмінному від синфазного положення роторів підключення двигунів: для спільної роботи може привести до несинхронному обертанню їх роторів.

Для стійкої роботи системи РЕВ і зниження кидків струму при наступному пуску для ряду механізмів рекомендується проводити попередню операцію фазування, при якій ротори отримують синфазне положення в просторі [45].

Існують два варіанти попереднього фазування системи РЕВ. Трифазне фазування здійснюється в результаті підключення статорів машин РЕВ до мережі при відключенні загального навантаження роторів, тобто в даній системі шляхом розмикання ланцюга випрямленого струму роторів. У випадку двофазного фазування процес здійснюється також при відключенні загального навантаження, але до мережі підключаються тільки дві фази обмоток статорів машин.

На рис.3.5 наведені процеси попереднього двофазного (*а*) і трифазного (*б*) фазування. На рис.3.6 показані процеси пуску системи РЕВ з попередніми двофазним (*а*) і трифазним (*б*) фазування.

Для порівняння на рис.3.7 показаний процес пуску системи РЕВ без попереднього фазування при інших рівних умовах.

Індексами «1» і «2» тут і далі позначені моменти і швидкості відповідно першого і другого двигуна.

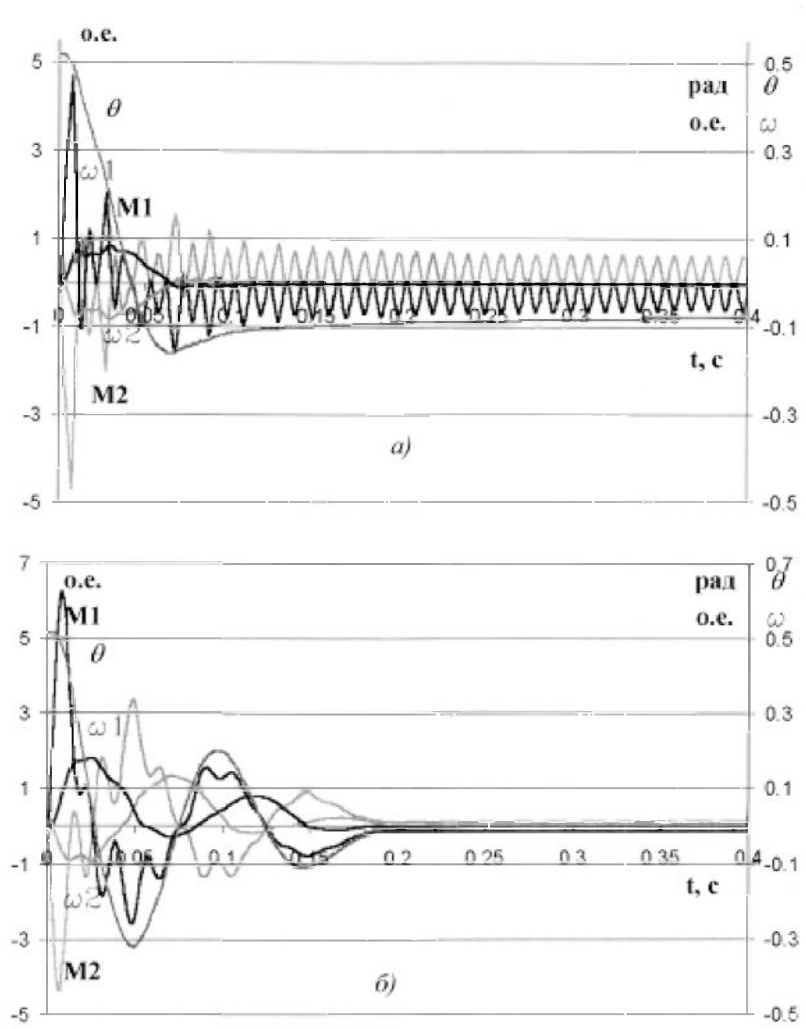


Рисунок 3.5 – Процеси фазування *а* – двофазного; *б* – трифазного.

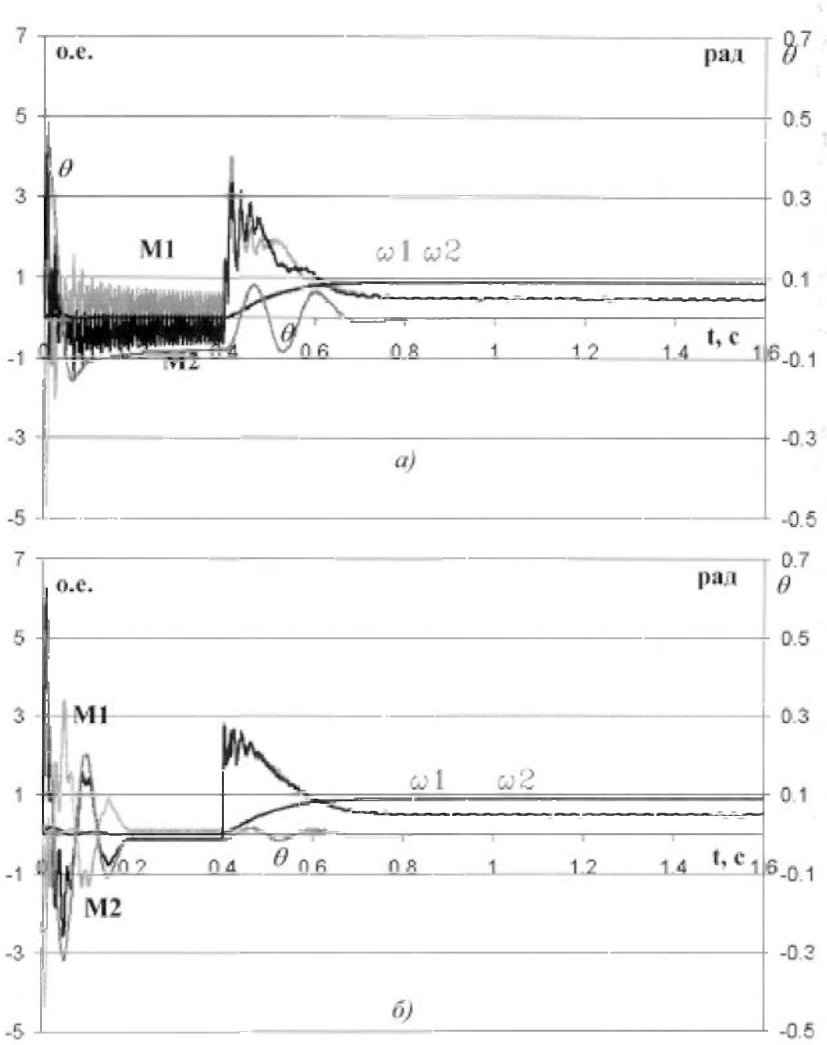


Рисунок 3.6 – Пуск системи РЕВ з попереднім фазуванням:

а - двофазним; *б*-трифазним.

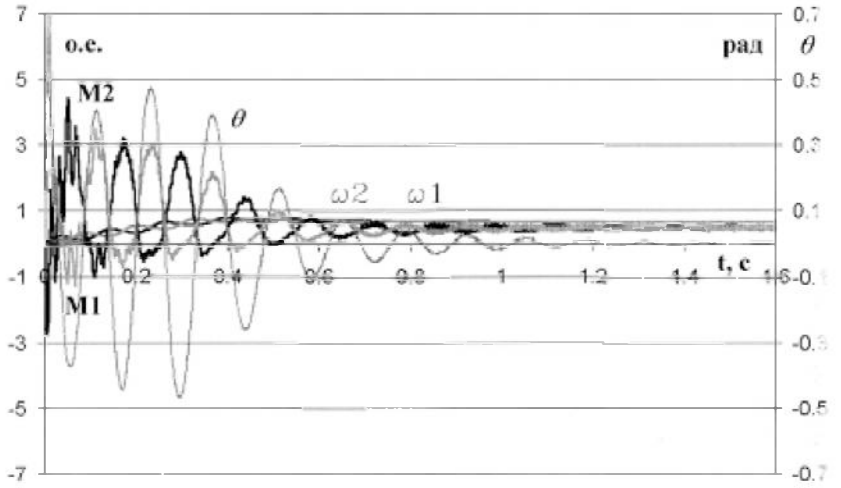


Рисунок 3.7 – Пуск системи РЕВ без попереднього фазування

Електричний кут неузгодженості

$$\theta = p_n \int (\omega_1 - \omega_2) dt + \theta_0,$$

де θ_0 – початкове значення кута неузгодженості.

У всіх випадках θ_0 прийнятий рівним 90° (0,52 рад), що відповідає геометричному куту неузгодженості $\theta_{0\text{геом}} = \theta_0 / p_n = 30^\circ$ (0,173 рад).

Прийнято, що двигуни завантажені рівномірно з додатком до кожного двигуна статичного моменту, який дорівнює половині номінального, $M_{c1} = M_{c2} = 0{,}5 M_{\text{н}}$.

В результаті двофазного фазування ротори перед пуском мають геометричний кут неузгодженості близько 4° (0,07 рад за рис.3.7, *а*), а після трифазного фазування він зменшився приблизно до 1,1° (0,02 рад за рис.3.8, *б*).

За рис.3.7 видно, що при несінфазному положенні роторів пуск без попереднього фазування призводить до тривалих протифазних загасаючих коливань моментів і швидкостей двигунів, які супроводжуються істотними кидками моменту.

Порівнюючи процеси пуску системи РЕВ з попередніми двофазним і трифазним фазуваннями і без них можна зробити висновок про те, що в досліджуваній системі попереднє фазування дозволяє зменшити кут неузгодженості роторів θ_0. Як видно по рис.3.6, це сприятливо позначається на протіканні подальшого пуску, в процесі якого знижуються головні піки моменту, значно зменшуються коливання швидкості і момента. Незважаючи на те, що процес фазування займає певний час, пуск системи з його урахуванням займає менший час, ніж при його відсутності.

По суті, результат процесу фазування (зокрема, трифазного) аналогічний розглянутому в гл. 1 і 2 процесу попереднього включення статорних ланцюгів двигуна при розімкнутому ланцюзі випрямленого струму ротора, в тому сенсі, що в обох випадках відбувається загасання електромагнітних перехідних процесів, зменшуючи при цьому коливальність координат при пуску. Крім того, за рис.3.6 видно, що фазування можна

домогтися основною метою електричного валу – синхронного обертання двигунів при наступному пуску не тільки в сталому режимі, але і в динаміці.

Необхідно відзначити, що сам процес фазування (особливо трифазного) супроводжується кидками моменту не меншими, ніж при пуску без попереднього фазування. Однак, слід мати на увазі, що якщо система пройшла фазування, то подальше відпрацювання механізмом технологічного циклу буде здійснюватися вже при сфазованих машинах. Незважаючи на те, що фазировка в процесі нерівномірного гальмування двигунів системи РЕВ може кілька порушуватися, в цілому, в процесі роботи умови фазировки полегшуються.

Зіставляючи між собою процеси двофазного і трифазного фазування (рис.3.1, *а* і рис.3.7, *б*), можна помітити, що трифазне фазування протікає з великими піковими значеннями моментів. двофазне фазування супроводжується меншими піками моменту, однак сам його процес більш тривалий і зберігається більша неузгодженість роторів двигунів.

З рис.3.7 видно, що обидва варіанти фазування не призводять ротори машин в синфазне положення, тобто θ в обох випадках не прагне до нуля. Таким чином, процеси фазування дозволяють лише суттєво зменшити кут неузгодженості роторів машин, а не звести його до нуля. Отже, більш коректно стверджувати не про приведення роторів двигунів в синфазне положення, а лише про приведення їх роторів в стан, близький до синфазного.

Слід також зазначити, що при відсутності статичного моменту ($M_{с1} = M_{с2} = 0{,}5M_{н}$) на валу кожного з двигунів і спробі проведення при цьому операції двофазного фазування спостерігаються протифазні незгасаючі коливання моментів і швидкостей двигунів, характер зміни θ також носить коливальний характер, про що свідчить рис.3.10, *а*. Процес фазування при цьому втрачає свій фізичний зміст, оскільки не призводить до зменшення кута неузгодженості θ. Трифазне фазування в разі відсутності моменту на валах призводить до повільного розгону двигунів, що

відображено на рис.3.10, *б*. І в цьому випадку фазування також втрачає свій фізичний зміст. Отже, ненавантажені машини привести в стан, близький до синфазного, не вдається. Останнє можна пояснити відсутністю диссипації (поглинання) енергії при нульовому навантаженні на валах двигунів. Цей випадок являє теоретичний інтерес, оскільки реально на валах двигунів навантаження присутнє хоча б у вигляді M_{c0}. В цілому, можна відзначити, що зі зниженням M_c збільшується час фазування.

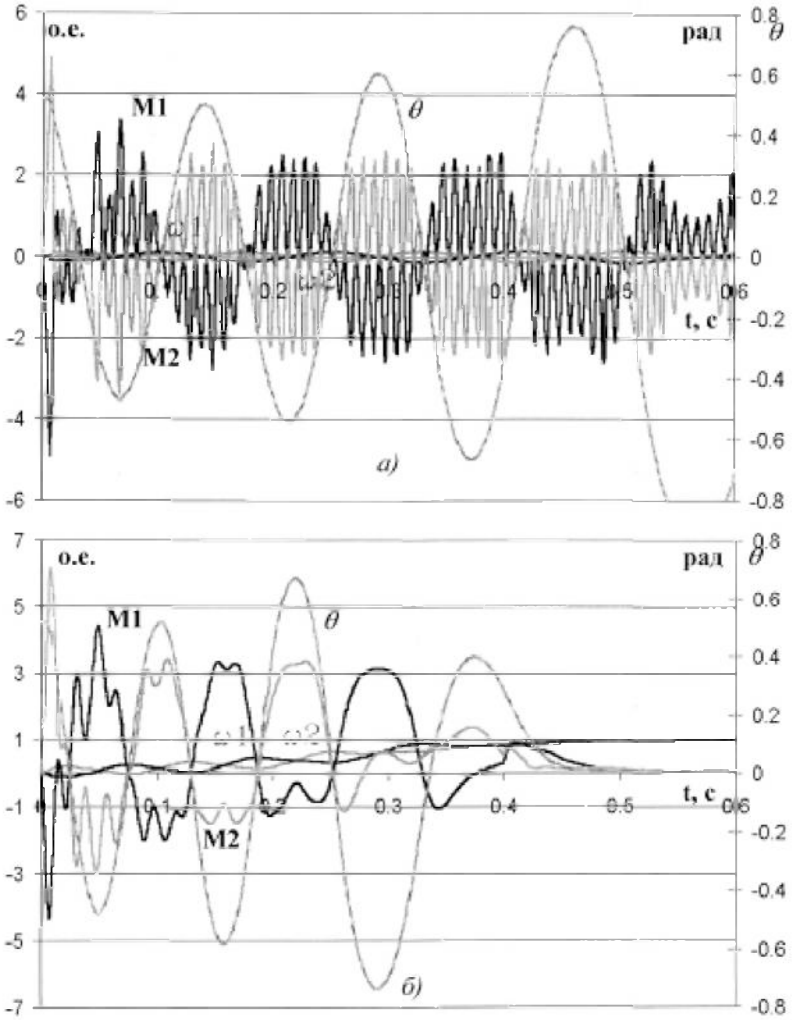


Рисунок 3.10 – Перехідні процеси, одержувані при спробі проведення для ненавантажених двигунів операції фазування:

а - двофазного; *б* - трифазного.

3.1.4. Вплив параметрів на характеристики системи робочого електричного валу при нерівномірному навантаженні двигунів

Синхронізація швидкостей обертання двигунів для досліджуваного АЕП з фазовим керуванням в роторі можлива при використанні як розімкнутої, так і замкнутої систем. Якщо від системи крім синхронізації необхідно регулювання швидкості й формування жорстких ділянок механічних характеристик, то необхідне використання замкнутих систем. Причому синтез цих систем для РЕВ можна вести по всіх наведених в попередній главі варіантів.

У цій главі при відсутності відповідних застережень в якості замкнутої системи при моделюванні мається на увазі система РЕВ із загальним суммуючим підсилювачем і ЗЗ за швидкістю.

Аналітично встановлено, що на ступінь синхронізації швидкостей обертання двигунів системи РЕВ при нерівномірному навантаженні двигунів ($M_{с1} \neq M_{с2}$) впливає, в основному, наступна група параметрів:

- значення жорсткості пружного механічного зв'язку c_{12} між двигунами;
- значення опору $R_{2доб}$ в об'єднаному роторному ланцюзі двигунів;
- значення додаткового опору $R_{доб}$ в ланцюзі випрямленого струму ротора.

Спочатку розглянемо поведінку розімкнутої системи при неравномірному навантаженні двигунів.

На рис. 3.11 представлені перехідні процеси пуску розімкнутої системи без урахування пружного механічного зв'язку ($c_{12} = 0$) при нерівномірності навантаження $\Delta M = |M_{с1} - M_{с2}|$ для значень $\Delta M = 0{,}5M_{н}$ і $\Delta M = M_{н}$, тобто в першому випадку, наприклад, $M_{с1} = 0{,}75M_{н}$, $M_{с1} = 1{,}25M_{н}$ (*а*), у другому $M_{с1} = 0{,}5M_{н}$, $M_{с1} = 1{,}5M_{н}$ (*б*).

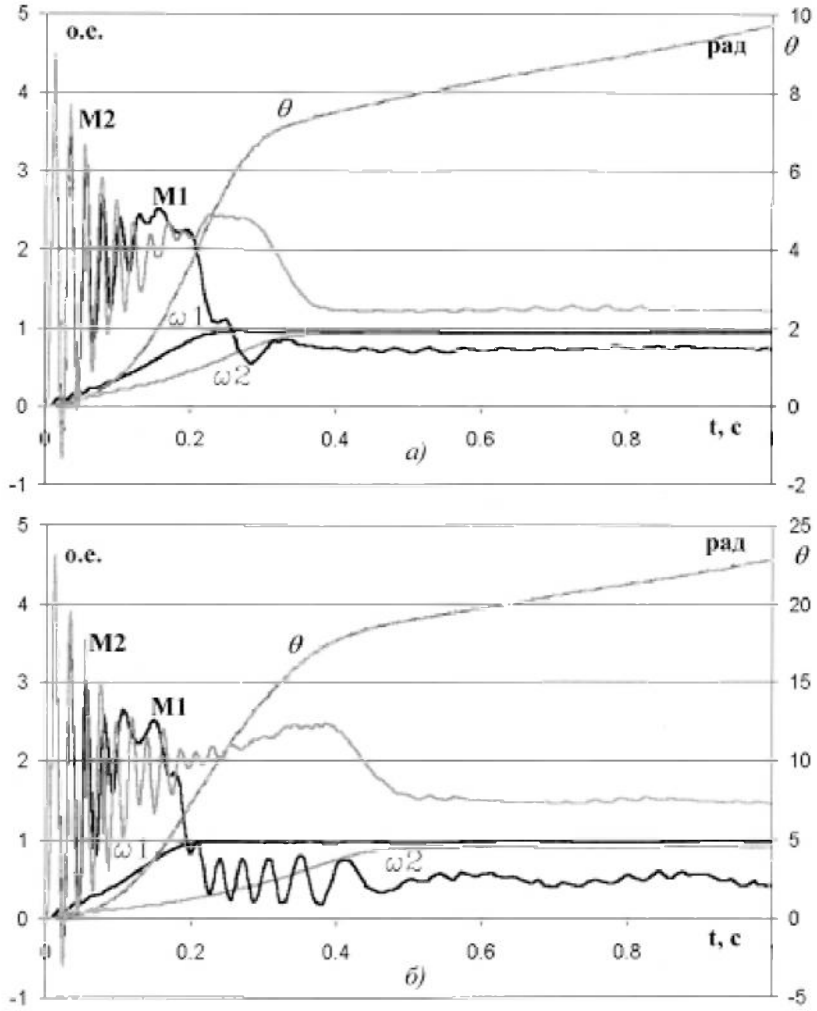


Рисунок 3.11 – Перехідні процеси пуску розімкнутої системи РЕВ з відсутністю пружного механічного зв'язку ($c_{12} = 0$) при:

$а - \Delta M = 0{,}5M_{н}$; $б - \Delta M = M_{н}$.

В обох варіантах значення $R_{2доб}$ і $R_{доб}$ незначні і визначаються опором з'єднувальних проводів.

Для порівняння на рис.3.12, *а* і *б* показаний пуск розімкнутої системи при тих же умовах і наявності пружного механічного зв'язку $c_{12} = 450$ Нм/рад.

Аналізуючи отримані графіки перехідних процесів пуску в разомкнутій системі при наявності і відсутності пружного механічношл зв'язку (рис.3.11 і рис.3.12), можна зробити висновок, що її наявність позитивно позначається на процесі синхронізації швидкостей нерівномірно навантажених двигунів в системі РЕВ. Навіть при відсутності опору $R_{доб}$ в

ланцюзі навантаження випрямляча і високого ступеня нерівномірності завантаження двигунів ΔM упругий механічний зв'язок сприяє вирівнюванню швидкостей обертання двигунів.

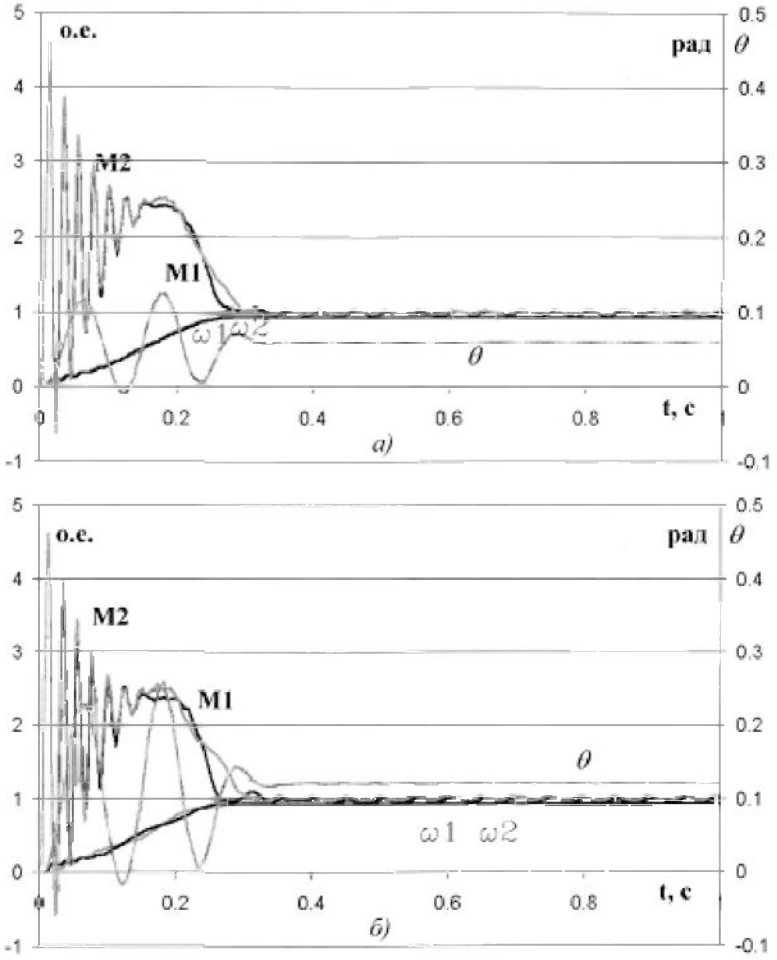


Рисунок 3.12 – Перехідні процеси пуску розімкнутої системи РЕВ з наявністю пружного механічного зв'язку при:

а – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$; *б* – $\Delta M = M_{\text{н}}$.

Оскільки такий зв'язок не завжди існує, необхідно визначитися з іншими можливостями синхронізації швидкостей обертання двигунів.

Ступінь впливу опорів $R_{2\text{доб}}$ і $R_{\text{доб}}$ на синхронізацію швидкостей в системі РЕВ при нерівномірному навантаженні двигунів демонструють рис.3.13 і рис.3.14. Залежності *а* на обох рисунках отримані при $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$, а графіки *б* - при $\Delta M = M_{\text{н}}$. Причому на рис.3.13 перехідні процеси представлені при введенні додаткового опору $R_{\text{доб}} = 0{,}4$ Ом ($\approx 3R_r$) в

роторний ланцюг (по 0,8 Ом для кожного двигуна), а на рис.3.14 $R_{\text{доб}} = 0$ і на стороні змінного струму в роторний ланцюг введено опір $R_{2\text{доб}} = 0{,}2$ Ом, що електрично еквівалентно для мостової схеми.

За рис.3.13 і рис.3.14 видно, що введення як опору $R_{\text{доб}}$ так і $R_{2\text{доб}}$ безпосередньо впливає на якість синхронізації швидкостей при нерівномірному навантаженні двигунів системи РЕВ в розімкнутій системі та кут неузгодженості θ по відношенню до рис.3.11, *а* й ріс.3.11, *б* значно менше.

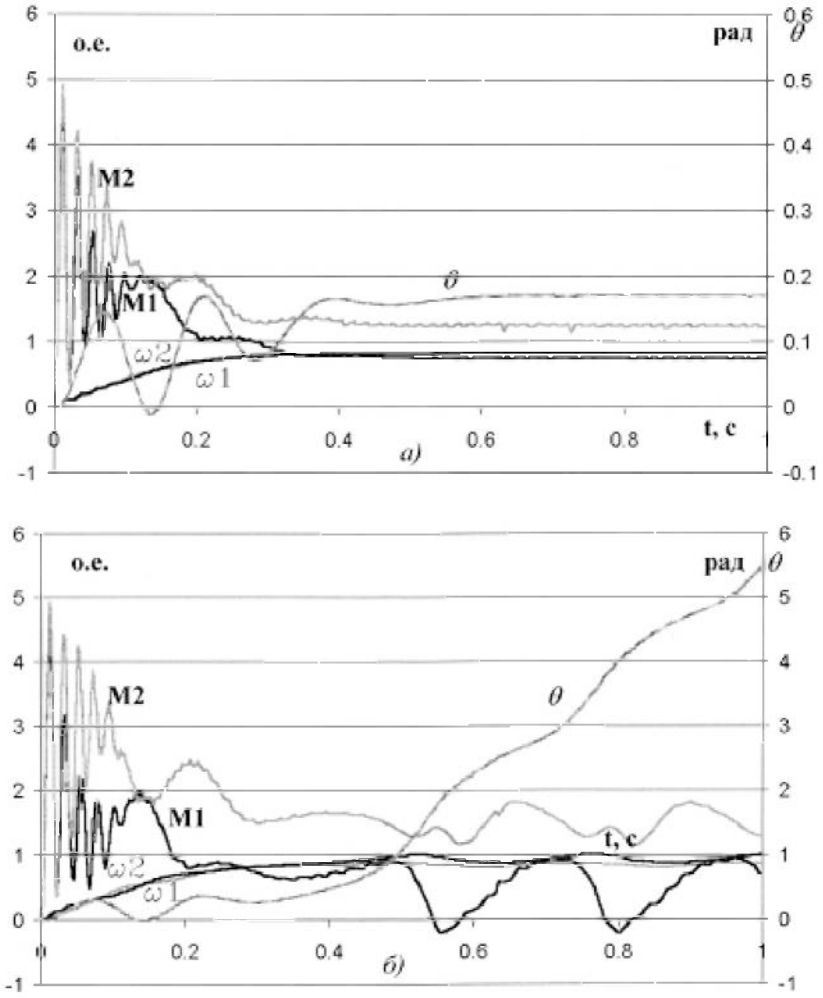


Рисунок 3.13 – Перехідні процеси пуску розімкнутої системи РЕВ з введенням в ланцюг випрямленого струму $R_{\text{доб}} = 0{,}4$ Ом при:

а – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$; *б* – $\Delta M = M_{\text{н}}$.

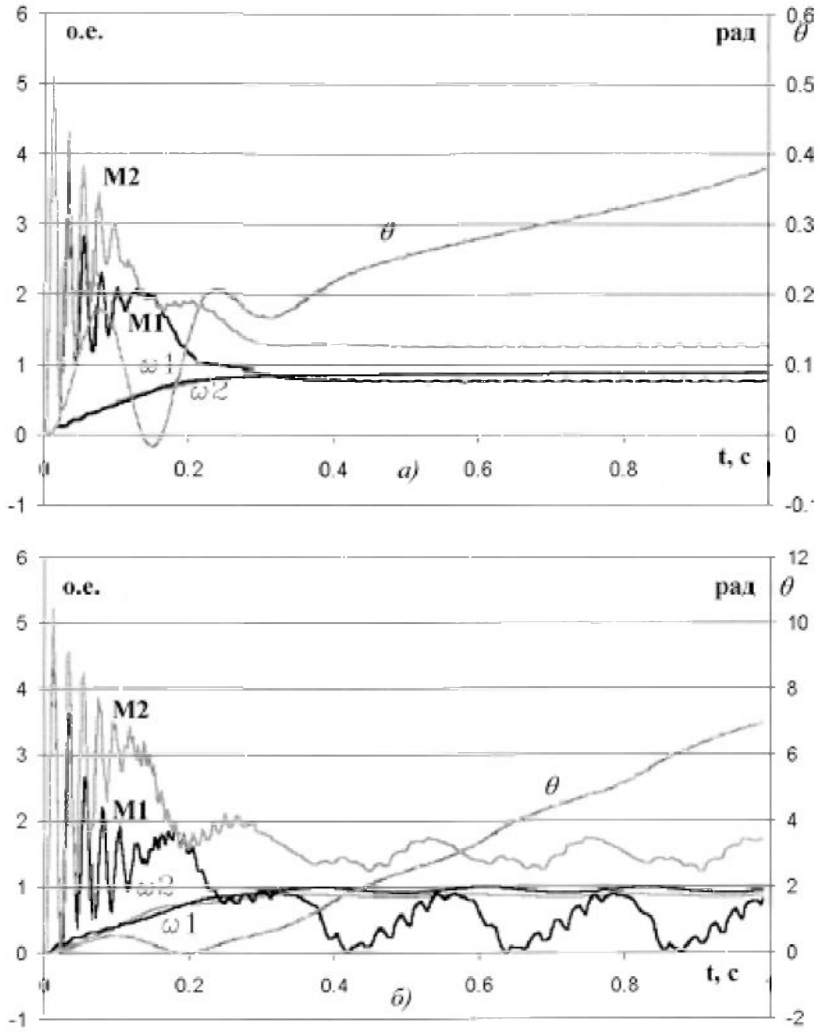


Рисунок 3.14 – Перехідні процеси пуску розімкнутої системи РЕВ із введенням опору $R_{\text{доб}} = 0{,}2$ Ом при: *а* – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$; *б* – $\Delta M = M_{\text{н}}$.

На перехідних процесах рис.3.11 (відсутні $R_{2\text{доб}}$ і $R_{\text{доб}}$) синхронізації швидкостей не спостерігається. Це пояснюється тим, що в цих умовах двигуни працюють незалежно один від одного і створюють моменти, відповідні основній характеристиці, близької до природної. Зрівняльний момент при цьому відсутній, і обертання валів двигунів відбувається з різними швидкостями відповідно до величин моментів навантаження, так як статичні характеристики двигунів однакові. Отже, в разі відсутності зазначених опорів в розімкнутій системі електричного вала не існує.

Введення опорів $R_{2\text{доб}}$ і $R_{\text{доб}}$ призводить до того, що при нерівномірному навантаженні кожен двигун працює на своїй реостатній

характеристиці в зв'язку з виникненням зрівняльного моменту. При цьому чим більше нерівномірність завантаження двигунів ΔM, тим більшою мірою необхідно підвищувати відповідні опори. Як видно з порівняння рис.3.13 і рис.3.14, синхронізації вдалося досягти лише на рис.3.13, *а*. При однакових ΔM на рис.3.14, *а* синхронізації досягти не вдається.

Вводити опір $R_{\text{доб}}$ для досягнення синхронного обертання валів представляється практично більш зручно і, як показує рис.3.13, найбільш ефективно.

Необхідно відзначити, що можливістю зміни $R_{2\text{доб}}$ і $R_{\text{доб}}$ для забезпечення узгодженого обертання роторів двигунів потенціал використання розімкнутої системи і обмежується. В принципі, як показують рис.3.13, *а* і рис.3.14, *а*, синхронізація швидкостей двигунів в розімкнутій системі ефективна при порівняно невеликій ΔM.

На рис.3.15 показаний перехідний процес пуску в замкнутій системі з використанням задатчика інтенсивності при рівному навантаженні на двигунах. Фактично, тут двигуни працюють ідентично.

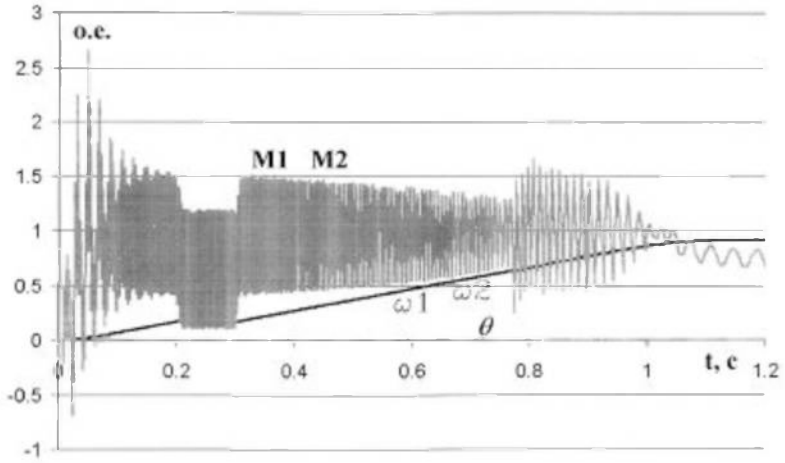


Рисунок 3.15 – Перехідні процеси в замкнутій системі РЕВ в разі рівномірно завантажених двигунів

Для замкнутої системи існує наступний спосіб досягнення синхронізації швидкостей двигунів при збільшенні ступеня нерівномірності навантаження двигунів, що реалізовується при недостатній для синхронізації

величині опорів. Цей спосіб полягає в тому, що знижується сигнал завдання, і синхронне обертання відбувається на кілька зниженій швидкості.

Для дослідження цього варіанту узгодження швидкостей обертання роторів на рис.3.16 показані наступні варіанти перехідних процесів в замкнутій системі: *а* – пуск системи з $\Delta M = 0{,}2M_{\text{н}}$, а саме $M_{c1} = 0{,}9M_{\text{н}}$, $M_{c2} = 1{,}1M_{\text{н}}$, *б* – пуск системи з $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$ ($M_{c1} = 0{,}75M_{\text{н}}$, $M_{c2} = 1{,}125M_{\text{н}}$), *в* – пуск системи з $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$ ($M_{c1} = 0{,}75M_{\text{н}}$, $M_{c2} = 1{,}125M_{\text{н}}$). Залежності *а* і *б* отримані з максимальним сигналом завдання. У разі *в* напругу завдання складає $^{3}/_{4}$ від максимального, тобто 7,5 В.

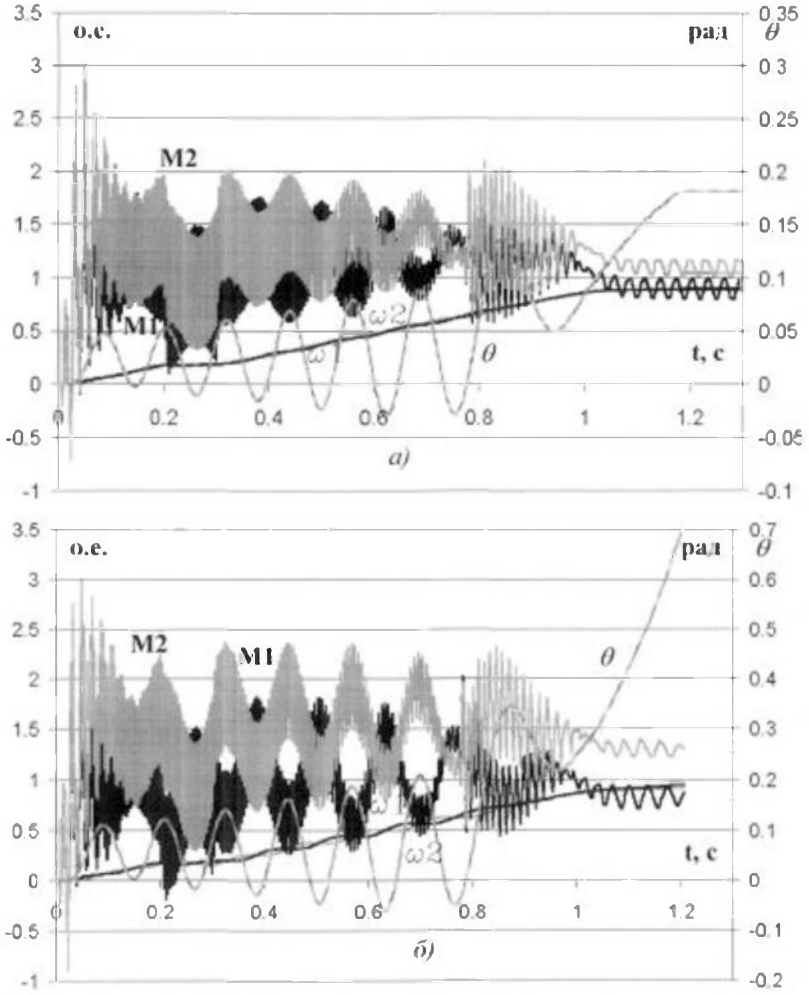
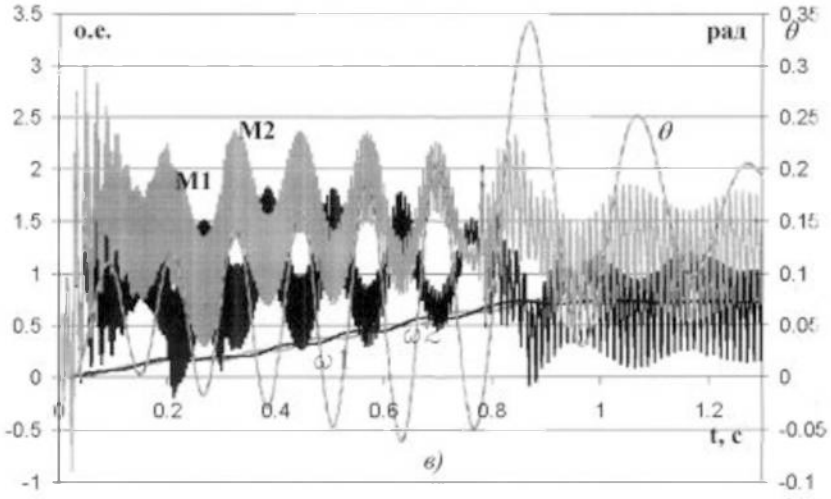


Рисунок 3.16 – Перехідні процеси пуску в замкнутій системі в разі:
а – $\Delta M = 0{,}2M_{\text{н}}$, $U_З = 10$ В; *б* – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$, $U_З = 10$ В;
в – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$, $U_З = 7{,}5$ В.



Продовження рисунку 3.16 – Перехідні процеси пуску
в замкнутій системі в разі:
а – $\Delta M = 0{,}2M_{\text{н}}$, $U_З = 10$ В; *б* – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$, $U_З = 10$ В;
в – $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$, $U_З = 7{,}5$ В.

З порівняння рис.3.16, *а* і рис.3.16, *б* випливає висновок, що при збільшенні нерівномірності навантажень двигунів з $\Delta M = 0{,}2M_{\text{н}}$ до рівня $\Delta M = 0{,}5M_{\text{н}}$ при незмінному сигналі завдання синхронізації швидкостей не спостерігається, а кут неузгодженості θ при цьому (рис.3.16, *б*) зростає.

На рис.3.16, *в* зміни вносить коливальний, але затухаючий характер. Останнє свідчить про прагнення швидкостей до синхронізації, але цей процес в порівнянні з випадком, проілюстрованому на рис.3.16, *а*, більш тривалий.

Аналіз ріс.3.16, *в* показує, що спосіб досягнення синхронного обертання роторів двигунів шляхом зниження сигналу завдання дійсно сприяє вирівнюванню швидкостей, проте його використання також можливе лише при наявності додаткових опорів $R_{2\text{доб}}$ і $R_{\text{доб}}$. При відсутності додаткових опорів подібний ефект не спостерігається. Тут необхідно враховувати й ту обставину, що зниження максимальної швидкості роботи системи РЕВ не завжди бажано. Крім зниження продуктивності роботи, це може бути неприпустимо за умовами технологічного процесу.

Ці фактори обумовлюють обмежене застосування даного способу синхронізації на практиці, оскільки використання його виправдано при малому збільшенні ступеня нерівномірності навантажень ΔM. В тому випадку, коли ΔM підвищується значно, аж до $\Delta M = M_{\text{н}}$ і вище, необхідно суттєве зниження напруги завдання.

В цілому, аналізуючи отримані результати моделювання системи РЕВ, можна зробити висновок, що використання досліджуваного АЕП в цьому режимі дуже перспективно. Крім можливості побудови самого електричного вала з керованим випрямлячем в загальному роторному ланцюзі, можна синтезувати системи стабілізації координат на основі всіх викладених в гл.2 способів і отримати регулювання швидкості в діапазоні до $(10 \div 12)$:1. Оскільки в системі РЕВ є один загальний роторний випрямляч і потрібен контроль швидкості тільки одного двигуна, реалізація системи АЕП спрощується.

3.2. Режим динамічного гальмування зі змішаним збудженням

Гальмування досліджуваного АЕП може бути здійснено в режимі противключення і динамічного гальмування з незалежним або змішаним збудженням.

Для розглянутого АЕП представляє інтерес режим динамічного гальмування зі змішаним збудженням [10], який дозволяє знизити споживання потужності з мережі при гальмуванні, тобто збільшити ККД і органічно використовувати наявність випрямного моста в роторному ланцюзі.

Принципова схема силової частини в даному режимі представлена на рис.3.17.

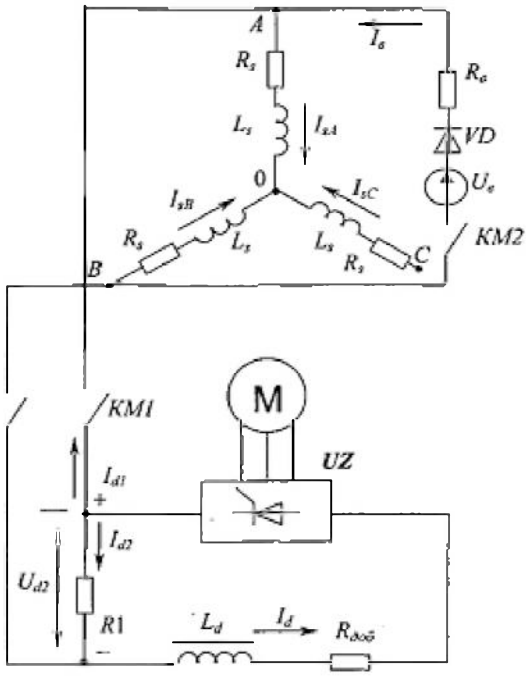


Рисунок 3.17 – Силова частина досліджуваного АЕП в режимі динамічного гальмування зі змішаним збудженням

В цьому режимі статорний ланцюг двигуна відключається від мережі змінного струму, потім відбувається замикання контактів *КМ1* і *КМ2*. В результаті в статорний ланцюг подається постійна напруга $U_{\text{в}}$, під дією якого протікає струм незалежного збудження $I_{\text{в}}$, необхідний для створення початкової МДС. Під зображеним на рис.3.15 опором $R_{\text{в}}$ мається на увазі сумарне значення внутрішнього опору джерела постійної напруги і опору додаткового резистора. З боку ротора в статор надходить напруга U_{d2}, що знімається з резистора $R1$.

Процес самозбудження при динамічному гальмуванні для досліджуваного АЕП проходить в такому порядку. На початку процесу ротор двигуна обертається під дією сил інерції або активного моменту. В результаті в роторі ЕРС протікає випрямлений струм I_d, частина якого I_{d1} надходить в обмотку статора, створюючи додаткову МДС. В результаті ЕРС роторного ланцюга збільшується ще більше, струм I_d зростає, відбувається лавиноподібний процес наростання зазначених координат до тих пір, поки

система не досягає усталеного режиму, при якому процес самозбудження закінчується.

Для моделювання режиму динамічного гальмування зі змішаним збудженням за основу візьмемо математичний опис, викладений в гл.1.

Проведемо ряд проміжних координатних перетворень змінних, щоб мати можливість оперувати реальними змінними не тільки в роторному, але і в статорному ланцюгах. Додатково потрібно отримати струми статора, які раніше були виключені з розгляду.

Похідні потокозчеплення статора в осях A, B, зсунутих на 120° і обертаючихся зі швидкістю зі $\omega_k = 0$, тобто нерухомих відносно статора:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{sA}}{dt} &= U_{sA} - \frac{R_s}{L_s}\Psi_{sA} + R_s k_s i_{rA}; \\ \frac{d\Psi_{sB}}{dt} &= \frac{U_{sA}}{2} - \frac{R_s}{L_s}\Psi_{sB} + R_s k_s i_{rB}. \end{aligned} \tag{3.8}$$

де $U_{sA} = \frac{R_1 I_{d2}}{\sqrt{3k_e}}$ – складова статорної напруги по осі A в режимі який розглядається.

За допомогою координатних перетворень струми ротора, виражені раніше в осях a, $б$, наводяться до системи координат α, β

$$\begin{aligned} i_{r\alpha} &= i_{ra}\cos\theta_k - \frac{i_{ra}+2i_{rb}}{\sqrt{3}}\sin\theta_k\,; \\ i_{r\beta} &= i_{ra}\sin\theta_k - \frac{i_{ra}+2i_{rb}}{\sqrt{3}}\cos\theta_k\,, \end{aligned} \tag{3.9}$$

де $\theta_k = \int \omega_{\text{ел}} dt$ – електричний кут повороту системи координат, що обертається зі швидкістю ротора, так як при динамічному гальмуванні $\omega_0 = 0$.

Струми ротора перетворимо до осей A, B

$$\begin{aligned} i_{rA} &= i_{r\alpha}; \\ i_{rB} &= \frac{-i_{r\alpha}+\sqrt{3}i_{r\beta}}{2}. \end{aligned} \tag{3.10}$$

Тоді з урахуванням (3.8) і (3.10) можна виразити струми статора

$$\begin{aligned} i_{sA} &= \frac{\left(\frac{d\Psi_{sA}}{dt} - i_{rA}L_m\right)}{L_s}; \\ i_{sB} &= \frac{\left(\frac{d\Psi_{sB}}{dt} - i_{rB}L_m\right)}{L_s}. \end{aligned} \tag{3.11}$$

Струм незалежного збудження визначається відповідно до закону Кірхгофа за схемою (рис.3.17) з урахуванням (3.11):

$$I_{\text{в}} = \frac{U_{\text{в}} k_e^2 - R_1 (I_d k_e - I_{sA})}{R_{\text{в}} + R_1}. \tag{3.12}$$

У свою чергу, складова випрямленого струму

$$I_{d2} = I_d - \frac{(I_{\text{в}} - I_{sA})}{k_e}. \tag{3.13}$$

Оскільки в початковому математичному описі похідні потокозчеплень статора фігурують в осях *а*, *б*, необхідні відповідні координатні перетворення.

Спочатку похідні потокозчеплення статора перетворимо до осей в системі координат α, β

$$\begin{gathered} \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{d\Psi_{sA}}{dt}; \\ \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} = \frac{\frac{d\Psi_{sA}}{dt} + 2\frac{d\Psi_{sB}}{dt}}{\sqrt{3}}. \end{gathered} \tag{3.14}$$

Потім здійснюється перехід до осей *d*, *q*:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{sd}}{dt} &= \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}\cos\theta_k + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}\sin\theta_k + p_n\omega\left[-\Psi_{s\alpha}\sin\theta_k + d\Psi_{s\beta}\cos\theta_k\right]; \\ \frac{d\Psi_{sq}}{dt} &= -\frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}\sin\theta_k + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}\cos\theta_k - p_n\omega\left[\Psi_{s\alpha}\cos\theta_k + d\Psi_{s\beta}\sin\theta_k\right]. \end{aligned} \tag{3.15}$$

Остаточно переходимо до осей *a*, *b*

$$\begin{gathered} \frac{d\Psi_{sa}}{dt} = \frac{d\Psi_{sd}}{dt}; \\ \frac{d\Psi_{sb}}{dt} = \frac{-\frac{d\Psi_{sa}}{dt} + 3\frac{d\Psi_{sb}}{dt}}{2}. \end{gathered} \tag{3.16}$$

Окрім наведених перетворень, зазнає змін і вектор вільних коефіцієнтів *A* (табл. 1.3) системи диференційних рівнянь досліджуваного АЕП. В даному режимі він, з урахуванням насичення магнітного кола асинхронного двигуна (табл.1.4), приймає вид $A_{\text{дт}}$, приведенний в табл.3.3.

З урахуванням наведених модифікацій математичного опису за участю автора розроблена програма для моделювання досліджуваної системи АЕП в режимі динамічного гальмування з самозбудженням.

Таблиця 3.3

Вектор вільних коефіцієнтів $A_{\text{дт}}$ для режиму динамічного гальмування з самозбудженням

$k_s\left(\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-\frac{d\Psi_{sa}}{dt}\right)+R_r(i_{rb}-i_{ra})+r_1i_1-r_3i_3+$ $+(1-k_s)\left[\frac{(\Psi_{sb}-\Psi_{sa})}{L_s}+(1-k_s)(i_{rb}-i_{ra})\right]\frac{dL_m}{dt}$
$-3k_s\frac{d\Psi_{sb}}{dt}-3R_ri_{rb}-r_1i_1+2r_3i_3-r_5i_5-3(1-k_s)\left[\frac{\Psi_{sb}}{L_s}+(1-k_s)\right]\frac{dL_m}{dt}$
0
0
0
$-(r_1+R_d)i_1-r_2i_2-R_d(i_3+i_5)-R_1I_{d2}$
$-r_1i_1-r_2i_2+r_3i_3+r_4i_4$
$-r_3i_3-r_4i_4+r_5i_5+r_6i_6$

На рис.3.18, *а* показані перехідні процеси динамічного торможе¬нія двигуна з синхронної швидкості, при якому облік насичення магнітного ланцюга асинхронного двигуна шляхом головного потокозчеплення відповідає методиці, описаній в п. 1.2.1. Гальмування здійснюється при навантаженні на валу M_{c0}. Параметри елементів силової частини відповідно до рис.3.17 прийняті наступні: $U_{\text{в}}=25$ В, $R_{\text{в}}=0{,}5$ Ом, $R1=10$ Ом, $R_{\text{доб}}=0{,}1$Ом, $L_d=5$ мГн. Залежності на рис.3.18, *а.* і далі показані в відносних одиницях: струми I_{sa}, I_d – по відношенню до амплітудного значення випрямленого струму ротора, струм $I_{\text{в}}$ – до номінального струму намагнічування, електромагнітний момент M і швидкість ω – відповідно по відношенню до номінальних моменту і швидкості.

Для порівняння на рис.3.18, *б* показані перехідні процеси, аналогічні рис.3.18, *а*, але без урахування насичення магнітного кола двигуна.

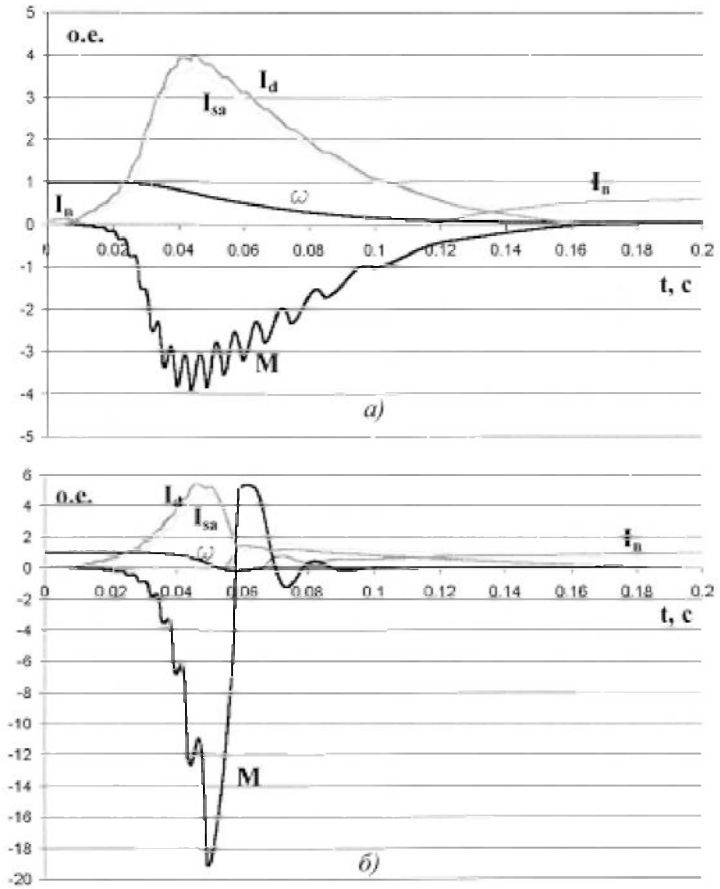


Рисунок 3.18 – Перехідні процеси динамічного гальмування зі змішаним збудженням при M_{c0}: *а*-з урахуванням насичення магнітного ланцюга; *б* - без урахування насичення магнітного ланцюга.

Як випливає з порівняння рис.3.18, *а* і рис.3.18, *б*, похибки при моделюванні режиму динамічного гальмування без урахування насичення магнітного ланцюга двигуна досить істотні. Ступінь насичення магнітного ланцюга машини залежить від значення U_{d2}, причому при $R_1 = 0$ напруга $U_{d2} = 0$ і процес гальмування відбувається при незалежному збудженні.

Для перевірки ступеня насичення магнітного ланцюга машини для напівчинних перехідних процесів (рис.3.18, *а*), на рис.3.19 наведені залежності струму намагнічування I_m і індуктивного опору намагнічування X_m по відношенню до номінальних величин. Причому відносні значенуя для струму намагнічування дані по допоміжній осі (праворуч).

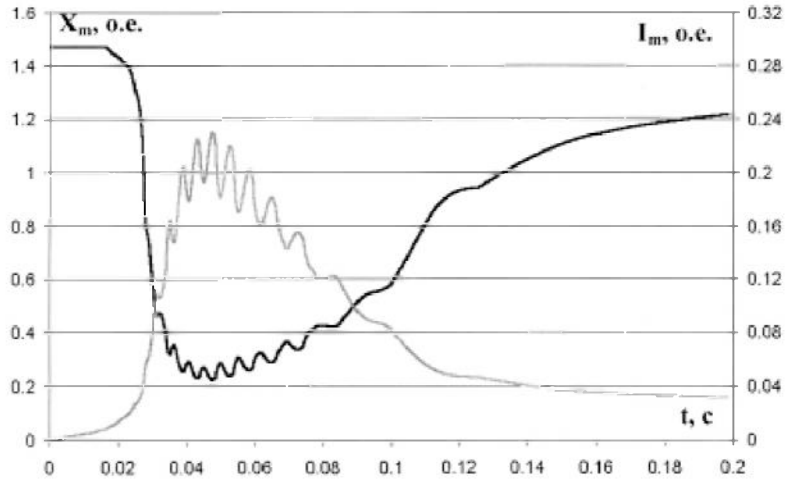


Рисунок 3.19 – Залежності I_m та X_m для випадку, проілюстрованого на рис.3.18, *а*

Як видно з рис.3.19, в процесі гальмування відбувається досить значне насичення магнітного ланцюга двигуна (відносний опір намагнічування змінюється від 1,47 до 0,22), що підтверджує необхідність його обліку в розглянутому режимі.

Аналіз показує важливість коректного вибору значення опору *R1* для отримання процесу ефективного гальмування, так як насичення машини при малих значеннях *R1* практично не проявляється і, відповідно, самозбудження в системі при цьому не відбувається.

Необхідно відзначити, що внаслідок наявності керованого випрямувача в роторному ланцюзі є можливість отримання керованого динамічного гальмування в розімкнутій і замкнутій системах досліджуваного АЕП. Ця можливість важлива для обмеження динамічних зусиль на ланках виробничих механізмів під час гальмування.

Як приклад на рис.3.20 наведені перехідні процеси динамічного гальмування двигуна в розімкнутій системі з синхронної швидкості при статичному моменті на валу M_{c0} і куті управління тиристорами α_y, рівному 35° (*а*) і 45° (*б*).

Аналізуючи рис.3.20, можна зробити висновок, що в порівнянні з режимом некерованого динамічного гальмування (ріс.3.18, *а*), в останньому випадку відбувається зниження значень струмів I_{sa}, I_d (на 20-25%), електромагнітного моменту M (амплітудне значення моменту не перевищує значення $M = 2{,}5M_{\text{н}}$). В цілому, процес гальмування здійснюється більш плавно. Особливо це показово при більшому куті управління (рис.3.20, *б*).

В цілому, з аналізу промодельованих процесів динамічного гальмування слід, що в досліджуваній системі АЕП можливе отримання ефективного та економічного гальмування.

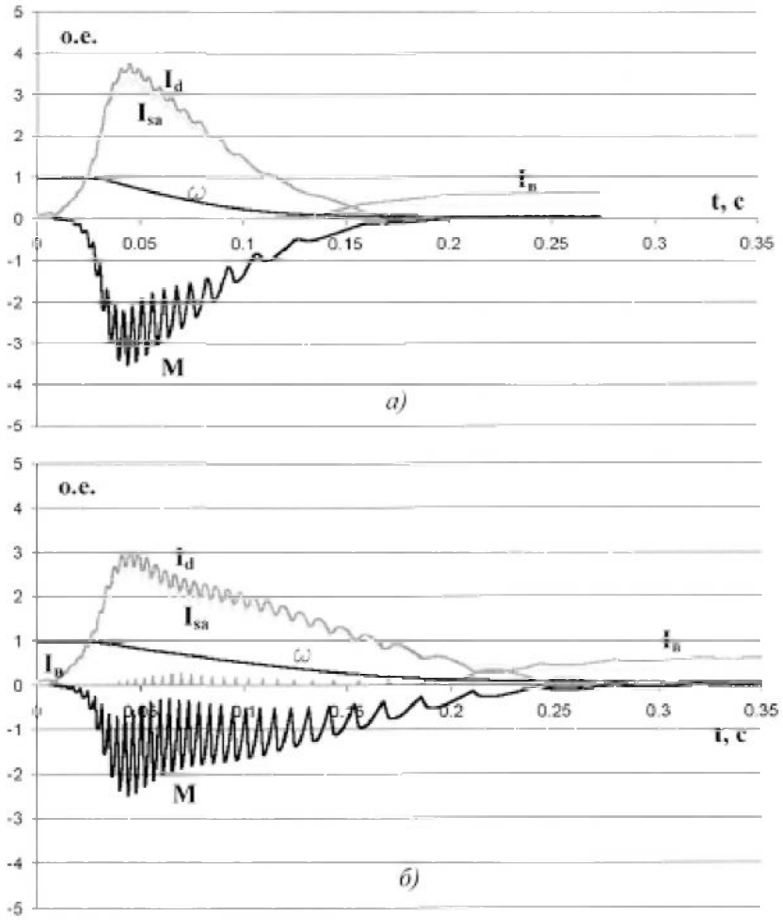


Рисунок 3.20 – Перехідні процеси динамічного гальмування зі змішаним збудженням при $\alpha_{\text{у}}$: *а* -35°; *б* -45°

З аналізу промодельованих процесів слід, що струм збудження $I_в$ максимальний в кінці процесу, знаходиться в межах (0,5-0,6) I_0 та відсутній на значному інтервалі гальмування внаслідок ефекту витіснення струму. При наявності певного залишкового потоку в двигуні зовнішнє джерело постійної напруги може не знадобитися.

3.3. Оцінка енергетичних показників досліджуваної системи АЕП в порівнянні з іншими системами параметричного управління

У загальному випадку енергетичні показники досліджуваної системи АЕП включають енергетичні показники двигуна і напівпровідникового перетворювача. Для двигуна цими показниками в номінальному режимі роботи є номінальні ККД $\eta_{двн}$ а також косинус кута фазового зсуву між першою гармонікою струму статора і напруги мережі $\cos\varphi_{двн}$. Тому в подальшому розглядаються саме ці показники в регулювальних (неномінальних) режимах.

Крім енергетичних показників власне досліджуваної системи АЕП, для порівняння потрібна їх оцінка для близьких за ідеологією систем - з імпульсним керуванням в роторному ланцюзі, а також з фазовим керуванням в статорному ланцюзі асинхронного двигуна. Всі згадані системи відносяться до класу систем з параметричних управлінням [5].

Аналіз енергетики цих систем АЕП проводиться по створеній за участю автора програми (лістинг наведено в додатку 3), в основі якої лежить математичний опис асинхронного двигуна щодо перших гармонік струму і напруги, тому що вплив вищих гармонік нехтуючи малий [19].

Оскільки на даному етапі завданням є більшою мірою якісна, ніж кількісна оцінка енергетичних показників та їх порівняння між собою для трьох наведених систем, то, як більш проста, була обрана Г-подібна схема заміщення фази асинхронного двигуна. Програма передбачає можливість

досліджувати енергетичні показники за цією схемою заміщення з урахуванням специфіки управління в кожній з трьох наведених систем.

У загальному випадку ККД електроприводу

$$\eta = \frac{P_{\text{м}}}{P_{\text{м}}+\Delta P_{\text{дв}}+\Delta P_{\text{пр}}} \tag{3.17}$$

де $P_{\text{м}} = M\omega$ – потужність на валу двигуна, що визначається добутком моменту двигуна на кутову швидкість;

$\Delta P_{\text{дв}} = K + V$ – втрати в електродвигуні, що представляють собою суму постійних K і змінних V втрат;

$\Delta P_{\text{пр}}$ – втрати в тиристорному перетворювачі.

Постійні втрати в електродвигуні

$$K = k_{\text{м}} + 1{,}05k_c + k_m, \tag{3.18}$$

де $k_{\text{м}}$ – механічні втрати, k_c – втрати в сталі електродвигуна від впливу вихрових струмів і дії гістерезису, k_m – втрати в міді статора від дії струму намагнічування I_m.

Складові вираження (3.18) визначаються емпірично наступним чином [15]:

механічні втрати, пропорційні частоті обертання двигуна,

$$k_{\text{м}} \cong k_{\text{мн}}\left(\frac{\omega}{\omega_{\text{н}}}\right), \tag{3.19}$$

втрати в сталі, що залежать від діючого значення напруги статора U і ковзання s,

$$k_c \cong k_{c\text{н}}\left(\frac{U}{U_{\text{н}}}\right)^2\left(\frac{f}{f_{\text{н}}}\right)^{1,3}(1+s^{1,3}), \tag{3.20}$$

втрати в міді статора від дії струму намагнічування

$$k_m = 3I_m^2R_s. \tag{3.21}$$

Коефіцієнт 1,05 при k_c в (3.18) враховує збільшення цієї складової від вищих гармонік статора і ротора, що вносяться перетворювачем. Індекси «н» в (3.19) і (3.20) відносяться до номінального режиму.

Номінальні втрати в двигуні для номінального ККД $\eta_{\text{двн}}$

$$\Delta P_{\text{двн}} = P_{\text{н}}\left(\frac{1}{\eta_{\text{двн}}} - 1\right) \tag{3.22}$$

Згідно [15] без суттєвої похибки механічні втрати при номінальній частоті обертання можна прийняти рівними $k_{\text{мн}} = 0{,}12\Delta P_{\text{двн}}$, а втрати в сталі машини при номінальній напрузі і частоті – $k_{\text{сн}} = 0{,}15\Delta P_{\text{двн}}$.

Змінні втрати в електродвигуні залежать від величини статорного I_1 і роторного I_2 струмів:

$$V = 3(I_1^2 R_s + I_2^2 R'_r) = 3I_2^2 R'_r\left(1 + \frac{R_s}{R'_r}\right). \tag{3.23}$$

З огляду на рівність електричних і механічних втрат $3I_2^2 R'_r = M\omega_0 s$ (3.23) постане у вигляді:

$$V = M\omega_0 s\left(1 + \frac{R_s}{R'_r}\right). \tag{3.24}$$

Втрати в тиристорному перетворювачі визначаються як сума втрат в вентилях перетворювача і можуть бути оцінені [58]

$$\Delta P_{\text{пр}} \cong (0{,}05)\omega_{\text{н}} M \tag{3.25}$$

Для визначення іншого енергетичного показника – $\cos\varphi$, використовувалась векторна діаграма, показана на рис.3.21, *а*. На рис.3.21, *б* представлена Г-подібна схема заміщення фази асинхронного двигуна, відповідна цій векторній діаграмі.

Кут зсуву φ і повний опір Z залежать від еквівалентних активного R_{e}, і індуктивного X_{e} опорів фази двигуна і однозначно визначається параметрами схеми заміщення:

$$\varphi = arctg\left(\frac{X_{\text{e}}}{R_{\text{e}}}\right), \tag{3.26}$$

$$Z = R_{\text{e}}^2 + X_{\text{e}}^2. \tag{3.27}$$

Вирази для визначення R_{e}, і X_{e} наведені в табл.3.4.

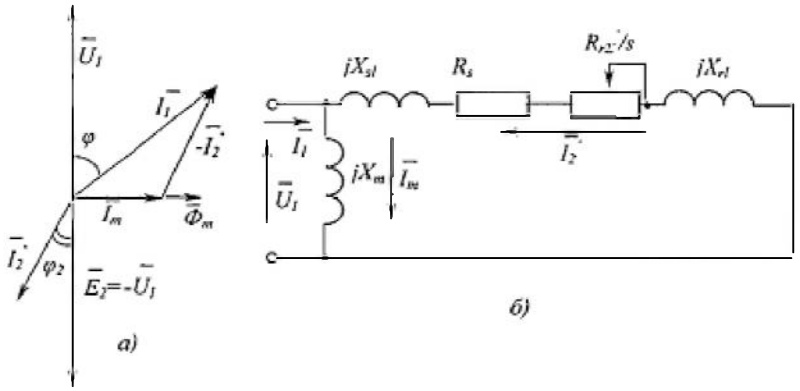


Рисунок 3.21 – Векторна діаграма (*а*) по Г-образній схемі заміщення (*б*) асинхронного двигуна

Таблиця 3.4 – Еквівалентні опори по Г-образній схемі заміщення фази асинхронного двигуна

Опір	Формула
R_{e},	$\dfrac{X_m{}^2\left(R_s + R'_{r\Sigma_s}\right)}{\left(R_s + R'_{r\Sigma_s}\right)^2 + (X_m + X_{sl} + X'_{rl})^2}$
X_{e}	$\dfrac{X_m\left(R_s{}^2 + 2R_sR'_{r\Sigma_s} + R'_{r\Sigma_s{}^2}{}^2 + X_{sl}X_m + X_mX'_{rl} + X_m{}^2\right)}{\left(R_s + R'_{r\Sigma_s}\right)^2 + (X_m + X_{sl} + X'_{rl})^2}$

Фазове управління в роторному ланцюзі еквівалентно зміні індуктивного опору розсіювання фази ротора X_{rl}. Справедливість цього свердження перевірена та підтверджена при моделюванні та оцінці енергетичних показників на повній моделі системи.

При визначенні енергетичних показників досліджуваної системи АЕП використовується наступний алгоритм.

В циклі розрахунку відбувається варіювання поточного значення ковзання s від 1 до 0 з фіксованим кроком при заданому користувачем моменті навантаження M_{c}.

З урахуванням рівності механічних і електричних втрат електромагнітний момент

$$M = \begin{bmatrix} 3{U_\phi}^2 R'_r \\ \omega_0 s \left[\left(\frac{R'_{r\Sigma}}{s} + R_s\right)^2 + {X_k}^2\right] \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

звідки поточне значення індуктивного опору короткого замикання

$$X_k = \frac{3{U_\phi}^2 R'_{r\Sigma}}{M\omega_0 s} - \left(\frac{R'_{r\Sigma}}{s} + R_s\right)^2 \quad (3.29)$$

Поточне значення індуктивного опору розсіювання фази ротора, наведене до статора,

$$X'_{rl} = X_k - X_{sl}. \quad (3.30)$$

Отримані значення підставляються в (3.26) і (3.27) і визначаються φ і Z з урахуванням значень еквівалентних опорів по табл.3.4.

$$I_1 = \frac{U_1}{Z}. \quad (3.31)$$

Струм намагничування

$$I_m = \frac{U_1}{X_{mn}}. \quad (3.32)$$

де X_{mn} – номінальний індуктивний опір намагнічування.

За I_1 і I_m з урахуванням трикутника струмів згідно рис. 3.21, *а*, визначається струм ротора

$$I_2 = I_1^2 + I_m^2 - 2I_1 I_m \sin\varphi_1 \quad (3.33)$$

Далі розраховуються втрати від дії струма намагнічування (3.21), змінні втрати по (3.23), в циклі розрахунку визначаються втрати по (3.19), (3.20) і (3.25). В підсумку визначається ККД η досліджуваної системи АЕП по (3.17), згідно (3.26) розраховується $\cos\varphi$.

Імпульсне керування в роторному ланцюзі еквівалентно плавній зміні сумарного активного опору $R'_{r\Sigma}$.

Згідно (3.28), вирішуючи квадратне рівняння і відкинувши його від'ємний корінь, шукане поточне значення

$$R'_{r\Sigma} = \frac{\left(2M\omega_0 R_s - 3U_1^2\right)^2 s^2 - \left(2M\omega_0 R_s - 3U_1^2\right) - 4M^2{\omega_0}^2 s^2\left(X_k^2 + R_s^2\right)}{2M\omega_0}. \quad (3\ 34)$$

Воно підставляється в (3.26) і (3.27), після чого хід розрахунку аналогічний розглянутому для фазового управління в роторному ланцюзі.

Фазовий управління в статорному ланцюзі еквівалентно зміні амплітуди статорної напруги U_1 спільно з додатковим фазовим зсувом між вектором U_1 і вектором струму I_1, внесеним напівпровідниковим перетворювачем [5].

Для оцінки енергетичних показників цього способу управління застосований наступний алгоритм.

На початку в циклі розрахунку обчислюється відносне значення напруження $U^* = U_1/U_{1н}$ з використанням (3.28):

$$U^* = \sqrt{\frac{M}{M_{гр}}}$$

За повною формулою Клосса знаходиться граничний момент

$$M_{гр} = \frac{2M_k\left(1+\frac{R_s}{R_s^2+X_k^2}\right)}{\frac{s}{s_k}+\frac{s_k}{s}+\frac{2R_s}{R_s^2+X_k^2}} \qquad (3.36)$$

де $M_k = \frac{3U_1^2}{2\omega_0\left(R\prime_s+R_s^2+X_k^2\right)}$ – критичний момент;

$s_k = \frac{R\prime_{r\Sigma}}{R_s^2+X_k^2}$ – критичне ковзання.

У циклі розрахунку змінюється ковзання s, отже, варіюється значення $M_{гр}$, і U^*, тобто враховується зміна статорної напруги U_1 в процесі фазового управління.

Виходячи з рівності електричних і механічних втрат визначаємо поточне значення струму ротора

$$I_2 = \sqrt{\frac{M\omega_0 s}{3R\prime_{r\Sigma}}}. \qquad (3.37)$$

Використовуючи (3.26) і (3.27), визначаються φ і Z. Потім задається начальне значення U_1.

Для того щоб зв'язати змінюючуюся в процесі фазового керування напругу U_1 з кутом управління $\varphi_у$, використовується перша гармоніка при розкладанні кривої U_1 в ряд Фур'є з урахуванням $\varphi_у$.

При цьому коефіцієнти ряду Фур'є

$$a_1 = \sin^2\varphi_1 - \sin^2(\varphi_1 + \varphi_y),$$
$$b_1 = \pi - \varphi_y - \frac{\sin(2\varphi_1) - \sin(2\varphi_1 + 2\varphi_y)}{2}. \quad (3.38)$$

Фактичне значення відносної напруги статора з урахуванням (3.38)

$$U^*_{\text{факт}} = a_1^2 + b_1^2. \quad (3.39)$$

Порівнюючи задане і фактичне значення відносної напруги, підбирається поточне значення φ_y у внутрішньому циклі збіжності. Додаючи $\varphi_y/2$ до знайденого раніше фазового зсуву, можна висловити шуканий сумарний фазовий зсув φ і визначити $\cos\varphi$. З геометричних побудувань по рис.3.21, *а* з урахуванням отриманого кута φ визначається фактичне значення U_1. Організовуючи цикл збіжності, зовнішній по відношенню до внутрішньому циклу розрахунку φ_y підбирається поточне значення U_1.

Подальший розрахунок втрат для визначення ККД системи при використанні фазового управління в статорі відбувається аналогічно розглянутому алгоритму для фазового управління в роторі.

Необхідно відзначити, що розрахунок енергетичних показників за програмою може вестися при фіксованому моменті навантаження M_c в циклі зміни ковзання *s*, як в розглянутому випадку, а також при незмінній *s* до функції M_c.

На рис.3.22 представлені залежності ККД η від ковзання *s* для трьох розглянутих способів управління в наступних випадках: *а* – при номінальному моменті навантаження $M_c = M_{\text{н}}$; *б* – при моменті навантаження $M_c = 0{,}25M_{\text{н}}$.

За рис.3.22 видно, що при номінальному моменті навантаження ККД системи АЕП з імпульсним регулюванням вище, ніж з фазовим керуванням в статорі, а при меншому навантаженні ці графіки міняються місцями. Це обумовлено тим, що в останньому випадку при фазовому управлінні в статорі істотно зменшуються втрати намагнічування. При порівняно невеликому моменті статичного навантаження на малих швидкостях, тобто при ковзаннях $s = 0{,}7 \div 1$, ККД при імпульсному регулюванні і фазовому в

статорі близькі між собою з розбіжністю в $1 \div 3$ %. На високих швидкостях в цьому випадку ККД при імпульсному управлінні істотно (на $15 \div 25$ %) нижче. На природній характеристиці ККД всіх трьох розглянутих способів управління однаковий. Максимальна розбіжність при номінальному моменті між способами 1 і 3 по рис.3.20, *а* має місце при $s \approx 0{,}35$, між способами 1 і 2 при $s \approx 0{,}16$, а при $M_c = 0{,}25M_н$ максимальна розбіжність між 1 і 3 по рис.3.22, *а* при тому ж $s \approx 0{,}35$, між способами 1 і 2 при $s \approx 0{,}08$.

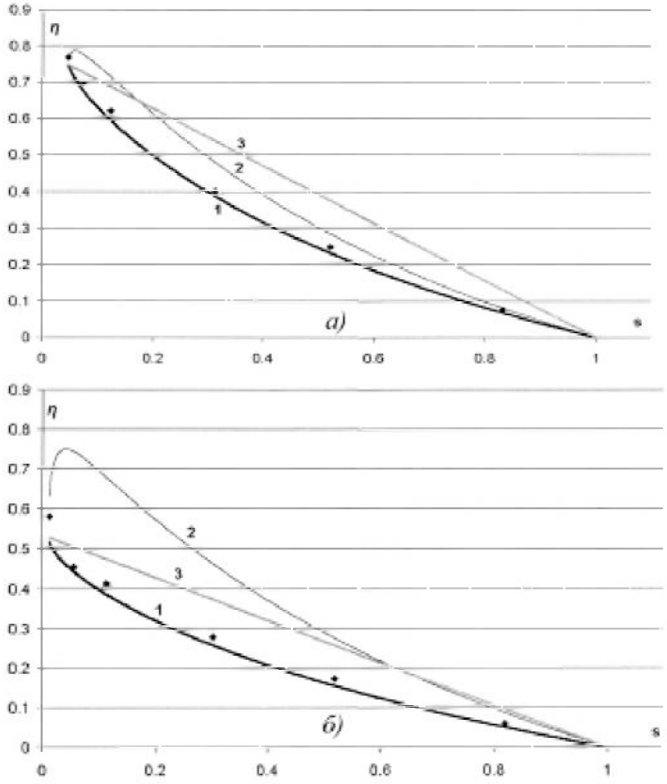


Рисунок 3.22 – ККД η систем АЕП при управлінні:
1 – фазовому в роторі; 2 – фазовому в статорі;
3 – імпульсному *а* - при $M_c = M_н$; *б* – при $M_c = 0{,}25M_н$

Аналізуючи отримані результати, можна зробити висновок, що в цілому ККД досліджуваної системи АЕП нижче, в залежності від моменту навантаження, на $10 \div 25$ %, в порівнянні з іншими розглянутими системами параметричного управління.

На рис.3.23 показані залежності $\cos\varphi$ в функції ковзання s в наступних випадках: *а* – при номінальному моменті навантаження $M_c = M_н$, б – при $M_c = 0{,}25M_н$.

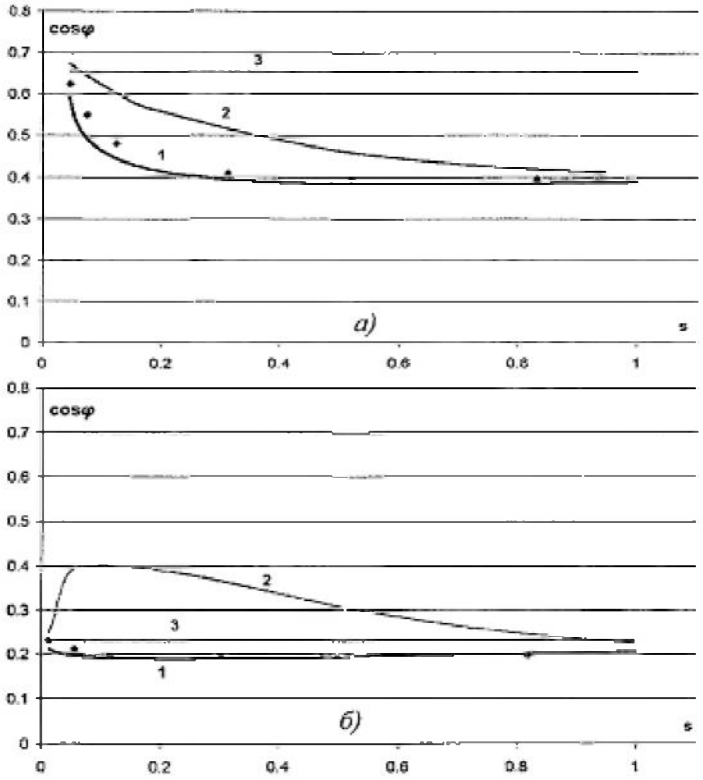


Рисунок 3.23 – Залежності $\cos\varphi$ систем АЕП при управлінні:
1 – фазовому в роторі; 2 – фазовому в статорі;
3 – імпульсному *а* - при $M_c = M_н$; *б* – при $M_c = 0{,}25M_н$

Аналізуючи отримані залежності $\cos\varphi$ для порівнюваних систем, можна зробити висновок, що, в цілому, співвідношення між отриманими графіками схоже з залежностями для ККД, а саме – найбільше значення $\cos\varphi$ на значному інтервалі зміни s при $M_c = M_н$ має місце при імпульсному управлінні.

У разі застосування менших статичних навантажень $\cos\varphi$ при фазовому управлінні в статорі, в основному, перевищує значення цього показника при імпульсному управлінні.

В останньому випадку $\cos\varphi$ не залежить від ковзання, оскільки в циклі розрахунку співвідношення $R'_{r\Sigma_S}$ залишається постійним.

Система АЕП з фазовим керуванням в роторі програє двом іншим системам, що розглядаються, за значенням $\cos\varphi$ приблизно на (15-25) % як і для проаналізованого вище ККД.

Одним з можливих шляхів підвищення енергетичних показників для досліджуваної системи АЕП є включення додаткового опору або в ланцюг випрямленого струму ротора, або безпосередньо в фази ротора.

На рис.3.24, *а* показана залежність ККД, а на рис.3.24, *б* – $\cos\varphi$ для порівнюваних систем при номінальному моменті навантаження $M_c = M_{\text{н}}$ в разі включення в кожну фазу ротора додаткового опору $R_{\text{доб}} = 4R'_r$.

Аналізуючи рис.3.24, *а*, можна зробити висновок, що при введенні $R_{\text{доб}}$ в фази ротора значення ККД порівнюваних систем наближаються однин до одного на всьому інтервалі розрахунку. Той же ефект, але в дещо меншій мірі, має місце і для залежностей $\cos\varphi$ по рис.3.24, *б*. Збільшення енергетичних показників при фазовому управлінні в обох варіантах обумовлено зменшенням величин струмів в статорі і роторі та відповідним зниженням змінних втрат в статорі згідно (3.23) і (3.24). При імпульсному управлінні зміна величини сумарного активного опору $R_{r\Sigma}$ закладено в самому принципі управління і введення додаткового опору відбивається лише на кінцевій точці розрахунку, тобто реостатній характеристиці з $R'_{r\Sigma} = 5R'_r$.

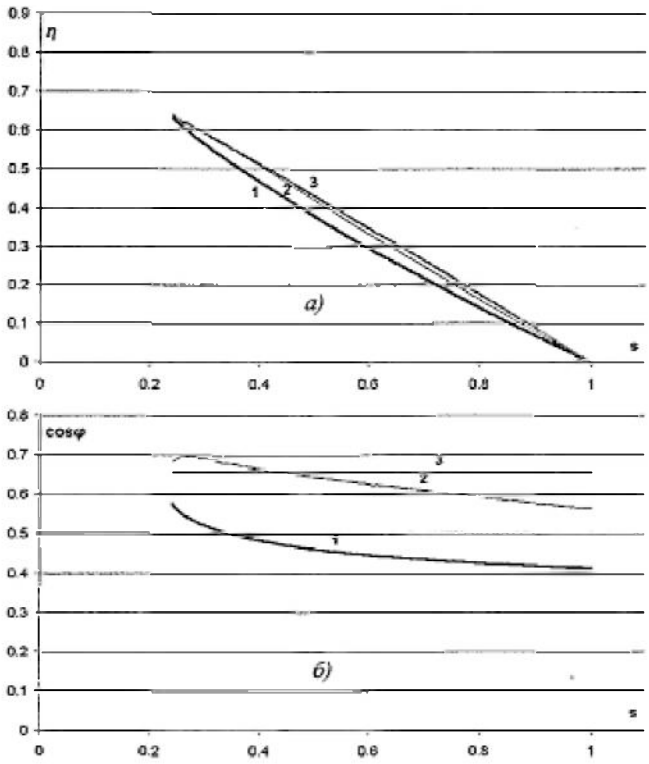


Рис. 3.24 Залежності (*а*) – ККД; (*б*) – $\cos\varphi$ систем АЕП при введенні $R_{доб} = 4R'_r$ і керуванні: 1 – фазовим в роторі; 2 – фазовим в статорі; 3 - імпульсному

Зазвичай для досліджуваної системи АЕП передбачають введення пускового опору з метою обмеження струмів у перетворювачі, зниження його встановленої потужності та створення необхідного пускового моменту. Однак, як випливає з аналізу рис.3.24, пускова ступінь необхідна не тільки для забезпечення зазначених обставин, а й сприятливо позначається на розглянутих енергетичних показниках.

На рис.3.25, а показані залежності ККД, а на рис.3.25, б – $\cos\varphi$ в функції моменту навантаження M_c по відношенню до номінального при $s = 0{,}9$ і введенні $R_{доб} = 4R'_r$.

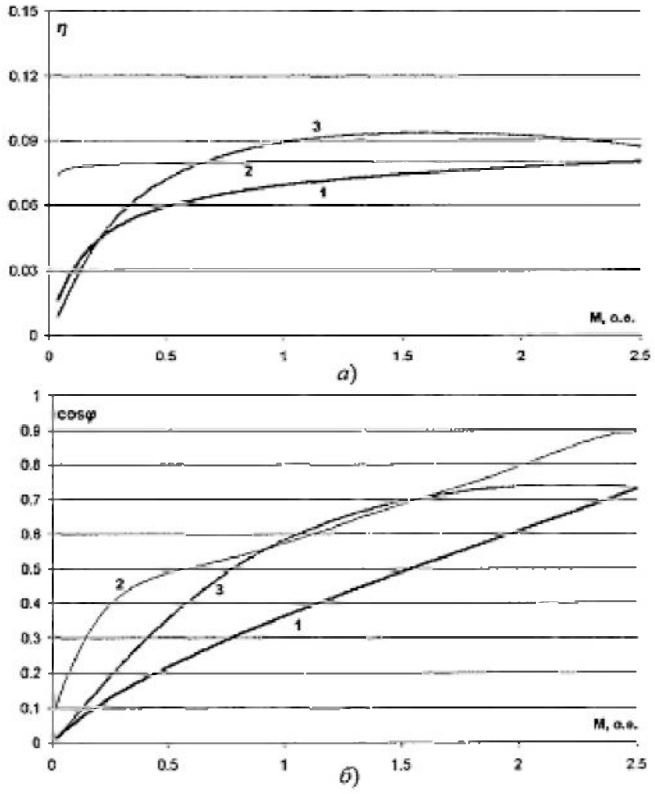


Рисунок 3.25 – Залежності (*а*) – ККД; (*б*) – cos φ систем АЕП у функції M_c при введенні $R_{\text{доб}} = 4R'_r$ і керуванні:

1 – фазовим в роторі; 2 – фазовим в статорі; 3 - імпульсному

Перевірка адекватності отриманих за програмою результатів проведена на повній моделі досліджуваної системи АЕП в СКМ *MATLAB*. вихідна модель (рис.1.3) доповнена блоком розрахунку енергетичних показників, схема якого показана на рис.3.26.

На входи 1 і 2 блоки подаються трійки векторів фазних напруг U_a, U_b, U_c $(Vabc)$ і струмів I_a, I_b, I_c $(Iabc)$ відповідно. Для обчислення активної P_1 і реактивної Q потужностей, споживаних з мережі, використовується бібліотечний вимірювач P_Q. В блоці передбачені допоміжні елементи для обчислення повної потужності S. В результаті перемноження сигналу по швидкості ω (вхід 3) на модуль електромагнітного моменту M (вхід 4) визначається потужність на валу двигуна P_2.

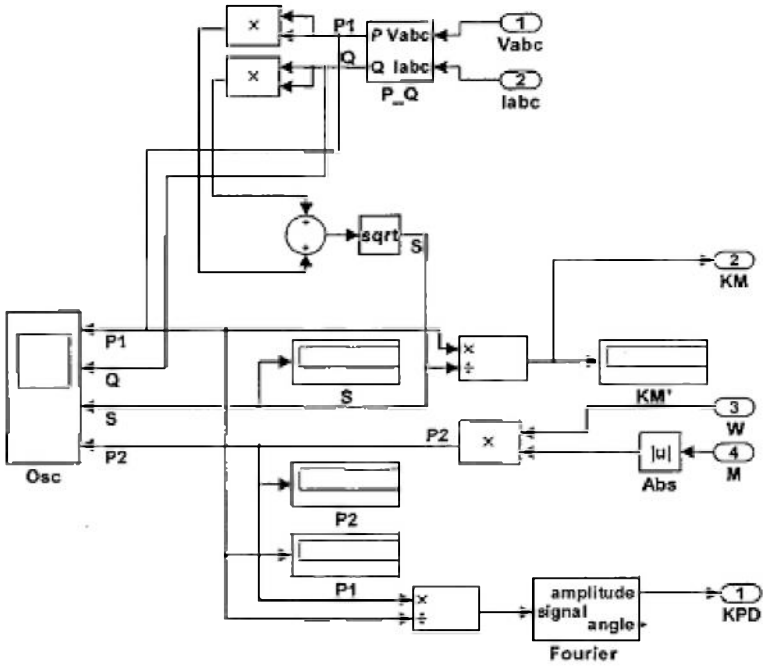


Рисунок 3.26 – Схема блоку розрахунку енергетичних показників

Далі за відомими формулами визначаються шукані енергетичні показники:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}, \qquad \cos\varphi = \frac{P_1}{S}. \tag{3.40}$$

За допомогою бібліотечного блоку *Fourier* виділяється постійна складова для зручності отримання усередненого значення ККД, щоб виключити вплив на результат пульсацій координат в сталому режимі.

В табл.3.5 і табл.3.6 показані результати порівняння енергетичних показників для досліджуваної системи АЕП за пропонованою методикою і по повній моделі в СКМ *MATLAB* для $M_c = M_н$ і $M_c = 0{,}25M_н$ відповідно. В перших двох графах показаний сигнал завдання $U_З$ і стале ковзання *s*, що отримується при цьому завданні. Розрахункові значення енергетичних показників нанесені на рис.3.22 і рис.3.23.

Таблиця 3.5

Результати порівняння ККД і $\cos\varphi$ при $M_c = M_{\text{н}}$ за пропонованою методикою і повної моделі в СКМ *MATLAB*

$U_З$, В	s	η	$\eta_{\text{повн}}$	$\cos\varphi$	$\cos\varphi_{\text{повн}}$
10	0,047	0,749	0,769	0,590	0,624
9,5	0,074	0,676	0,698	0,499	0,550
9	0,124	0,594	0,621	0,446	0,480
7	0,313	0,386	0,401	0,394	0,409
5	0,520	0,232	0,247	0,384	0,395
2	0,832	0,068	0,077	0,385	0,394

Таблиця 3.6

Результати порівняння ККД і $\cos\varphi$ при $M_c = 0{,}25M_{\text{н}}$ за пропонованою методикою і повної моделі в СКМ *MATLAB*

$U_З$, В	s	η	$\eta_{\text{повн}}$	$\cos\varphi$	$\cos\varphi_{\text{повн}}$
10	0,012	0,519	0,581	0,212	0,229
9,5	0,055	0,443	0,455	0,196	0,210
9	0,114	0,385	0,414	0,191	0,198
7	0,302	0,258	0,278	0,190	0,196
5	0,518	0,155	0,172	0,193	0,187
2	0,819	0,050	0,059	0,200	0,197

Аналізуючи табл.3.5 і табл.3.6, можна зробити висновок, що при номінальному моменті навантаження максимальна відносна похибка між отриманими результатами за пропонованою методикою і по повній моделі не перевищує 10 %, а при $M_c = 0{,}25M_{\text{н}}$ становить 10,7 % в точці $s = 0{,}012$. Відносна похибка для $\cos\varphi$ не перевищує 10 %. З цього випливає висновок про адекватність кількісної оцінки енергетичних показників по пропонованій

методиці розрахунку, що використовує Г-подібну схему заміщення фази асинхронного двигуна.

Підсумовуючи отримані результати, можна відзначити, що АЕП з фазовим управлінням в роторному ланцюзі має порівняно невисокі енергетичні показники в порівнянні з двома іншими системами параметричного управління.

В цілому, необхідно відзначити, що за умови короткочасної роботи на зниженій швидкості по відношенню до часу виробничого циклу і наявності при роботі на зниженій швидкості ступені додаткового опору, енергетичні показники за цикл для досліджуваної системи будуть лише в незначній мірі відрізнятися від показників двох інших розглянутих способів управління. Крім того, при роботі на основній характеристиці енергетичні показники для всіх наведених способів однакові.

3.4. Висновки глава 3

Підсумком глави є проведення аналізу спеціальних режимів роботи і енергетичних показників досліджуваного АЕП.

1. На базі досліджуваного АЕП розроблена принципово нова система РЕВ.

2. Для цієї системи досліджені процеси попереднього дво- і трифазного фазування. Показано, що попереднє фазування дозволяє привести ротори двигунів в стан, близький до синфазного, що сприятливо позначається на протіканні подальшого пуску системи.

3. Виявлено необхідність включення додаткових опорів $R_{\text{доб}}$ в ланцюг випрямленого струму ротора або $R_{2\text{доб}}$ в об'єднаний роторний ланцюг для синхронізації швидкостей двигунів. Показано, що відсутність додаткового опору призводить до руйнування електричного валу. Отримано, що більш ефективне включення $R_{\text{доб}}$.

4. У замкнутій системі РЕВ з суммуючим підсилювачем і використанням ЗЗ за швидкістю розглянуто спосіб забезпечення синхронного обертання машин РЕВ при збільшенні нерівномірності навантаження шляхом деякого зниження (на 10-25 %) напруги завдання. Виявлено позитивний ефект цього способу при $R_{\text{доб}}$ меншому, ніж в розімкнутої системі.

5. Досліджено режим динамічного гальмування зі змішаним збудженням, що дозволяє знизити споживання потужності з мережі при гальмуванні. Виявлено, що споживаний від джерела постійної напруги струм збудження невеликий і відсутній на значному інтервалі гальмуванні внаслідок ефекту витіснення струму. Отримано процеси керованого динамічного гальмування в розімкнутій і замкнутій системах досліджуваного АЕП, що дозволяють знизити динамічні зусилля на ланки механізма в процесі гальмування.

6. Створено методику оцінки енергетичних показників (ККД і $\cos\varphi$) для досліджуваної системи, а також для систем з імпульсним керуванням в роторному і фазовим керуванням в статорному ланцюзі, яка використовує Г-подібну схему заміщення фази асинхронного двигуна.

7. Виявлено, що досліджувана система в порівнянні з іншими способами параметричного управління володіє відносно невисокими ККД і $\cos\varphi$. У найнесприятливіших випадках ККД і $\cos\varphi$ досліджуваної системи на 15-25 % менше цих показників для імпульсного управління. Показано, що з урахуванням області раціонального застосування (механізми, потребуючі плавного пуску і короткочасної роботи на зниженій швидкості), ці енергетичні показники за цикл роботи незначно відрізняються від двох інших наведених способів.

8. На «повній» моделі досліджуваного АЕП підтверджена адекватність кількісної оцінки ККД і $\cos\varphi$ за пропонованою методикою.

ВИСНОВОК

Матеріали магістерського дослідження дозволяють сформулювати такі загальні підсумки роботи:

1. Отримано варіанти математичного опису досліджуваного АЕП: з урахуванням дискретності керованого випрямляча («повний») і на підставі схеми заміщення силової частини системи АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора («спрощений»). Для цих варіантів математичного опису досліджуваної системи створені пакети комп'ютерних моделей в візуально-орієнтованому вигляді в СКМ *MATLAB*. Продемонстровано особливості зазначених варіантів моделювання. Виявлено, що «спрощеному» варіанту моделювання притаманні відносні простота і швидкість отримання задовільних результатів, які мають достатню точністю. Отримано максимальну розбіжність по потужності на валу між варіантами моделювання 10,3 %, а по величині механічної енергії за час пуску – 3,1 %, що підтверджує адекватність кількісної оцінки результатів моделювання.

2. Проведено аналіз та синтезована замкнута система з ЗЗ за швидкістю. Показана доцільність проведення корекції системи методом ЛЧХ. Виявлено, що корекцію системи необхідно вести для розрахункового коефіцієнта посилення на характеристиці з пониженою швидкістю при максимальному моменті характеристики замкнутої системи. Шляхом моделювання перехідних процесів пуску замкнутої системи з ЗЗ по швидкості по «повній» і «спрощеній» моделям отримані високі показники якості регулювання. Показано, що скоригована система при пуску з хорошою точністю відпрацьовує сигнал завдання (статична помилка за швидкістю не перевищує 0,5 %). В процесі пуску кидки випрямленого струму не перевищують $2I_{d\text{н}}$ при $M_c = 0{,}5M_{\text{н}}$, і $2{,}5I_{d\text{н}}$ при $M_c = M_{\text{н}}$.

3. Виявлено особливості аналізу і синтезу замкнутої системи з суммуючим підсилювачем і ЗЗ по ковзанню. Отримано, що застосування «реальної» ЗЗ по ковзанню призводить до появи на статичних характеристиках ділянок з істотним збільшенням жорсткості в області

великих і середніх моментів. Встановлено, що при використанні ЗЗ по ковзанню внаслідок значних коливань сигналу ЗЗ в системі відбуваються автоколивання, в результаті чого СІФУ в даному випадку працює в релейному режимі. Підтверджено, що в разі невисоких вимог до точності стабілізації швидкості використання ЗЗ по ковзанню як альтернативи ЗЗ за швидкістю для досліджуваної системи АЕП цілком виправдано.

4. На базі досліджуваного АЕП розроблена принципово нова система РЕВ з керованим випрямлячем в загальному роторному ланцюзі двигунів. Для неї досліджені операції попереднього дво- і трифазного фазування , що дозволяє привести ротори двигунів в стан, близький до синфазного , що сприятливо позначається на протіканні подальшого пуска системи. Виявлена необхідність включення додаткових опорів $R_{\text{доб}}$ в ланцюг випрямленого струму ротора або $R_{2\text{доб}}$ в об'єднаний роторний ланцюг для синхронізації швидкостей двигунів системи РЕВ. Отримано, що більш ефективне включення $R_{\text{доб}}$. В замкнутій системі РЕВ з суммуючим підсилювачем і використанням ЗЗ за швидкістю розглянуто спосіб забезпечення синхронного обертання машин РЕВ при збільшенні нерівномірності навантаження шляхом деякого зниження (на 10-25 %) напруги завдання. Виявлено позитивний ефект цього способу при $R_{\text{доб}}$ меншому, ніж в разомкнутій системі.

5. Досліджено режим динамічного гальмування зі змішаним збудженням, що дозволяє знизити споживання потужності з мережі при гальмуванні. Виявлено, що споживаний від джерела постійного напруження струм збудження невеликий і відсутній на значному інтервалі гальмування внаслідок ефекту витіснення струму. Отримано процеси керованого динамічного гальмування в розімкнутій і замкнутій системах досліджуваного АЕП з метою зниження динамічних зусиль на ланки механізмів в процесі гальмування.

6. Створено методику оцінки енергетичних показників (ККД і $\cos\varphi$) для досліджуваної системи, а також для систем з імпульсним керуванням в

роторній і фазовим керуванням в статорному ланцюзі, що використовує Г-образну схему заміщення фази асинхронного двигуна. Виявлено, що досліджувана система в порівнянні з іншими способами параметричного управління володіє відносно невисокими ККД і $\cos\varphi$. У самих несприятливих випадках ККД і $\cos\varphi$ досліджуваної системи на 15-25 % менше цих показників для імпульсного управління. Показано, що з урахуванням області раціонального застосування досліджуваного АЕП (механізми, що вимагають плавного пуску і короткочасної роботи на зниженій швидкості), ці енергетичні показники за цикл роботи незначно відрізняються від двох інших наведених способів. На повній моделі досліджуваного АЕП підтверджена адекватність кількісної оцінки ККД і $\cos\varphi$ за пропонованою методикою.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Айзерман М.А. Теория автоматического управления систем / М.А. Айзернман. – М.: Наука, 2016. – 140 с

2. Асинхронно-вентильные нагружающие устройства /С.В. Хватов, В.Г. Титов, А.А. Поскробко, В.Ф. Цыпкайкин. -М.: Энергоатомиздат, 1986. - 144 е.: ил.

3. Асинхронный электропривод с тиристорными коммутаторами/ Л.П. Петров, В.А. Ладензон, М.П. Обуховский, Р.Г. Подзолов. М.. Энергия, 1970.

4. Бесекерский В.А. Структурні схеми САК / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – М.: Наука, 2012. – 768 с.

5. Браславский И.Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением. — М.: Энергоатомиздат, 1988. — 224 е.: ил.

6. В.А. Барышников, В.В. Рожков. Замкнутые системы асинхронных элек-троприводов с фазовым управлением. Вестник национального технического университета «Харьковский политехнический институт». Сборник научных статей. Тематический сборник научных статей «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». - Харьков, 2002 - №12. - Т.2. - С.358-359.

7. Вешеневский С.Н. Характеристики двигателей в электроприводе. Изд. 6- е, исправленное. - М,, «Энергия», 1977. — 432 с.

8. Воронов А.А. Теория автоматического управления / А.А. Воронов. – М.: Наука, 2016. – 367 с.

9. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. - СПб.: КОРОНА принт, 2001. - 320 е., ил.

10. Данилов П.Е., Барышников В.А., Шабентов В.О. Динамические режимы асинхронных электроприводов с импульсным регулятором в цепи выпрямленного тока ротора. - М.: Изд-во Моск. энерг. ин-та, 1990. - 100 с.

11. Динамические режимы асинхронных электроприводов с импульсным регулятором в цепи выпрямленного тока ротора/ П.Е. Данилов, В.А. Барышников, В.О. Шабентов. -М.: Моск. энерг. ин-т, 1990.

12. Дьяконов В.П. МАТЬАВ 6/6.1/6.5 + 31М1ЛЛЫК 4/5. Основы применения. - М.: Солон-Пресс, 2002.

13. Електропривод: підручник/ Ю.М.Лавріненко, О.С.Марченко, .І.Савченко, О.Ю.Синявський; за ред. Ю.М. Лавріненка.– 2-е вид., доп. і перероб.– К.:Ліра-К, 2009.– 504с.

14. Звєрєв Г.М. Математична модель системи дослідження асинхронного електроприводаю.- Міжнародний науковий журнал «Грааль науки» № 2-3 (Квітень, 2021) : за матеріалами І Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», що проводилася 2 квітня 2021 року ГО «Європейська наукова платформа» (Вінниця, Україна) та ТОВ «International Centre Corporative Management» (Відень, Австрія). с.293-296

15. Импульсный регулируемый электропривод с фазными электродвигателями/ Шикуть Э.В., Крайцберг М.И., Фукс П.А., Газганов Э.А. - М.: Энергия, 1972..

16. Ключев В.И., Терехов В.М. Электропривод и автоматизация общепромышленных механизмов. — М.: Энергия, 1980.

17. Конспект лекцій з дисципліни «Автоматизовані електромеханічні системи» для студентів напряму 6.050701 – електротехніка та електротехнології / Укладач Ю. Ю. Шрамко Дніпродзержинськ, ДДТУ,2016. – 86 с.

18. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления / П.В. Куропаткин. – М.: Наука, 2013. – 528 с.

19. Моделирование асинхронных электроприводов с тиристорным управлением/ Л.П. Петров, В.А. Ладензон, Р.Г. Подзолов, А.В. Яковлев. - М.: Энергия, 1977.

20. Мощные полупроводниковые приборы. Тиристоры. Справочник/ В.Я, Замятин, Б.В. Кондратьев, В.М. Петухов. М.: Радио и связь, 1988. - 576 с.

21. Нетушил А.В. Теория автоматического управления (ТАУ) и линейные системы / А.В. Нетушил. – М.: Наука, 2015. – 78 с.

22. Онищенко Г.Б. Автоматизированный электропривод промышленных установок/ М.: МГОУ, 2001. -520 с.

23. Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентильные каскады и машины двойного питания. - М.: Энергия, 1979. - 200 е.: ил.

24. Попов М.Г. Теорія автоматичного керування / М.Г. Попов, О.В. Ковальчук. – К.: Либідь, 2007. – 544 с.

25. Сандлер А.С., Тарасенко Л.М. Динамика каскадных асинхронных электроприводов. — М.: Энергия, 1977. - 200 с.

26. Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. И.П. Ко- пылова и Б.К. Клокова. Т.1. - М.: Энергоатомиздат, 1988 - 456 с.

27. Теория автоматического управления. Под ред. А.В. Нетушила. Учебник для вузов. Изд. 2-е, доп. и перераб. - М.: Высшая школа, 1976. - 400 е., ил.

28. Теория автоматического управления: Нелинейные системы, управления при случайных воздействиях: Учебник для вузов / Нетушил А.В., Балтрушевич А.В., Бурляев В.В. и др.; Под ред. А.В. Нетушила. 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. школа, 1983. — 432 е., ил.

29. Теория автоматического управления: Учеб. для машиностроит. спец. вузов/ В.Н. Брюханов, М.Г. Косов, С.П. Протопопов и др.; под ред. Ю.М. Со- ломенцева. -3-е изд., стер. - М.: Высш. шк.; 2000. - 268 е.: ил.

30. Шубенко В. А., Браславский И .Я. Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. - М.: Энергия, 1972.

31. Энергосберегающая технология электроснабжения народного хозяйства: В 5 кн.: Практ. пособие /Под ред. В.А. Веникова. Кн.2. Энергосбережение в электроприводе /Н.Ф. Ильинский, Ю.В. Рожаиковский, А.О. Горнов. - М.: Высш. шк., 1989.

32. http://elib.lntu.edu.ua/sites/default/files/elib_upload/1%20Пастернак%20%20з%20тестами%20готовий/page3-40.ht

33. http://dspace.wunu.edu.ua/bitstream/316497/26489/1/lekzii_1.pdf

34. http://www.dstu.dp.ua/Portal/Data/6/30/6-30-kl8830.1.pdf

Додаток А

Таблиця А.1

Матриця коефіцієнтів N системи диференціальних рівнянь АЕП

1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
k_s	$-k_s$	$L_r\sigma$	$-L_r\sigma$	$-L_1$	0	L_3	0	0	0	0	0
0	k_s	0	$3L_r\sigma$	L_1	0	$-2L_3$	0	L_5	0	0	0
0	0	1	0	1	-1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	1	-1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	-1	1	-1	1	-1	0	0
0	0	0	0	$L_1 + L_d$	L_2	L_d	0	L_d	0	0	0
0	0	0	0	L_1	L_2	$-L_3$	$-L_4$	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	L_3	L_4	$-L_5$	$-L_6$	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Таблиця А.2

Вектор вільних коефіцієнтів A системи диференціальних рівнянь АЕП

$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sa} + k_s R_s i_{ra} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(\Psi_{sa} + 2\Psi_{sb}) + U_{sm}\cos\varphi$
$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sa} + k_s R_s i_{rb} + \frac{\omega}{\sqrt{3}}(2\Psi_{sa} + \Psi_{sb}) + U_{sm}\cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)$
$R_r(i_{rb} - i_{ra}) + r_1 i_1 - r_3 i_3$
$-3R_r i_{rb} - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5$
0
0
0
$-(r_1 + R_d)i_1 - r_2 i_2 - R_d(i_3 + i_5)$
$-r_1 i_1 - r_2 i_2 + r_3 i_3 + r_4 i_4$
$-r_3 i_3 - r_4 i_4 + r_5 i_5 + r_6 i_6$
$p_n\left(\sqrt{3}p_n k_s(i_{ra}\Psi_{sb} - i_{rb}\Psi_{sa}) - \mathrm{M}_c\right)\cdot J_\Sigma$
$\omega_0 - \omega$

Додаток Б

Таблиця Б.1

Технічні дані електродвигуна МТН311-6

Параметр	Позначення	Одиниця виміру	Величина
Номінальна потужність	$P_{н}$	кВт	11
Номінальний струм статора при 380 В	$I_{1н}$	А	23,2
Номінальний струм ротора	$I_{2н}$	А	42
Номінальна напруга статора Δ/Y	$U_{1н}$	В	220/380
Напруга між кільцями ротора	E_{2k}	В	172
Опір фази статора в нагрітому стані	r_1	Ом	0,51
Опір фази ротора в нагрітому стані	r_2	Ом	0,124
Індуктивний опір фази статора	x_1	Ом	0,645
Індуктивний опір фази ротора	x_2	Ом	0,241
Номінальна частота обертання	$n_{н}$	об/хв	945
Максимальний момент	M_{max}	Нм	314
Номінальний момент	$M_{н}$	Нм	111,747
ККД	η	-	0,79
Коефіцієнт потужності	$\cos\varphi$	-	0,69
Момент інерції	J	кгм^2	0,225
Коефіцієнт приведення опору	k_r	-	4,2
Коефіцієнт розсіювання	σ_1	-	1,073

Додаток В

Таблиця В.1

Матриця коефіцієнтів N_2 системи диференціальних рівнянь досліджуваного АЕП в дводвигуновому варіанті

1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
k_s	$-k_s$	0	0	$L_r\sigma$	$-L_r\sigma$	0	0	$-L_1$	0	L_3	0	0	0	0	0	0	0
0	$3k_s$	0	0	0	$3L_r\sigma$	0	0	L_1	0	$-2L_3$	0	L_5	0	0	0	0	0
0	0	k_s	$-k_s$	0	0	$L_r\sigma$	$-L_r\sigma$	$-L_1$	0	L_3	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	$3k_s$	0	0	0	$3L_r\sigma$	L_1	0	$-2L_3$	0	L_5	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	1	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	1	-1	1	-1	1	-1	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	L_1 $+ L_d$	L_2	L_d	0	L_d	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	L_1	L_2	$-L_3$	$-L_4$	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	L_3	L_4	$-L_5$	$-L_6$	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1

Продовження додатку В

Таблиця В.2

Вектор вільних коефіцієнтів A_2 системи диференціальних рівнянь досліджуваного АЕП в дводвигуновому варіанті

$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sa1} + k_s R_s i_{ra1} + \frac{\omega_1}{\sqrt{3}}(\Psi_{sa1} + 2\Psi_{sb1}) + U_{sm}\cos\varphi_1$
$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sb1} + k_s R_s i_{rb1} + \frac{\omega_1}{\sqrt{3}}(2\Psi_{sa1} + \Psi_{sb1}) + U_{sm}\cos\left(\varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right)$
$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sa2} + k_s R_s i_{ra2} + \frac{\omega_2}{\sqrt{3}}(\Psi_{sa2} + 2\Psi_{sb2}) + U_{sm}\cos\varphi_2$
$-\frac{R_s}{L_s}\Psi_{sb2} + k_s R_s i_{rb2} + \frac{\omega_2}{\sqrt{3}}(2\Psi_{sa2} + \Psi_{sb2}) + U_{sm}\cos\left(\varphi_2 - \frac{2\pi}{3}\right)$
$R_r(i_{rb1} - i_{ra1}) + R_{2\text{доб}}(i_{rb1} + i_{ra1} + i_{rb2} - i_{ra2}) + r_1 i_1 - r_3 i_3$
$-3R_r i_{rb1} - 3R_{2\text{доб}}(i_{rb1} + i_{rb2}) - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5$
$R_r(i_{rb2} - i_{ra2}) + R_{2\text{доб}}(i_{rb1} + i_{ra1} + i_{rb2} - i_{ra2}) + r_1 i_1 - r_3 i_3$
$-3R_r i_{rb2} - 3R_{2\text{доб}}(i_{rb1} + i_{rb2}) - r_1 i_1 + 2r_3 i_3 - r_5 i_5$
0
0
0
$-(r_1 + R_d)i_1 - r_2 i_2 - R_{\text{доб}}(i_3 + i_5)$
$-r_1 i_1 - r_2 i_2 + r_3 i_3 + r_4 i_4$
$-r_3 i_3 - r_4 i_4 + r_5 i_5 + r_6 i_6$
$p_n\left(\sqrt{3}p_n k_s(i_{ra1}\Psi_{sb1} - i_{rb1}\Psi_{sa1}) - \mathrm{M}_c\right)\cdot J_\Sigma$
$\omega_0 - \omega_1$
$p_n\left(\sqrt{3}p_n k_s(i_{ra2}\Psi_{sb2} - i_{rb2}\Psi_{sa2}) - \mathrm{M}_c\right)\cdot J_\Sigma$
$\omega_0 - \omega_2$

Додаток Г

ISSN 2710-3056
Grail of Science
Periodical scientific journal
№ 2-3 April 2021
The issue of journal contains
Proceedings of the I Correspondence International Scientific and Practical Conference
SCIENTIFIC RESEARCHES AND METHODS OF THEIR CARRYING OUT: WORLD EXPERIENCE AND DOMESTIC REALITIES
held on April 2nd, 2021 by
NGO European Scientific Platform (Vinnytsia, Ukraine)
LLC International Centre Corporative Management (Vienna, Austria)
OUCI
Open Ukrainian Citation Index
Euro Science Certificate № 22221 dated 15.02.2021
UKRISTEI (Ukraine) Certificate № 230 dated 25.02.2021
INDEX COPERNICUS
INTERNATIONAL

Продовження додатку Г

ISSN: 2710-3056

WORLD of PAPERS

INTERNATIONAL SCIENTIFIC JOURNAL

GRAIL OF SCIENCE

№ 2-3 April, 2021
with the proceedings of the:

I Correspondence International Scientific and Practical Conference

SCIENTIFIC RESEARCHES AND METHODS OF THEIR CARRYING OUT: WORLD EXPERIENCE AND DOMESTIC REALITIES

held on April 2nd, 2021 by

NGO European Scientific Platform (Vinnytsia, Ukraine)
LLC International Centre Corporative Management (Vienna, Austria)

EUROPEAN SCIENTIFIC PLATFORM ICCM

Міжнародний науковий журнал «Грааль науки»
№ 2-3 (Квітень, 2021) : за матеріалами I Міжнародної науково-практичної конференції «Scientific researches and methods of their carrying out: world experience and domestic realities», що проводилася 2 квітня 2021 року ГО «Європейська наукова платформа» (Вінниця, Україна) та ТОВ «International Centre Corporative Management» (Відень, Австрія).

Продовження додатку Г

UDC 001(08)
G 71

https://doi.org/10.36074/grail-of-science.02.04.2021

Editor in chief: Mariia Holdenblat
Deputy Chairman of the Organizing Committee: Rachael Aparo

Responsible for e-layout: Tatiana Bilous
Responsible designer: Nadiia Kazmina
Responsible proofreader: Hryhorii Dudnyk

International Editorial Board:
Alona Tanasiichuk - D.Sc. (Economics), Professor (Ukraine)
Marko Timchev - D.Sc. (Economics), Associate professor (Republic of Bulgaria)
Nina Korbozerova - D.Sc. (Philology), Professor (Ukraine)
Yuliia Voskoboinikova - D.Sc. (Arts) (Ukraine)
Svitlana Boiko - Ph.D. (Economics), Associate professor (Ukraine)
Volodymyr Zanora - Ph.D. (Economics), Associate professor (Ukraine)
Iryna Kucherak - Ph.D. (Pedagogy), Associate professor (Ukraine)
Iryna Markovych - Ph.D. (Economics), Associate professor (Ukraine)
Anton Kozma - Ph.D. (Chemistry) (Ukraine)
Dmytro Lysenko - Ph.D. (Medicine), Associate professor (Ukraine)
Yuriy Polyezhayev - Ph.D. (Social Communications), Associate professor (Ukraine)
Alla Kulichenko - Ph.D. (Pedagogy), Associate professor (Ukraine)
Taras Furman - Ph.D. (Pedagogy), Associate professor (Ukraine)
Siarhei Rybak - Ph.D. (Law), Associate professor (Republic of Belarus)
Anatolii Kornus - Ph.D. (Geography), Associate professor (Ukraine)
Tetiana Luhova - Ph.D. (Arts), Associate professor (Ukraine)

The conference is included in the catalog of International Scientific Conferences: approved by ResearchBib and UKRISTEI (Certificate № 230 dated February 25th, 2021); certified by Euro Science Certification Group (Certificate № 22221 dated February 15th, 2021).

Conference proceedings are publicly available under terms of the Creative Commons Attribution 4.0 International License (CC BY 4.0).

The journal is included in the international catalogs of scientific publications and science-based databases: Index Copernicus, CrossRef, Google Scholar and OUCI.

Conference proceedings are indexed in ICI (World of Papers), CrossRef, OUCI, Google Scholar, ResearchGate, ORCID and OpenAIRE.

Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого ЗМІ: КВ 24638-14578ПР, від 04.11.2020

Certificate of state registration of mass media: КВ 24638-14578ПР of 04.11.2020

ISBN 978-1-63848-596-4

© Authors of articles, 2021
© NGO «European Scientific Platform», 2021
© LLC «International Centre Corporative Management», 2021

Продовження додатку Д

АНАЛІЗ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ ДИНАМІКИ МАНІПУЛЯТОРІВ
Чебанов Д.Ю. 271

ТЕЗИ ДОПОВІДЕЙ

EFFECT OF INTERMEDIATE DISTANCE BETWEEN CLEANING MACHINES ON CLEANING LEVEL
Mirzaboyev J.B., Erkinov Z.E. ugli 276

RESTORING AND HARDENING EXCAVATOR TEETH
Zusin A.M. 280

**СЕКЦІЯ XVI.
ЕНЕРГЕТИКА ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ МАШИНОБУДУВАННЯ**

СТАТТІ

АНАЛІЗ І ОПТИМІЗАЦІЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ЕНЕРГОСИСТЕМ ЗА КРИТЕРІЄМ МІНІМІЗАЦІЇ ВТРАТ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ
Кучанський В.В., Малахатка Д.О. 282

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ПОЛОЖЕННЯ КОРОМИСЛА НА ВРІВНОВАЖЕННЯ СТРІЛИ ПОРТАЛЬНОГО КРАНА
Ткачук К.В. 288

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ДОСЛІДЖЕННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА
Звєрєв Г.М. 293

**СЕКЦІЯ XVII.
ЕКОЛОГІЯ ТА ТЕХНОЛОГІЇ ЗАХИСТУ НАВКОЛИШНЬОГО СЕРЕДОВИЩА**

СТАТТІ

СТАНОВЛЕННЯ ЗАПОВІДНОЇ СПРАВИ НА СХОДІ УКРАЇНИ
Науково-дослідна група:
Бордюгова О.І., Петренко С.В., Королецька Л.В., Демідова Н.В. 297

**СЕКЦІЯ XVIII.
КОМП'ЮТЕРНА ТА ПРОГРАМНА ІНЖЕНЕРІЯ**

СТАТТІ

FEATURES OF ANALYSIS OF MULTICHANNEL AUDIO SIGNALS
Martyniuk T., Mykytiuk M., Zaitsev M. 302

Продовження додатку Д

Міжнародний науковий журнал «Грааль науки» | № 2-3 (Квітень, 2021)

ARTICLE

DOI 10.36074/grail-of-science.02.04.2021.059

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ДОСЛІДЖЕННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Звєрєв Гліб Миколайович
здобувач другою (магістр) вищої освіти факультету комп'ютерно-інтегрованих технологій, автоматизації, електроінженерії та радіоелектроніки
Донецький національний технічний університет, УКРАЇНА

Науковий керівник: Колларов Олександр Юрійович
канд. техн. наук, доцент, завідувач кафедри електричної інженерії
Донецький національний технічний університет, УКРАЇНА

Анотація. *В практиці застосовуються декілька варіантів математичного опису дослідження систем асинхронного електропривода, котрі різняться ступеню приближення до властивостей реальної системи. В роботі представлено варіант математичного опису по ланцюгу випрямного струму ротора як істотно більш простому.*

Ключові слова. *моделі асинхронного електродвигуна, магнітний потік, лінійна напруга статора, момент інерції приводу*

Основна перевага варіанту математичного опису системи і відповідної моделі асинхронного електропривода по ланцюгу випрямного струму ротора, це простота і швидкість отримання задовільних результатів моделювання за умови збереження достатньої точності.

На рис. 1. представлена схема заміщення силової частини системи асинхронного електропривода по ланцюгу випрямного струму ротора, що дозволяє отримати спрощений математичний опис.

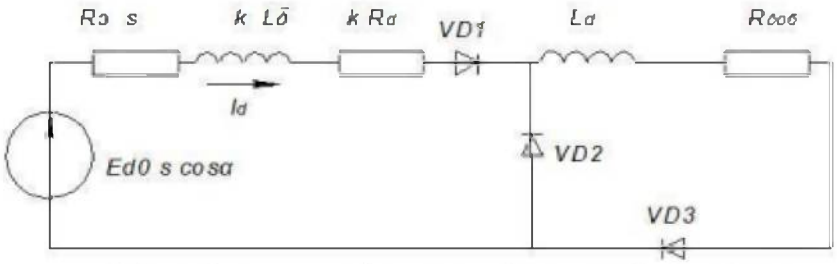


Рис. 1. **Схема заміщення силової частини досліджуваного АЕП по ланцюгу випрямленого струму ротора**

2021 Авторські права захищені | Creative Commons Attribution 4.0 International License

Продовження додатку Д

International scientific journal «Grail of Science» | № 2-3 (April, 2021)

Дана схема заміщення вірна при наступних припущеннях:
- магнітний потік двигуна постійний;
- не враховується електромагнітна інерція двигуна;
- змінні розглядаються щодо середніх значень;
- вентилі моста ідеальні.

Параметри схеми заміщення визначаються наступним чином:

$L_d = \frac{X_{sl}+X_{rl}'}{2\pi f_c}$ – індуктивність фази двигуна; $X_{sl}' = \frac{X_{sl}}{k_T}$ – індуктивний опір розсіювання фази статора, наведене до ротора; X_{rl} – індуктивний опір розсіювання фази ротора; k_T – коефіцієнт приведення.

Активні і індуктивні опори, що використовуються в представленій схемі заміщення, є параметрами Г-образної схеми заміщення асинхронного двигуна, тому

$$R_s = \sigma \cdot R_{sпасп};\ X_s = \sigma \cdot X_{sпасп};$$
$$R_T = \sigma^2 \cdot R_{rпасп};\qquad X_T = \sigma^2 \cdot X_{rпасп}, \tag{1}$$

де: $R_{sпасп}$, $X_{sпасп}$, $R_{rпасп}$, $X_{rпасп}$ *– довідкові (паспортні) дані опору обмоток двигуна для нагрітого стану;*

$R_e = \frac{R_s}{k_T}$ *– активний опір фази статора, наведене до ротора;*

$R_e = kR_s' + \frac{3k(X_{rl}+X_{sl})}{2\pi}$ *– еквівалентний внутрішній опір роторного випрямляча, другий доданок враховує падіння напруги на тиристорах в періоди комутації;*

$k = 2 - \frac{3\gamma}{2\pi}$ *– коефіцієнт, що характеризує зміну внутрішнього опору роторного випрямляча в функції кута комутації* γ*;*

α *– кут управління вентилів;*

$E_{d0} = \frac{3\sqrt{2}U_1}{\pi k_e}$ *– середнє значення ЕРС випрямляча при розімкнутому ланцюзі випрямного струму ротора і ковзання* $s = 1$ *(за Г-образною схемою заміщення асинхронного двигуна), де* U_1 *– лінійна напруга статора;* k_e *– коефіцієнт трансформації.*

Вентилі VD1, VD2, VD3 є аналогом випрямляча в роторному ланцюзі.

У сталому режимі середнє значення випрямного струму:

$$I_d = \frac{E_{d0}scoscos\ \alpha}{R_e s + kR_T + R_{доб}} = \frac{E_{d0}scoscos\ \alpha}{k\left[R_{r_s} + R_T + \frac{3(X_{rl}+X_{rsl})}{2\pi}\right] + R_{доб}} \tag{2}$$

На підставі виразу для рівності механічних і електричних втрат

$$M\omega_0 s = I_d^2\left(kR_T + R_{доб}\right) \tag{3}$$

випрямлений струм ротора

$$I_d = \sqrt{\frac{M\omega_0 s}{kR_T + R_{доб}}}. \tag{4}$$

Тоді момент двигуна

$$M = \frac{I_d^2\left(kR_T + R_{доб}\right)}{\omega_0 s}. \tag{5}$$

Так як згідно зі схемою заміщення $\left(kR_T + R_{доб}\right)I_d = E_{d0}s\ cos\ cos\ \alpha\ - R_e s I_d$,

$$\text{то } M = \frac{E_{d0}coscos\ \alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d \tag{6}$$

Система рівнянь для спрощеної математичної моделі, доповнена рівнянням руху і виразом для ковзання, має вигляд:

All rights reserved | Creative Commons Attribution 4.0 International License

$$\{I_d = \frac{E_{d0} s \cos\cos\alpha}{[k(R'_s+R_r)+R_{доб}](1+T_d p)};\ M = \frac{E_{d0} s \cos\cos\alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d;\ M - M_c = J_\Sigma \omega p;\ s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (7)$$

де J_Σ - сумарний момент інерції приводу, приведений до валу двигуна;

$T_d = \frac{kL_a + L_d}{kR'_s + kR_r + \frac{3k(a_{rd}+X'_{sd})}{2\pi} s + R_{доб}}$ *– постійна часу по ланцюгу випрямленого струму.*

Тоді (7) постане у вигляді:

$$\{\frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{T_d} \cdot \frac{E_{d0} s \cos\cos\alpha}{R_e s + kR_r + R_{доб}} - I_d;\ M = \frac{E_{d0} \cos\cos\alpha - R_e I_d}{\omega_0} I_d;\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma}(M - M_c);\ s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \quad (8)$$

Формування кута розрахункового кута управління α показано на рис. 2. Відлік кута регулювання α ведеться від точки природного відмикання тиристорів, рівного $\frac{\pi}{6}$.

Розрахунковий кут управління α визначається заданим кутом управління α_y й кутом запізнювання α_3 обумовленого активно-індуктивним опором фази двигуна.

Кут запізнювання

$$\alpha_3 = arctg\left(\frac{s(X_r + X'_s)}{R_r + R'_s s + \frac{R_{доб}}{k}}\right) \quad (9)$$

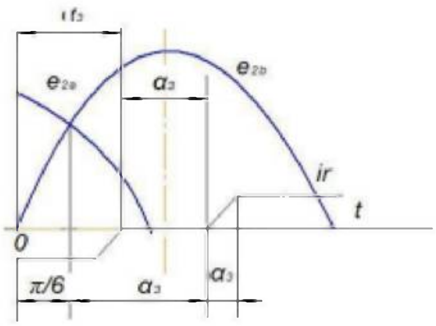


Рис. 1. **Формування кута управління тиристорами**

Кут комутації:

$$\{\gamma = \frac{\pi}{3} - \alpha_y,\ \text{при}\ \alpha_y < \frac{\pi}{3};\ \gamma = 0,\ \text{при}\ \alpha_y \geq \frac{\pi}{3}. \quad (10)$$

У підсумку отримуємо розрахунковий кут управління:

$$\alpha = \alpha_y + \alpha_3 - \frac{\pi}{6} \quad (11)$$

Висновки. Незважаючи на прийняті допущення, «спрощена» модель дає можливість отримати прийнятні результати. Крім того, за отриманим математичним описом вирішується завдання структурного синтезу замкнутих систем досліджуваного АЕП.

Отриманий математичний опис за ланцюгом випрямленого струму ротора - «спрощений» варіант (на відміну від «повного» - варіанта з урахуванням дискретності керованого випрямляча) також покладено в основу моделей на мові високого рівня і в візуально-орієнтованому варіанті.

 Авторські права захищені | Creative Commons Attribution 4.0 International License

Продовження додатку Е

Grail of Science
Periodical scientific journal
№ 2-3 April 2021

INDEX COPERNICUS INTERNATIONAL

Certificate of state registration of the print media KB24638-14578ПР issued by the Ministry of Justice of Ukraine on 04.12.2020

DOI 10.36074/grail-of-science.02.04.2021

OUCI Crossref iDR^G

EUROPEAN SCIENTIFIC PLATFORM ICCM

GS 020421-160
dated 02.04.2021

CERTIFICATE OF PARTICIPATION AND PUBLICATION

Certificate provides at least a 0.3 ECTS credits to awarded participants for being involved.

Zuiereu Hlib

participated in the I Correspondence International Scientific and Practical Conference

SCIENTIFIC RESEARCHES AND METHODS OF THEIR CARRYING OUT: WORLD EXPERIENCE AND DOMESTIC REALITIES

held on April 2nd, 2021 by | NGO European Scientific Platform (Vinnytsia, Ukraine) LLC International Centre Corporative Management (Vienna, Austria)

and published scientific paper

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СИСТЕМИ ДОСЛІДЖЕННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

Euro Science Certificate № 22221 dated 15.02.2021 ISSN 2710-3056 UKRISTEI Certificate № 230 dated 25.02.2021

Head of the European Scientific Platform
Chairman of the Organizing committee
HOLDENBLAT MARIIA

Head of Community Outreach
LLC «International Centre Corporative Management»
RACHAEL APARO