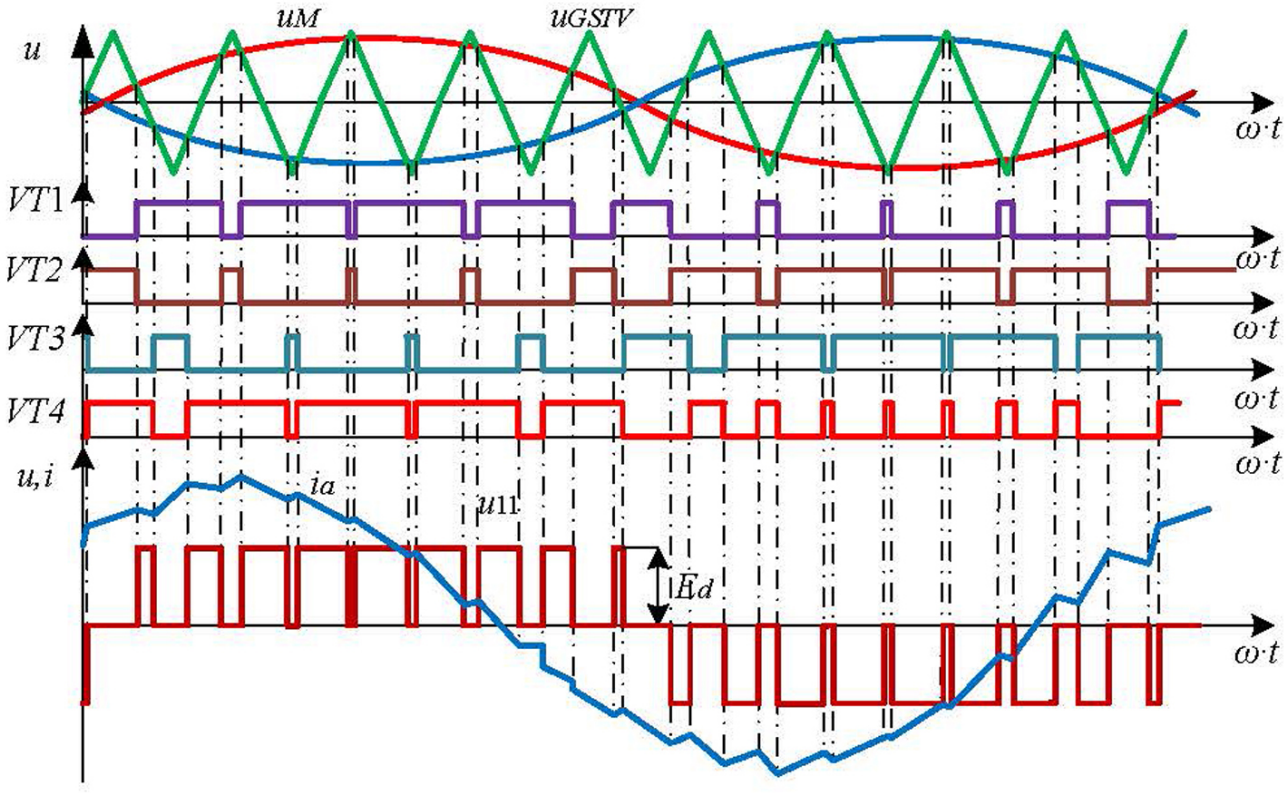
Гулак С., Ткаченко В.

ТЕОРІЯ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОГО РУХОМОГО СКЛАДУ ЗАЛІЗНИЦЬ

МОНОГРАФІЯ

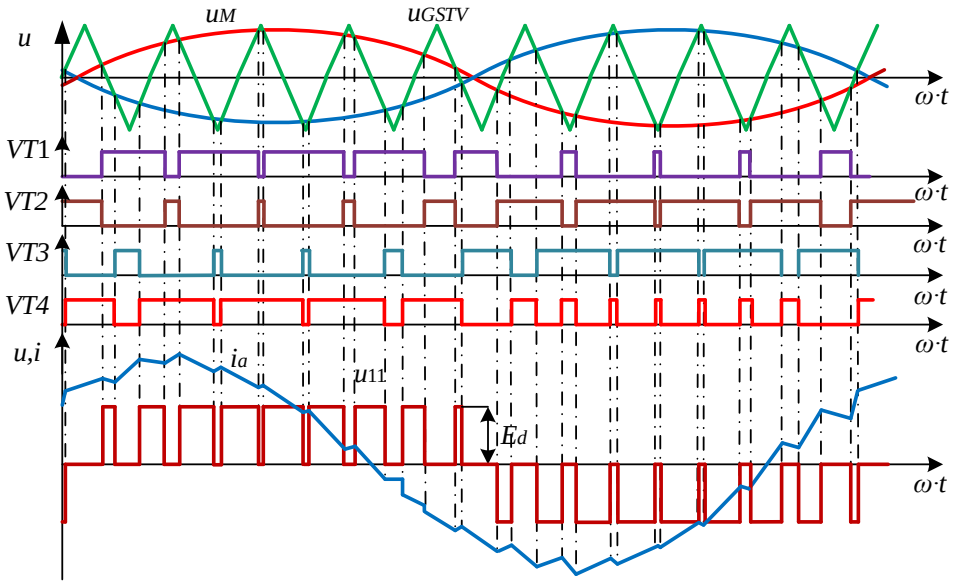


С. Гулак, В. Ткаченко

S. Hulak, V. Tkachenko

ТЕОРІЯ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОГО РУХОМОГО СКЛАДУ ЗАЛІЗНИЦЬ

THE THEORY OF ADAPTIVE REACTIVE POWER COMPENSATION OF ELECTRIC RAILWAYS ROLLING STOCK



Вінниця-2022

Vinnitsa -2022

УДК 629.429.3:621.313
Г 94

Рекомендовано Вченою радою
Державного університету інфраструктури та технологій
(протокол №6 від 29 грудня 2022р.)

Рецензенти:
Фомін О.В. – д-р техн. наук, професор, професор кафедри «Вагони та вагонне господарство» Державного університету інфраструктури та технологій
Петренко О. М. – д-р техн. наук, доцент, доцент кафедри електричного транспорту Харківського національного університету міського господарства імені О. М. Бекетова
Ніконов О. Я. - д-р техн. наук, професор, завідувач кафедри комп'ютерних технологій та мехатроніки Харківського національного автомобільно-дорожнього університету

Г 94 **Гулак С., Ткаченко В.**
Теорія адаптивної компенсації реактивної потужності електричного рухомого складу залізниць: монографія / С. Гулак, В. Ткаченко. – Вінниця: ГО «Європейська наукова платформа», 2022. – 174 с.

ISBN 978-617-8126-14-8
DOI 10.36074/takrpersz-monograph.2022

Монографія присвячена створенню наукових основ вибору оптимальних параметрів та режимів роботи системи компенсації реактивної потужності на електровозах змінного струму. Проаналізовані фактори, що мають найбільший вплив на якість тягового електропостачання збоку електрорухомого складу змінного струму. Показано, що характер експлуатації електрорухомого складу призводить до того недетермінованості та неергодичності процесу зміни напруги в контактній мережі. Створено математичні та програмно-орієнтовані моделі роботи тягового електровоза змінного струму, відмінними особливостями яких є можливість врахування режимів роботи електровозу. Розроблено систему керування активною частиною гібридного компенсатора реактивної потужності, основою якого алгоритм визначення спектральних складових тягового струму на основі методу лінійного прогнозування Левінсона-Дарбіна, що дозволяє враховувати випадковий характер зміни напруги на струмоприймачі електровоза та адаптувати роботу компенсатора до параметрів напруги контактної мережі.

The monograph is dedicated to the creation of scientific foundations for the selection of optimal parameters and operating modes of the reactive power compensation system on AC electric locomotives. The factors that have the greatest impact on the quality of the traction power supply on the side of the alternating current electric rolling stock are analyzed. It is shown that the nature of operation of electric rolling stock leads to non-determinism and non-ergodicity of the voltage change process in the catenary. Mathematical and software-oriented models of operation of an AC traction electric locomotive have been created, the distinctive features of which are the possibility of taking into account the modes of operation of the electric locomotive. A control system for the active part of the hybrid reactive power compensator has been developed, which is based on an algorithm for determining the spectral components of the traction current based on the Levinson-Darbin linear prediction method. This makes it possible to take into account the random nature of the voltage change on the current receivers of the electric locomotive and to adapt the work of the compensator to the voltage parameters of the catenary network.

УДК 629.429.3:621.313
© Гулак С., Ткаченко В. 2022

ISBN 978-617-8126-14-8 © ГО «Європейська наукова платформа», 2022

ЗМІСТ

ВСТУП 5

1. АНАЛІЗ НАПРЯМКІВ ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТУ ВИКОРИСТАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ ЗМІННОГО СТУМУ 8

1.1. Аналіз факторів, спричинених роботою електрорухомого складу змінного струму, що впливають на якість тягового електропостачання. *8*

1.1.1. Визначення факторів, спричинених роботою електрорухомого складу змінного струму, що впливають на якість тягового електропостачання ... 8

1.1.2. Відхилення і коливання напруги та частоти 12

1.1.3. Несиметрія трифазних напруг і струмів 14

1.1.4. Несинусоїдальність напруг і струмів 15

1.1.5. Імпульси, короткочасні провали і викиди напруги 17

1.1.6. Фактичний внесок спотворення електрорухомим складом змінного струму в контактну мережу 18

1.2. Аналіз факторів, що впливають на зниження коефіцієнту потужності та методів визначення складових повної потужності на електровозах змінного струму *24*

1.2.1. Аналіз факторів, що впливають на зниження коефіцієнту потужності електрорухомого складу змінного струму 24

1.2.2. Аналіз методів визначення складових повної потужності на електровозах змінного струму 31

1.3. Аналіз схемотехнічних рішень щодо компенсації реактивної потужності на електрорухомому складі змінного струму. 33

1.4. Огляд досліджень, присвячених підвищенню енергетичних показників електрорухомого складу змінного струму. 45

2. МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ТЯГОВОГО ПРИВОДУ ЕЛЕКТРОВОЗА ЗМІННОГО СТРУМУ З НЕКЕРОВАНОЮ ВИПРЯМНОЮ УСТАНОВКОЮ . 59

2.1. Імітаційна модель тягового двигуна пульсуючого струму *59*

2.1.1. Математична модель тягового двигуна без врахування магнітних втрат в сталі 59

2.1.2. Моделювання магнітних втрат в двигуні 71

2.1.3. Імітаційна модель тягового двигуна з врахуванням магнітних втрат в сталі 90

2.2. Імітаційні моделі елементів тягового приводу електровоза серії ВЛ-80к *94*

2.2.1. Математична модель некерованої випрямної установки 96

2.2.2. Модель системи тягового електропостачання 100

2.3. Імітаційна модель тягового приводу *101*

3. МОДЕЛЮВАННЯ ГІБРИДНОГО КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ, РОБОТА ЯКОГО АДАПТОВАНА ДО ЗМІНИ ПАРАМЕТРІВ НАПРУГИ КОНТАКТНОЇ МЕРЕЖІ 111

3.1. Розробка методу визначення спектральних складових струму і напруги електропостачання електровозів змінного струму *111*

3.1.1. Аналіз методів визначення спектральних складових струму і напруги в силових ланцюгах тягового приводу електровозів змінного струму 111

3.1.2. Алгоритм визначення спектральних складових струму і напруги в силових ланцюгах тягового приводу по методу Левінсона-Дарбіна 120

3.1.3. Порівняння результатів розрахунку спектральних складових для сигналу відомої форми, виконаних методом, що пропонується і за допомогою дискретного перетворення Фур'є 136

3.2. Математична та імітаційна моделі гібридного компенсатора реактивної потужності *138*

3.2.1. Розробка структурної схеми системи управління компенсатором реактивної потужності 138

3.2.2. Розробка моделі тягового приводу електровоза серії ВЛ-80К з компенсатором реактивної потужності 144

3.2.3. Результати моделювання роботи тягового приводу з компенсатором реактивної потужності 150

ПРИКІНЦЕВІ ПОЛОЖЕННЯ І ВИСНОВКИ 156

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 161

ВСТУП

Залізниця України була й залишається головною транспортною артерією економіки, виконуючи майже половину обсягів вантажних та третину пасажирських перевезень. При цьому, електрифікований залізничний транспорт виконує до 80% загального обсягу перевезень залізниці. Витрати залізниці на електроенергію складають до 15% собівартості перевезень.

Основним напрямком «Стратегічного плану розвитку залізничного транспорту України на період 2015–2020рр.» (Постанова КМ України від 21 грудня 2015 № 547) є зниження експлуатаційних витрат, зокрема, зменшення енергоспоживання на тягу поїздів. Одним із шляхів покращення показників енергозбереження і якості електроенергії вважається впровадженням на рухомому складі й підприємствах залізничного транспорту пристроїв для компенсації реактивної потужності. Найбільш ефективним є підключення пристроїв компенсації безпосередньо до споживача реактивної потужності, тобто на електрорухомому складі (ЕРС).

Застосування пасивних компенсаторів реактивної потужності (КРП) на ЕРС не забезпечує поліпшення коефіцієнта спотворення форми струму і пов'язаного з ним коефіцієнта потужності перетворювача.

Іншим способом компенсації реактивної потужності, вільним від вищевказаних недоліків, є застосування КРП з регульованим струмом компенсатора. Принцип дії силової частини КРП не відрізняється від роботи раніше розглянутого пристрою. Разом з тим, в пристрої значно змінена схема управління КРП, що дозволяє регулювати ємнісний струм компенсатора в залежності від фазового кута зсуву між основною гармонікою струму і напругою, виміряні на низькій стороні трансформатора електровоза.

Незважаючи на очевидні переваги КРП з регульованим струмом компенсатора, такий компенсатор має ряд недоліків, найбільш істотними з яких є генерування компенсатором вищих гармонік струму в моменти перемикання його ключових елементів, виникнення кидка струму при підключенні

попередньо зарядженого конденсатора КРП до вторинної обмотки трансформатора. До недоліків КРП з регульованим струмом компенсатора також слід віднести їх велику встановлену потужність і як наслідок – високу вартість.

Компромісним рішенням є використання гібридних компенсаторів реактивної потужності (ГКРП), що складаються з пасивної та активної частин. Пасивна частина ГКРП являє собою LC-ланцюги і призначена для усунення фазового зсуву між першими гармоніками напруги і струму вторинної обмотки тягового трансформатора, активна частина – автономний інвертор струму та схему керування інвертором і призначення для видалення вищих гармонійних складових тягового струму.

При установці пристроїв активної компенсації енергії на рухомому складі повинні враховуватися положення електровоза на фідерній зоні й пов'язана з цим зміна умов роботи системи керування фільтром. Корекцію в роботу фільтра вносить перехід від випрямного режиму роботи електровоза до рекуперативного, що призводить до необхідності переналаштування регулятора активного фільтра. Значний вплив на функціонування КРП здійснюють також інші електровози, що перебувають на даній фідерній зоні.

Крім того, особливістю системи тягового електропостачання є підвищене спотворення форми напруги живлення, що вимагає додаткової корекції системи керування активним фільтром, яка забезпечує стабільність функціонування пристрою компенсації. Керування компенсатором слід виконувати адаптивним для врахування змін параметрів тягової мережі при переміщенні даного електровоза по ділянці, включеннях і виключеннях інших електровозів, а також до нелінійних параметрів тягового двигуна. Реалізація такої системи керування можлива із застосуванням сучасних засобів керування. Таким чином, розробка ГКРП з адаптивною системою автоматичного керування є актуальним завданням.

Не зважаючи на велику кількість робіт, присвячених компенсації реактивної потужності, не вирішеними в цьому напрямку залишається низка

питань. Наприклад, недостатньо даних щодо впливу якості струмознімання (часті відриви та натискання струмоприймача на контактний провід, прохід нейтральних ставок) на перехідні процеси в тягових та допоміжних приводах. Є також багато нез'ясованих питань щодо виникнення вищих гармонійних складових напруг та струмів при взаємному впливі перехідних процесів в тяговому електроприводі та в приводі допоміжних електричних машин та ін.

Таким чином, синтез ГКРП з врахуванням взаємного впливу роботи тягових електричних машин та електричних машин допоміжних агрегатів, якості струмознімання та режимів роботи електровоза на вищі гармонійні складові напруги та струму є актуальним науково-технічним завданням для підвищення показників енергозбереження та поліпшення якості спожитої електроенергії. В монографії запропоновано вирішення цього завдання. Авторами запропоновано науковий підхід до підвищення коефіцієнта потужності і розроблено принципові схеми пристроїв для його реалізації. Пропозиції авторів дозволяють знизити витрати реактивної електроенергії при роботі електровозів та підвищити надійність їх окремих вузлів та агрегатів.

1. АНАЛІЗ НАПРЯМКІВ ПІДВИЩЕННЯ КОЕФІЦІЄНТУ ВИКОРИСТАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ ЗМІННОГО СТУМУ

1.1. Аналіз факторів, спричинених роботою електрорухомого складу змінного струму, що впливають на якість тягового електропостачання.

1.1.1. Визначення факторів, спричинених роботою електрорухомого складу змінного струму, що впливають на якість тягового електропостачання

Оптимізація конкретних технологічних процесів вимагає обґрунтованого вибору для даного об‘єкту методів керування. Одним з таких технологічних процесів є система тягового електропостачання (СТЕ) [1]. Крім вибору методів керування технологічним процесом слід вибрати критерії, по яким буде оптимізуватись керування технологічним процесом.

Критеріями оптимальності для побудови оптимальної системи керування такими технологічними процесами, як розподіл, передача і споживання електричної енергії, можуть служити показники якості електроенергії (ПЯЕ). Дотримання ПЯЕ в допустимих значеннях гарантує нормальне функціонування будь-яких електротехнічних засобів, підключених до системи тягового електроспоживання [2].

Причини погіршення якості електроенергії, пов'язані з тягової системою, це:

- коливання напруги, спотворення напруги і струму;
- провал напруги;
- виникнення вищих гармонійних складових напруги і струму;
- реактивна потужність і, як наслідок, зниження коефіцієнту потужності.

При побудові оптимальної системи керування СТЕ існує невизначеність, пов‘язана з прибуттям і відправленням локомотивного навантаження на тягову підстанцію.

Якщо припустити, що одночасно надходить багато локомотивів, то виникає перевантаження, і це викликає падіння напруги, яке, в свою чергу, погіршує форму напруги, оскільки потреба в потужності залежить від трафіку

локомотива. Пуск, прискорення, гальмування також впливають на форму напруги. Завдяки цьому спрацьовує система захисту навіть при відсутності несправності. Система тягового приводу електрорухомого складу має випрямну установку, яка створює вищі гармонійні складові, що також сприяють погіршенню форми напруги і струму. Через ці проблеми тяговий двигун споживає більшу кількість енергії і пускає в хід систему захисту без будь-яких несправностей в тягових системах [3].

Роботи, присвячені розробці пристроїв підвищення показників якості енергії системи тягового електропостачання [4–8], свідчать про те, що велика увага приділяється підвищенню електричної ефективності систем тягового приводу електрорухомого складу. Пристрої, в основу яких лягли розробки, наведені в зазначених роботах, дозволяють зменшити негативний вплив тягових приводів електрорухомого складу на показники якості системи тягового електропостачання. Це свідчить про те, що дослідження, присвячені виявленню негативних факторів, що впливають на показники якості електроенергії, а також методам і засобам зменшення цих факторів, є актуальними.

В дослідженні [9] дана характеристика показникам якості електричної енергії і показано, як погіршення показників якості впливає на роботу споживачів електричної енергії. Проте, залишилось відкритим питання, як спотворення, що вносять приводи електрорухомого складу (ЕРС) в систему тягового постачання, будуть впливати на показники якості електроенергії СТЕ, що, в свою чергу, живить інші споживачі електричної енергії. Подальший розвиток поглядів на вплив приводів ЕРС на показники якості електричної енергії можна знайти в роботі [3], в якій надається характеристика складових приводів ЕРС та показаний їх вплив на ПЯЕ. Крім того, в цьому дослідженні зазначається, що на ПЯЕ істотний вплив здійснює не тільки робота електроприводів ЕРС, але і режими роботи ЕРС (запуск, режим тяги, гальмування і т. д.), тип електроприводів та кількість ЕРС на ділянці. Але проблеми погіршення ПЯЕ в даній роботі освітлені лише концептуально. В них

не розглядається кількісний вплив того чи іншого фактору на ПЯЕ і не має рекомендацій щодо усунення негативного впливу зазначених факторів на ПЯЕ.

Ряд робіт, присвячених питанню підвищення енергетичної ефективності розглядають тільки один негативний фактор впливу на ПЯЕ та шляхи зменшення цього впливу. Так, в дослідженні [10], проаналізовано негативний вплив тягового приводу ЕРС змінного струму з асинхронним тяговим двигуном, а в роботі [11] – тягового приводу з двигуном постійного струму послідовного збудження на такий показник якості, як рівень вищих гармонійних складових струму і напруги. Тобто, вплив тягових приводів ЕРС на спотворення форми напруги і струму та на коефіцієнт потужності. В цих дослідженнях зазначено, що найбільше спотворення форми напругу і струму відбувається в момент комутації вентилів випрямної установки. Крім того, в роботі [11] зазначено, що значний вплив на виникнення вищих гармонійних складових струму здійснює нелінійна характеристика тягового двигуна постійного струму з послідовним збудженням. В роботах [12, 13] показано вплив роботи приводу допоміжних машин електровозу, де в якості розщіплювача фаз використовується асинхронний двигун з несиметричними обмотками, а в якості мотор-вентиляторів та мотор-компресорів – трифазні асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором, на виникнення несиметричних режимів струмів і напруг. В дослідженні [14] показано, що якість струмознімання впливає на такі ПЯЕ, як спотворення форми струму та напруги, короткочасні провали та викиди напруги, виникнення короткочасних імпульсів. В роботі [15] зазначається, що для компенсації таких негативних впливів на ПЯЕ, як генерації вищих гармонійних складових струму і напруги, а також для обмеження впливу відхилення і коливання напруги і частоти слід застосовувати керовані стабілізатори. Але всі ці роботи присвячені розгляду одного або, максимум, двох факторів роботи ЕРС, що негативно впливають на ПЯЕ системи тягового електропостачання.

Крім того, як показано в дослідженні [3], невизначеність щодо прибуття і відправлення локомотивного навантаження на тягову підстанцію призводить до

того, що процеси, які відбуваються в системі тягового електропостачання, слід розглядати як випадкові неергодичні. До факторів, що впливають на невизначеність процесів також впливають постійні відривання та притискання струмоприймача до контактного проводу, проходження фідерної зони [14]. Тобто, при аналізі впливу того чи іншого фактору роботи ЕРС, що впливає на ПЯЕ системи тягового електропостачання, слід враховувати, що електромагнітні процеси, які відбуваються в системі тягового електропостачання носять випадковий характер.

Систематизація результатів проведених досліджень дозволяє вважати, що існуючі підходи до вирішення проблеми аналізу впливу ЕРС на ПЯЕ та розробки заходів щодо підтримання цих показників в нормованих межах носять припущення, шо електромагнітні процеси, які відбуваються в системі тягового електропостачання мають стаціонарний характер. Іншими словами, припускається, що прибуття і відправлення локомотивного навантаження на тягову підстанцію та робота струмоприймача ЕРС описуються детермінованою в часі функцією. Очевидно, подібні підходи дозволяють знаходити оптимальне рішення тільки в тому випадку, якщо можна прогнозувати час прибуття і відправлення та величину тягового навантаження, кількість відривань та притискань струмоприймача до контактного проводу за період та їх дискретність. Крім того, аналіз результатів проведених досліджень показав, що методики розрахунку цих параметрів справедливі тільки для системи тягового споживання в стаціонарних режимах. З цього слідує, що випадковий характер електромагнітних процесів в системі тягового електропостачання не дасть можливості отримання ефективних рішень щодо зменшення негативного впливу ЕРС на ПЯЕ в реальних умовах експлуатації. Дана проблема може бути вирішена шляхом розробки аналізу негативного впливу ЕРС на кожен із ПЯЕ системи тягового електропостачання в реальних умовах експлуатації. Для цього при описі фізичних процесів слід вважати напругу на струмоприймачі ЕРС випадковою величиною.

В подальшому будуть розглядатись лише фактори, викликані роботою ЕРС, що здійснюють негативний вплив на ПЯЕ системи тягового електропостачання. При аналізі зазначених факторів особливу увагу слід приділити врахуванню випадкового характеру зміни параметрів електроенергії при оцінці допустимості режимів роботи приводів ЕРС. В загальному випадку до ПЯЕ системи тягового електропостачання можна віднести [9]:

- відхилення і коливання напруги та частоти;
- несиметрію трифазних напруг і струмів;
- несинусоїдальність напруг і струмів;
- імпульси, короткочасні провали і викиди напруги.

1.1.2. Відхилення і коливання напруги та частоти

В зв'язку зі зміною навантажень напруга і частота в мережі не можуть підтримуватися строго рівними їх номінальним значенням в будь-який момент часу і являють собою випадкові процеси, подібні зображеним на рис. 1.1. Для характеристики цих процесів використовують поняття відхилень і коливань.

Відхиленнями напруги δU і частоти δf називають відмінності значень напруги (U) і частоти (f) від номінальних $U_{ном}$ і $f_{ном}$ і, виражені в вольтах (герцах) [16]:

$$\begin{aligned} \delta U &= U - U_{ном}; \\ \delta f &= f - f_{ном}. \end{aligned} \qquad (1.1)$$

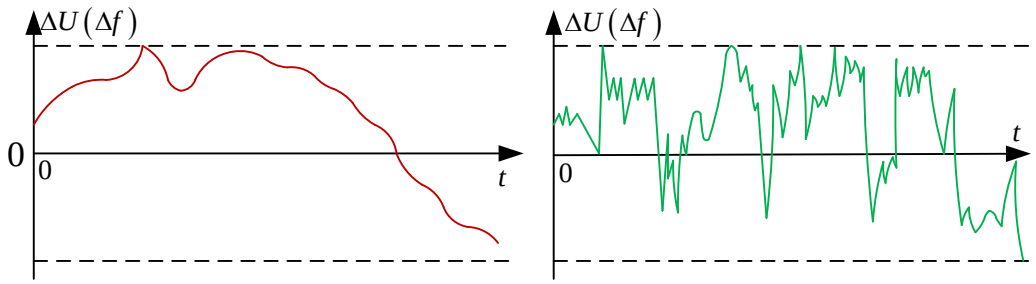


Рисунок 1.1 – Процеси зміни відхилень напруги (частоти)

Показанні на рис. 1.1 процеси зміни відхилень напруги (частоти) знаходяться всередині діапазону допустимих відхилень (відзначені пунктирними лініями). Однак внутрішні структури процесів різні: якщо перший являє собою величину, що порівняно повільно змінюється в часі, то для другого характерні різкі її зміни. Різним є і вплив цих процесів на систему електропостачання. Обертовий момент двигуна, як відомо, залежить від напруги і частоти. При їх відхиленні від поминальних значень робочі характеристики двигуна змінюються. Однак, якщо відхилення знаходяться в допустимих межах, то і його характеристики також знаходяться в допустимих межах.

Для характеристики цього явища використовують поняття коливань напруги і частоти. Коливання напруги характеризують фактично вид зміни відхилення напруги в часі. На практиці до коливань напруги відносять її зміни, що відбуваються зі швидкістю більше 1%/*с*, а до коливань частоти – ті, що відбуваються зі швидкістю більше 0,2*Гц*/*с*. Зазначені граничні значення не мають строгих обґрунтувань і встановлені, виходячи із загальних міркувань.

Коливання напруги і частоти викликаються роботою ЕС з різко змінним характером споживання потужності (тягові двигуни електрорухомого складу). В переважній більшості випадків коливання напруги і частоти супроводжують одне одного: при цьому різко змінюється характер споживання як активної, так і реактивної потужності. При зростанні навантаження кут вектору напруги збільшується, що призводить до збільшення періоду синусоїди протягом накиду (зниження частоти), а при скиданні навантаження – навпаки. Зміна частоти δf пов'язана зі зміною кута вектору напруги $\delta\varphi$ і тривалістю накидів навантаження t_{in}, співвідношенням [16]

$$\delta f = \frac{\delta\varphi}{360} \cdot t_{in}. \qquad (1.2)$$

Зміна кута вектору напруги визначають за формулою [16]

$$tg\left(\delta\varphi\right)=\frac{P\cdot X-Q\cdot R}{U^2}, \qquad (1.3)$$

де P – активна потужність, що споживається тяговим приводом ЕРС;

Q – реактивна потужність, що віддає тяговий привод ЕРС в мережу;

R – активний опір тягового приводу;

X – реактивний опір тягового приводу;

U – модуль напруги контактної мережі.

При періодичних накидах і скиданнях навантаження частота протягом часу накиду t_{in} буде нижче робочого значення на δf, потім (протягом часу постійного навантаження) дорівнює робочому значенню, а протягом часу скидання навантаження – вище робочого значення на δf.

1.1.3. Несиметрія трифазних напруг і струмів

Несиметричні режими зумовлюються трьома причинами:

- неоднаковими навантаженнями фаз елементів мережі, що викликаються роботою електричних споживачів (ЕС) з нестабільним навантаженням фаз і однофазних ЕС;

- неповнофазною роботою ліній, викликаною короткочасним відключенням однієї з фаз лінії при коротких замиканнях або більш довготривалим відключенням при пофазних ремонтах, наявністю поперечних реакторів не у всіх фазах лінії і т. п;

- нерівністю фазних параметрів ліній. Невелика відмінність фазних параметрів з відмінностями розташування проводів на опорі. Несиметрія напруг, зумовлена цією причиною, на порядок менше перших двох.

Найбільш частою причиною несиметрії напруг на практиці є нерівність струмових навантажень фаз. При цьому розрізняють два види несиметрії: систематичну і ймовірну несиметрію. Характерною рисою систематичної несиметрії є постійне перевантаження однієї з фаз. В цьому випадку виконують

вирівнювання навантажень фаз шляхом перемикання частини навантажень з перевантаженої на недовантажену фазу. Ймовірнісна несиметрія характеризується попеременним перевантаженням то однієї, то іншої фази (переміжна несиметрія). В мережах високих напруг несиметрія викликається наявністю у споживачів потужних однофазних навантажень і трифазних, але з неоднаковим споживанням за фазами. Потужним джерелом несиметрії є тягові підстанції залізничного транспорту, електрифікованого на змінному струмі, так як електровози є однофазними електроприймачами.

Але питання вирівнювання навантаження фаз вирішується на стороні тягової підстанції і визначення фактичного внеску спотворення ПЯЕ цим негативним фактором розглядатись не буде.

1.1.4. Несинусоїдальність напруг і струмів

Спотворення синусоїдальності кривих напруг і струмів викликаються роботою ЕС з нелінійної вольт-амперною характеристикою і регульованих перетворювачів змінного струму в постійний. Криві струму і напруги в цих випадках набувають вигляду, відмінного від синусоїди (крива U на рис. 1.2). Користуючись методом гармонійних складових, можна вихідну несинусоїдальну криву розкласти на суму синусоїдальних з певними значеннями амплітуд гармонік і їх початкових кутів. На рис. 1.2 приведена крива напруги, що містить першу U_1 і п'яту U_5 гармоніки. Вид кривої U залежить не тільки від амплітуди гармоніки, а й від її фазового кута щодо U_1 (кут φ_5). При збільшенні кута φ_5 точка a буде зсуватися праворуч і вгору, а точка b – вправоруч і вниз. Максимальне значення миттєвої напруги знизиться.

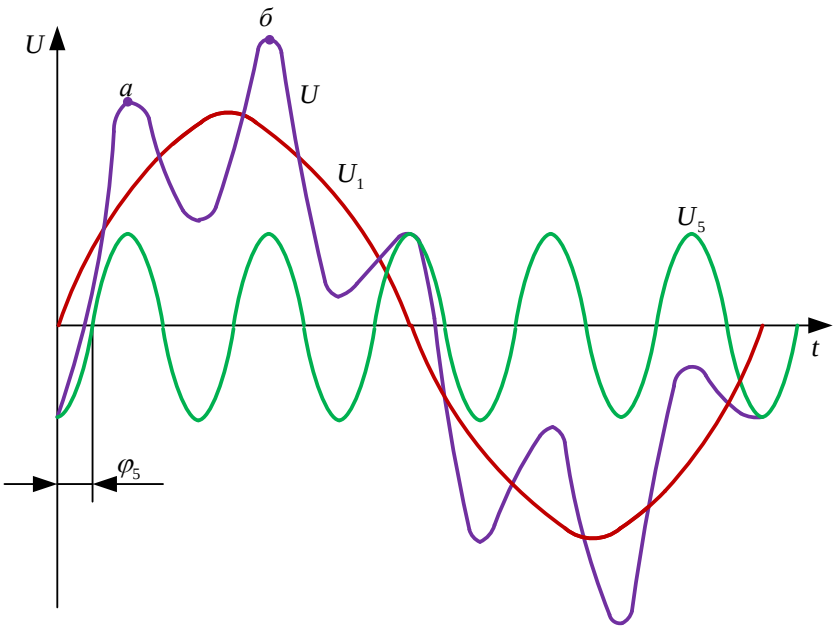


Рисунок 1.2 – Розкладання несинусоїдної кривої на синусоїдальні складові

Для деяких типів електронного обладнання максимальне значення миттєвої напруги істотно впливає на нормальну роботу, тому контроль тільки амплітуд гармонік може виявитися недостатнім. Вплив на режими роботи ЕС напруги U такий же, як і сумарний вплив напруг U_1 і U_5, тому гармонійний аналіз є зручним методом аналізу несинусоїдальних режимів.

Відомо, що індуктивні X_{Lv} і ємнісні X_{Cv} опори на частоті гармоніки ν пов'язані з опорами X_L і X_{Cv} на основній частоті співвідношеннями [16]

$$X_{Lv} = \nu \cdot X_L; \quad X_{Cv} = \frac{X_{C.}}{\nu}. \tag{1.4}$$

Тому при виникненні на вході обладнання ν-ї гармоніки напруги її струм в ЕС індуктивного характеру (наприклад, в реакторі) буде в процентному відношенні в ν разів менше, ніж при напрузі першої гармоніки U_1, а в ЕС ємнісного характеру (наприклад, в батареї конденсаторів) – в ν раз більше. Це викликає перегрів конденсаторів і вихід їх з ладу.

Перетворювальні агрегати генерують в мережу гармоніки, порядок яких визначається формулою [16]

$$\nu = k \cdot n \pm 1, \qquad (1.5)$$

де k – пульсність перетворювача;

n – цілі числа від 1 до ∞.

Так, шестипульсний перетворювач генерує в мережу гармоніки 5, 7, 11, 13, 15, 17, 19 і далі. Струм ν-ї гармоніки перетворювача $I_\nu \approx I_1/\nu$, тому, наприклад, $I_5 \approx 0{,}2 \cdot I_1$, $I_{25} \approx 0{,}04 \cdot I_1$ і т. д.

1.1.5. Імпульси, короткочасні провали і викиди напруги

Провали напруги зазвичай відбуваються при коротких замиканнях в мережі і тривають протягом часу, необхідного для спрацьовування пристроїв релейного захисту та автоматики (РЗА). Викиди напруги відбуваються при відключеннях великих навантажень. Тривалість цих явищ в високовольтних мережах може досягати декількох секунд (рис. 1.3,а).

Імпульси напруги виникають при ударах блискавки в повітряних лініях електропередачі і при комутаційних перемиканнях в мережах. Вони тривають протягом мілі- і мікросекунд і характеризуються імпульсною напругою U_{imp}, напругою кидка U_{in} і тривалістю імпульсу, яка визначається у його основи t_{imp} і на рівні половини напруги кидка $t_{imp0,5}$ (рис. 1.3,б).

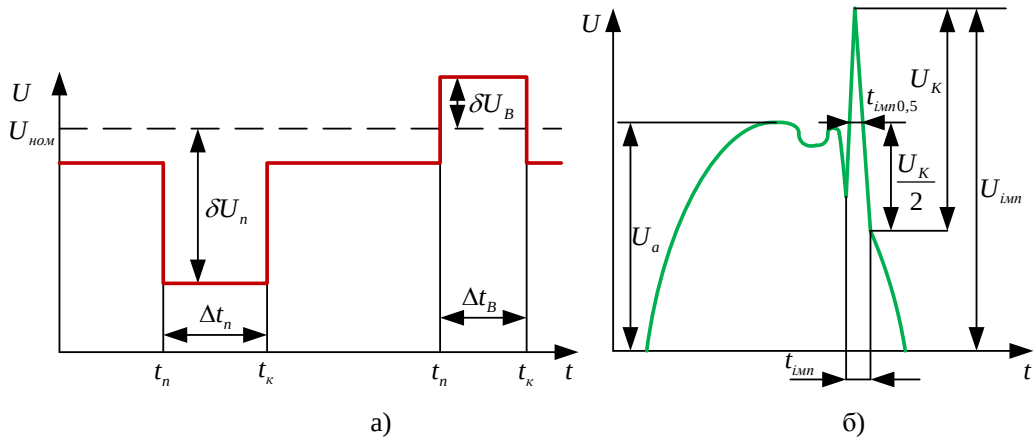


Рисунок 1.3 – Короткочасний провал і викид напруги (а); імпульс напруги (б)

Для їх обмеження до значень, безпечних для електроустаткування підстанцій електричних мереж високої напруги, застосовують вентильні розрядники і вентилі перенапруг. Амплітуда імпульсів напруги, що трансформуються в мережі низької напруги, істотно знижується за рахунок опорів силових трансформаторів. Якщо залишкова амплітуда імпульсів напруги залишається небезпечною для роботи чутливих ЕС, на їх входах необхідно застосовувати спеціальні засоби гасіння імпульсів.

1.1.6. Фактичний внесок спотворення електрорухомим складом змінного струму в контактну мережу

Вимоги до якості електроенергії (ЯЕ) за показниками «коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги», «коефіцієнт *n*-ї гармонійної складової напруги» встановлюють у вигляді зобов'язання енергопостачальної організації підтримувати значення ПЯЕ в точці контролю ЯЕ відповідно до норм ГОСТ 13109-97 [17] за умови не перевищення ЕРС встановленого в технічних умовах або в договорі електропостачання допустимого впливу його електроустановок на значення ПЯЕ в цій точці.

Допустимий вплив ЕРС на значення ПЯЕ, перерахованих вище, вказують у вигляді допустимого вкладу споживача (ДВС) в значення ПЯЕ або у вигляді допустимих значень струму (потужності) спотворень, які відповідають цій ПЯЕ.

Допустимий вплив на ЯЕ щодо великого споживача (яким є ЕРС), відношення дозволеної потужності якого до пропускної здатності мережі в точці приєднання d_n>0,2 вказують у вигляді ДВС в значення ПЯЕ.

За показником «розмах зміни напруги» вимоги формулюють таким чином: установки споживача не повинні викликати в точці приєднання розмахи зміни напруги з параметрами, що перевищують встановлені ГОСТ 13109-97 [17]. При виконанні цієї вимоги енергопостачальна організація забезпечує значення розмаху зміни напруги відповідно до норм ГОСТ 13109-97 [17].

За показниками «доза флікера» (відхилення і коливання напруги), «коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги», «коефіцієнти гармонійних складових напруги вимоги формулюють таким чином: споживач повинен забезпечити режими роботи своїх електроустановок, при яких їх вплив на значення перерахованих ПЯЕ в точці приєднання не перевищує допустимого впливу. При виконанні цієї умови енергопостачальна організація повинна забезпечувати значення зазначених ПЯЕ в межах норм ГОСТ 13109-97 [17].

Допустимий внесок споживача в нормально допустиме або гранично допустиме значення ПЯЕ в точці приєднання (ТП) визначають за формулою [16]

$$ECC = \Pi_N \cdot \left(d_n \cdot d_{EQI}\right)^{\frac{1}{a}}, \tag{1.6}$$

де Π_N – нормально або гранично допустиме значення ПЯЕ для даної мережі;

d_{EQI} – частка нормованого значення ПКЕ, яка відноситься на допустимий сумарний внесок споживачів, які живляться від даної точки;

a – показник, чисельні значення якого наведені в [9].

При розрахунку ДВС в коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої напруги і коефіцієнт n-ї гармонійної складової напруги значення d_{EQI} визначають за формулою [16]

$$d_{EQI} = \frac{1}{1 + \frac{S_{SC.L}}{S_{SC.H}}}, \tag{1.7}$$

де $S_{SC.L}$ – потужність трифазного короткого замикання на шинах низької напруги підстанції, від якої отримує живлення споживач;

$S_{SC.H}$ – те ж, на шинах високої напруги.

Фактичні внески ЕРС як споживача (ФВС) в значення ПЯЕ (для споживача, відношення дозволеної потужності якого до пропускної здатності

мережі в точці приєднання d_n>0,2) визначають на основі вимірів спеціалізованими приладами [18]. При відсутності приладів ФВС з d_n>0,2 в ПЯЕ в ТП може бути визначений на основі вимірів самих ПЯЕ в різних режимах роботи споживача. Для ЕРС в умовах експлуатації, коли відключення неприйнятне, ФВС визначається на основі вимірів ПЯЕ при різних навантаженнях споживача, залежності ПЯЕ від навантаження і розрахунку по ній значень ПЯЕ, що відповідають нульовому і розрахунковому значенням навантаження споживача.

ФВС визначають на основі залежності ПЯЕ від обраного параметра, що характеризує навантаження споживача. Коефіцієнти залежності розраховують за результатами одночасних вимірювань значень ПЯЕ і параметра навантаження в періоди з різним складом включених ЕС. Як параметр навантаження можуть використовуватися:

- еквівалентна потужність ЕС, що вносить спотворення;

- активна, реактивна або повна потужність (струм) споживача в цілому або на окремих фідерах, до яких приєднана основна потужність ЕС, що вносять спотворення;

- інші параметри.

Кореляція яких з рівнем ПЯЕ передбачається виходячи з особливостей технологічного процесу.

В зв'язку з різними відносними вкладами різних типів ЕС в спотворення в якості параметра навантаження для споживачів, які вносять спотворення різних типів, рекомендується приймати їх еквівалентну потужність. Вона визначається за формулою (крім дози флікера) [16]

$$S_{екв} = \sqrt{\sum_{i=1}^{m} \left(k_i \cdot S_i\right)^2}, \qquad (1.8)$$

де S_i – робоча потужність i-го ЕС, що вносить спотворення в розглянутому режимі;

k_i – коефіцієнт приведення потужності *i*-го ЕС до потужності ЕС базового типу;

m – кількість типів ЕС, що вносять спотворення.

При визначенні еквівалентної потужності навантажень, що створюють вищі гармоніки, як ЕС базового типу приймають 6-пульсний некерований випрямляч. Коефіцієнти приведення потужності інших типів ЕС до еквівалентної потужності ЕС базового типу наведені в [9]. Еквівалентну потужність (ЕП), що вносять спотворення, для визначення впливу на дозу флікера визначають як суму діапазонів можливої зміни потужностей цих ЕС.

Лінійна залежність показника П від параметра навантаження споживача S має вигляд [16]

$$П = b \cdot S + c. \tag{1.9}$$

Для визначення значень коефіцієнтів b і c розраховують допоміжні величини [16]

$$W = \sum_{j=1}^{N} П_j; \quad X = \sum_{j=1}^{N} П_j \cdot S_j; \quad Y = \sum_{j=1}^{N} S_j; \quad Z = \sum_{j=1}^{N} S_j^2 \tag{1.10}$$

а потім і самі коефіцієнти [16]

$$b = \frac{N \cdot X - W \cdot Y}{N \cdot Y - Y^2}; \quad c = \frac{W - b \cdot Y}{N}, \tag{1.11}$$

де N – кількість інтервалів вимірювань показника, для кожного з яких обчислено значення $П_j$ з відповідним йому значенням S_j.

Значення $П_{off}$ і $П_{in}$ визначають за формулами [16]

$$П_{off.} = c; \tag{1.12}$$

$$\Pi_{in.} = c + b \cdot S_{calc}; \tag{1.13}$$

де S_{calc} – розрахункове значення потужності S.

В якості S_{calc} приймають потужність, відповідну режиму, в якому спостерігалося порушення норм стандарту, узгодженням робочого режиму з максимальною потужністю і т. п.

ФВС визначають за формулою [16]

$$ACD = \left(\Pi_{in}^{a} - \Pi_{off}^{a}\right)^{\frac{1}{a}}, \tag{1.14}$$

Велике значення Π_{off} свідчить про істотний внесок обладнання суміжних споживачів, що вносять спотворення, в значення ПЯЕ в ТП. При b>0 вклад розглянутого споживача збільшує значення ПЯЕ в ТП (позитивний коефіцієнт кореляції спотворень, що вносяться споживачами), при b<0 – зменшує (негативний коефіцієнт кореляції). В останньому випадку робота розглянутого споживача призводить до часткової компенсації спотворень, що вносяться іншими споживачами.

Ступінь випадкового впливу інших споживачів на значення ПЯЕ в ТП (коефіцієнт кореляції близький до нуля) визначають за формулою [16]

$$B = \sqrt[4]{\frac{\sum_{j=1}^{N}\left(b \cdot S_j + c - \Pi_j\right)^2}{N-1}}. \tag{1.15}$$

Величина B не є фактичним внеском інших споживачів в значення ПЯЕ в ТП даного споживача. Вона відображає не різницю значень ПЯЕ при включеному і вимкненому станах інших споживачів, а діапазон відхилень виміряних значень ПЯЕ від відповідної фізики процесу лінійної залежності ПЯЕ від потужності даного споживача. Співвідношення значень B і середнього

значення ПЯЕ $П_c=W/N$ говорить про значущість випадкового впливу інших споживачів на значення ПЯЕ в ТП даного споживача. При істотних значеннях співвідношення $В/П_c$ доцільно провести повторні вимірювання в періоди з меншим впливом інших споживачів.

Розраховано допустимий внесок та фактичний внесок за дозою флікера і спотворення синусоїдальності, що вносить електровоз серії ВЛ-80, який має некеровану випрямну установку та потужність $S_{ВЛ-80}$=7,4 *МВ·А*. Результати замірів граничних значень коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої напруги і середніх значень робочої потужності S_j на 10 інтервалах однакової тривалості при відносно стабільних складах ЕС наведені в таблиці 1.1. Результати розрахунків занесено до таблиці 1.2.

Таблиця 1.1 – Результати замірів граничних значень коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої напруги і середніх значень робочої потужності S_j

$П_j$, %	2	6	3	5,5	4	9	2,5	7	6	8
S_j, *МВ·А*	1,2	2,4	0,6	4,2	3	5,4	1,8	6	3,6	4,8

Таблиця 1.2. – Результати розрахунків допустимого та фактичного внеску спотворень ПЯЕ, що вносяться в систему тягового електропостачання електровозом серії ВЛ-80Т,К

Тип спотворень	Параметр		Значення показника,%
Доза флікера	Допустимий внесок, *ДВС*	короткочасний	0,343
		довгостроковий	0,254
	Фактичний внесок, *ФВС*		2,124
Спотворення синусоїдальності кривої напруги	Допустимий внесок, *ДВС*		2,195
	Фактичний внесок, *ФВС*		2,736
	Вплив інших споживачів, *В*		1,782

Як видно з таблиці 1.2, фактичні спотворення, що вносяться в ПЯЕ системи тягового електропостачання перевищують допустимі. Істотний вплив на спотворення, що вносяться електровозом здійснюють інші споживачі електричної енергії. Для зменшення впливу цих спотворень на ЕРС слід застосовувати гібридні компенсатори реактивної потужності, пасивна частина якого, компенсувала б фазовий зсув між напругою та струмом, активна частина

видаляла б вищі гармонійні складові струму, а система керування активною частиною – адаптувала б параметри активного фільтру до форми напруги в контактній мережі.

1.2. Аналіз факторів, що впливають на зниження коефіцієнту потужності та методів визначення складових повної потужності на електровозах змінного струму

1.2.1. Аналіз факторів, що впливають на зниження коефіцієнту потужності електрорухомого складу змінного струму

В Україні, США, Китаї експлуатуються електровози змінного струму з колекторними двигунами і некерованою випрямною установкою. До таких електровозів, зокрема, відносяться електровози серій ВЛ-80Т, ВЛ-80К Новочеркаського електровозобудівного заводу, що експлуатуються в Україні, електровози серій AEM-7 виробництва фірми «Electro-Motive Dtesel», ALP-44 виробництва фірми «ASEA-Broun Boveri», що експлуатуються в США та електровозів серії 6G виробництва фірми «Alston», що експлуатуються в Китаї. На зазначених електровозах регулювання напруги здійснюється шляхом перемикання обмоток трансформатора на стороні низької напруги. Для визначення основних факторів пониження коефіцієнту потужності та попередньо наведено деякі теоретичні відомості.

З теоретичних основ електротехніки відомо, що при синусоїдальній формі напруги і струму повна, активна і реактивна потужності відповідно визначаються наступними виразами:

$$S = U \cdot I \qquad (1.16,а)$$

$$P = U \cdot I \cdot \cos\varphi, \qquad (1.16,б)$$

$$Q = U \cdot I \cdot \sin\varphi, \qquad (1.16,в)$$

де U, I – ефективні значення напруги і струму;

φ – фазовий кут зсуву між кривими напруги та струму.

Відношення $P/S = \cos\varphi$ є коефіцієнтом активної потужності або коефіцієнтом зсуву гармонійних складових струму і напруги. Миттєва потужність

$$p(\omega t) = u \cdot i = U \cdot I \cdot \cos(2\omega t - \varphi) \tag{1.17}$$

пульсує з подвійною частотою мережі близько середнього значення $U \cdot I \cdot \cos\varphi$. При живленні випрямлячів внаслідок несинусоїдальності струму співвідношення (1.16) та (1.17) не в повній мірі відображають реальні процеси. В цьому режимі потужність визначається добутком несинусоїдальних напруги та струму. Оскільки крива напруги мережі зовнішнього електропостачання має незначні спотворення, то при аналізі її приймають синусоїдальною, а в кривій струму враховують, крім основної, вищі гармонійні складові. При цих припущеннях повна потужність випрямляча

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = U_1 \cdot \sqrt{I_{1(1)}^2 + \sum_{n>1} I_{1(n)}^2}, \tag{1.18}$$

де U_1, I_1 – ефективні значення первинної напруги і струму відповідно.

Активна потужність визначається основною гармонійною складовою

$$P_1 = P_{1(1)} = U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_{(1)}, \tag{1.19}$$

де $\varphi_{(1)}$ – фазовий кут між основними гармонійними складовими напруги та струму.

Реактивна потужність

$$Q_1 = \sqrt{S_T^2 - P_1^2} = \sqrt{S_1^2 - P_{1(1)}^2}. \quad (1.20)$$

Реактивна потужність Q_1, складається з двох складових: реактивної потужності основної гармонійної складової

$$Q_{1(1)} = U_1 \cdot I_1 \cdot \sin\varphi_{(1)} \quad (1.21)$$

та потужності спотворення, що залежить від вищих гармонійних складових струму

$$D = U_1 \cdot \sqrt{\sum_{n>1} I_{1(n)}^2}, \quad (1.22)$$

тобто

$$Q_1 = \sqrt{Q_{1(1)}^2 + D^2}. \quad (1.23)$$

Споживання реактивної потужності призводить до ряду негативних явищ в контактних мережах змінного струму та системах електричної передачі змінного струму на автономних локомотивах. По-перше, вона призводить до циркуляції енергії між джерелом живлення і споживачем та, як наслідок, до додаткових втрат енергії в перебігу цієї циркуляції. По-друге, реактивна складова струму спричиняє значне відхилення середньої та діючої напруги на клемах споживача відносно напруги джерела живлення в зв’язку з падінням напруги на внутрішньому опорі джерела.

Коефіцієнт потужності випрямляча визначається відношенням активної потужності до повної:

$$K_P = \frac{P_1}{S_1} = \frac{U_1 \cdot I_{1(1)} \cdot \cos\varphi_{(1)}}{U_1 \cdot I_1} = K_{C1} \cdot \cos\varphi_{(1)}, \qquad (1.24)$$

де

$$K_{C1} = \frac{I_{1(1)}}{I_1}. \qquad (1.25)$$

У виразах (1.24) і (1.25) K_{C1} і $\cos\varphi_{(1)}$ є коефіцієнтами спотворення струму і фазового зсуву основних гармонійних складових відповідно.

Для керованих випрямлячів реактивна потужність Q, визначається комутацією випрямляча і кутом керування випрямляча. Ці складові реактивної потужності природно назвати реактивними потужностями комутації та фазового керування. У випадку, що аналізується складова фазового управління відсутня, оскільки має місце некерований випрямляч. Потужність Q_1 містить реактивну потужність намагнічування тягового трансформатора.

Активну потужність випрямляча в залежності від кута керування α і кута комутації γ можна виразити наступним чином

$$P_1 = P_{1(1)} = U_{d0\alpha} \cdot I_d = \left(U_{d0} \cdot \cos\alpha - \Delta U_{d\gamma}\right) \cdot I_d. \qquad (1.26)$$

Повна потужність основної гармоніки може бути визначена за випрямленою випрямлячем напругою холостого ходу при $\alpha = 0$ і випрямленим струмом I_d

$$S_{1(1)} = U_{d0} \cdot I_d. \qquad (1.27)$$

Тоді

$$\cos\varphi_{(1)} = \frac{P_1}{S_1} = \frac{\left(U_{d0}\cdot\cos\alpha - \Delta U_{d\gamma}\right)\cdot I_d}{U_{d0}\cdot I_d} = \cos\alpha - \frac{\Delta U_{d\gamma}}{U_{d0}}. \qquad (1.28)$$

Перша складова у виразі (1.28) визначається фазовим керуванням, а друга – комутацією. Чим більші кути управління α і комутації γ, тим більший кут фазового зсуву $\varphi_{(1)}$ і нижче значення $\cos\varphi_{(1)}$, тобто реактивна потужність випрямляча зростає.

Вираз (1.24) можна використовувати не тільки для визначення коефіцієнту потужності випрямляча, а й всього електровозу. В свою чергу він складається також із двох складових:

- перша складова – $\cos\varphi_{(1)}$, яка залежить від інтервалу комутації випрямляча та характеру навантаження (в даному випадку тягові двигуни за звичай є активно-індуктивним навантаженням з проти-ЕРС);

- друга складова – K_{c1}, яка визначає наявність вищих гармонійних складових струму, які за звичай також понижують коефіцієнт потужності.

Окрім того вищі гармонійні викликають наступні негативні ефекти:

- резонансні явища на частотах вищих гармонік. При наявності вищих гармонійних складових в електричних ланцюгах із зосередженими та розподіленими параметрами, якими можуть бути представлені блоки, вузли і розподільні мережі системи електроживлення, виникає небезпека появи резонансних явищ. При виникненні резонансного або близького до нього режиму на будь-якій вищій гармоніці струму або напруги ця складова виявляється більшою, ніж амплітудне значення першої гармоніки струму (напруги) на тих же ділянках ланцюга. Це негативним чином може впливати на працездатність окремих елементів і вузлів системи;

- наведення в телекомунікаційних і керуючих мережах. Коли телекомунікаційні або керуючі мережі проходять поблизу силових мереж, по яких протікають струми вищих гармонік, в перших можуть наводитися завади і спотворення інформаційного сигналу. Величина спотворення буде залежати від

частоти вищих гармонік, довжини паралельних ділянок мереж і відстані між ними;

- акустичний шум. В трансформаторах, дроселях та інших електромагнітних елементах вищі гармоніки струму, створюючи електродинамічні зусилля, викликають додаткові акустичні шуми;

- вібрація в електромашинних системах. Наявність вищих гармонік в напрузі живлення індукційних електродвигунів є причиною виникнення в магнітному потоці складових на частотах вищих гармонік, які в свою чергу будуть наводити вищі гармоніки електрорушійної сили і, як наслідок, в обмотках ротора відбувається поява вищих гармонік струму. Ці гармоніки будуть взаємодіяти з основним магнітним потоком, створюючи додаткові механічні моменти на валу електричної машини. В результаті створюються гармонійні пульсації крутного моменту на валу двигуна. В екстремальних випадках може виникнути вібрація на резонансній частоті обертання маси ротора, що призводить до накопичення втоми металу і можливого руйнування валу ротора електродвигуна;

- нагрів і додаткові втрати в трансформаторах та електричних машинах. Додаткові втрати, що викликають перегрів трансформаторів при наявності вищих гармонійних складових, виникають через наявність скін-ефекту в міді обмотки (збільшення активного опору обмотки з підвищенням частоти), а також збільшенням втрат на гістерезис і вихрові струми в магнітопроводі трансформатора;

- нагрів конденсаторів. Додаткові втрати при наявності вищих гармонік в конденсаторах зумовлені збільшенням «кута втрат» в діелектрику і зростанням діючого значення струму конденсатора, який викликає перегрів в конденсаторі та може призводити до пробою діелектрика. Крім цього, конденсатори чутливі до перевантажень, які викликаються наявністю вищих гармонічних складових напруги;

- нагрів кабелів розподільчої мережі. Додаткові втрати в кабелях силової мережі, що призводять до підвищення температури провідників, при наявності вищих гармонік струму викликаються наступними основними причинами:

1. Збільшенням діючого значення негармонійного струму;

2. Збільшенням активного опору провідника через скін-ефект;

3. Збільшенням втрат в діелектрику ізоляції кабелю.

На даному етапі аналізу доцільно визначитися що є генераторами вищих гармонійних складових у силовому колі. Основним елементом звісно є тяговий перетворювач. Форма випрямленої напруги тягового перетворювача при умові, що напруга живлення електровоза має ідеальну синусоїдальну форму, наведена на рис. 1.4

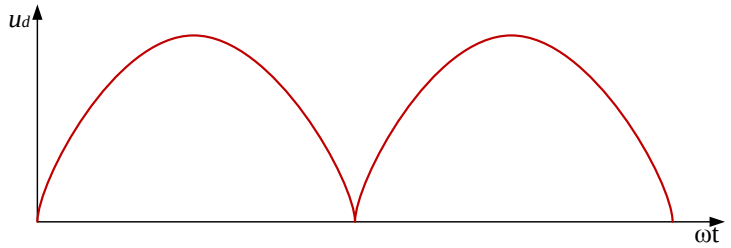


Рисунок 1.4 – Форма випрямленої напруги тягового перетворювача при умові, що напруга живлення електровоза має ідеальну синусоїдальну форму

При розкладанні кривої випрямленої напруги в ряд Фур‘є можна виділити постійну та змінну складові. Зміна складова визначається сумою вищих гармонік

$$u_d = U_d + \sum_{\substack{k=1 \\ n=k\cdot q}}^{k=\infty} U_{d(n)} \cdot \sin\left(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_{(n)}\right), \qquad (1.29)$$

де $U_{d(n)}$ – амплітуда вищої гармонійної складової порядку n;

ω – кутова частота мережі;

$n = k \cdot q$ – порядковий номер вищої гармонійної складової по відношенню до основної частоти мережі (q – кратність пульсації випрямленої напруги);

$\varphi_{(n)}$ – початкова фаза вищої гармонійної порядку n.

Для тягового випрямляча електровозів серій ВЛ80 маємо наступні базові параметри: $\omega = 314 \frac{рад}{с}$, $q = 2$, $n = 2,4,6,...$ Частота f_n кожної гармонійної складової пов'язана с частотою мережі f співвідношенням

$$f_n = k \cdot q \cdot f. \tag{1.30}$$

З цього співвідношення слідує, що перша гармоніка має подвійну частоту відносно мережі живлення. Звісно, що вищі гармоніки напруги створюють вищі гармоніки струму, які мають таку ж саму частоту. Тобто, в цьому випадку випрямляч можна зобразити як джерело струму вищих гармонік. Генераторами вищих гармонік також виступають елементи силового кола, які мають нелінійні вольт-амперні та нелінійні вебер-амперні характеристики. До елементів, що мають нелінійні вольт-амперні характеристики, в першу чергу відносяться силові напівпровідникові діоди, які є основою тягового перетворювача. До елементів тягового приводу, що мають нелінійні вебер-амперні характеристики, належать згладжуючий реактор та обмотки якоря і збудження тягового двигуна. Згладжуючий реактор має спрямлену спадну характеристику, оскільки його магнітне коло розімкнене.

1.2.2. Аналіз методів визначення складових повної потужності на електровозах змінного струму

Аналіз виразів (1.19) – (1.23) показує, що для визначення факторів, які впливають на коефіцієнт використання потужності, слід визначити складові повної потужності на електровозі змінного струму. В роботі [19] зазначено, що в основі аналізу електроенергетичних процесів в системах електричної тяги

лежить задача приладного виміру або аналітичного визначення складових повної потужності. Розроблені відносно недавно мікропроцесорні лічильники електричної енергії з великою точністю вимірюють різні характеристики потужності та енергії. Однак, слід зазначити, що вони працюють практично без похибки тільки в сталих режимах виключно при синусоїдальних напругах та струмах тільки в симетричних системах. В інших випадках, тобто в інших системах, якими і є системи електричної тяги змінного струму, існуючі індукційні лічильники електричної енергії можуть вимірювати з необхідною для проведення оцінювання точністю тільки активну потужність, значення інших енергетичних показників отримуються зі значними похибками. Крім того, похибки значно зростають при режимах, коли напруги і струми різко змінюються і, більш того, являють собою випадкові процеси, що характерно для електричних тягових мереж. Тому розрахунки технологічних втрат електроенергії в пристроях електропостачання, виконаних за методикою наведеною в методиці [20], які базуються на показниках лічильників, мають низьку достовірність.

На основі проведеного аналізу найбільш правильним шляхом оцінки складових повної потужності та їх втрат є розрахунковий на основі експериментально отриманих в реальних умовах регістограм і осцилограм зміни в часі напруг $u(t)$ і струмів $i(t)$ в пристроях (тягових підстанціях, контактній мережі, ЕРС) систем електричної тяги. При цьому, якщо $u(t)$ і $i(t)$ є несинусоїдальними, але періодичними, то для визначення складових повної потужності можна застосувати класичний аналіз Фур‘є. Однак, слід враховувати, що реально часові залежності струмів і напруг в ЕРС є реалізаціями відповідних випадкових процесів, застосування до яких класичного спектрального аналізу є неприпустимим. В цьому випадку для визначення енергетичних характеристик доцільним є використання апарату теорії випадкових процесів.

В роботі [19] наведений аналіз трьох методів визначення складових повної потужності: метод «дискретної електротехніки», метод дискретного

перетворення Фур‘є та метод кореляційних функцій, а також визначені похибки всіх трьох методів, які є приблизно однаковими. Отримана похибка приблизно складає приблизно 2% при порівнянні розрахункових показників з реально отриманими в ході експериментальних досліджень.

Крім того, автором роботи [19] запропоновано використовувати метод кореляційних функцій при розрахунках складових повної потужності і оцінці інших енергетичних показників в системах електричної тяги у випадку, коли напруги і струми в них будуть являти собою випадкові ергодичні процеси.

Недоліком цього методу є той факт, що при побудовіі системи керування активним фільтром КРП, основаної на формуванні антигармонік вищих складовим струму, існують певні труднощі. Одна з них полягає в створенні значної похибки роботи системи керування при врахуванні даних короткочасних піків, що виникають в спектрі тягового струму, наприклад, в період проходження електровозом нейтральної вставки.

Для проведення якісного аналізу вищих гармонійних складових струмів і напруг слід вдосконалити кореляційний метод, запропонований в роботі [19] з метою фільтрації зазначених піків.

1.3. Аналіз схемотехнічних рішень щодо компенсації реактивної потужності на електрорухомому складі змінного струму.

Для проведення аналізу схемотехнічних рішень щодо компенсації реактивної потужності необхідно розглянути засоби, направлені на зменшення спотворення, що вносить ЕРС в систему тягового електропостачання.

В дослідженні [21] проведено аналіз основних методів регулювання реактивної потужності та обмеження вищих гармонік стуму і напруги на ЕРС змінного струму. В роботі розглянуто принцип дії, можливі структури, приклади схемних рішень активних і гібридних фільтрів та регуляторів. Крім того, автори зазначили, що поєднуючи переваги пасивних і активних фільтрів, гібридні фільтри здатні значно знизити вартість КРП. Проведені дослідження показали, що застосування гібридного фільтра в якості компенсатора

реактивної потужності дозволило покращити значення коефіцієнта потужності і коефіцієнта спотворення синусоїдальності напруги на струмоприймачі електровоза.

В роботах [22–24] зазначено, що ГКРП являють собою активний та пасивний фільтри, підключені паралельно до лінії живлення споживачів реактивної потужності, регулювання вихідних параметрів яких дозволяє підтримувати або встановлювати необхідні режими роботи електрорухомого складу. Таким чином, ГКРП, під керуванням відповідної системи управління, здатні споживати струм ємнісного та/або індуктивного характеру з тягової енергосистеми. Система компенсації реактивної потужності (рис. 1.5) визначається як комбінація різних статичних та механічних компенсаторів реактивної потужності, що комутуються.

Крім того, в систему компенсацій реактивної потужності в загальному випадку можуть також входити і обертові компенсатори.

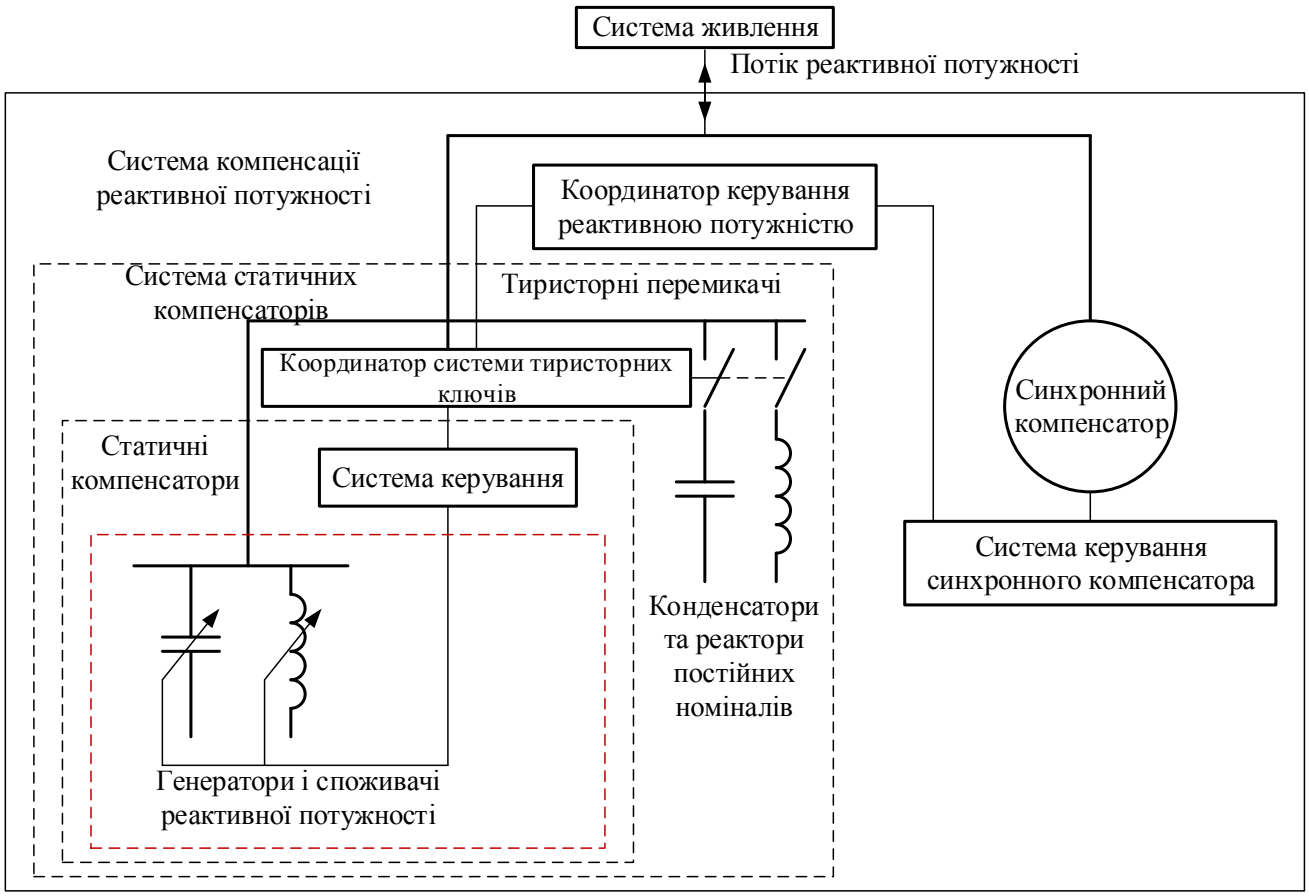


Рисунок 1.5 – Загальна блок-схема системи регулювання реактивної потужності

На рис. 1.6 приведені наступні основні конфігурації ГКРП:

1. Компенсатори з безперервним керуванням: насадні реактори (НР) з конденсатором постійної ємності (НР+ПК);

2. Статичні компенсатори з безперервним фазовим керуванням (СТК): тиристорно-керовані реакторні групи (ТКРГ);

3. Компенсатори з дискретним керуванням: тиристорно-перемикаючі конденсаторні групи (ТПКГ) або тиристорно-перемикаючі реакторні групи (ТПРГ);

4. Саморегульовані або лінійно-комутовані перетворювачі (SCC або LCC).

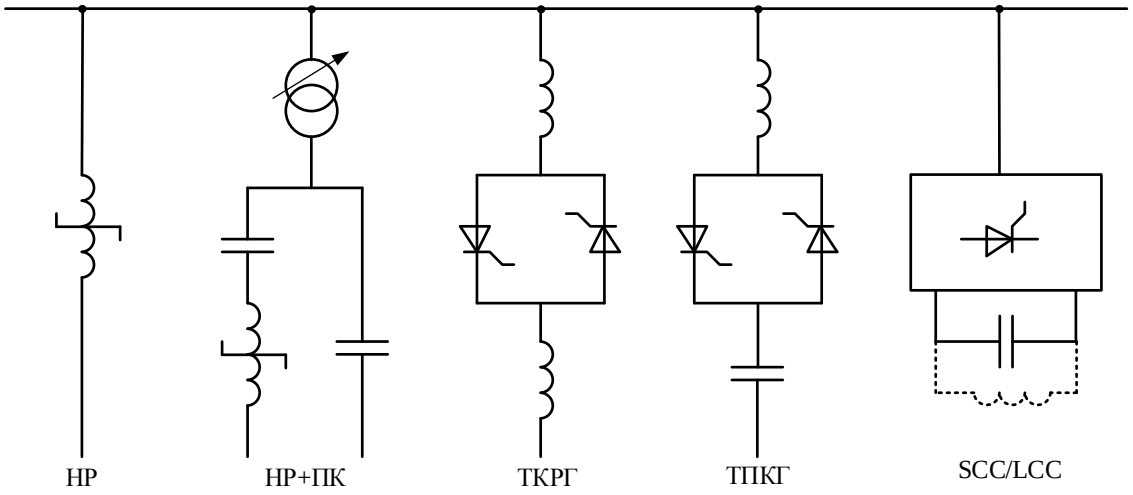


Рисунок 1.6 – Конфігурації ГКРП для управління реактивною потужністю

Вищезгадані пристрої можуть використовуватися як окремо, так і в будь-якій комбінації. Ці пристрої дозволяють змінювати реактивну потужність або шунтуючу реактивну провідність, в залежності від необхідного режиму роботи енергосистеми [25].

При проведені порівняння різних типів ГКРП встановлено, що жоден з типів ГКРМ не може виконати всі вимоги до компенсації реактивної потужності. В роботі [26] визначені наступні параметри, за якими здійснюється вибір ГКРП:

1. Діапазон регулювання: ГКРП може забезпечувати компенсацію реактивної потужності як індуктивного, так і ємнісного характеру, або їх комбінацію;

2. Характер керування реактивною потужністю: безперервне або дискретне управління;

3. Швидкодія: ГКРП може бути досить швидкодіючим (0,01 с.), що дозволить в короткі терміни забезпечити компенсацію реактивної потужності;

4. Завдання управління:

4.1. Контроль напруги;

4.2. Допоміжні стабілізуючі функції;

4.3. Індивідуально-фазове управління;

5. Генерація гармонік: ГКРП може генерувати вищі гармоніки струму під час керування реактивною потужністю;

6. Обмеження перенапруги, можливість перевантаження: ГКРП може бути перевантажений протягом певного періоду часу;

7. Втрати: кількість втрат потужності при управлінні реактивною потужністю;

8. Практична реалізація: важливим фактором є різниця між номінальними значеннями параметрів компонентів ГКРП. Доцільніше реалізувати такий ГКРП, у якого різниця між номінальними значеннями параметрів низька.

Кожен з існуючих ГКРП має певні недоліки, які необхідно мінімізувати. Нижче наведено короткий аналіз існуючих ГКРП, з метою виявлення їх переваг та недоліків.

Реактор, що насичується. Реактор є одним з компенсаторів реактивної потужності, в якому відсутні напівпровідникові тиристори. Цей компенсатор складається з багатофазного, гармонійно компенсованого реактора, що самонасичується, і який шунтується конденсатором, що перемикається (рис. 1.3). В цьому типі компенсатора не можна використовувати простий реактор, що насичується із залізним осердям, так як це призведе до сильного спотворення напруги і струму, як зазначено в роботі [27]. Тому основним

елементом реактора, що насичується, є магнітне осердя з сильно нелінійною магнітною характеристичною (рис. 1.4).

В роботі [28] виділені наступні переваги реактора, що насичується:

1. Можливість регулювання реактивної потужності індуктивного характеру та забезпечення видачі реактивної потужності ємнісного характеру (при застосуванні конденсатора постійної ємності);

2. Автоматичне регулювання реактивної потужності;

3. Висока швидкодія;

4. Низький рівень генерації вищих гармонік (залежить від конструкції трифазного реактора);

5. Реактор, що насичується, має хорошу перевантажувальну здатність.

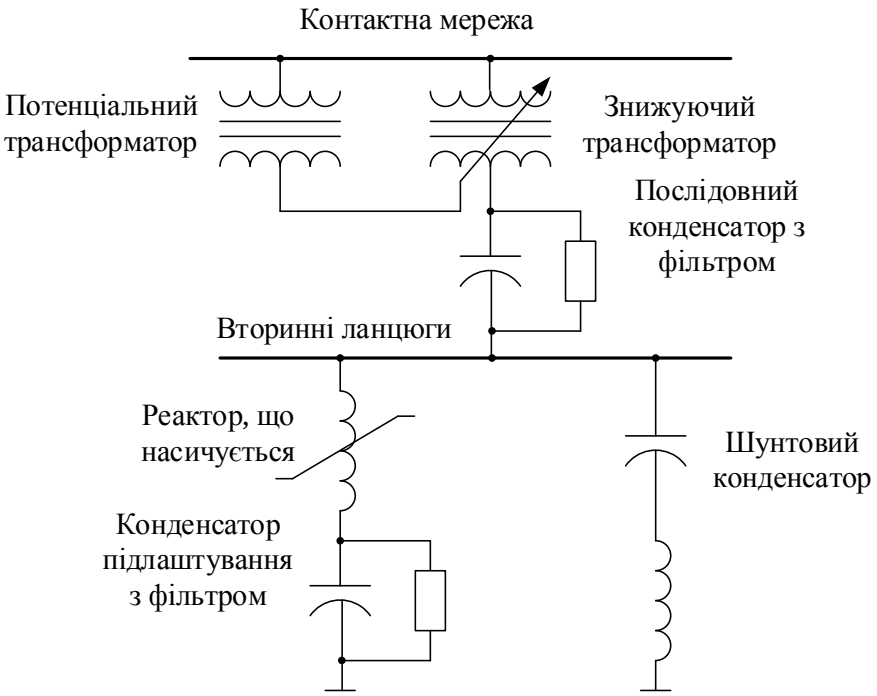


Рисунок 1.7 – Будова реактора, що насичується

Однак, реактори, що насичуються, мають і недоліки в порівнянні з іншими типами ГКРП:

1. Велика вага і вартість в порівнянні з реакторами з тиристорним керуванням і повітряним осердям;

2. Відсутність керування за допомогою зовнішніх елементів управління. Це обмежує їх здатність вводити необхідний вплив на енергосистему з метою підвищення її стабільності;

3. Обмежена можливість індивідуального управління окремими фазами в багатофазних системах;

4. Більш низький ККД, ніж у ГКРП на базі тиристорів.

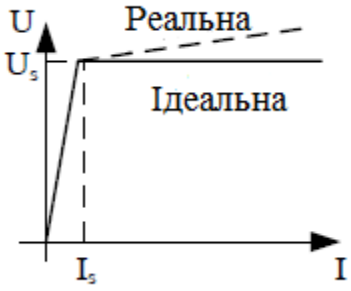


Рисунок 1.8 – Вихідна характеристика реактора, що насичується

В силу перерахованих недоліків, особливо пов'язаних з обмеженням в гнучкості керування, реактори, що насичуються, не розглядаються як гнучкий інструмент керування реактивною потужністю.

Тиристорно-керовані реакторні групи (ТКРГ). Основним елементом звичайної ТКРГ є реактор, послідовно з'єднаний з зустрічно-паралельно включеними тиристорами (рис. 1.9).

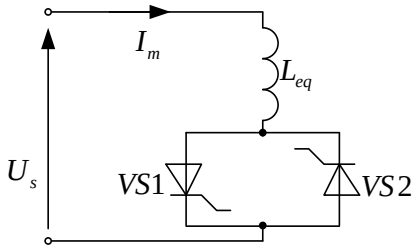


Рисунок 1.9 – Принципова схема традиційного ТКРГ

Тиристори *VS1* та *VS2* відкриваються в позитивному і негативному напівперіодах по черзі. Кут керування тиристорів α відраховується від точки перетину напругою живлення свого нульового значення. Повна провідність реалізується при куті керування тиристорів α=90°. Часткова провідність реалізується при кутах керування тиристорів між α=90° і α=180° (рис. 1.10).

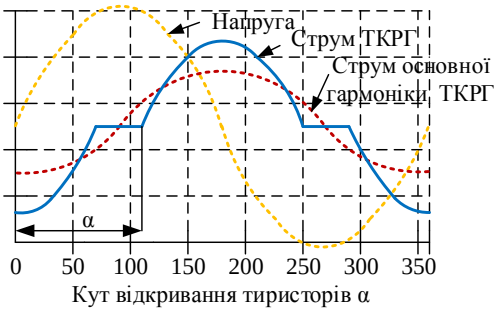


Рисунок 1.10 – Діаграми струму і напруги в схемі ТКРГ

На рис. 1.10 приведені: діаграма напруги джерела, миттєве значення струму ТКРГ і струм основної гармоніки, який є корисною складовою струму ТКРГ. Струм основної гармоніки ТКРГ відстає від напруги джерела на 90°. Миттєве значення струму через реактор L_{eq} можна визначити у відповідності до наступного рівняння

$$i(t)=\frac{\sqrt{2}\cdot U}{\omega\cdot L_{eq}}\cdot\left(\cos(\alpha)-\cos(\omega\cdot t)\right)=\frac{U_m}{\omega\cdot L_{eq}}\cdot\left(\cos(\alpha)-\cos(\omega\cdot t)\right), \qquad (1.32)$$

де U – діюче значення прикладеної напруги;

U_m – амплітуда напруги;

ω – кутова частота.

Щоб отримати вираз для струму основної гармоніки $I_1(\alpha)$ ТКРГ використовується аналіз Фур'є

$$I_1(t)=\frac{U}{\omega\cdot L_{eq}}\cdot\left(\frac{\pi-2\cdot\alpha+\sin(2\cdot\alpha)}{\pi}\right). \qquad (1.32)$$

Рівняння (1.32) можна переписати як

$$I_1(t) = U \cdot B_{TRC}(\alpha), \tag{1.33}$$

де

$$I_1(t) = \frac{U}{\omega \cdot L_{eq}} \cdot \left(\frac{\pi - 2 \cdot \alpha + \sin(2 \cdot \alpha)}{\pi} \right). \tag{1.34}$$

$$B_{\max} = \frac{1}{\omega \cdot L_{eq}} \tag{1.35}$$

Відповідно до рівняння (1.34) керована реактивна провідність може бути виражена за допомогою кута керування тиристорів (рис. 1.11).

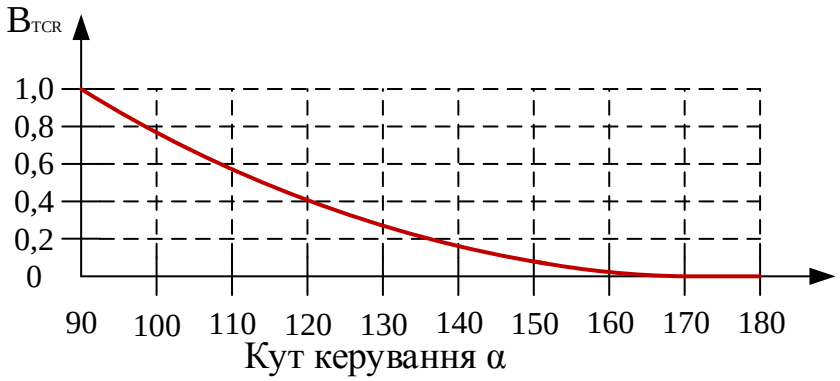


Рисунок 1.11 – Регулювальна характеристика реактивної провідності ТКРГ (B_{TRC})

Якщо два тиристора ТКРГ працюють симетрично в позитивному і негативному напівперіодах, то генеруються тільки гармоніки непарного порядку. Гармоніки можуть бути визначені за допомогою аналізу Фур'є. Чинне амплітудне значення гармоніки *n*-го порядку визначається як функція кута керування тиристора α

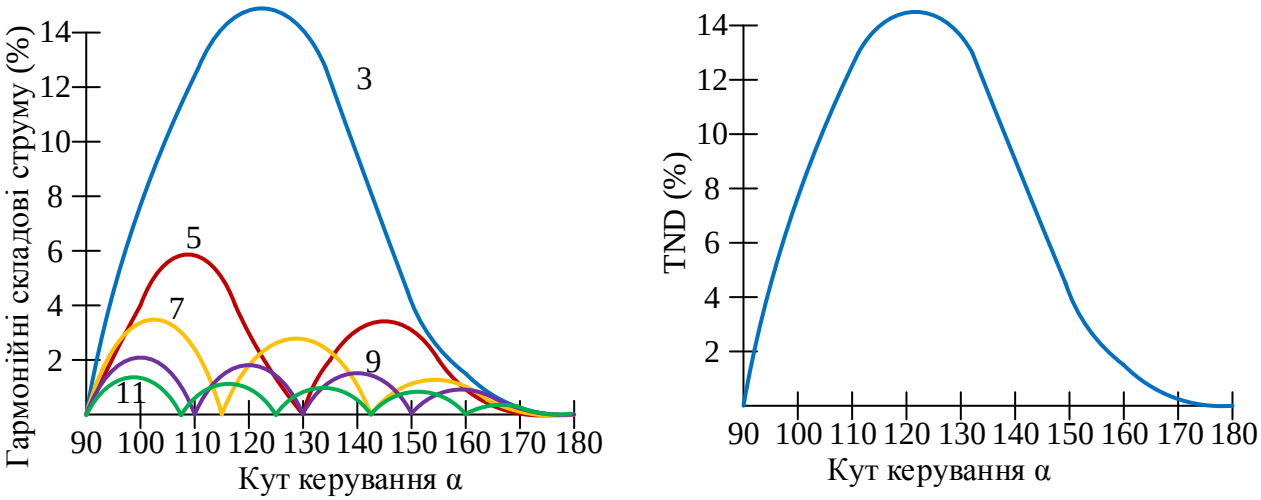
$$I_n(\alpha)=\frac{U}{\omega\cdot L_{eq}}\cdot\frac{4}{\pi}\cdot\left[\frac{\sin(\alpha)\cdot\cos(n\cdot\alpha)-n\cdot\cos(\alpha)\cdot\sin(n\cdot\alpha)}{n\cdot(n^2-1)}\right], \quad (1.36)$$

де $n=2\cdot k-1$, $k=1,2,3,\ldots$

На рис. 1.12, а показана величина кожної непарної гармоніки, починаючи з 3-ї та до 11-ї. Максимум гармонік зменшується зі збільшенням гармонійного порядку. Максимальне значення третьої гармоніки досягає 13,8% від максимального значення основної складової.

На рис. 1.12, б показана залежність коефіцієнта гармонійних спотворень (total harmonic distortion - THD) струму ТКРГ в залежності від кута α. THD можна розрахувати за наступним рівняння

$$TND=\frac{\sqrt{\sum_{n=3,5,7,\ldots}^{\infty} I_n^2(\alpha)}}{I_1}. \quad (1.37)$$



а) б)

Рисунок 1.12 – Розподіл значень гармонійних складових та коефіцієнта гармонійних спотворень від кута керування тиристора: непарних гармонік складових струму ТКРГ (а); коефіцієнта гармонійних спотворень THD ТКРГ (б)

Як видно з рис. 1.12б, THD може досягати значення 14,22% від максимального значення основного струму ($U/(\omega\cdot L_{eq})$). Гармонійні струми

зменшують якість живлення мережі, впливають на роботу системи управління і є причиною виникнення вищих гармонік напруги.

Найвищий вміст гармонік в струмі, виробленому ТКРГ, спостерігається при кутах керування тиристорів від 110° до 130°. Варто відзначити, що трифазне з'єднання ТКРГ трикутником запобігає поширенню третьої гармоніки, проте все одно необхідна фільтрація як мінімум п'ятої та сьомої гармонік.

В роботі [29] відзначені такі переваги ТКРГ, які роблять його одним з широко застосовуваних джерел реактивної потужності, в разі його використання спільно з конденсатором постійної ємності:

1. ТКРГ з конденсатором забезпечує компенсацію реактивної потужності як індуктивного, так і ємнісного характеру;

2. Характер управління діючим значенням першої гармоніки струму безперервний;

3. Висока швидкодія при управлінні реактивною потужністю;

4. Можливість управління напругою, що забезпечує допоміжні стабілізуючі властивості і індивідуальне керування фазою в багатофазних системах;

5. Можливість помірного перевантаження компенсатора.

ТКРГ з конденсатором має такі недоліки як:

1. Потужності втрат знаходяться в середньому діапазоні в порівнянні з іншими типами ГКРП;

2. Вищі гармонійні складові регульованого струму є основним недоліком ТКРГ;

3. Для виключення гармонік необхідно встановлювати відповідні фільтри.

Тиристорні реакторні групи, що переключаються (ТПРГ). Існуючі топології ТПРГ – це розчеплені на паралельні гілки реактори, які можуть мати однакові або різні номінальні значення. Сума повних потужностей всіх паралельних гілок дорівнює повній потужності еквівалентного реактора ТПРГ.

ТПРГ може мати гілки з рівними номінальними значеннями, або зі значеннями, пропорційними порядку двійкового коду (бінарні топології ГКРП).

При необхідності шляхом додавання ТКРГ можна забезпечити невелике регулювання реактивної потужності індуктивного характеру, але збільшення кількості ступенів регулювання призводить до збільшення різниці в номінальних значеннях паралельних індуктивностей. Наприклад, в бінарних ТПРГ з чотирма гілками відношення максимального та мінімального струмів в гілках ріне восьми [30]. В бінарних ТПРГ з п'ятьма гілками відношення максимального та мінімального струмів в гілках рівне шістнадцяти [20]. При цьому, гілки з низьким номінальним струмом мають технічні труднощі при реалізації [30].

До переваг ТПРГ відносяться:

1. ТПРГ з конденсатором може забезпечити компенсацію реактивної потужності індуктивного та ємнісного характеру;

2. Висока швидкодія при управлінні реактивною потужністю;

3. Можливість управління напругою, що забезпечує допоміжні стабілізуючі властивості та індивідуальне регулювання фази в багатофазних системах;

4. Можливість помірного перевантаження компенсатора;

5. Відсутність вищих гармонік в регульованому струмі.

Варто відзначити, що особливістю ТПРГ є дискретний характер його управління. Більш того, різниця номінальних значень реакторів збільшується зі збільшенням кількості ступенів регулювання.

Тиристорно-конденсаторні групи, що переключаються (ТПКГ). На рис. 1.13 показана базова схема статичного компаратора типу ТПКГ. В дослідженні [31] зазначено, що для збільшення кількості ступенів регулювання організовують паралельне включення декількох конденсаторів.

Кожна гілка ТПКГ складається з двох основних компонентів: конденсатора *C* і тиристорних ключів *VS1* і *VS2*. Крім того, послідовно з конденсатором і групою ключів підключений невеликий реактор *L*, метою якого є обмеження швидкості наростання струму через тиристори і запобігання резонансу з мережею. В роботі [32] показано, що для статичних компенсаторів типу ТПКГ

характерні такі властивості: ступеневе управління, затримка управління на половину періоду (максимум один період) і відсутність генерації вищих гармонік.

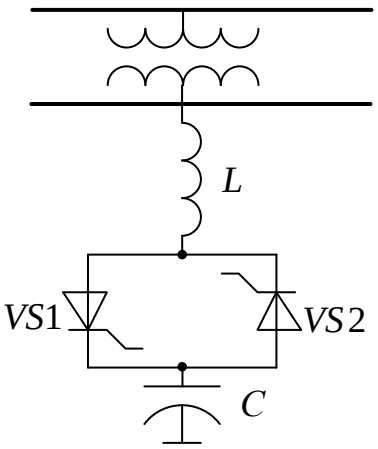


Рисунок 1.13 –. Принципова схема ТПКГ

Відомі традиційні топології ТПКГ мають наступні недоліки:

1. Наявність тільки ємнісного діапазону регулювання;

2. Складні алгоритми перемикання ступенів;

3. Обмежений діапазон регулювання;

4. Слабка стійкість до перевантажень;

5. Технічні труднощі при виконанні плавної зміни реактивної потужності (висока різниця в номінальних значеннях параметрів гілок ТПКГ).

Нові напрямки досліджень в розвитку ГКРП. Існує кілька напрямків досліджень по розробці вже існуючих топологій ГКРП, які в основному фокусуються на зменшенні або усуненні утворюючих вищих гармонік при роботі ГКРП. Гармоніки, які генеруються, можуть бути виключені шляхом установки фільтрів [32], що потребує додаткових витрат. Як було показано в роботі [33], установка додаткового ТКРГ потребує установки фільтрів, розрахованих на високі номінальні параметри. В роботі [34] проведений аналіз досвіду установки систем ГКРП, який ілюструє необхідність установки фільтрів, що вимагають додаткових витрат і простору для встановлення обладнання на ЕРС. В роботі [35] авторами встановлено, що ТКРГ також

вимагають застосування додаткових фільтрів вищих гармонік. Кількість фільтрів може досягати в певних проектах до трьох одиниць.

В ряді досліджень основна увага приділяється розробці системи управління вже існуючими топологіями ГКРП. Сучасні дослідження проводяться з метою підвищення їх продуктивності при різних режимах роботи енергоспоживання. Таким чином, для розробки ГКРП необхідні дослідження на рівні розробки нових схем ГКРП з метою зменшення або усунення великої кількості вищих гармонік, що генеруються ними при управлінні реактивною потужністю. Наведений короткий огляд пристроїв ГКРП демонструє основні недоліки вже існуючих на ринку ГКРП. Основні заходи по розробці топологій КРП можна узагальнити наступним чином:

1. Усунення вищих гармонік;

2. Підвищення дискретності регулювальних характеристик ТПРГ і ТПКГ;

3. Зменшення розкиду номінальних значень компонентів ТПРГ і ТПКГ;

4. Розробка і вдосконалення систем управління ГКРП з метою їх інтеграції в активно-адаптивну енергосистему.

1.4. Огляд досліджень, присвячених підвищенню енергетичних показників електрорухомого складу змінного струму.

Для підвищення коефіцієнта потужності в електровозах змінного струму існують наступні способи: на основі використання нових конструкцій перетворювачів (замінити некеровану випрямну установку на чотириквадрантний перетворювач, секторне регулювання напруги, пропуск напівхвиль напруги) та застосуванням компенсуючих пристроїв.

Розробка силових електронних приладів, що здатні працювати при великих значеннях напруги і струму та впровадження їх на рухомому складі відкриває широкі можливості для створення і реалізації нових конструкцій перетворювачів, а також підвищення енергетичних та експлуатаційних показників електровозів. В експлуатації на Укрзалізниці в даний час існують

такі електровози, як ДС-3 та 2ЕЛ-5, силова установка яких виконана на базі чотириквадрантного перетворювача (4*qS*). При роботі такого перетворювача електровоз споживає практично синусоїдальний струм, що збігається по фазі з напругою живлення, при цьому значення коефіцієнта потужності наближається до одиниці.

Разом з тим, для модернізації експлуатованих у цей час локомотивів серій ВЛ80^{К,Т}, необхідно повністю замінити некеровану випрямну установку новим 4*qS*-перетворювачем. Така заміна потребує значних капіталовкладень, оскільки крім заміни діодів некерованої існуючої установки на IGBT-модулі необіхдно виконати заміну вторинної обмотки тягового трансформатора. Тому цей напрямок поліпшення енергетичних показників електровозів навряд чи є доцільним з економічних міркувань.

Можлива модернізація шляхом заміни некерованої випрямної установки на керовану (аналог випрямної установки, що використовується на електровозах серії ВЛ-85 або ВЛ-80^{Р}) із застосуванням секторного регулювання напруги. В роботах [36, 37] зазначено, що регулювання напруги, яке реалізоване на електровозах серії 181.2 німецьких залізниць, полягає в симетруванні кривої струму, що споживається електровозом відносно напруги живлення. В процесі керування зміною кута відкриття тиристорів перетворювача на кут α від початку напівперіоду здійснюється їх закриття з випередженням на кут β щодо закінчення цього ж напівперіоду напруги. В цьому випадку при рівності кутів регулювання α й β перша гармоніка споживаного струму збігається по фазі з напругою живлення, підвищуючи характеристику коефіцієнта потужності. На електровозах 181.2 закриття тиристора, що знаходиться у відкритому стані, здійснюється за допомогою примусової комутації, яка реалізована на електровозі шляхом додаткового включення в силову схему комутуючих конденсаторів і тиристорів. Вимикання тиристора випрямляча електровоза здійснюється розрядним струмом конденсатора після включення комутуючого конденсатора. При одночасному регулюванні кутів α і β можна досягти значення $cos\varphi \approx 1$, але введення в силовий ланцюг конденсатора викликає різке

збільшення струму на початку комутації, коли при включенні конденсатора напруга на ньому додається до напруги вторинної обмотки трансформатора. В процесі формування кривої струму утворюються круті фронти напруги, які супроводжуються інтенсивним коливальним процесом. Це викликає збільшення в спектрі струму вищих гармонік, які погіршують форму споживаного струму й знижують коефіцієнт потужності електровоза. Крім того, перехід на секторне регулювання напруги вимагає повної заміни перетворювача електровоза, оскільки введення в силову схему комутуючих тиристорів і конденсаторів викликає істотну зміну її конфігурації. Однак при використанні сучасних IGBT-транзисторів і GTO-тиристорів цей недолік можна легко здолати.

При секторному регулюванні напруги збільшення $cos\varphi$ не призводить до поліпшення гармонійного складу споживаного струму й, відповідно, до зменшення коефіцієнта спотворення K_d. Для підвищення енергетичних показників електровоза необхідно покращувати обидві складові коефіцієнта потужності. Цей підхід може бути досягнутим шляхом використання методу активної фільтрації вищих гармонік споживаного струму. Таким чином, використання методу секторного регулювання напруги для покращення енергетичних показників існуючих електровозів є недоцільним, оскільки це пов'язано із значними витратами на заміну існуючих випрямних установок перетворювачами іншого типу. Крім того, такий спосіб регулювання не дозволяє компенсувати вищі гармоніки струму, а навпаки сприяє їхній генерації.

В роботах [38, 39] зазначено, що іншим методом збільшення коефіцієнта потужності K_p за рахунок наближення фази φ струму, що споживається, до форми напруги струму живлення й підвищення $cos\varphi$ є регулювання напруги двигуна постійного струму шляхом підведення до нього імпульсів напруги окремими напівхвилями з регульованою паузою між ними. На рис. 1.14, а зображені діаграми напруги на двигуні u_d за період t_p повторення.

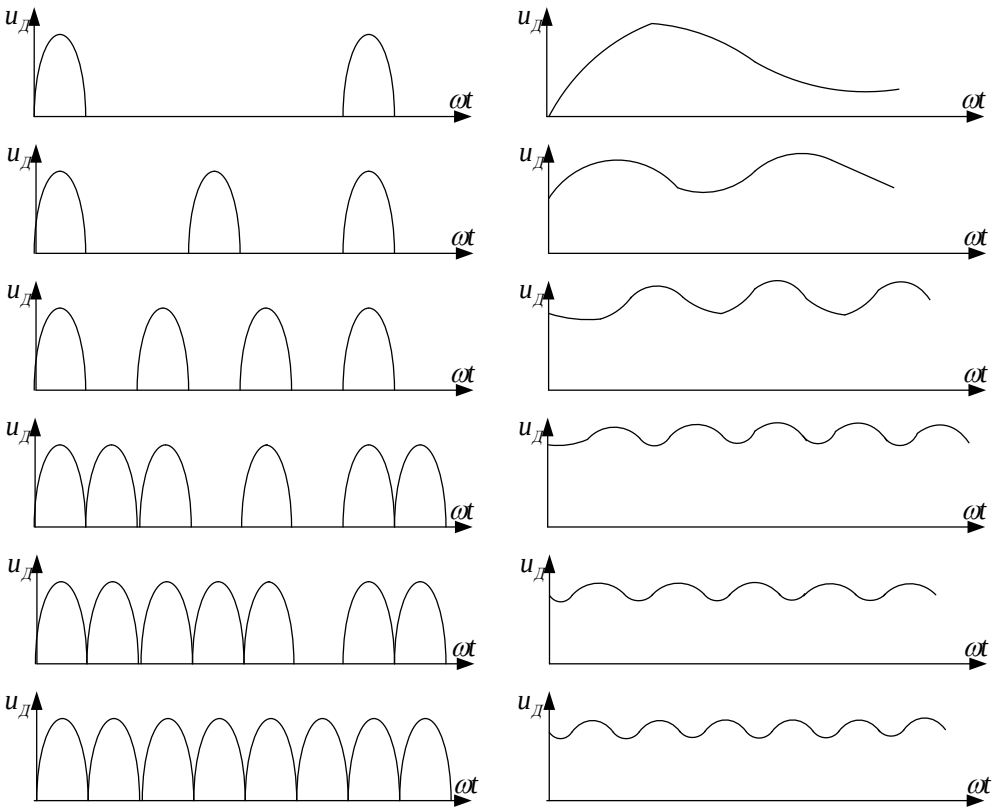
При збільшенні числа напівхвиль підведеної напруги n_i за період повторення зростає середня величина напруги на двигуні U_e. Ця напруга визначається співвідношенням

$$U_e = \frac{n_i}{n} \cdot 0{,}9 \cdot U_2, \tag{1.38}$$

де U_2 – діюче значення напруги вторинної обмотки трансформатора;

n_i – число напівхвиль підведеної напруги в періоді t_p;

n – число напівхвиль.



а) б)

Рисунок 1.14 – Часові діаграми шестиполюсного тягового двигуна електровоза: випрямленої напруги u_d (а) та струму двигуна i_e (б)

При повному заповненні форми напруги U_e (n_i=n), що характеризується відсутністю пропусків, величина U_e досягає максимального значення, зумовленого відомим співвідношенням U_e=0,9·U_2 для двонапівперіодного

випрямляча. Діапазон регулювання напруги на двигуні залежно від n_i перебуває в межах

$$\frac{1}{n_i} \cdot 0{,}9 \cdot U_2 < U_Д < 0{,}9 \cdot U_2. \tag{1.39}$$

Таким чином, змінюючи число напівхвиль підведеної напруги n_i від 1 до n, можна регулювати напругу на двигуні від мінімального до максимального значення. При цьому дискретність зміни напруги визначається числом напівхвиль n у періоді регулювання t_p, тому що n_i можна змінювати на одну цілу напівхвилю.

Згідно (1.38) і (1.39) на одній зоні регулювання фіксованому значенню U_2 відповідають $p=n$ ходових позицій. При чотирьохзонному регулюванні напруги можна отримати $4 \cdot n$ позицій регулювання напруги.

При такому способі регулювання напруги роботу схеми можна розділити на два інтервали часу. Протягом одного з них двигун підключений до вторинної обмотки трансформатора. Струм в ланцюзі двигуна визначається за співвідношенням

$$\left(L_T + L\right) \cdot \frac{di}{dt} + c_e \cdot \nu \cdot \Phi = \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t. \tag{1.40}$$

Під час іншого інтервалу (паузи) навантаження відключене від трансформатора й струм у ланцюзі підтримується за рахунок енергії, накопиченої в індуктивності ланцюга постійного струму за час інтервалів підведення напруги n_i. Струм двигуна на цьому часовому інтервалі визначається за формулою

$$L_{DC} \cdot \frac{di}{dt} + c_e \cdot \nu \cdot \Phi = 0. \tag{1.41}$$

В формулах (1.40), (1.41) позначено:

L_T – індуктивність трансформатора, що приведена до вторинної обмотки;

L_{DC} – індуктивність ланцюга постійного струму;

$c_e \cdot \nu \cdot \Phi$ – електрорушійна сила тягового двигуна.

Ці формули отримані при наступних допущеннях:

- залежність індуктивностей ланцюга від струму лінійні;

- вихрові струми у двигуні відсутні;

- вентилі - ідеальні ключі;

- активні опори дорівнюють нулю.

На рис. 1.14, б наведені криві струмів двигуна на різних позиціях регулювання, розраховані за формулами (1.40) і (1.41). З рисунку видно, що для кривих струмів характерні пульсації, які особливо помітні на початкових позиціях регулювання.

При керуванні цим способом декількома двигунами можна значно зменшити пульсації струму, споживаного електровозом. Для цього схема керування повинна забезпечити зсув по напівперіодах напруги, що подається на черговий тяговий двигун. При рівності числа напівхвиль n і кількості k тягових двигунів на електровозі можна виключити паузу первинного струму й рівномірно навантажити обмотки трансформатора на кожній позиції регулювання. Приклад реалізації керування числа обертів окремого тягового двигуна за рахунок пропуску цілого числа напівхвиль випрямленої напруги наведений в роботі [40], де автор реалізував зазначений підхід в пристрої протибоксування електровоза змінного струму. При розвитку боксування система керування дає сигнал на зниження напруги боксуючого двигуна за рахунок пропуску n-го числа напівхвиль випрямленої напруги. За рахунок цього колісна пара, що боксує, відновлює зчеплення з рейкою.

В роботах [38, 39] наведена оцінка впливу описаного способу регулювання на збільшення коефіцієнта потужності електровоза. При цьому автори виходять із припущення про те, що перемикання схеми з одного стану в інший

відбувається при нульових значеннях напруги живлення, що відповідає відсутності фазового кута зсуву між споживаним струмом і напругою живлення.

Коефіцієнт потужності K_p має різні значення залежно від позиції регулювання. При припущенні, що напруга живлення має синусоїдальну форму, коефіцієнт потужності визначається співвідношенням

$$K_P = \frac{U \cdot I_{1(1)} \cdot \cos\varphi_{(1)}}{U \cdot I_1}, \tag{1.42}$$

де U – діюче значення напруги мережі живлення;

$I_{1(1)}$ – діюче значення струму першої гармоніки;

$\varphi_{(1)}$ – кут зсуву першої гармоніки;

I_1 – діюче значення первинного струму.

Оскільки, відповідно до прийнятого припущення фаза споживаного струму збігається з фазою напруги живлення, тобто $cos\varphi_{(1)} \approx 1$, то

$$K_P = K_C = \frac{I_{1(1)}}{I_1}, \tag{1.43}$$

Авторами робіт [38, 39] отримані значення величин K_p, що характеризують чотири позиції регулювання напруги. Аналіз даних свідчить про те, що коефіцієнт потужності є функцією нерівномірності струму, яка залежить від позиції регулювання. З її збільшенням покращується форма споживаного струму, наближаючись до прямокутної на четвертій позиції. При цьому пропорційно зростає коефіцієнт потужності електровоза від 0,8 на першій позиції до 0,895 – на четвертій.

Одним із шляхів вдосконалювання описаного способу управління електровозом є покращення форми споживаного струму, що є особливо необхідним на нижчих позиціях регулювання. Разом з тим, збільшення $cos\varphi_{(1)}$

до 1 при такому способі керування не супроводжується одночасним покращенням форми споживаного струму, тому значення коефіцієнта потужності електровоза, згідно (1.43), обмежується амплітудою першої гармоніки струму. Збільшення K_p також можна досягти за рахунок застосування активного фільтра, що компенсує вищі гармонійні складові вхідного струму, які мають реактивний характер. Зниження вищих гармонік дозволить покращити форму вхідного струму і, в зв'язку з цим, дасть можливість за рахунок збільшення коефіцієнта спотворення K_d покращити коефіцієнт потужності електровоза. Таким чином, використання на ЕРС методу пропуску цілого числа напівхвиль не є доцільним через необхідність зміни існуючого ВІП, а також обмеженої можливості регулювання напруги, тому що при такому способі керування не відбувається покращення форми струму електровоза й, відповідно, збільшення коефіцієнта спотворення.

В роботі [41] розглянуто спосіб підвищення коефіцієнта потужності електровоза з проведення модернізації шляхом заміни некерованої випрямної установки на керовану з новим методом організації комутації тиристорів випрямно-інверторної установки (ВІП). Процес одночасної комутації в трьох (замість двох в штатній схемі) контурах перетворювача дозволяє значно скоротити час комутації струму. За рахунок цього крива споживаного струму наближається до форми напруги живлення на кут, що дорівнює приблизно половині інтервалу комутації γ. В зв'язку з цим зменшення фазового кута зсуву $\varphi_{(1)}$ між струмом і напругою сприяє підвищенню $cos\varphi_{(1)}$ перетворювача й, відповідно, коефіцієнта потужності електровоза.

При новому способі керування тиристорами ВІП комутація протікає одночасно в трьох малих короткозамкнених контурах. Інтервал комутації γ в цьому випадку можна також розділити на два інтервали: $\gamma=\gamma'+\gamma''$. В порівнянні з попереднім методом відмінність полягає в тому, що перший інтервал комутації γ' відповідає зменшенню струму трансформатора до нуля, на другому етапі комутації γ'' струм зростає від нуля до сталого значення режиму випрямлення. На першому етапі комутації контури комутації включені паралельно між

собою, що призводить до зменшення загального індуктивного опору ланцюга змінного струму. На другому етапі комутація не відрізняється від звичайного способу. В порівнянні зі штатною схемою організації комутації ці обставини дозволяють значно зменшити кут комутації γ' й за рахунок цього наблизити форму споживаного струму до форми мережевої напруги. Оскільки фазовий кут зсуву $\varphi_{(1)}$ споживаного струму визначається моментом його переходу через нуль, то найбільший вплив на кут $\varphi_{(1)}$ робить тривалість першого етапу комутації γ'.

Разом з тим, новий спосіб організації комутації не покращує форму вхідного струму перетворювача й, відповідно, мало збільшує коефіцієнт потужності електровоза. Для усунення цього недоліку також доцільно додаткове включення пасивного *LC*-фільтра з активним фільтром, що підвищують $cos\varphi_{(1)}$ з одночасним видаленням вищих гармонік. В цьому випадку вирішується комплексне завдання підвищення коефіцієнта потужності як за рахунок зменшення тривалості комутації й фазового кута $\varphi_{(1)}$, так і за рахунок покращення форми споживаного струму. Але цей метод також є недоцільним, оскільки вимагає заміни випрямної установки.

Одним із методів, що дозволяють компенсувати реактивну потужність ЕРС змінного струму без зміни силового перетворювача, є підключення пасивного нерегульованого КРП на електровозі до вторинної обмотки силового трансформатора (рис. 1.15).

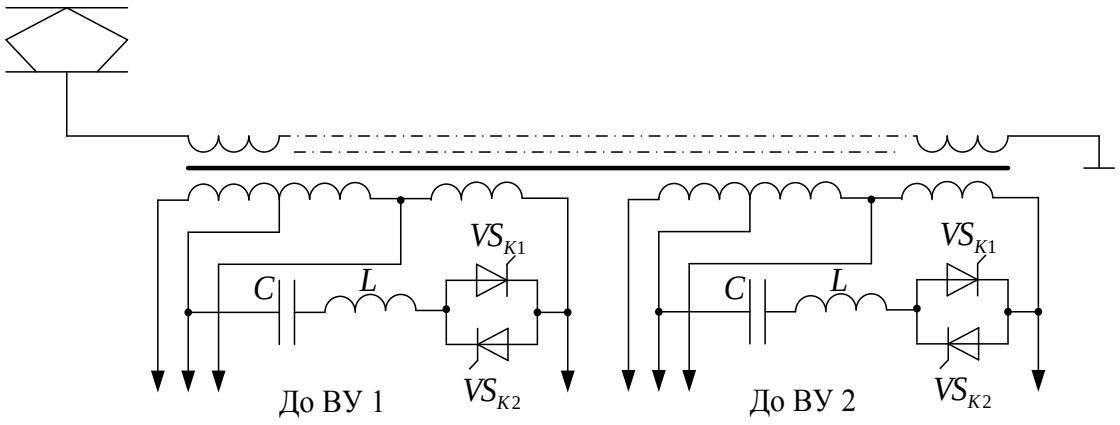


Рисунок 1.16 – Схема підключення нерегульованого КРП

КРП обладнані електровози ЭП2ОО з вентильними двигунами, що випускаються Коломенським і Новочеркаським заводами. При двозонному регулюванні напруги на тягових двигунах кожний ВІП електровоза обладнаний *LC*-компенсатором, що підключений до вторинної обмотки трансформатора через тиристорний ключ. Ємність конденсатора КРП становить 330 мкФ, при цьому резонансна частота ланцюга близька до частоти третьої гармоніки.

На дослідному електропоїзді з асинхронними тяговими двигунами ЭН3 компенсатор підключений до обмотки власних потреб [29]. Величина індуктивності КРП також обрана з розрахунку налаштування на третю гармонійну складову. Для підтримки заданого для електропоїзда значення коефіцієнта потужності 0,88 на ньому встановлені конденсатори із загальною реактивною потужністю 615 кВАр. Компенсатор має п'ять паралельних гілок, що складаються із двох послідовно з'єднаних конденсаторів КЭК-0,5-3802 і дроселя з індуктивністю 5,7 мГн.

Автори в роботах [42, 43] виконали аналіз досвіду застосування КРП на закордонному ЕРС. Одноланковий компенсатор використовується на електровозі GF6C (Канада) і на швидкісному електропоїзді NGV-A французьких залізниць. На останньому встановлений *LC*-компенсатор з резонансною частотою, близькою до третьої гармоніки. Реактивна потужність ланки становить 500 кВАр і маса близько 500 кг. На електровозі 8К, що експлуатується в Китаї, встановлений дволанковий КРП, налаштований на третю й п'яту гармоніки.

Нерегульований компенсатор для рухомого складу залізниць приведений в роботі [44]. Принцип роботи пристрою полягає в покращенні форми споживаного електровозом струму й скорочення відставання по фазі першої гармоніки струму, що призводить до підвищення коефіцієнта потужності. Зменшення вищих гармонійних складових у вхідному струмі електровоза відбувається за рахунок шунтування третьої гармоніки струму ланцюгом компенсатора, налаштованого на близьку частоту, а також деякого ослаблення

найближчих по частоті вищих гармонік. Зменшення фазового кута $\varphi_{(1)}$ здійснюється шляхом створення некерованої ємнісної складової струму основної частоти, що протікає через *LC* -ланцюг, який для частоти 50 Гц має ємнісний опір. За рахунок цього відбувається зсув фази споживаного струму в бік випередження й наближення до фази напруги живлення.

КРП являє собою послідовний резонансний *LC*-ланцюг, що підключається паралельно до вторинної обмотки за допомогою елементу у вигляді ключа, який складається із двох паралельно з'єднаних тиристорів. На рухомому складі доцільно застосовувати як одно- так і дволанкові КРП, ланки яких налаштовуються на частоти, близькі до третьої й п'ятої гармонік споживаного струму. При цьому призначення схеми керування тиристорами ключового елементу зводиться до відключення КРП при виникненні короткого замикання в контактній мережі або в аварійних режимах роботи, а також до включення тиристорів у моменти рівності миттєвих значень напруги на вторинній обмотці трансформатора й напруги на конденсаторі КРП.

КРП і пристрій його керування пройшли випробування при експлуатації електровоза ВЛ85-023 на експериментальному кільці ВНДІЗТ, де досліджувалися різні варіанти роботи електровоза при різних умовах електропостачання й розташування електровоза на фідерній зоні. Метою випробувань було визначення раціональних параметрів *LC*-ланцюга компенсатора, що забезпечує максимальну компенсацію реактивної потужності при мінімумі масо-габаритних і вартісних показників КРП, як зазначено в роботі [45].

Використання на електровозі нерегульованого КРП приводить до значного збільшення коефіцієнта потужності в робочому діапазоні регулювання й до перекомпенсації реактивної потужності при малих струмах навантаження, що пояснюється постійною величиною ємнісного струму, який протікає через компенсатор [45]. В зв'язку з цим робота КРП є ефективною лише в певному діапазоні струмових навантажень, що не відбувається при інших умовах та режимах електровоза.

В роботі [46] проведені дослідження можливості використання КРП для компенсації реактивної потужності при двозонному регулюванні. Порівняльний аналіз залежностей коефіцієнта потужності, отриманий при такому способі регулювання, свідчить про те, що робота електровоза без компенсатора є неефективною через низьке значення коефіцієнта потужності. Застосування компенсатора дозволяє збільшити коефіцієнт потужності до рівня 0,95 у всьому робочому діапазоні навантажень. Це значення перевершує величину коефіцієнта потужності, що характеризує роботу електровоза при чотирьохзонному регулюванні без застосування КРП. Разом з тим, при малих струмах навантаження, як і в раніше розглянутих випадках, також відзначається деяка перекомпенсація, причина якої полягає у використанні схеми нерегульованого компенсатора.

При проведенні випробувань було також відзначено, що збільшення резонансної частоти *LC*-ланцюга компенсатора до 145 Гц без зміни ємності конденсатора дозволило підвищити коефіцієнт потужності електровоза до 0,97–0,99 при двозонному регулюванні. Однак й в цьому випадку при струмі тягових двигунів менш 500 А спостерігається істотне зменшення коефіцієнта потужності через перекомпенсацію.

Крім того, збільшення резонансної частоти КРП до 145 Гц при незмінній ємності викликає збільшення коефіцієнта потужності практично у всьому діапазоні струмів навантаження, проте, при цьому різко збільшується складова струму компенсатора, яка викликає збільшення третьої гармонійної складової споживаного струму, тобто електровоз стає генератором гармоніки струму, що неприпустимо за умовами роботи тягового електропостачання.

На підставі проведених досліджень різними авторами, зроблено висновок, є КРП, налаштований на резонансну частоту 135 Гц, який складається з конденсаторів загальної ємності 1475 мкФ. При цих умовах середнє значення коефіцієнта потужності становить 0,92.

Крім того, використання компенсатора реактивної потужності сприяє зменшенню кута комутації перетворювачів електровоза з 24 до 19 електричних

градусів, що, в свою чергу, викликає збільшення його коефіцієнта потужності. Застосування КРП викликає також зменшення на 15% амплітуди післякомутаційних коливань напруги на струмоприймачі електровоза, що позитивно позначається на потенційних умовах роботи діодів ВУ. В цьому випадку завдяки низькій добротності *LC*-контуру через ланцюг компенсатора протікає струм, що гасить високочастотні коливання напруги.

Таким чином, результати випробувань електровозу, обладнаного КРП, наведені в роботі [46], дозволяють зробити висновок про реальну можливість створення нових електровозів із двозонним регулюванням, які будуть мати кращі енергетичні показники, що дозволить значно зменшити собівартість перевезень, а також зробити більш надійною роботу електровоза і його системи керування.

Іншим способом компенсації реактивної потужності, вільним від вищевказаних недоліків, є застосування КРП з регульованим струмом компенсатора. Технічне рішення для цього способу компенсації розгоянуто в роботі [37]. Принцип дії силової частини КРП не відрізняється від роботи раніше розглянутого пристрою. Разом з тим, у пристрої значно змінена схема керування КРП, що дозволяє регулювати ємнісний струм компенсатора залежно від фазового кута зсуву між основною гармонікою струму й напругою, вимірюваною на низькій стороні трансформатора електровоза.

На відміну від способу компенсації реактивної потужності з постійним включенням КРП, регулювання за струмом компенсатора, що змінюється, робить більш ефективною його роботу, оскільки струм компенсатора залежить від струму навантаження й визначається фазовим кутом зсуву першої гармоніки споживаного струму відносно напруги живлення.

Але відомо, що при підключенні попередньо зарядженого конденсатора КРП до вторинної обмотки трансформатора виникає кидок струму, пропорційний різниці напруг конденсатора й джерела напруги. Ця обставина вимагає того, щоб у момент подачі імпульсу керування на тиристори КРП напруга на його конденсаторі відповідала напрузі на вторинній обмотці

трансформатора, що робить сумнівною можливість регулювання струму КРП. Крім того, генерування компенсатором вищих гармонік струму в моменти перемикання його ключових елементів не дозволяє вважати перспективним застосування такого КРП на електричному рухомому складі.

Разом з тим, застосування пасивних КРП на ЕРС не забезпечує компенсацію вищих складових гармонік тягового струму електровозу. Це негативно впливає на коефіцієнт спотворення форми струму K_d і пов'язаного з ним коефіцієнта потужності перетворювача. Для усунення цього недоліку є доцільним застосування активного фільтра, що доповнює дію пасивного *LC*-компенсатора. В цьому випадку *LC*-компенсатор наближає фазу споживаного струму до напруги живлення, збільшуючи $cos\varphi_{(1)}$ і частково компенсує одну з вищих гармонік вхідного струму. Повна компенсація вищих гармонік здійснюється за допомогою активного фільтра. Таким чином, при такому схемному рішенні збільшуються обидві складові виразу коефіцієнта потужності K_p.

2. МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ТЯГОВОГО ПРИВОДУ ЕЛЕКТРОВОЗА ЗМІННОГО СТРУМУ З НЕКЕРОВАНОЮ ВИПРЯМНОЮ УСТАНОВКОЮ

2.1. Імітаційна модель тягового двигуна пульсуючого струму

2.1.1. Математична модель тягового двигуна без врахування магнітних втрат в сталі

Розробка та моделювання алгоритмів управління тяговими електроприводами електровозів однофазо-постійного струму з тяговими двигунами пульсуючого струму вимагають обґрунтованого вибору моделі тягових електродвигунів. Моделювання роботи тягових електродвигунів пульсуючого струму та систем керування ними вимагає врахувати ряд невизначеностей. Ці невизначеності пов'язані з нелінійним характером кривої намагнічування двигуна, впливом вихрових струмів у магнітопроводі та магнітних втрат в магнітному колі двигуна в сталі двигуна на форму кривої намагнічування. Крім того, тяговий електродвигун може працювати як з повним, так і з ослабленим збудженням.

В зв'язку з цим можна відзначити одну важливу обставину. Враховуючи велику кількість робіт, присвячених розробці моделі тягового електродвигуна пульсуючого струму, затребуваними є моделі, які враховують нелінійність магнітної характеристики та вплив на неї вихрових струмів і магнітних втрат у магнітопроводі двигуна. Підтвердженням цьому можуть служити роботи, присвячені апроксимації характеристики намагнічування [48, 49] та моделюванні тягових двигунів пульсуючого струму з врахуванням впливу вихрових струмів на характер кривої намагнічування [50]. Імітаційні моделі, отримані в результаті застосування цих методів, дають можливість з високою точністю визначити такі параметри тягового двигуна, як швидкість валу двигуна при будь-якому навантаженні, струми, що протікають у ланцюгах тягового двигуна, електрорушійну силу (ЕРС), що генерується двигуном з

врахуванням всіх втрат потужності в тяговому двигуні. Це свідчить про те, що тематика досліджень, присвячених розробці моделі тягового двигуна пульсуючого струму, що враховує нелінійний характер кривої намагнічування обмотки збудження, вплив вихрових струмів на характер зміни кривої намагнічування, врахування всіх втрат потужності в тяговому двигуні є актуальною.

При моделюванні тягового двигуна постійного струму (ДПС) послідовного збудження основною проблемою є відтворення залежності магнітного потоку від струмів обмотки збудження і якоря, що передбачає наявність адекватної моделі вебер-амперної характеристики. В роботі [48] пропонується використання кривої намагнічування ДПС послідовного збудження, а на базі універсальної магнітної характеристики розрахувати вирази для індуктивних параметрів тягових електричних машин постійного і пульсуючого струмів. Так як магнітна характеристика побудована для машин, що працюють під навантаженням, для зменшення похибки апроксимації автором запропоновано апроксимувати магнітну характеристику двома функціями: магніторушійною силою обмотки збудження і магніторушійною силою реакції якоря. Для конкретного режиму ослаблення збудження можливо перетворення цього виразу в функцію однієї змінної, наприклад, струму якоря.

При очевидно правильному підході щодо моделювання залежності магнітного потоку від струмів обмотки збудження такий підхід є не зовсім зручним при моделюванні. Це пов‘язано з необхідністю змінювати параметри моделі для кожного режиму ослаблення збудження.

Вирішення цієї проблеми наведено в роботі [49], де пропонується на основі електромеханічної і механічної характеристик ДПС послідовного збудження, знятих експериментально, розрахувати вебер-амперну характеристику при певних коефіцієнтах ослаблення поля. Також в цій роботі запропоновано модель визначення залежності магнітного потоку від струмів обмотки збудження і обмотки якоря. Передавальна функція з невідомими параметрами в

цій моделі розглядається як адаптивна модель, коефіцієнти якої адаптовані до експериментальних даних.

Оскільки тягові ДПС мають особливості конструкції і магнітної системи, використання магнітної характеристики не завжди є коректним. Магнітопроводи двигунів складаються з електротехнічних матеріалів, що мають як високу магнітну провідність, так і високу електропровідність. Для таких матеріалів характерні вихрові струми, що виникають при зміні магнітного потоку. Ці процеси в значній мірі впливають на зміну магнітного потоку в сталі двигуна і, відповідно, на характер електромагнітних процесів, що протікають в ньому. В роботах [48, 49] не враховано вплив вихрових струмів в магнітопроводі двигуна на зміну магнітного потоку. Вирішення цієї проблеми може бути знайдено в роботі [50]. В даному дослідженні авторами запропонована математична модель тягового двигуна пульсуючого струму з врахуванням впливу вихрових струмів на характер електродинамічних процесів, що протікають в електричному двигуні.

Оскільки двигуни постійного струму послідовного збудження завжди працюють у навантаженому режимі, електродинамічні процеси в електродвигуні також слід моделювати з врахуванням навантаження. Підтвердженням цього можуть служити дослідження [51–53], де автори показують автори показують зв‘язок характеру навантаження з механічними характеристиками ДПС.

Крім того в роботах [54–56] показаний вплив навантаження на магнітну характеристику двигуна, від якої, в свою чергу, залежать електромагнітні характеристики ДПС. Але в зазначених роботах не показаний перехід від математичних моделей до реалізації їх в імітаційні моделі.

В дослідженні [57] зазначено, що під час роботи електровоза постійно змінюється параметри руху (рушання, режим тяги, режим гальмування, режим гальмування, буксування, тощо). Із міною режиму роботи змінюється частота обертання валу двигуна. Від частоти обертання валу двигуна залежать магнітні втрати в сталі тягового двигуна [58–60].

При розрахунку втрат в сталі тягового двигуна пульсуючого струму існують певні труднощі. Ці труднощі пов‘язані з вибором методики розрахунку втрат. В різних методиках при одному й тому ж підході до визначення втрат в ДПС використовуються різні нормувальні коефіцієнти або співвідношення. Причому, в різних методиках значення аналогічних коефіцієнтів може істотно відрізнятись один від одного. Це призводить до розбіжності в результатах розрахунків втрат в ДПС при застосуванні різних методик [61–63].

Вирішення цієї проблеми можна знайти в дослідженні [64], де автори на основі аналізу існуючих методів визначили та запропонували найбільш точний підхід до розрахунку та моделювання миттєвих магнітних втрат у сталі тягового двигуна постійного струму приклад двигуна NB-418K6.

Моделювання електродинамічних процесів в тяговому двигуні пульсуючого струму було виконане на прикладі тягового двигуна пульсуючого струму НБ-418К6. Паспортні дані двигуна НБ-418 К6 наведені в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Паспортні дані двигуна НБ-418 К6

Параметр	Позначення	Одиниця виміру	Значення
Номінальна напруга	U_d	*В*	950
Номінальна потужність в тривалому режимі	*P*	*кВт*	740
Номінальний струм в тривалому режимі	*Ia*	*А*	820
Номінальна швидкість обертання валу двигуна в тривалому режимі	*n*	*об/хв*	915
Номінальний крутний момент на валу двигуна	*T*	*Н·м*	7727
Опір обмотки якоря при *t=115 °C*	r_{aw}	*Ом*	0,01612
Опір додаткових полюсів і компенсаційної обмотки при *t=115 °C*	r_{ap+cw}	*Ом*	0,01612
Опір головних полюсів при *t=115 °C*	r_{mp}	*Ом*	0,01064
Опір обмотки збудження при *t=115 °C*	r_f	*Ом*	0,001
Число пар полюсів	*p*	-	3
Число пар паралельних гілок в обмотці якоря	*a*	-	3
Число провідників обмотки якоря	*N*	-	696
Момент інерції ротора двигуна	*J*	$кг·м^2$	73
Площа перетину ярма якоря	S_Y	$м^2$	0,0810
Площа перетину зубців якоря	S_z	$м^2$	0,0415

Електрична схема тягового ДПС має вигляд (рис. 2.1).

Згідно із законами Кірхгофа рівняння електричної частини двигуна для схеми, зображеної на рис. 1 мають вигляд

$$U_d = E_a + r_a \cdot I_a + L_a \cdot \frac{dI_a}{dt} + r_{sh} \cdot I_{sh}; \tag{2.1}$$

$$r_{sh} \cdot I_{sh} = L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} + r_f \cdot I_f; \tag{2.2}$$

$$I_a = I_{sh} + I_f, \tag{2.3}$$

де E_a – електрорушійна сила;

r_a, L_a – активний опір і індуктивність кола якоря відповідно;

r_f, L_f – активний опір і індуктивність обмотки збудження відповідно;

r_{sh}, – опір шунтуючого резистора;

I_a – струм якоря;

I_f – струм обмотки збудження;

I_{sh} – струм шунтуючого резистора;

U_d – напруга якоря.

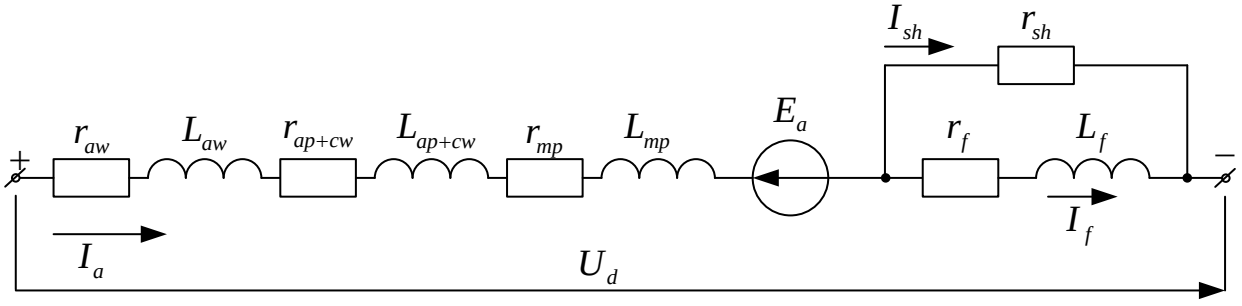


Рисунок 2.1 – Електрична схема обмоток тягового двигуна пульсуючого струму: r_{aw}, r_{ap+cw}, r_{mp}, r_{sh}, r_f – активні опори обмотки якоря, додаткових полюсів і компенсаційної обмотки, головних полюсів, шунта, обмотки збудження відповідно; L_{aw}, L_{ap+cw}, L_{mp}, L_f – індуктивності обмотки якоря, додаткових полюсів і компенсаційної обмотки, головних полюсів, обмотки збудження відповідно; U_d – напруга якоря; I_a, I_{sh}, I_f – струми якоря, шунта і обмотки збудження відповідно

Для зручності моделювання електричні схеми обмоток тягового двигуна пульсуючого струму наведено у такій формі (рис. 2,2).

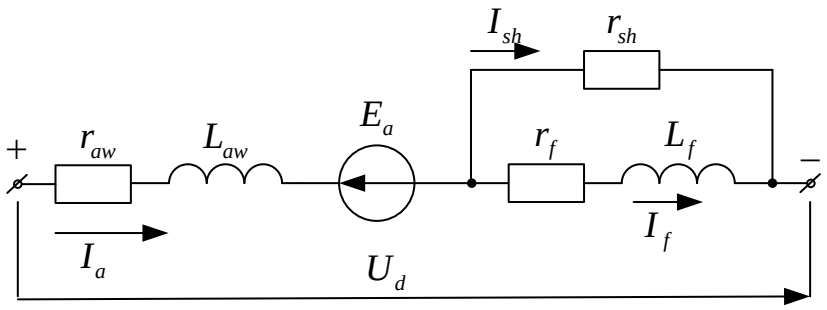


Рисунок 2.2 – Спрощена електрична схема обмоток тягового двигуна пульсуючого струму: r_a – активний опір якоря; L_a – індуктивність контуру якоря.

Опір кола якоря визначається як

$$r_a = r_{aw} + r_{ap+cw},, \tag{2.4}$$

де r_{aw} – активний опір обмотки якоря;

r_{ap+cw} – активний опір додаткових полюсів і компенсаційної обмотки.;

r_{mp} – активний опір головних полюсів.

Індуктивність кола якоря визначається як

$$L_a = L_{aw} + L_{ap+cw} + L_{mp}, \tag{2.5}$$

де L_{aw} – індуктивність обмотки якоря;

L_{ap+cw} – індуктивність додаткових полюсів і компенсаційної обмотки;

L_{mp} – індуктивність головних полюсів.

Електрорушійна сила E_a розраховується як

$$E_a = C_E \cdot \Phi \cdot \omega, \tag{2.6}$$

де C_E – конструктивний постійний коефіцієнт для ЕРС;

$Ф$ – загальний магнітний потік двигуна.

Конструктивний постійний коефіцієнт для ЕРС для швидкості обертання валу, вираженій в *об/хв*, визначається виразом

$$C_E = \frac{N \cdot p}{2 \cdot \pi \cdot a}, \tag{2.7}$$

де N – число провідників обмотки якоря;

p – кількість пар полюсів;

a – число пар паралельних гілок в обмотці якоря.

Рівняння механічної рівноваги двигуна

$$M - M_c = J \cdot \frac{d\omega}{dt}, \tag{2.8}$$

де M – обертовий момент;

M_c – момент навантаження на валу двигуна;

J– момент інерції ротора двигуна;

ω– кутова швидкість обертання валу двигуна.

Для зручності моделювання вираз (2.8) представлений у вигляді похідної від кутової швидкості за часом

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \cdot \left(M - M_c\right). \tag{2.9}$$

Обертовий момент визначається у відповідності до виразу

$$M = C_M \cdot \Phi \cdot I_a, \tag{2.10}$$

де C_M – конструктивний постійний коефіцієнт для моменту.

Конструктивні постійні коефіцієнти для ЕРС і для моменту рівні між собою (C_E=C_M).

В роботі [50] зазначалось, що магнітопроводи двигунів складаються з електротехнічних матеріалів, що мають високу магнітну провідність і високу електропровідність. Для таких матеріалів характерні вихрові струми, що виникають при зміні магнітного потоку. Ці процеси в значній мірі впливають на зміну магнітного потоку в сталі двигуна і, відповідно, на характер електромагнітних процесах, що протікають в ньому. При моделюванні роботи тягового двигуна пульсуючого струму фактор наявності вихрових струмів в магнітопроводі був врахований в роботі [50] шляхом реалізації системи рівнянь при обчисленні магнітного потоку.

В даному дослідженні автори запропонували реалізацію моделі тягового двигуна пульсуючого струму з врахуванням магнітних втрат в сталі двигуна, де враховано вплив вихрових струмів на характер електромагнітних процесів, що протікають в тяговому двигуні. Тому окреме обчислення впливу вихрових струмів на зміну магнітного потоку в сталі двигуна є недоцільним.

Магнітна характеристика тягового двигуна НБ-418 К6 наведена на рис. 2.3 [64]. Для реалізації на моделі тягового двигуна його магнітної системи виконано апроксимацію магнітної характеристики. В дослідженні [56] зазначено, що для апроксимації магнітної характеристики досить високу точність показали апроксимуючі функції на основі функцій арктангенсу. Крім того, при виборі апроксимуючої функції, крім високої точності апроксимації слід враховувати простоту реалізації апроксимуючої функції. Цим вимогам відповідає математична модель приведеної ЕРС, яка має наступний вигляд

$$\Phi_M = p_{1\Phi} \cdot arctg\left(p_{2\Phi} \cdot I_f\right) + p_{3\Phi} \cdot I_f, \tag{2.11}$$

де $p_{1\Phi}$, $p_{2\Phi}$, $p_{3\Phi}$ – коефіцієнти апроксимації.

Виконання апроксимації за алгоритмом, наведеним в дослідженні [56], дало наступні результати обчислення коефіцієнтів апроксимації: $p_{1Ф}$=0,054, $p_{2Ф}$=0,0064, $p_{3Ф}$=9,542·10^{-6}. Апроксимуюча функція магнітної характеристики наведена на рис. 2.3.

Визначено середньоквадратичну похибку апроксимації, яка розрахована у відповідності до виразу

$$\sigma_{\delta} = \frac{1}{N-1} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\delta_{Фi} - \delta_{Фmean}\right)^2} \cdot 100\% = 5\%, \qquad (2.12)$$

де N – кількість точок апроксимації;

$\delta_{Фi}$ – похибка апроксимації в i-ій точці;

$\delta_{Фmean}$ – середнє значення похибки.

Результати обчислення середньоквадратичної похибки апроксимації свідчать про високу ступінь достовірності отриманих результатів.

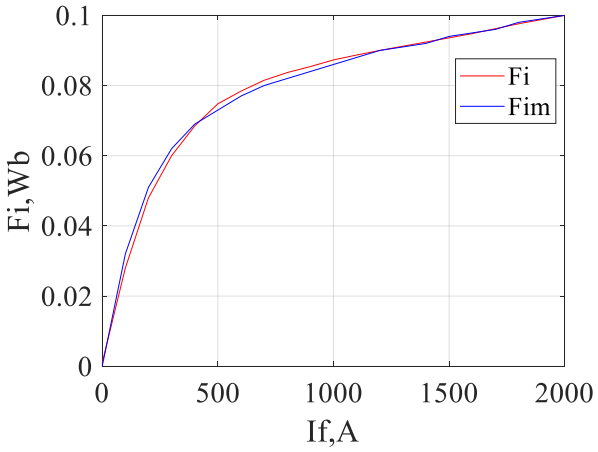


Рисунок 2.3 – Залежність магнітного потоку тягового двигуна НБ-418 К6 (F_i) та її апроксимація (F_{im}) від струму збудження (I_f)

На основі виразу (2.11) і отриманих значень коефіцієнтів апроксимації в програмному середовищі MATLab на елементах бібліотеки Simulink виконана

імітаційна модель магнітної характеристики двигуна (рис. 2.4), яка в подальшому об‘єднується в блок «Магнітна система двигуна».

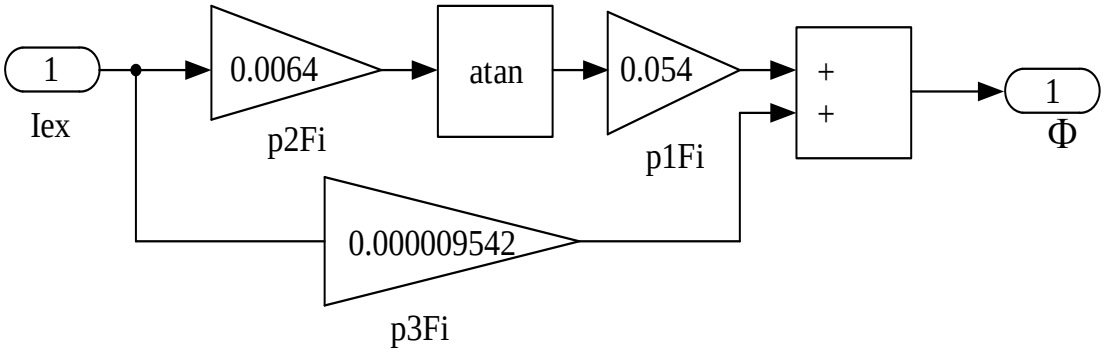


Рисунок 2.4 – Магнітна система двигуна

В роботі [57] показано, що як індуктивність якірного кола, так і індуктивність обмотки збудження мають нелінійну залежність від струму якоря та струму збудження відповідно. В зв‘язку з цим реалізація моделі електричної частини тягового електродвигуна в програмному середовищі MATLab виконана в розділі Special Power System бібліотеки Simulink.

Це дозволило використати реальні значення опорів обмоток електродвигуна, а нелінійні залежності індуктивностей кола якоря і обмотки збудження від відповідних струмів замінити блоками керованих джерел струму.

Керуючими сигналами для джерел струму, що імітують роботу індуктивності кола якоря та індуктивності обмотки збудження були використані залежності

$$I_a = f\left(\psi_a\right), \tag{2.13}$$

$$I_f = f\left(\psi_f\right), \tag{2.14}$$

де ψ_a – потокозчеплення кола якоря;

ψ_f – потокозчеплення обмотки збудження.

Потокозчеплення ψ_a і ψ_f були отримані з виразів (2.1) і (2.2) відповідно.

З цією метою на основі результатів для залежностей індуктивності кола якоря та обмотки збудження від відповідних струмів, наведених в роботі [57] були розраховані і побудовані залежності струму якоря від потокозчеплення кола якоря (рис. 2.5, а) і струму обмотки збудження від струму збудження (рис. 2.6, б).

Всі інші структурні елементи моделі тягового двигуна були виконані у вигляді структурних схем.

Реалізація електричної частини тягового двигуна в програмному середовищі MATLab наведена на рис. 2.6.

В подальшому електрична частина об‘єднується в «Блок обчислення електричних параметрів двигуна».

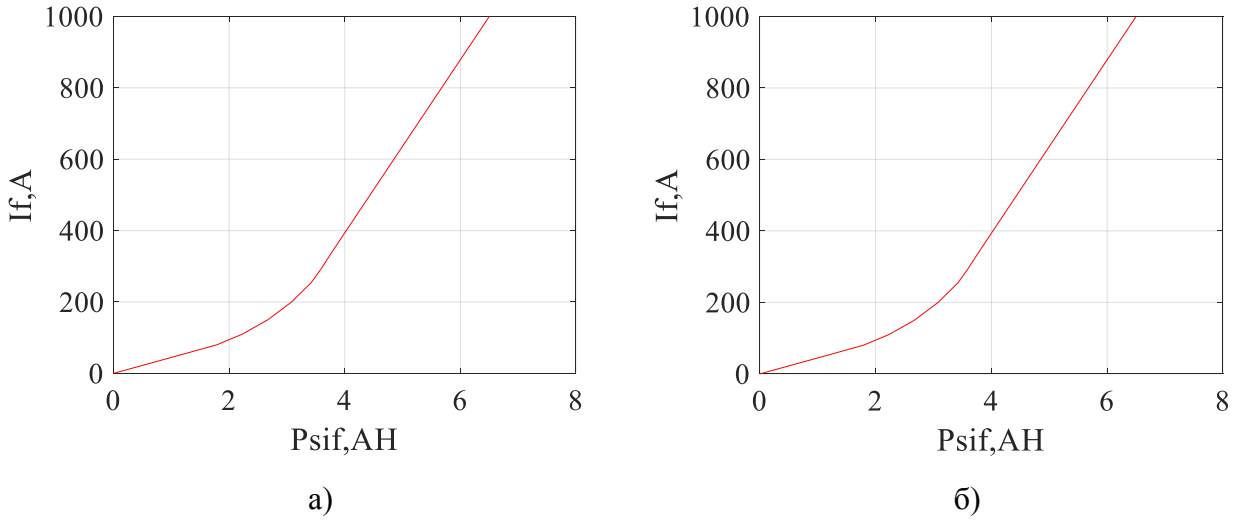


Рисунок 2.5 – Залежність струму якоря I_a (а) та залежність струму збудження (б) від потокозчеплення (Psi_a)

Модель механічної частини двигуна, що реалізує рівняння (2.7–2.10), виконана у вигляді структурних елементів бібліотеки зображена на рис. 2.7. В подальшому механічна частина об‘єднується в «Блок обчислення механічних параметрів двигуна».

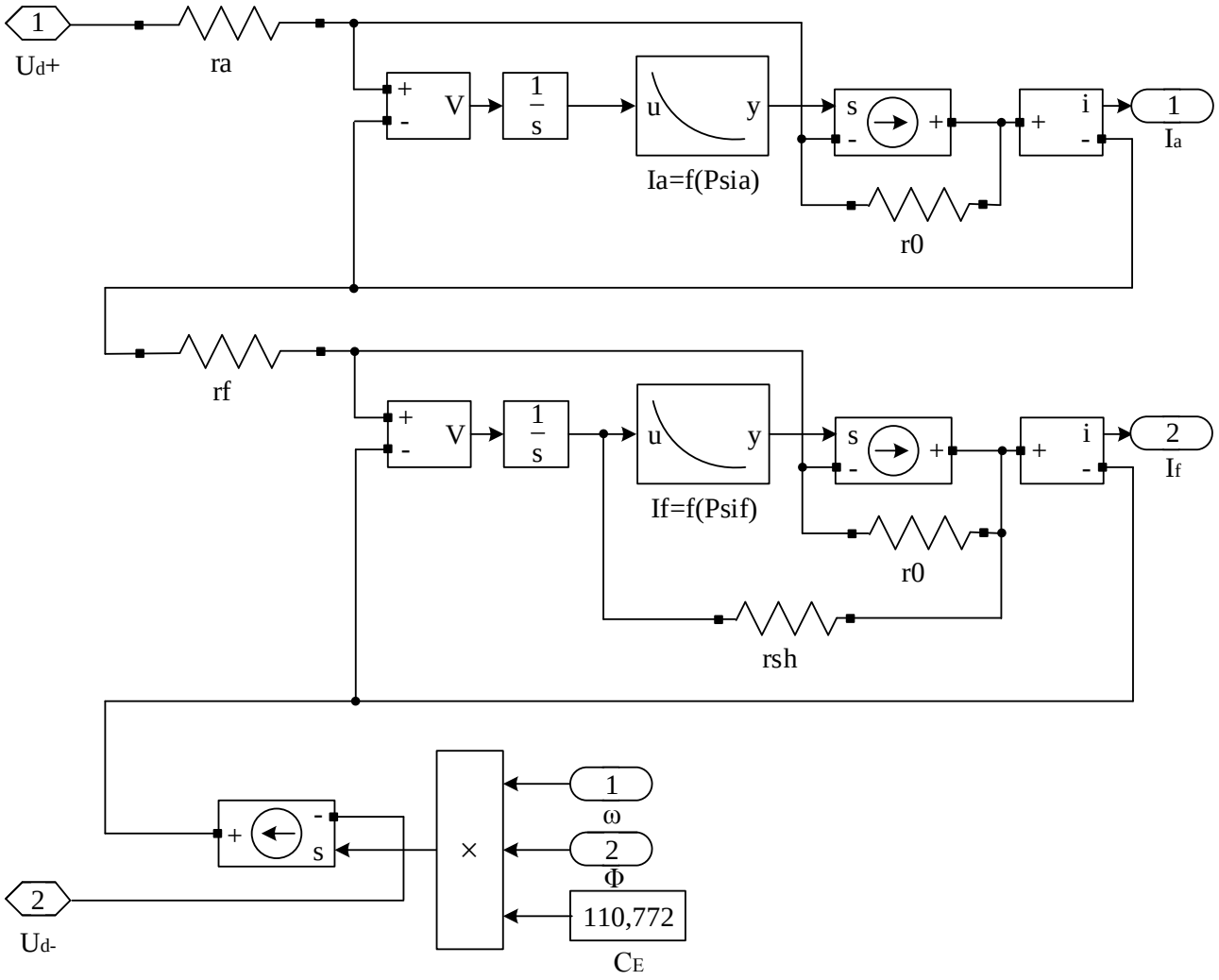


Рисунок 2.6 – Модель електричної частини двигуна

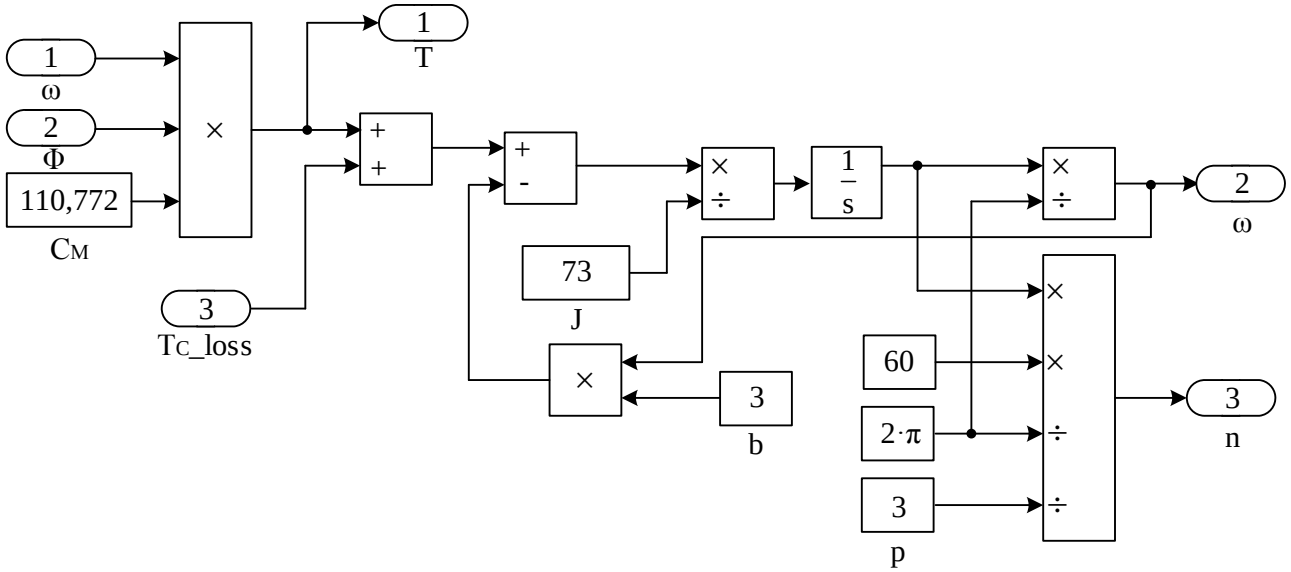


Рисунок 2.7 – Модель механічної частини двигуна

2.1.2. Моделювання магнітних втрат в двигуні

Математичне моделювання магнітних втрат в сталі тягового двигуна пульсуючого струму пов‘язане з необхідністю врахування низки залежностей, що супроводжують електромеханічні процеси. По-перше, залежність магнітного потоку від струму навантаження тягового двигуна є нелінійною функцією, яку при побудові моделі слід апроксимувати [65–68]. По-друге, слід враховувати параметри петлі гістерезису, що має магнітна характеристика електротехнічної сталі [69, 70]. По-третє, залежність питомих магнітних втрат в електротехнічній сталі від частоти перемагнічування, яка, в свою чергу, є функцією частоти обертання валу тягового двигуна [71, 72]. По-четверте, при переході від питомих магнітних втрат в сталі двигуна слід враховувати геометричні розміри двигуна, зокрема площ перетину та об‘єми ярма і зубців якоря [73].

Не зважаючи на те, що в дослідженні [74] виконано аналіз функцій для апроксимацій універсальної магнітної характеристики двигунів і кривої намагнічування магнітного матеріалу і зазначено, що найкращий результат дає апроксимація на основі функцій арктангенсу. Однак, при виборі таких функцій виникають певні невизначеності, пов‘язані з тим, що апроксимуюча функція, з одного боку повинна давати найбільш точне наближення у всьому діапазоні, з іншого – не повинна призводити до складних розрахунків.

При моделюванні магнітних втрат в електротехнічній сталі слід враховувати ряд припущень. Концепція поділу втрат, заснована на статистичній теорії втрат, забезпечує повний і точний опис частотної залежності втрат енергії при припущенні рівномірного зворотного намагнічування через поперечний переріз листа. Але це припущення при є некоректним для нелінійних матеріалів, при великих значеннях індукції та контурах гістерезису [75].

Вирішення цієї проблеми при прогнозуванні втрат магнітних матеріалів запропоновано в роботі [76] на основі нової моделі динамічного енергетичного

гістерезису, яка поєднує статистичну теорію втрат зі статичною моделлю енергетичного гістерезису.

В дослідженні [77] розглядався тільки випадок, коли магнітне поле зміщувалось постійним струмом, а зміна індукції, як функції частоти перемагнічування, має синусоїдальну форму. Проте, тяговий двигун НБ-418 К6 – це двигун пульсуючого струму і зміщення магнітного поля буде здійснюватися також пульсуючим струмом. Крім того, при зміні частоти обертання валу двигуна буде змінюватись і частота перемагнічування.

Всі ці фактори підтверджують, що форма зміни індуктивності може бути несинусоїдальною. Вирішення цієї проблеми при моделюванні магнітних втрат в електротехнічній сталі може бути знайдено в роботі [78], де розглядались магнітні втрати в електротехнічній сталі при трикутних симетричних та асиметричних формах зміни індукції. В дослідженні недоліки популярного підходу до розрахунку втрат індуктивних компонентів, що базується на емпіричному рівнянні Штейнмеца [79], долаються шляхом узагальненого застосування статистичної теорії втрат та пов'язаної з цим концепції поділу магнітних втрат. В дослідженні показано, що ця концепція застосовується як до феритів і металевих сплавів, так і до втрат на гістерезис (квазістатичний) та класичних компонентів втрат, автори пов’язали втрати магнітної енергії при симетричній трикутній індукції та синусоїдальній індукції. Поведінка втрат при асиметричній трикутній індукції отримана із симетричної шляхом усереднення втрат енергії, що належать до двох різних напівперіодів. Але в дослідженні [77] розглядався тільки випадок для трикутної форми зміни індукції.

Узагальнений випадок для несинусоїдальної форми зміни індукції розглядався в роботі [79], де на основі вдосконаленого узагальненого рівняння Штейнмеца отримано аналітичні вирази для розрахунку магнітних втрат в електротехнічній сталі при вищезазначених формах зміни індукції. Питання зменшення втрат потужності тягового рухомого складу в залежності від стану рухомого складу розглядається в роботі [80, 81].

Таким чином, робіт, присвячених методиці моделювання магнітних втрат в сталі якорів тягових двигунів пульсуючого струму вкрай обмаль. Для дослідження впливу різних режимів роботи тягових двигунів на цей вид втрат необхідний нових підхід до математичного моделювання електромагнітних процесів тягового двигуна пульсуючого струму. По-перше, треба вибрати апроксимуючу функцію для універсальної магнітної характеристики тягового двигуна. При розробці імітаційної моделі також слід розраховувати миттєві магнітні втрати в часі і середні магнітні втрати за період імпульсу струму. Важливим є моделювання вихрових струмів і гістерезисних явищ у сталі якоря двигуна. Це дасть можливість моделювати такі екстремальні режими роботи тягового приводу електровозу, як буксування та юз, коли якорі різних двигунів, обертаються з різними кутовими швидкостями. Тобто, коли частоти перемагнічування і втрати на гістерезис та вихрові струми в різних двигунах будуть різними.

В роботі [82] для номінального режиму НБ-418 К6 двигуна за методикою, наведеною, було розраховано наступні параметри:

– площа перетину ярма якоря та зубців якоря;

– об‘єм ярма якоря та зубців якоря;

– номінальний струм якоря.

Результати розрахунків наведено в табл. 2.2.

Таблиця 2.2 – Параметри двигуна НБ-418 К6

Параметр	Значення параметру
Площа перетину ярма якоря S_Y, см^2	810
Площа перетину зубців якоря S_z, см^2	415
Об‘єм ярма якоря V_Y, см^3	1751,3
Об‘єм зубців якоря V_z, см^3	12150
Номінальний струм якоря I_a, А	820
Кількість пар полюсів, p	3
Кількість пар паралельних гілок обмоток якоря, a	3
Кількість активних провідників обмотки якоря, N	696

Вибір методики розрахунку питомих магнітних втрат в листі електротехнічної сталі. Більшість моделей втрат на вихрові струми та гістерезис базуються на теорії Прейсаха, де втрати електротехнічної сталі виражаються функцією частоти [71, 72]. Але в цих дослідженнях рівняння моделі, що описують магнітні втрати в листі електротехнічної сталі описано, як середні показники за період коливань струму.

В роботі [83] аналізуються миттєві значення магнітних втрат сталі якоря, як функція часу протягом періоду коливань. Рівняння питомих втрат враховують накопичення магнітної енергії в сталі. Представлені рівняння можуть бути використані для будь-якого магнітного матеріалу і будь-якої геометрії, для яких відомі властивості матеріалу і щільність магнітного потоку. Питомі втрати потужності в електротехнічній сталі на вихрові струми та гістерезис з врахуванням накопичення магнітної енергії при приведеній магнітній проникності μ_r = 1, як функції часу, відповідно [83] можуть бути записані наступним рівнянням

$$\begin{aligned} p_{loss}(t) &= \left(H_c + K_{hyst} \cdot \left|B_p \cdot \sin(\omega t)\right|\right) \cdot \left|B_p \cdot \omega \cdot \cos(\omega t)\right| + \\ &+ K_{addy} \cdot B_p^2 \cdot \omega^2 \cdot \cos^2(\omega t), \end{aligned} \tag{2.15}$$

де H_c – коерцитивна сила, А/м;

B_p – амплітуда індукції, Тл;

ω – частота перемагнічування, рад/с;

t – час, с;

K_{hyst} – коефіцієнт, що враховує питомі втрати на гістерезис, А/(кг·с·Тл^2);

K_{addy} – коефіцієнт, що враховує питомі втрати на вихрові струми, Вт/(кг·с^2·Тл^2);

p_{loss} – питомі втрати потужності, Вт/м^3.

Середніх втрат в сталі на одиницю об'єму [83]

$$\left\langle p_{loss}(t)\right\rangle = \left(\frac{2\cdot H_c}{\pi}\cdot B_p + \frac{K_{hyst}}{\pi}\cdot B_p^2\right)\cdot\omega + \frac{K_{addy}}{2}\cdot B_p^2\cdot\omega^2. \quad (2.16)$$

Частота перемагнічування знаходиться з виразу [82]

$$\omega = p\cdot n_{eng}, \quad (2.17)$$

де p – число пар полюсів;

n_{eng}– частота обертання валу електродвигуна, рад/с.

Коефіцієнти H_c, K_{hyst} і K_{addy} можуть бути знайдені з паспортних даних виробників електротехнічної сталі з використанням апроксимації.

Апроксимація питомих втрат в електротехнічній сталі та визначення коерцитивної сили і коефіцієнтів, що враховують втрати на гістерезис та вихрові струми. Для виготовлення ярма якоря, зубців якоря та головних полюсів в тяговому двигуні НБ-418-К6 використовується електротехнічна сталь 1312. Питомі паспортні втрати в електротехнічній сталі 1312 наведені в табл. 2.3 [84].

Таблиця 2.3 – Паспортні дані та дані, отримані в результаті апроксимації питомих втрат в електротехнічній сталі 1312

B, Тл		0	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1
f = 50 Гц	p_{p50}, Вт	0	0,755	1,085	1,472	1,782	2,17	2,558	3,115
	p_{M50}, Вт	0	0,713	1,011	1,361	1,764	2,218	2,724	3,282
f = 60 Гц	p_{p60}, Вт	0	0,953	1,335	1,811	2,192	2,669	3,146	3,832
	p_{M60}, Вт	0	0,877	1,244	1,675	2,169	2,728	3,351	4,037
B, Тл		1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,8	1,9	2,0
f = 50 Гц	p_{p50}, Вт	3,798	4,573	5,348	6,123	6,975	7,673	8,525	9,688
	p_{M50}, Вт	3,892	4,554	5,268	6,034	6,852	7,722	8,644	9,617
f = 60 Гц	p_{p60}, Вт	4,671	5,624	6,577	7,531	8,579	9,437	10,486	11,916
	p_{M60}, Вт	4,788	5,602	6,48	7,422	8,428	9,498	10,632	11,829

В табл. 2.3: f – частота, Гц; p_{p50}, p_{M50}, p_{p50}, p_{M50} – відповідно, питомі втрати в електротехнічній сталі 1312 в залежності від частоти (50 і 60 Гц) – паспортні дані (p_{p50} і p_{p60}) та отримані при апроксимації (p_{M50} і p_{M60}).

Для зручності апроксимації вираз (2.15) представлено в наступному вигляді

$$p_{p50} = 4 \cdot H_c \cdot f \cdot B_p + \left(2 \cdot K_{hyst} \cdot f + 2 \cdot \pi^2 \cdot K_{addy} \cdot f^2\right) \cdot B_p^2, \tag{2.18}$$

Вираз (2.18) є функцією індукції і квадрату індукції. До нього застосувати апроксимацію за методом найменших квадратів [85]. З цією метою вираз (2.18) представлений в наступному вигляді

$$p_{M50} = a \cdot B_p + b \cdot B_p^2, \tag{2.19}$$

де a і b – коефіцієнти апроксимації методу найменших квадратів.

Після виконання апроксимації отримано значення коефіцієнтів a = 0,127 Вт/(кг·Тл); b = 2,597 Вт/(кг·Тл^2).

Значення питомих втрат при частоті перемагнічування 50 Гц, отриманих за допомогою апроксимуючої функції занесені до табл. 2.3. Відхилення даних апроксимації від паспортних даних визначались як

$$\delta_{50} = \frac{p_{p50} - p_{M50}}{p_{p50}} \cdot 100\%, \tag{2.20}$$

Для визначення невідомих коефіцієнтів H_c, K_{hyst} і K_{addy} в рівняннях (2.1–2.19) було отримане додаткове рівняння шляхом апроксимації питомих втрат в сталі при частоті перемагнічування 60 Гц. Розрахунки проводились, виходячи з наступних міркувань. В ГОСТ 33212-2014 [84] наведені питомі втрати для частоти перемагнічування 50 Гц і амплітуди індукції 1,0 Тл та для частоти

перемагнічування 60 Гц і амплітуди індукції 1,5 Тл. Було розраховано коефіцієнт переходу для визначення питомих втрат на частоті перемагнічування 60 Гц, який визначався за виразом

$$k_p = \frac{p_{1.5/60}}{p_{1.5/50}} = \frac{7,53}{6,123} = 1,23, \tag{2.21}$$

де $p_{1,5/50}$ = 6,123 Вт/кг – питомі втрати при частоті перемагнічування 50 Гц і амплітуді індукції 1,5 Тл (табл. 2.3).

Враховуючи вище сказане, питомі втрати на частоті перемагнічування 60 Гц можуть бути визначені за співвідношенням

$$p_{p60} = k_p \cdot p_{p50}. \tag{2.22}$$

Отримані результати занесені до табл. 2.3, для яких аналогічно виразу (2.19), виконана апроксимація за методом найменших квадратів. Апроксимуюча функція має вигляд

$$p_{M60} = a_1 \cdot B_p + b_1 \cdot B_p^2, \tag{2.23}$$

де a_1 і b_1 – коефіцієнти апроксимуючої функції за методом найменших квадратів для частоти f_1=60 Гц.

Після виконання апроксимації за методом найменших квадратів отримано значення коефіцієнтів a_1=0,16 Вт/(кг·Тл); b_1=3,29 Вт/(кг·Тл^2).

Значення питомих втрат при частоті перемагнічування f_1=60 Гц, отриманих за допомогою апроксимуючої функції занесені до табл. 2.3.

За результатами табл. 2.3 побудовані графіки залежності паспортних питомих втрат в електротехнічній сталі 1312 на частотах 50 Гц і 60 Гц (p_{p50} і p_{p60} відповідно) та їх апроксимації (p_{M50} і p_{M60} відповідно) (рис. 2.8).

Визначено середньоквадратичну похибку апроксимації, яка розрахована у відповідності до виразу

$$\sigma_{\delta} = \frac{1}{N-1} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\delta_{Pi} - \delta_{Pmean}\right)^2}, \tag{2.24}$$

де N – кількість точок апроксимації;

δ_{Pi} – похибка апроксимації в i-ій точці;

δ_{Pmean} – середнє значення похибки.

Середньоквадратична похибка апроксимації склала 1,14%, що свідчить про високу ступінь достовірності отриманих результатів.

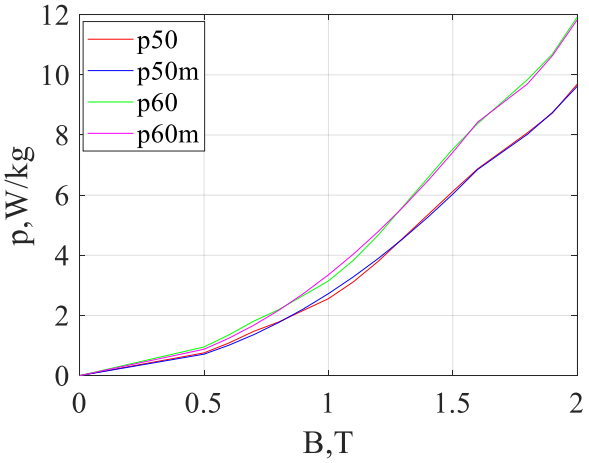


Рисунок 2.8 – Питомі паспортні втрати в електротехнічній сталі та результати апроксимації для частот перемагнічування 50 та 60 Гц

З рівнянь (2.18–2.19) було отримано вираз для коерцитивної сили для 50 та 60 Гц:

$$H_c = \frac{a}{4 \cdot f} = 0,000634 \frac{A}{кг \cdot м}; \quad H_{c1} = \frac{a_1}{4 \cdot f} = 0,00065. \tag{2.25}$$

Для визначення коефіцієнтів K_{hyst} і K_{addy} розглянуто систему рівнянь шляхом порівняння коефіцієнтів при змінній $(B_p)^2$ в рівняннях відповідно (2.18)–(2.19) та (2.18)–(2.23). Вона має вигляд

$$\begin{cases} 2 \cdot K_{hyst} \cdot f + 2 \cdot \pi^2 \cdot K_{addy} \cdot f^2 = b, \\ 2 \cdot K_{hyst} \cdot f_1 + 2 \cdot \pi^2 \cdot K_{addy} \cdot f_1^2 = b_1, \end{cases} \tag{2.26}$$

де f = 50 Гц, f_1 = 60 Гц.

Отримано значення коефіцієнтів K_{hyst} і K_{addy}: K_{hyst}=0,018 Вт/(кг·с·Тл^2) та K_{addy}=1,449·10^{-5} Вт/(кг·с^2·Тл^2).

Розрахунок індукції в конструктивних елементах тягового двигуна з електротехнічної сталі. Для реалізації моделі магнітних втрат в електротехнічній сталі (2.15–2.16) слід знайти амплітуди індукцій в вузлах, виготовлених з електротехнічної сталі – ярмо та зубці якоря [82].

Магнітна індукція в ярмі якоря знаходиться за виразом

$$B_a = \frac{2 \cdot \Phi_a}{S_a}, \tag{2.27}$$

де S_a – площа перетину ярма якоря (табл. 2.2);

Φ_a – магнітний потік якоря.

Магнітна індукція в зубцях якоря знаходиться за виразом

$$B_z = \frac{\Phi_a}{S_z}, \tag{2.28}$$

де S_z – площа перетину зубців якоря (табл. 2.2).

Магнітний потік якоря знаходиться з універсальної магнітної характеристики тягового двигуна.

Апроксимація універсальної магнітної характеристики тягового двигуна. Універсальна магнітна характеристика тягового двигуна НБ-418-К6 наведена в роботі [86]. На практиці зручніше користуватись залежністю приведеної до частоти обертання валу двигуна електрорушійної сили (ЕРС), як функцією струму збудження тягового двигуна. Тобто

$$\frac{E}{n} = f\left(I_f\right), \tag{2.29}$$

де E – ЕРС двигуна, В;

n – частота обертання валу двигуна, об/с;

I_f – струм збудження, А.

ЕРС тягового двигуна розраховується за формулою [86]

$$E = C_E \cdot n \cdot \Phi, \tag{2.30}$$

де Φ – магнітний потік збудження двигуна, Вб;

C_E – конструктивний коефіцієнт двигуна для ЕРС, 1/с, який знаходиться за виразом [86]

$$C_E = \frac{p \cdot N}{a} = \frac{3 \cdot 696}{3} = 696\frac{1}{c}, \tag{2.31}$$

де $p = 3$ – кількість пар полюсів;

$a = 3$ – кількість пар паралельних гілок обмоток якоря;

$N = 696$ – кількість активних провідників обмотки якоря (табл. 2.2).

З виразу (2.30) знаходиться магнітний потік збудження двигуна

$$\Phi = \frac{E}{C_E \cdot n}. \tag{2.32}$$

Перераховані з універсальної магнітної характеристики чисельні значення для побудови залежності приведеної до частоти обертання валу двигуна ЕРС, як функції струму збудження тягового двигуна НБ-418-К6. Перерахунки велись виходячи з наступних умов. Тяговий двигун НБ-418 К6 є двигуном з послідовним збудженням з номінальним ступенем збудження 95,7%. Тобто

$$I_f = 0{,}957 \cdot I_a. \tag{2.33}$$

При русі електровоза обід колісної пари рухається з лінійною швидкістю v м/с), лінійна швидкість поверхонь кочення є однаковою для обох коліс колісної пари

$$v = \frac{\pi \cdot D \cdot n \cdot k_P}{60 \cdot \mu}, \tag{2.34}$$

де n – частота обертання валу двигуна, 1/с;

D = 1,25 – діаметр коліс, м;

μ = 88:21 – передатне число редуктора;

k_P = 0.975 – ККД редуктора [87].

Тоді частота обертання валу двигуна

$$n = \frac{60 \cdot \mu \cdot v}{\pi \cdot D \cdot k_P}. \tag{2.34}$$

Розрахунки проводились для ненавантаженого режиму роботи електровозу, тобто без поїзда. При переході до роботи електровоза з навантаженням слід застосовувати формулу

$$\Phi_{en} = \frac{E}{C_E \cdot n} \cdot \frac{n}{n_{en}}, \tag{2.36}$$

де n – частота обертання валу двигуна для заданого струму збудження при роботі електровоза без навантаження, об/с;

n_{en} – частота обертання валу двигуна для заданого струму збудження при роботі електровоза з навантаженням, 1/с.

В дослідженні [70] зазначено, що для апроксимації магнітної характеристики досить високу точність показали апроксимуючі функції на основі функцій арктангенсу. Крім того, при виборі апроксимуючої функції, крім високої точності апроксимації слід враховувати простоту реалізації апроксимуючої функції. Цим вимогам відповідає математична модель приведеної ЕРС, яка має наступний вигляд

$$\frac{E}{n} = p_{1E} \cdot arctg\left(p_{2E} \cdot I_f \right) + p_{3E} \cdot I_f, \tag{2.37}$$

де p_{1E}, p_{2E}, p_{3E} – коефіцієнти апроксимації.

Виконання апроксимації за алгоритмом, наведеним в дослідженні [9], дало наступні результати обчислення коефіцієнтів апроксимації: p_{1E}=47,35, p_{2E}=0,0035, p_{3E}=3,667·10^{-3}.

Визначено середньоквадратичну похибку апроксимації, яка розрахована у відповідності до виразу

$$\sigma_\delta = \frac{1}{N-1} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^{N} \left(\delta_{Ei} - \delta_{E\,mean} \right)^2} \cdot 100\% = 9,75\%, \tag{2.38}$$

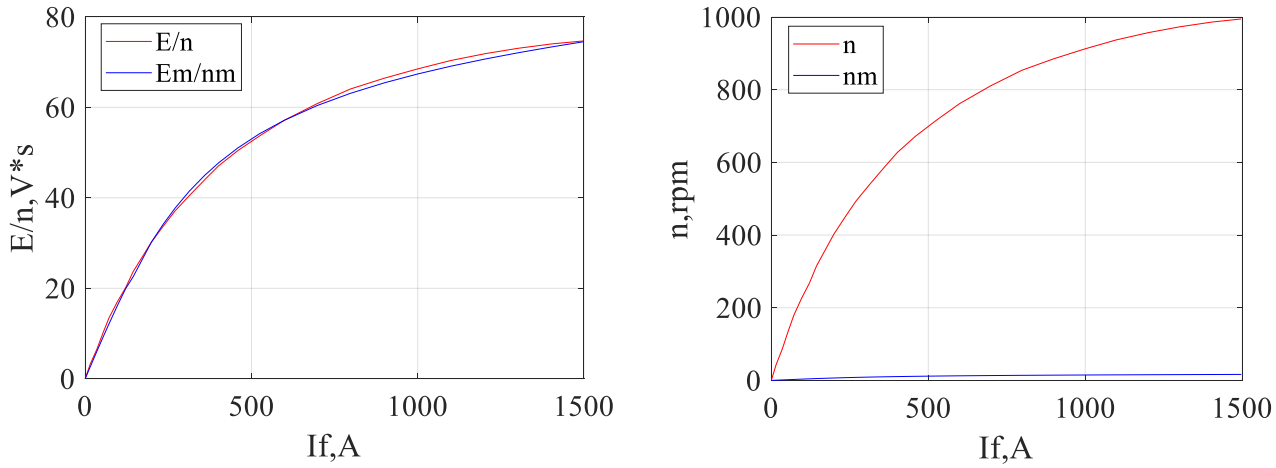
де N – кількість точок апроксимації;

δ_{Ei} – похибка апроксимації в i-ій точці;

δ_{Emean} – середнє значення похибки.

Результати обчислення середньоквадратичної похибки апроксимації свідчать про високу ступінь достовірності отриманих результатів. Залежність $E/n\left(I_f\right)$ наведено на рис 2.9а).

Аналогічним чином виконувалася апроксимація залежності частоти обертання валу двигуна від струму збудження. Для цього в виразі (2.37) значення *E/n* були замінені на *n*, а коефіцієнти апроксимації p_{1E}, p_{2E}, p_{3E} замінені на p_{1n}, p_{2n}, p_{3n} відповідно. Значення коефіцієнтів апроксимації для частоти обертання валу двигуна: p_{1n}=10,601, p_{2n}=0,0035, p_{3n}=0,001258. Залежність $n\left(I_f\right)$ наведено на рис 2.9, б).



а) б)

Рисунок 2.9 – Залежності *E/n* (а) тягового двигуна НБ-418-К6 від струму збудження: *E/n* – паспортні дані: E_M/n_M – результати апроксимації та частоти обертання (б) від струму збудження при напрузі *U*=950 В: *n* – паспортні дані: n_M – результати апроксимації

Визначено середньоквадратичну похибку апроксимації, яка розрахована у відповідності до виразу

$$\sigma_\delta = \frac{1}{N-1}\cdot\sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(\delta_{ni}-\delta_{nmean}\right)^2}\cdot 100\% = 9{,}75\%, \qquad (2.39)$$

де N – кількість точок апроксимації;

δ_{ni} – похибка апроксимації в i-ій точці;

δ_{nmean} – середнє значення похибки.

Середньоквадратична похибка апроксимації склала 0,98%, що свідчить про високу ступінь достовірності отриманих результатів.

Розрахунок сумарних магнітних втрат в тяговому двигуні. Сумарні магнітні втрати є сумою магнітних втрат в якоря та зубцях якоря. Тобто

$$P_{loss\Sigma}(t) = P_{lossY}(t) + P_{lossz}(t), \tag{2.40}$$

де $P_{lossY}(t)$, $P_{lossz}(t)$ – магнітні втрати в осерді якоря та зубцях якоря відповідно.

Аналогічним чином розраховуються середні магнітні втрати за період

$$\langle P_{loss\Sigma}(t)\rangle = \langle P_{lossY}(t)\rangle + \langle P_{lossz}(t)\rangle, \tag{2.41}$$

де $\langle P_{lossY}(t)\rangle$, $\langle P_{lossz}(t)\rangle$ – середні магнітні втрати в осерді якоря та зубцях якоря відповідно.

Приведена магнітна проникність сталі 1312 відрізняється від 1 [82]. Тобто, для переходу від узагальненого листа сталі з приведеною магнітною проникністю μ_r=1, для якої записані рівняння (2.15–2.16), до листа сталі 1312 з проникністю μ_{r1} рівняння (2.15–2.16) помножені на μ_{r1}.

Коефіцієнти в рівняннях H_c, K_{hyst} і K_{addy} (2.18) та (2.22) визначались для питомих втрат потужності, виражених в ВТ/кг. Для переходу до втрат, виражених в Вт, рівняння (2.18) та (2.22) помножені на масу сталі відповідного конструктивного елементу двигуна. Маса сталі конструктивного елементу визначається виразом

$$m_i = \rho \cdot V_{\text{i}}, \tag{2.42}$$

де V_i – об‘єм конструктивного елементу м^3.

Для переходу від питомих магнітних втрат до втрат в ярмі якоря, зубцях якоря та в головних полюсах, виражених в рівнянні (2.15) в Вт/м^3, рівняння (2.15) помножені на об‘єм сталі ярма якоря та зубців якоря відповідно. З врахуванням вищесказаного отримано

$$P_{lossY}(t) = p_{loss}(t) \cdot \rho \cdot V_Y^2 \cdot \mu_{r1}, \tag{2.43}$$

$$P_{lossz}(t) = p_{loss}(t) \cdot \rho \cdot V_z^2 \cdot \mu_{r1}, \tag{2.44}$$

де ρ=7750 кг/м^3 – густина електротехнічної сталі 1312;

V_Y, V_z – об‘єми сталі ярма якоря та зубців якоря відповідно, м^3 (таблиця 2.2).

Аналогічним чином знайдені середні магнітні втрати

$$\langle P_{lossY}(t) \rangle = \langle p_{loss}(t) \rangle \cdot \rho \cdot V_Y^2 \cdot \mu_{r1}, \tag{2.45}$$

$$\langle P_{lossz}(t) \rangle = \langle p_{loss}(t) \rangle \cdot \rho \cdot V_z^2 \cdot \mu_{r1}, \tag{2.46}$$

де $<p_{loss}(t)>$ – питомі втрати в сталі, розраховані за виразом (2.16);

μ_{r1} = 2400 – відносна магнітна проникність сталі 1312 при частоті 50 Гц та індукції B = 1,82 Тл [82].

Реалізація моделі магнітних втрат в сталі тягового двигуна пульсуючого струму НБ-418 К6 в програмному середовищі MatLAB. Реалізацію магнітних втрат в сталі тягового двигуна розпочато з визначення магнітного потоку якоря тягового двигуна, який визначається відповідно до виразу (2.36). З цією метою на основі виразу (2.37) реалізовані апроксимації приведеної ЕРС та частоти обертання валу двигуна (рис. 2.10).

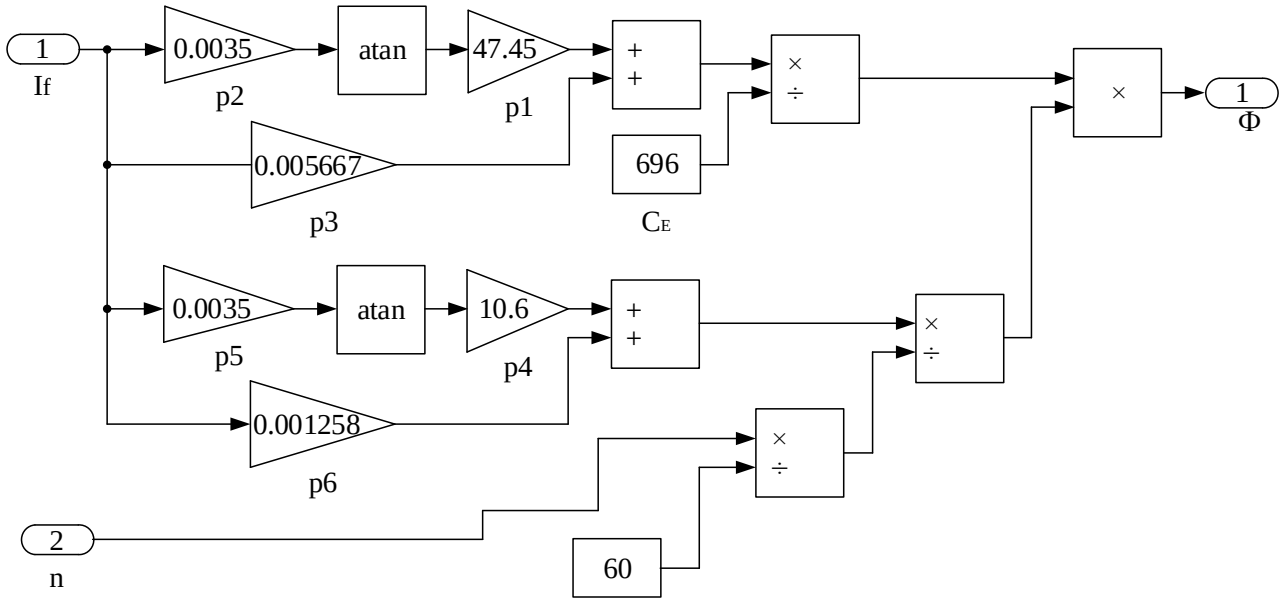


Рисунок 2.10. Реалізація обчислення магнітного потоку в середовищі MatLAB

В подальшому елементи обчислення магнітного потоку були об‘єднані в один блок – «Блок обчислення магнітного потоку».

Наступим кроком імітаційного моделювання була реалізація обчислення індукцій в ярмі якоря та зубцях якоря у відповідності до виразів (2.27–2.28) (рис. 2.11).

В подальшому елементи обчислення індукцій в конструктивних елементах тягового двигуна були об‘єднані в один блок – «Блок обчислення індукцій».

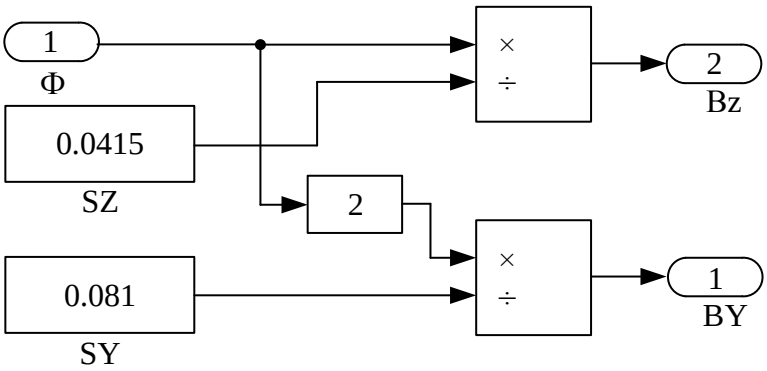


Рисунок 2.11 – Реалізація обчислення індукцій в конструктивних елементах тягового двигуна в середовищі MatLAB

Реалізація втрат в сталі, що змінюються в часі на основі рівнянь (2.43–2.44) та реалізація середніх втрат в сталі за період (2.45–2.46) показані на прикладі реалізації втрат в ярмі якоря (рівняння 2.43 та 2.45) та наведені на рис. 2.12.

Аналогічним чином виконувалась реалізація втрат потужності в зубцях якоря (рівняння 2.44 та 2.46). Після цього елементи обчислення втрат в ярмі якоря були об‘єднані в «Блок обчислення втрат в ярмі якоря», втрати в зубцях якоря – в блок «Блок обчислення втрат в зубцях».

Реалізація сумарних втрат має вигляд, як показано на рис. 2.13.

В подальшому елементи обчислення сумарних магнітних втрат в тяговому двигуні були об‘єднані в один блок – «Блок обчислення сумарних втрат».

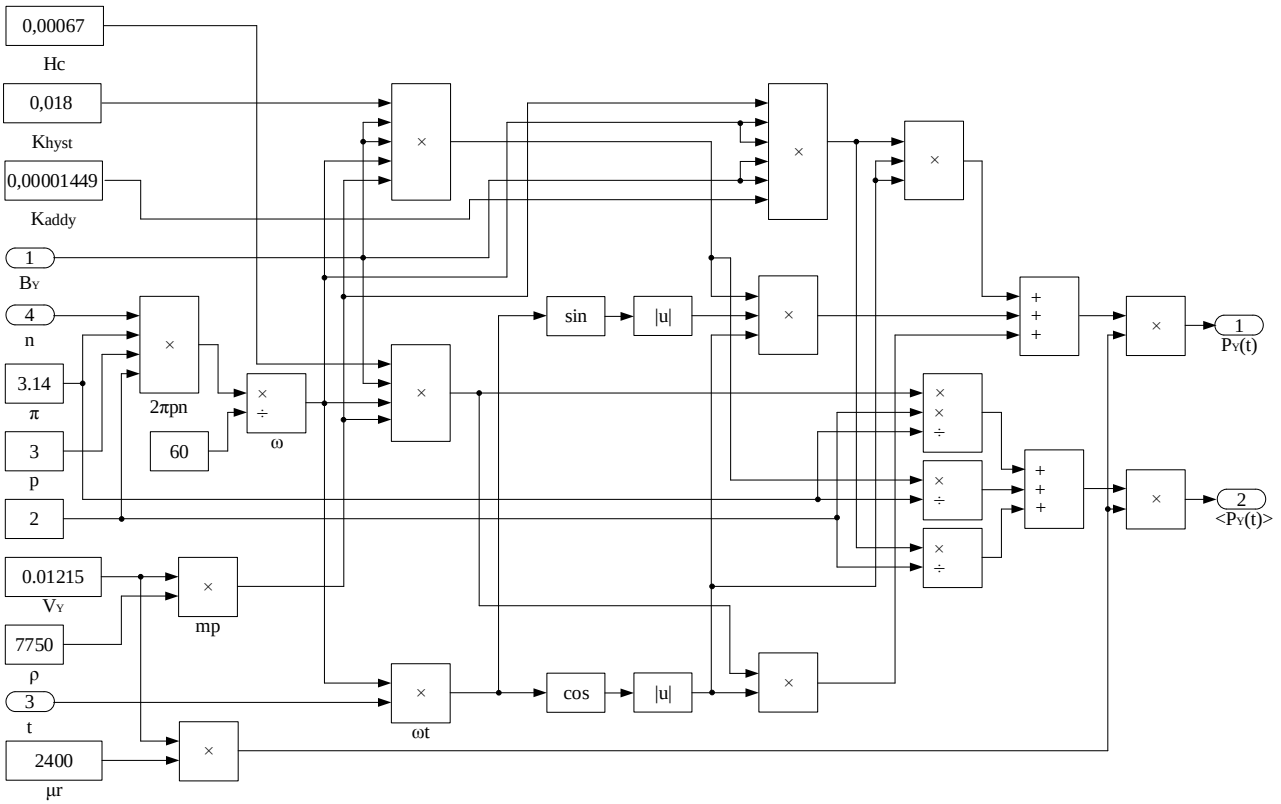


Рисунок 2.12 – Реалізація обчислення магнітних втрат в ярмі якоря двигуна в середовищі MatLAB

Загальна імітаційна модель обчислення магнітних втрат в тяговому двигуні пульсуючого струму зображена на рис. 2.14.

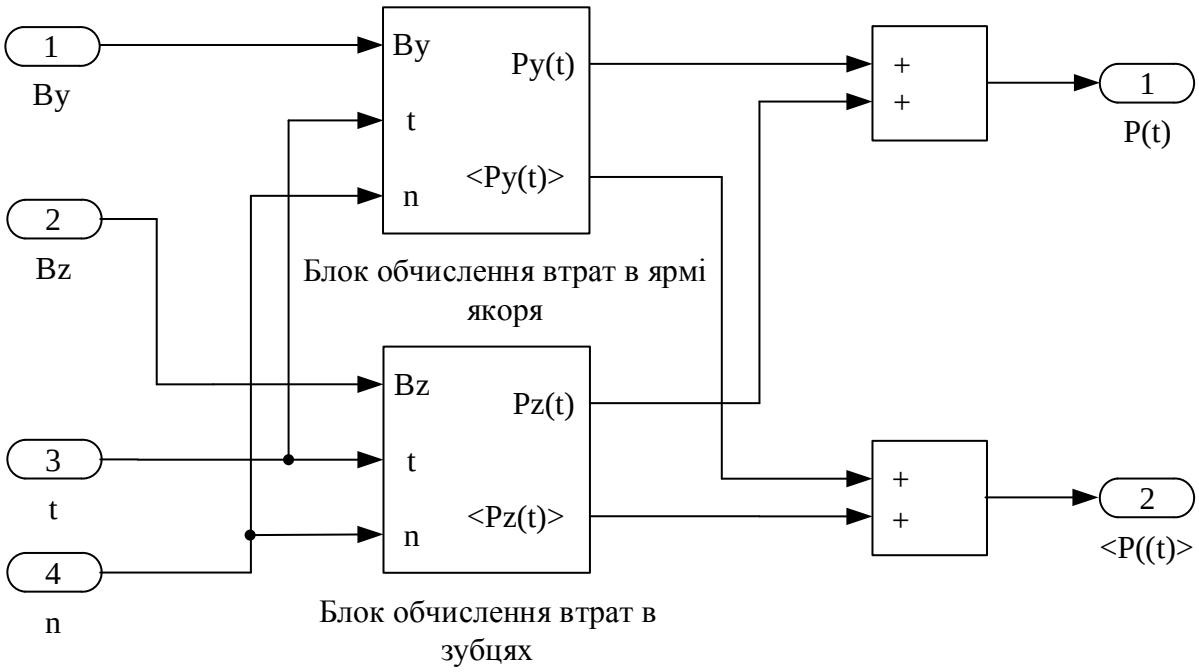


Рисунок 2.13 – Реалізація сумарних магнітних втрат в сталі тягового двигуна

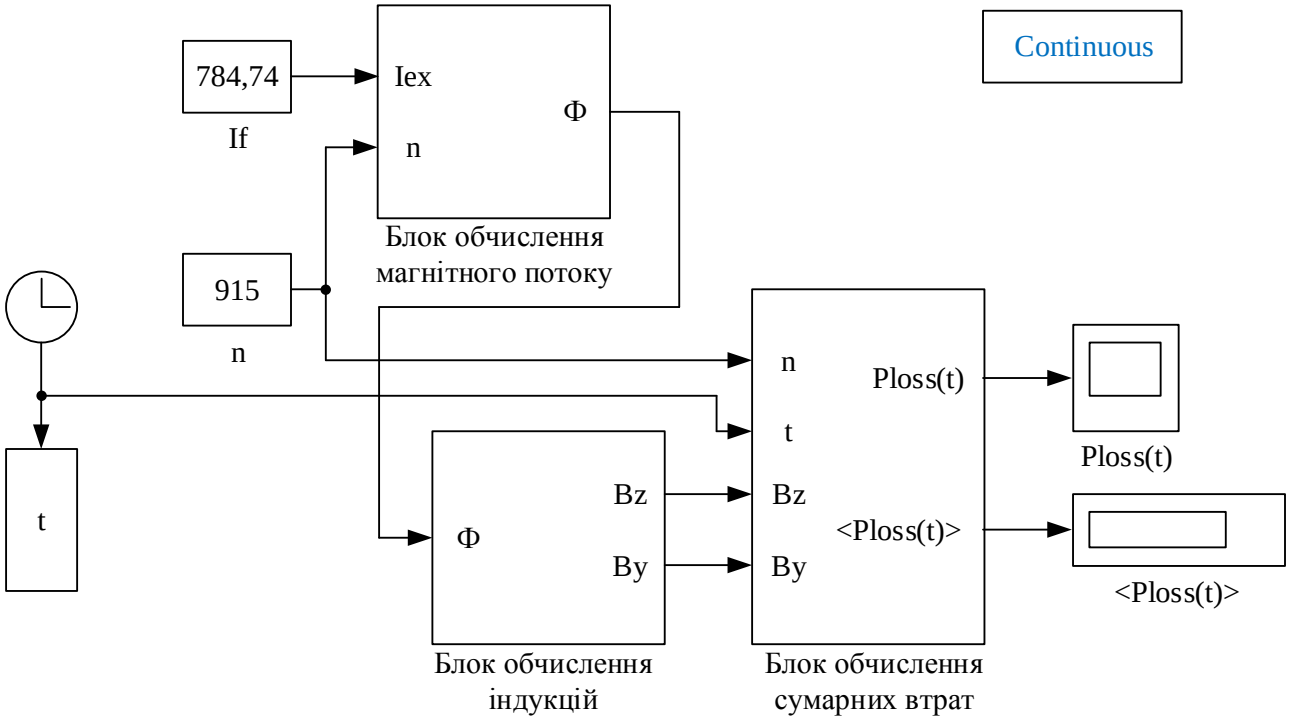


Рисунок 2.14 – Імітаційна модель обчислення магнітних втрат в тяговому двигуні пульсуючого струму

В подальшому імітаційна модель обчислення магнітних втрат в тяговому двигуні об‘єднується в «Блок обчислення магнітних втрат».

Результати моделювання втрат в сталі двигуна. Після задання на моделі номінальних значень струму збудження, який є функцією струму якоря і розраховується за виразом (2.33), і номінальної частоти обертання валу двигуна (рис. 2.9, б) було отримані середнє значення магнітних втрат потужності <Ploss(t)> рівне 7800 Вт та часові залежності магнітних втрат потужності в сталі тягового двигуна (рис. 2.15).

В роботі [82] були розраховані втрати потужності в тяговому двигуні серії НБ-418 К6, виконані за декількома методиками, в тому числі і середні значення магнітних втрат в сталі двигуна. Використовуючи результати розрахунків втрат активної потужності в тяговому двигуні, були розраховані значення ККД тягового двигуна.

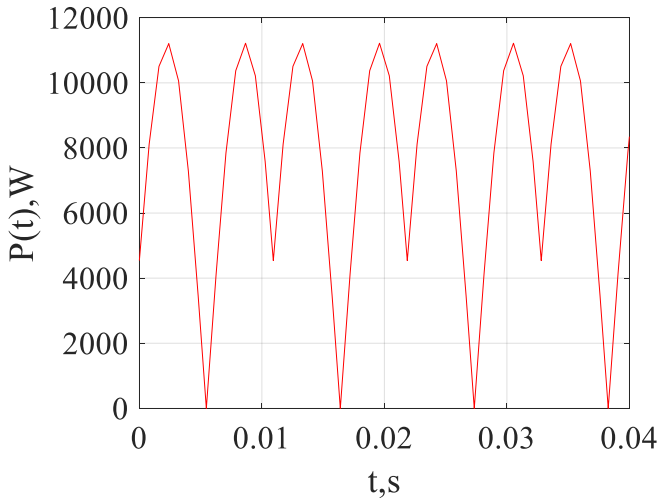


Рисунок 2.15 – Часові залежності магнітних втрат потужності тягового двигуна НБ-418 К6

Порівняння ККД тягового двигуна, розрахованого за різними методиками, з паспортними даними показало, що найбільшу збіжність дали розрахунки, виконані за методикою Бочарова В.І. Значення магнітних втрат за цією методикою склало 7741 Вт [82].

Відхилення результатів моделювання відносно до результатів розрахунків розраховано за формулою

$$\delta_{\langle P_{lossM}(t)\rangle} = \frac{\langle P_{lossM}(t)\rangle - \langle P_{lossi}(t)\rangle}{\langle P_{lossM}(t)\rangle} \cdot 100\%, \quad (2.47)$$

де $<P_{lossi}(t)>$ – середнє значення магнітних втрат в сталі двигуна, виконане і-м методом, Вт;

$<P_{lossM}(t)>$ – середнє значення магнітних втрат в сталі двигуна, отримане в результаті моделювання, Вт.

Значення відхилення результатів моделювання і розрахунків склало 0,75 %. Це свідчить про високу точність моделювання і імітації процесів, що відбуваються в сталі тягового двигуна пульсуючого струму. Тобто, можна вважати імітаційну модель магнітних втрат потужності в сталі тягового двигуна адекватною з високим ступенем достовірності.

2.1.3. Імітаційна модель тягового двигуна з врахуванням магнітних втрат в сталі

Магнітні втрати в сталі двигуна в моделі враховані наступним чином. Зв‘язок між активною потужністю і частотою обертання валу двигуна визначається виразом

$$P_{loss} = \omega \cdot T_{closs}, \quad (2.48)$$

де T_{closs} – статичний момент, викликаний магнітними втратами в сталі двигуна.

Звідки статичний момент, викликаний магнітними втратами в сталі двигуна

$$T_{closs} = \frac{P_{loss}}{\omega}, \quad (2.49)$$

Імітаційна модель виконана на прикладі тягового двигуна серії НБ-418 К6, що застосовується на електровозах змінного струму ВЛ-80Т, ВЛ-80К (рис. 2.16) [88].

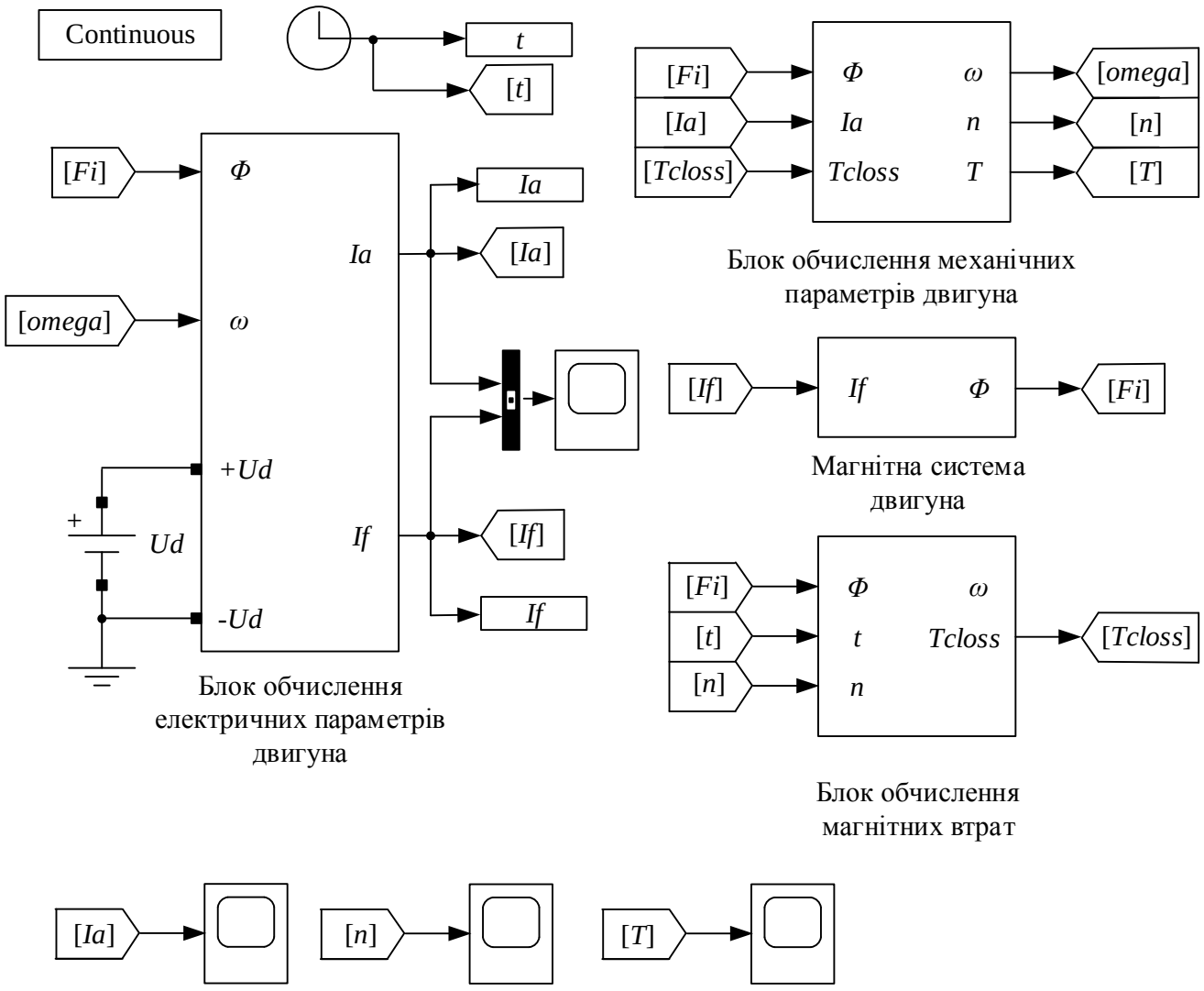


Рисунок 2.16 – Імітаційна модель тягового двигуна, виконана в програмному середовищі MATLab

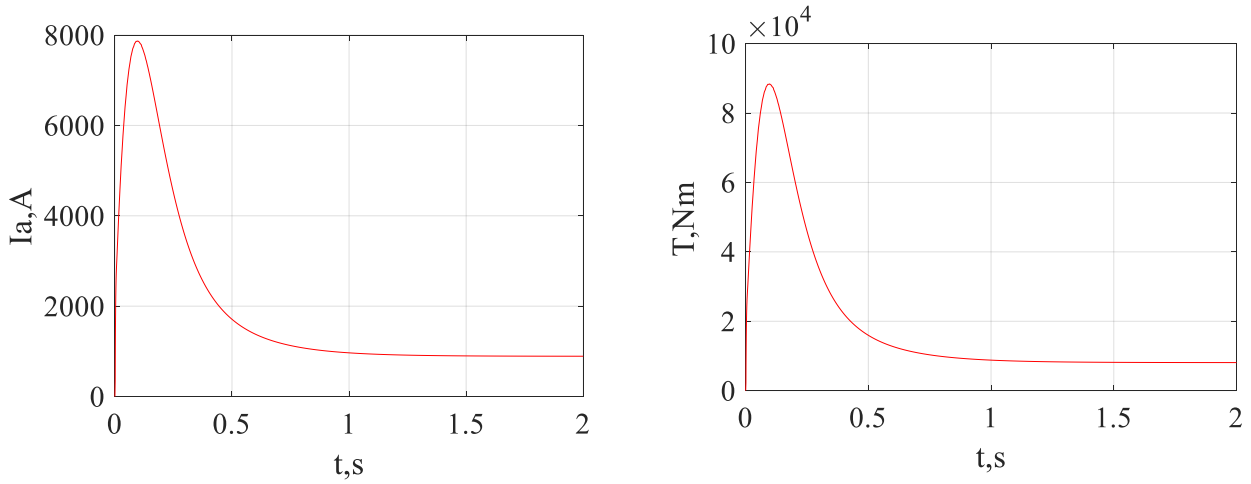
Для зняття пускових характеристик тягового двигуна пульсуючого входу до якірної обмотки підведено постійну напругу *Ud* величиною 950 В, що відповідає номінальному значенню напруги для тягового двигуна НБ-418 К6.

На імітаційній моделі (рис. 2.16) отримані часові діаграми струму якірного кола (рис. 2.17, а), обертаючого моменту на валу електродвигуна (рис. 2.17, б) та швидкості обертання його валу (рис. 2.18).

Також для сталого режиму було отримане значення потоку збудження *Ф*, значення якого склало 0,0819 *Вб*.

За отриманими під час імітаційного моделювання значеннями струму кола якоря, обертаючого моменту на валу двигуна, швидкості обертання валу

двигуна та магнітного потоку для сталого режиму були розраховані похибки визначення зазначених величин.



а) б)

Рисунок 2.17 – Часові діаграми струму якоря (а) та крутного моменту на валу двигуна (б)

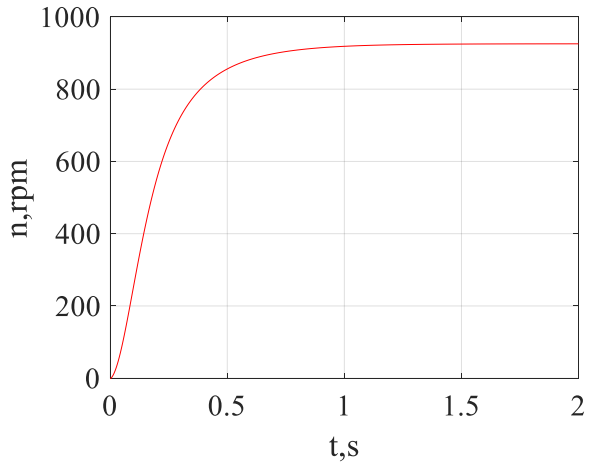


Рис. 2.18. Часова діаграма швидкості обертання валу двигуна

Похибка визначення струму якірного кола

$$\delta_{I_a} = \left| \frac{I_{anom} - I_{amod}}{I_{anom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{820 - 881}{820} \right| \cdot 100\% = 6{,}93\%, \qquad (2.50)$$

де $I_{anom} = 820, A$ – номінальний струм якоря (табл. 2.1);

$I_{amod} = 881, A$ – струм якоря, отриманий в результаті моделювання для сталого режиму.

Похибка визначення потоку

$$\delta_{\Phi} = \left| \frac{\Phi_{nom} - \Phi_{mod}}{\Phi_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{0,08 - 0,0819}{0,08} \right| \cdot 100\% = 2,34\%, \qquad (2.51)$$

де $\Phi_{nom} = 0,08, Вб$ – номінальний магнітний потік (табл. 2.51);

$\Phi_{mod} = 0,0819, Вб$ – магнітний потік, отриманий в результаті моделювання для сталого режиму.

Похибка визначення крутного моменту на валу двигуна

$$\delta_{T} = \left| \frac{T_{nom} - T_{mod}}{T_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{7727 - 7990}{7727} \right| \cdot 100\% = 3,4\%, \qquad (2.52)$$

де $T_{nom} = 7727, Н \cdot м$ – номінальний крутний момент на валу двигуна (табл. 2.1);

$T_{mod} = 7990, Н \cdot м$ – крутний момент на валу двигуна, отриманий в результаті моделювання для сталого режиму.

Похибка визначення крутного моменту на валу двигуна

$$\delta_{n} = \left| \frac{n_{nom} - n_{mod}}{n_{nom}} \right| \cdot 100\% = \left| \frac{915 - 951,6}{915} \right| \cdot 100\% = 4\%, \qquad (2.53)$$

де $n_{nom} = 915, об / хв$ – номінальна швидкість обертання валу двигуна (табл. 2.1);

$n_{mod} = 951,6, об / хв$ – швидкість обертання валу двигуна, отриманий в результаті моделювання для сталого режиму.

Результати моделювання та розрахунку похибок при визначенні контрольованих параметрів двигуна наведені в табл. 2.4.

Результати, наведені в таблиці 2.4, свідчать про високу надійність вимірювання контрольованих параметрів. Таким чином, похибка вимірювання струму якоря для всіх режимів вимірювання не перевищувала 7 %; похибка вимірювання крутного моменту становила до 6 %; похибка вимірювання частоти обертання валу двигуна становила не більше 4 %, похибка вимірювання магнітного потоку не перевищила 3%. Це свідчить про високу достовірність результатів моделювання.

2.2. Імітаційні моделі елементів тягового приводу електровоза серії ВЛ-80к

Існує багато наукових робіт, присвячених розробці моделі тягового електроприводу електровозів з колекторними двигунами [89–91]. Але ці роботи присвячені моделюванню привода з керованими установками. В електровозах серій ВЛ-80т, ВЛ-80к, ЧС-4, ЧС-8 використовуються некеровані випрямні установки. Моделювання приводу з некерованою випрямною установкою може бути знайдене в роботі [92], але в цій роботі не показана ступенева система керування.

Таблиця 2.4 – Результати розрахунку похибок при визначенні контрольованих параметрів під час моделювання

Режим	Контрольований параметр											
	Струм якоря I_a, А			Статичний момент T, Н·м			Швидкість валу двигуна n, об/хв			Магнітний потік Ф, Вб		
	I_a	I_{amod}	δ_{Ia}, %	T	T_{mod}	δ_T, %	n	n_{mod}	δ_n,%	Φ	Φ_{mod}	δ_Φ,%
U_d = 950 V	820	881	6.93	7727	7990	3.4	915	951.6	4.0	0,08	0,082	2,375
Збудження 96%												
T_c = 7727 Н·м												
U_d = 1080 В	840	885.3	5.39	7727	8030	3.9	1050	1088	3.5	0,082	0,084	2,317
Збудження 96 %												
T_c = 7727 Н·м												
U_d = 950 В	1155	1212	4.93	7727	8174	5.78	1055	1091	3.41	0,11	0,113	2,45
Збудження 43 %												
T_c = 7727 Н·м												
U_d = 950 В	665	691.8	4.03	5597	5859	4.68	965	996.2	3.23	0,065	0,066	2,154
Збудження 96 %												
T_c = 5597 Н·м												

Модель тягового електроприводу із системою керування є важливою при дослідженні електродинамічних процесів в системі тягового електроприводу при переході з одного режиму роботи електровоза в інший. На зазначених серіях електровозів в якості системи керування застосовується електричний контактор груповий, модель якого може бути знайдена в роботі [93]. Але в цій роботі наведена модель тільки електричного контактора групового, а не модель тягового електроприводу в цілому.

Система тягового приводу електровозів серій ВЛ-80т, ВЛ-80к, ЧС-4, ЧС-8 складається з тягових двигунів пульсуючого струму, тягового трансформатора, електричного контактора групового, випрямної установки та механічної частини. Модель тягового двигуна пульсуючого струму з врахуванням магнітних втрат в сталі двигуна, що виконана в програмному середовищі MATLab, наведена на рис. 2.18. Для подальшої побудови імітаційної моделі тягового приводу слід розробити модель тягового трансформатора, модель електричного контактора групового, модель некерованої випрямної установки та модель системи тягового електропостачання.

Технічні характеристики тягового приводу електровоза ВЛ-80к наведені в таблиці 2.5 [94].

Таблиця 2.5. – Технічні характеристики тягового приводу електровоза ВЛ-80к

Параметр	Значення
Повна потужність первинної (мережевої) тягової обмотки трансформатора, S_1, кВА	4485
Номінальна напруга первинної обмотки тягового трансформатора, U_1, В	25000
Номінальний струм первинної тягової обмотки, I_1, А	245
Частота напруги живлення, f, Гц	50
Номінальна напруга вторинної тягової обмотки трансформатора, U_2, В	1218
Номінальний струм вторинної обмотки тягового трансформатора (1 секція) в тривалому режимі, I_2, А	1750
Кількість тягових електродвигунів в одній секції, k	4

Номінальна частота обертання валу двигуна, n, rpm	915
Номінальний коефіцієнт потужності з врахуванням приводу допоміжних машин, k_p	0,866
Номінальний коефіцієнт корисної дії з урахуванням приводу допоміжних машин η , %	84

Інші параметри тягового приводу не приводяться, так як використовувалась готова імітаційна модель тягового електродвигуна. Більш повна інформація про параметри даного електродвигуна наведена в роботі [24].

2.2.1. Математична модель некерованої випрямної установки

Спрощена схема силового кола однієї секції електровоза ВЛ80к наведена на рис. 2.19 [94].

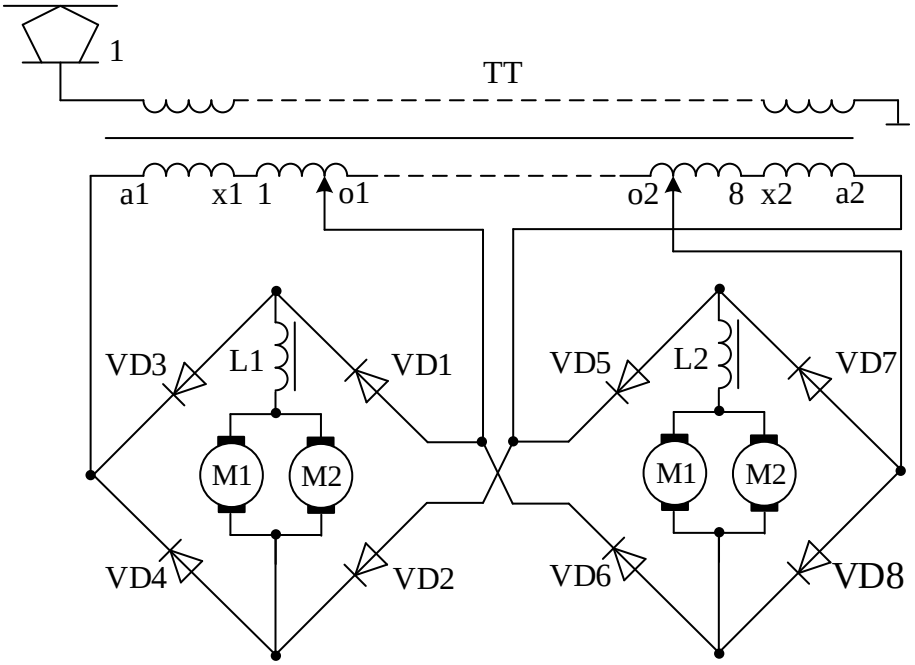


Рисунок 2.19 – Спрощена схема силового кола однієї секції електровоза ВЛ80к: М1–М4 – тягові двигуни, VD1–VD8 – діоди випрямної установки, ТТ – тяговий трансформатор, 1 – струмоприймач, L1, L2 – згладжуючі реактори, а1–х1, а2–х2 – некеровані секції вторинної обмотки тягового трансформатора, о1–1, о2–8 – керовані секції тягового трансформатора.

Рівняння, що описують процеси в схемі на рис. 2.19, мають вигляд [94]

$$e_{TT} = e_{20} \cdot sin\left(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t\right), \tag{2.54}$$

$$\frac{di_{TT}}{dt} = \frac{1}{L_{TT} + \left[L_a\left(i_d\right) + L_{sr} \cdot \left(i_d\right)\right] \cdot G_1} \cdot \\ \cdot \left(e_{TT} \cdot G_2 - \left[e_{TT} - \left(r_{sr} + r_a\right) \cdot i_d - r_{sh} \cdot \left(i_d - i_r\right) - r_{TT} \cdot i_{TT}\right] \cdot G_1\right), \tag{2.55}$$

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_{TT} \cdot G_1 + L_a\left(i_d\right) + L_{sr} \cdot \left(i_d\right)} \cdot \left(\left(e_{TT} - r_{TT} \cdot i_{TT}\right) \cdot G_2 - \right. \\ \left. - \left[r_{sh} \cdot \left(i_d - i_r\right) - \left(r_{sr} + r_d\right) \cdot i_d \cdot G_1\right] \cdot G_1\right), \tag{2.56}$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{1}{L_k} \cdot \left(-e_k - r_k \cdot i_k\right) \cdot G_3, \tag{2.57}$$

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{1}{L_f\left(i_d\right)} \cdot \left(r_r \cdot i_r - r_k \cdot \left(i_d - i_r\right)\right), \tag{2.58}$$

де i_{TT}, i_d, i_k, i_r – струм вторинної обмотки трансформатора, тягового двигуна, комутації випрямної установки, обмотки збудження відповідно;

r_{sr}, r_a, r_f, r_k, r_{sh}, r_d, r_{TT} – активні опори згладжуючого реактора, тягового двигуна, обмотки збудження тягового двигуна, контуру комутації, шунтуючого резистора, вторинної обмотки тягового трансформатора відповідно;

e_{TT} – ЕРС вторинної обмотки трансформатора;

L_a, L_f , L_{sr}, L_{TT}, L_k – індуктивності обмотки якоря тягового двигуна, обмотки збудження тягового двигуна, згладжуючого реактора, вторинної обмотки тягового трансформатора та контуру комутації відповідно;

G_1, G_2, G_3 – логічні змінні, які визначають, в якому стані зараз схема, в момент комутації, чи в момент прямої провідності вентилів.

Випрямна установка змодельована за допомогою стандартних моделей діодів бібліотеки SimPowerSystems. Вольт-амперна характеристика в моделі зображується у вигляді спрощеної лінійної функції (рис. 2.20).

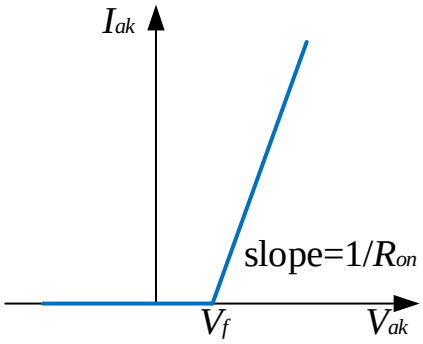


Рисунок 2.20 – Лінійна функція, за допомогою якої моделюється вольт-амперна характеристика випрямної установки: V_f – напруга потенційного бар'єру; R_{on} – опір діода в прямому напрямку

З теорії нелінійних електричних кіл відомо, що певну кількість нелінійних опорів, з'єднаних послідовно чи паралельно між, собою можна замінити одним, при цьому у випадку, якщо елементи з'єднані послідовно, ВАХ елементів треба графічно додати за напругою, а у випадку паралельного з'єднання – за струмом. У випрямній установці електровозів ВЛ80К,Т одне плече має 12 паралельних гілок, де у кожній включено по 4 діода послідовно. В моделі кожне плече замінено еквівалентним діодом VD1–VD8.

2.2.2. Модель згладжуючого реактора, електричного контактора групового та тягового трансформатора

Згладжуючі реактори *L*1, *L*2 побудовані за допомогою стандартного блоку RLC branch, який в даному випадку моделює активно-індуктивний опір. Оскільки згладжуючий реактор має феромагнітне осердя, то його магнітна характеристика звичайно буде нелінійна, але в нашому випадку моделювання проводилось при струмах у межах яких індуктивність можна прийняти лінійною.

Як було зазначено вище, на електровозах серії ВЛ-80К в якості системи керування тяговим електроприводом використовується електричний контактор груповий, модель якого наведена в роботі [93].

Спрощена схема ланцюгів керування електротяговим приводом наведена на рис. 2.21. Алгоритм перемикання контакторів електричного контактора групового наведений в табл. 2.6 [93].

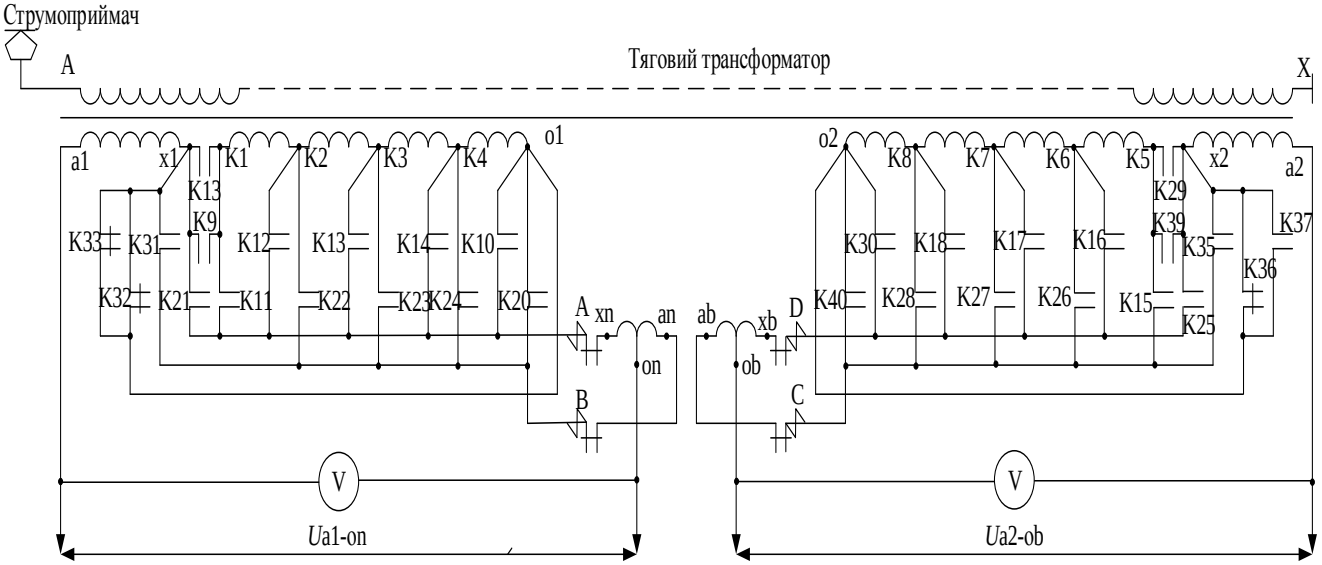


Рисунок 2.21 – Спрощена схема ланцюгів керування тяговим приводом електровоза ВЛ-80к

Таблиця 2.6 – Діаграма замикання контакторів ЕКГ-8Ж

Контактор	Позиції																																
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33
11	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
22	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
23	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
14	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
20	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
10	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
15	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
26	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
16	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
27	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
28	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0
40	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
30	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	1
21	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
25	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
32	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
33	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
29	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
39	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
36	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
37	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
35	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

Тяговий трансформатор електровоза серії ОДЦЭ-5000/25Б моделюється стандартним блоком багато обмотувального трансформатора Muli-winding transformer (в моделі «Тяговий трансформатор»). Для моделювання вводиться повна потужність і частота, на якій працює трансформатор, напруги первинної та вторинної обмоток, активні опори та індуктивності розсіювання обмоток, а також параметри контуру намагнічування. Математична та імітаційна моделі тягового трансформатора серії ОДЦЭ-5000/25Б з врахуванням нелінійного характеру залежності індуктивності його обмоток від струму навантаження наведена в роботі [93]. В цій же роботі наведена і модель електричного контактора групового серії ЕКГ-8. Електричний контактор груповий ЕКГ-8 представлений блоком «Контактор електричний груповий».

2.2.2. Модель системи тягового електропостачання

Тягова підстанція виконана у вигляді джерела змінної напруги з параметрами U=38885 В, f=50 Гц, та позначена як «Тягова підстанція». Слід зазначити, що при моделюванні тягового електроприводу використовувались миттєві значення напруг та струмів.

При побудові відповідної для проведення подальших досліджень моделі контактної мережі доцільно прийняти за базову модель, у вигляді Г-подібної схеми заміщення. Крім того, необхідно врахувати, що при моделюванні роботи електровоза змінного струму з тяговими електродвигунами пульсуючого струму контактну мережу слід розглядати як ланцюг з розподіленими параметрами, як зазначено в роботі [94] (рис. 2.22).

При моделюванні ділянки контактної мережі були використані наступні значення параметрів [94]: Δx=40 км, f=50 Гц, r_0=9.346 См/км, r=0.107 Ом/км, L=0.819·10^{-3} Гн/км, C_0=29·10^{-9} Ф/км.

Ділянка контактної мережі виконана у вигляді блоку «Line», що моделює роботу «довгої лінії», бібліотеки SimPowerSystems та позначена «Контактна мережа».

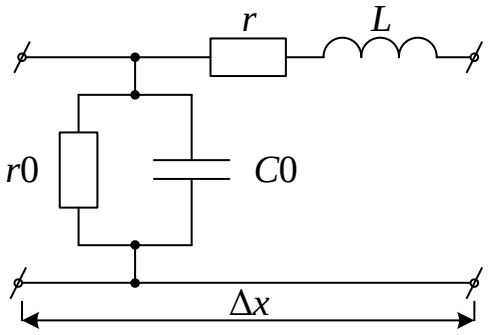


Рисунок 2.22 – Схема заміщення елементарного ділянки контактної мережі: Δx – довжина ділянки контактної мережі, що моделюється; C_0 – активний опір та ємність паралельної гілки схеми на одиницю довжини; r, L – активний опір та індуктивність послідовної гілки схеми на одиницю довжини.

2.3. Імітаційна модель тягового приводу

З врахуванням моделей елементів системи тягового електроприводу електровозу, наведених вище, в програмному середовищі MATLab розроблено модель тягового приводу електровоза ВЛ-80к (рис. 2.23).

Для задання тієї чи іншої позиції контролера машиніста електровоза в модель тягового приводу додано блок «Позиція».

Моделювання виконувалось для номінального режиму роботи тягового електроприводу електровозу. Номінальному режиму роботи тягового приводу відповідає 28 позиція контролеру машиніста.

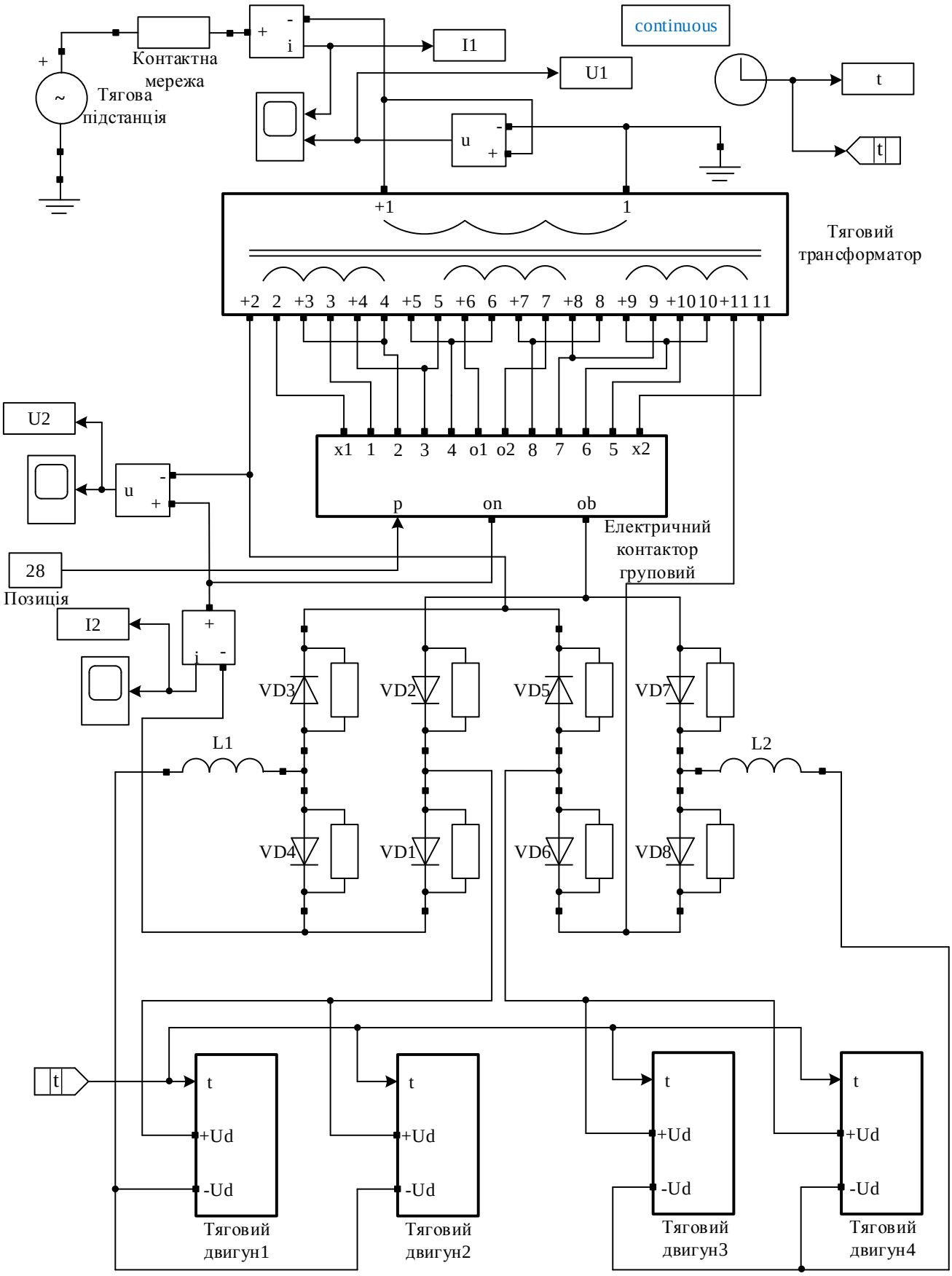


Рисунок 2.23 – Імітаційна модель тягового приводу електровоза ВЛ-80к, виконана в програмному середовищі MATLab

Під час моделювання контролювались наступні параметри: частота обертання валу тягового електродвигуна n, струм якоря тягового двигуна I_a, напруга якоря U_a (пристрої відображення цих параметрів не наведені на рис. 2.26, оскільки вони входять до блоку «Тяговий двигун 1»), струм первинної обмотки I_1, струм вторинної обмотки I_2 тягового трансформатора, напруга первинної обмотки U_1 та напруга вторинної обмотки тягового трансформатора U_2.

Зазначені параметри знімались для усталеного режиму роботи тягового електроприводу.

В результаті моделювання були отримані часові діаграми швидкості обертання валу тягового електродвигуна (рис. 2.24), струму первинної обмотки тягового трансформатора (рис. 2.25,а), напруги на первинній обмотці тягового трансформатора (рис. 2.25,б), струму вторинної обмотки тягового трансформатора (рис. 2.26а), напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора (рис. 2.26,б).

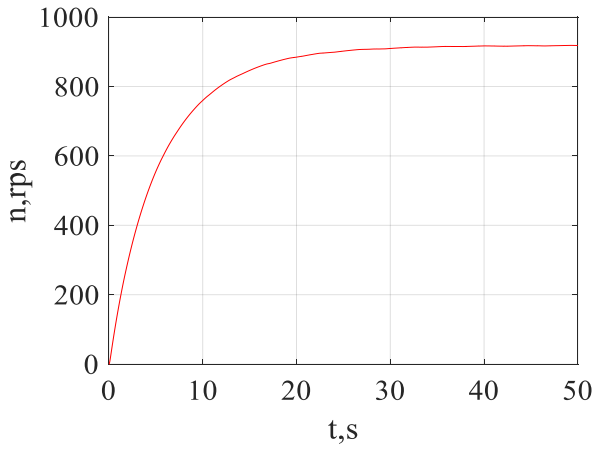
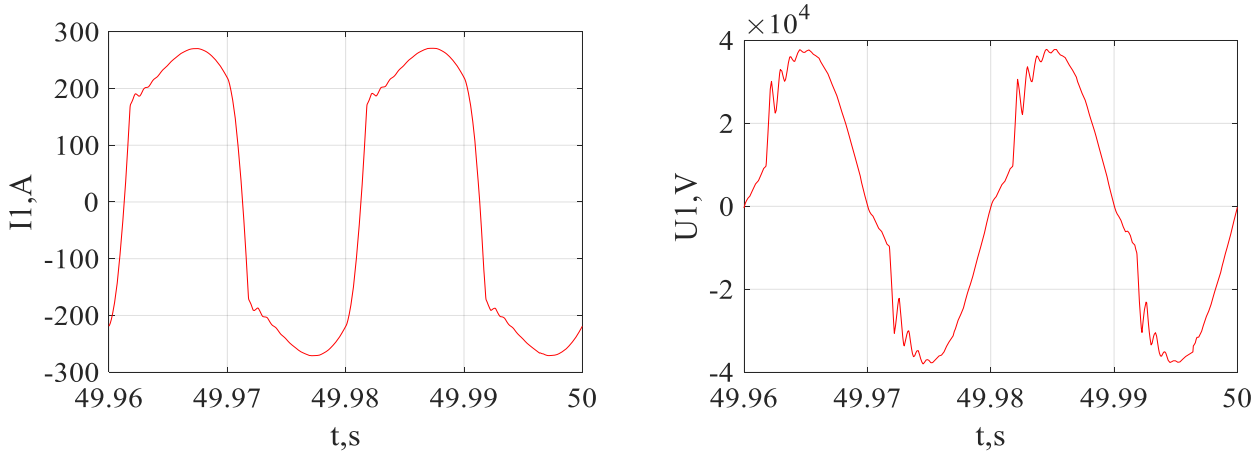
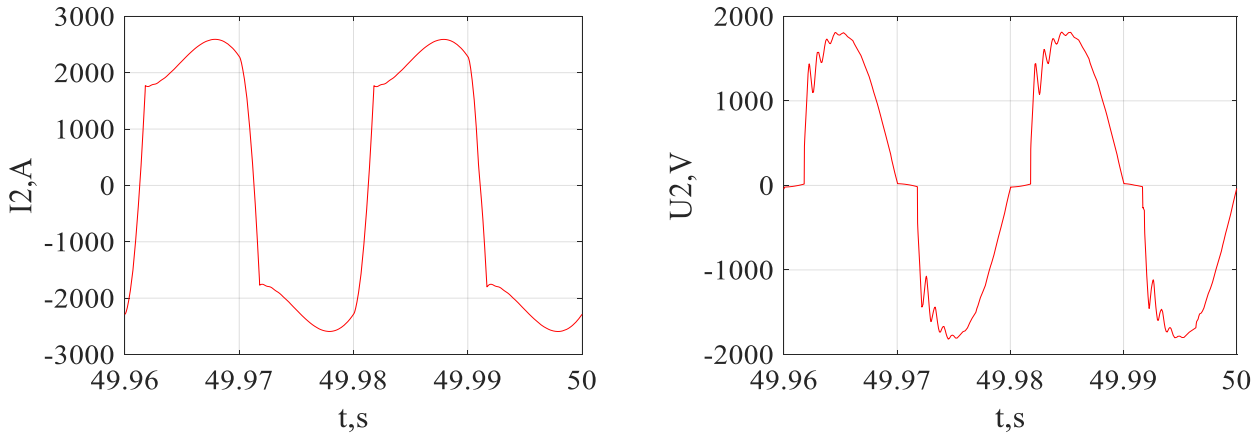


Рисунок 2.24 - Часова діаграма швидкості обертання валу тягового двигуна



а) б)

Рисунок 2.25 – Часові діаграми струму (а) та напруги (б) на первинній обмотці тягового трансформатора



а) б)

Рисунок 2.26 – Часові діаграми струму (а) та напруги (б) на вторинній обмотці тягового трансформатора

Результати моделювання та всіх розрахунків зведені в табл. 2.7.

Похибка визначення контрольованих параметрів визначалась за виразом

$$\sigma = \left| \frac{A_{data} - A_{calc}}{A_{data}} \right| \cdot 100\%, \qquad (2.61)$$

де A_{data} – паспортне значення параметру;

A_{calc} – розраховане значення параметру.

Результати розрахунків занесено до таблиці 2.7.

Аналіз похибок контрольованих параметрів (таблиця 2.7) показує, що похибка визначення в результаті моделювання контрольованих параметрів не перевищила 8%. Це свідчить про високу достовірність результатів моделювання.

Таблиця 2.7 – Технічні характеристики тягового приводу електровоза ВЛ-80к

№ п/п	Контрольований параметр	Паспортне значення	Значення, отримане в результаті розрахунків, або моделювання	Похибка визначення σ, %
1	Швидкість обертання валу двигуна n, об/хв	915	931,1	1,76
2	Напруга на вторинній обмотці тягового трансформатора U_2, В	1218	1200	1,48
3	Струм однієї секції вторинної обмотки тягового трансформатора I_2, А	1750	1746,4	0,21
4	Напруга на первинній обмотці тягового трансформатора U_1, V	25000	25165	0,66
5	Струм первинної обмотки тягового трансформатора I_1, А	235	218.11	7,19

Застосування блоку електричного контролера групового в моделі тягового електроприводу електровоза дає змогу досліджувати електродинамічні процеси в системі тягового електроприводу під час зміни режимів роботи електровозу. Порівняння контрольованих параметрів в усталеному режимі з паспортними даними електровоза показало високу ступінь достовірності результатів моделювання. Так, похибки визначення контрольованих параметрів не перевищила 8%.

Запропонований підхід до моделювання тягового електроприводу електровоза дасть змогу застосувати дану модель при розробці схеми компенсації реактивної потужності, моделювати процеси при вирішенні тягової та гальмівної задачі тощо.

Наявність блоку визначення магнітних втрат у тяговому електродвигуні дає можливість більш коректно дослідити динамічні процеси в системі тягового

електроприводі електровозу. Особливо це стосується тих досліджень де, наприклад, необхідно визначати гармонійний склад напруг і струмів в системі тягового електроприводу з врахуванням режимів роботи електровозу.

На основі отриманих під час моделювання даних для розрахунку таких параметрів тягового електроприводу, як коефіцієнт потужності приводу, коефіцієнт корисної дії приводу та аналогічних параметрів електровоза були розраховані амплітудні та фазові гармонійні складові струмів та напруг первинної та вторинної обмотки тягового трансформатора. Розрахунки виконувались за допомогою швидкого перетворення Фур‘є [95].

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j\frac{2\cdot\pi\cdot n\cdot k}{N}}, \quad k = 0,...,N-1, \tag{2.59}$$

де X_k – k-й компонент швидкого перетворення Фур‘є;

k – індекс швидкого перетворення Фур‘є в частотній області;

x_n – послідовність вхідних відліків;

n – часовий індекс вхідних відліків;

N – кількість відліків.

Гармонійні складові амплітудно-частотного спектру струмів та напруг первинної та вторинної обмотки тягового трансформатора розраховані за формулою [95]

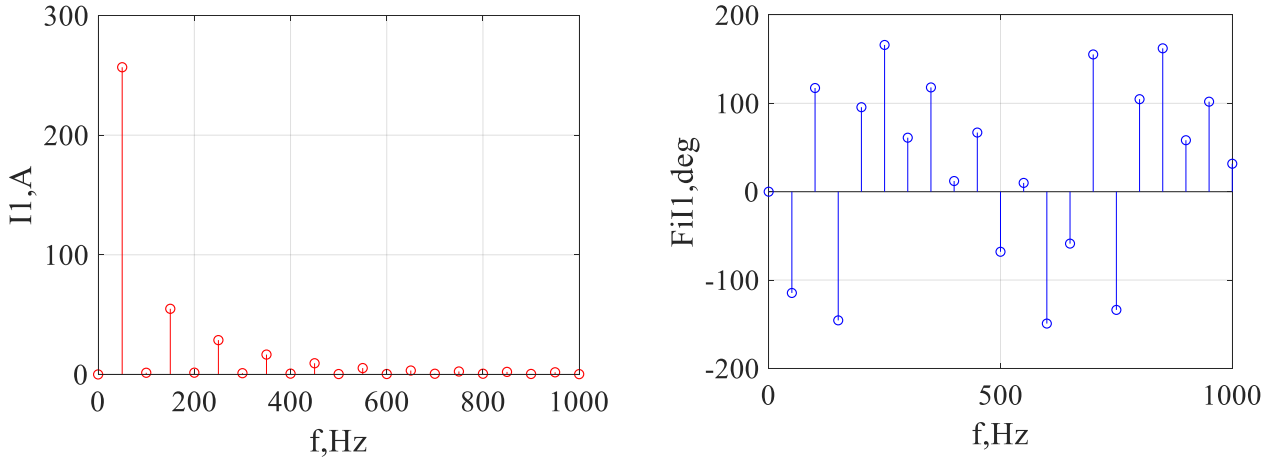
$$A(k \cdot f) = \sqrt{\left(Re\left(X_k\right)\right)^2 + \left(Im\left(X_k\right)\right)^2}, \tag{2.60}$$

де $Re(X_k)$ – дійсна частина k-го компоненту швидкого перетворення Фур‘є;

$Im(X_k)$ – уявна частина k-го компоненту швидкого перетворення Фур‘є.

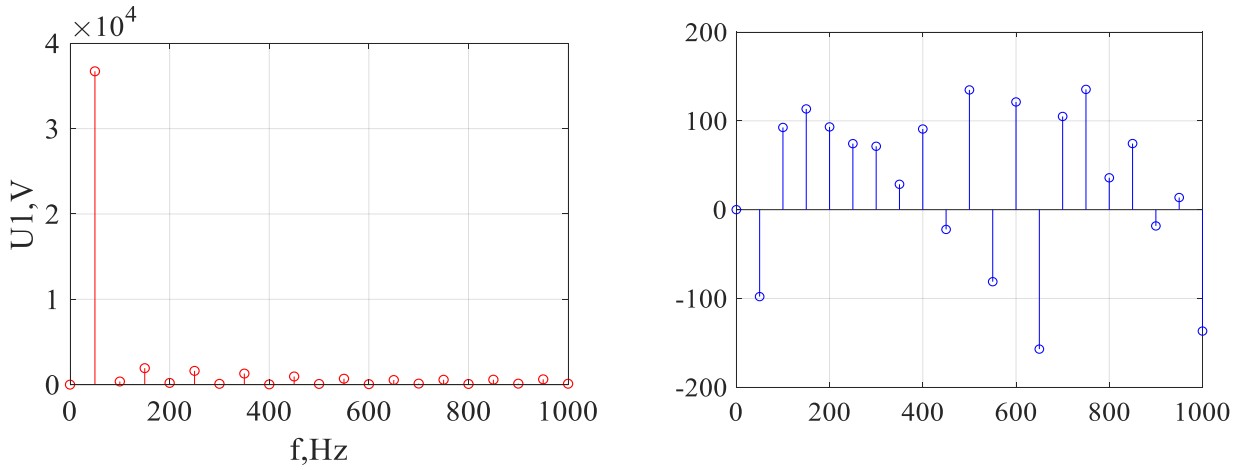
При розрахунку спектральних складових контрольованих величин враховувались тільки перші 20 гармонійних складових, оскільки значення інших складових наскільки малі, що ними можна знехтувати. В результаті розрахунків побудовані амплітудно-частотні (рис. 2.27, а) та фазочастотні (рис.

2.27, б) спектри струму первинної обмотки тягового трансформатора, амплітудно-частотні (рис. 2.28, а) та фазочастотні (рис. 2.28, б) спектри напруги на первинній обмотці тягового трансформатора, амплітудно-частотні (рис. 2.29, а) та фазочастотні (рис. 2.29, б) спектри струму вторинної обмотки тягового трансформатора та амплітудно-частотні (рис. 2.30, а) та фазочастотні (рис. 2.30, б) спектри напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора.



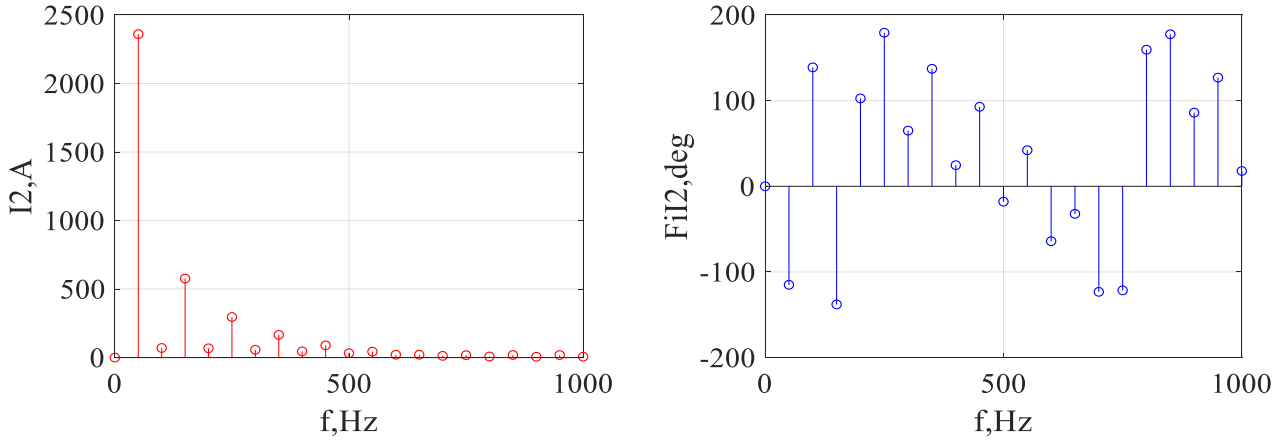
а) б)

Рисунок 2.27 – Амплітудно-частотний (а) та фазочастотний (б) спектри струму первинної обмотки тягового трансформатора



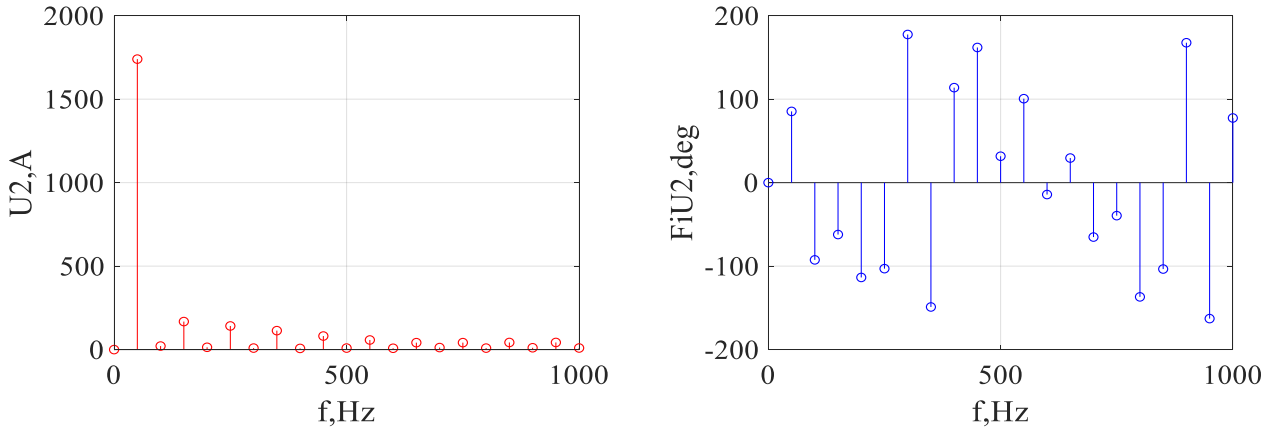
а) б)

Рисунок 2.28 – Амплітудно-частотний (а) та фазочастотний (б) спектри напруги на первинній обмотці тягового трансформатора



а) б)

Рисунок 2.29 – Амплітудно-частотний (а) та фазочастотний (б) спектри струму вторинної обмотки тягового трансформатора



а) б)

Рисунок 2.30 – Амплітудно-частотний (а) та фазочастотний (б) спектри напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора

Коефіцієнт потужності електровоза при виключеному приводу допоміжних машин визначався за формулою

$$k_p = \frac{P_{1(1)}}{S}, \tag{2.61}$$

де $P_{1(1)}$ – активна потужність, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора на основній частоті контактної мережі;

S – повна потужність, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора.

Активна потужність, що споживається тяговим трансформатором на основній частоті контактної мережі

$$P_{1(1)} = I_{1(1)} \cdot U_{1(1)} \cdot cos\left(\varphi_{U_{1(1)}} - \varphi_{I_{1(1)}}\right), \tag{2.62}$$

де $I_{1(1)}$ – амплітуда першої гармоніки струму в первинній обмотці тягового трансформатора;

$U_{1(1)}$ – амплітуда першої гармоніки напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_{U1(1)}$ – фаза першої гармонійної складової напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_{I1(1)}$ – фаза першої гармонійної складової струму в первинній обмотці тягового трансформатора.

Повна потужність, що споживається тяговим трансформатором, визначалась за формулою

$$S = \sum_{i=0}^{N} \sqrt{\left(P_{1(i)}\right)^2 + \left(Q_{1(i)}\right)^2}, \tag{2.63}$$

де $P_{1(i)}$ – активна потужність i-ї гармонійної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора;

$Q_{1(i)}$ – реактивна потужність i-ї гармонійної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора.

Активна потужність i-ї гармонійної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора, розрахована за формулою

$$P_{1(i)} = U_{1(i)} \cdot I_{1(i)} \cdot cos\left(\varphi_{1(i)}\right), \tag{2.64}$$

Активна потужність *i*-ї гармонійної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора, розрахована за формулою

$$Q_{1(i)} = U_{1(i)} \cdot I_{1(i)} \cdot sin\left(\varphi_{1(i)}\right), \tag{2.65}$$

де $U_{1(i)}$ – амплітуда *i*-ї гармонійної складової напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$I_{1(i)}$ – амплітуда *i*-ї гармонійної складової струму в первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_{1(1)}$ – фазовий зсув між першими гармонійними складовими напруги і струму первинної обмотки тягового трансформатора;

N – кількість гармонійних складових напруги та струму первинної обмотки тягового трансформатора.

Фазовий зсув між першими гармонійними складовими напруги і струму первинної обмотки тягового трансформатора визначався за формулою

$$\varphi_{1(i)} = \varphi_{U1(i)} - \varphi_{I1(i)}. \tag{2.66}$$

Значення коефіцієнту потужності електровоза при відключеному приводі допоміжних машин, значення якого склало k_p=0.85. Отримане значення коефіцієнту потужності навіть при відключеному приводі допоміжних машин не відповідає вимогам Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг. Цей факт свідчить про необхідність розробки заходів, направлених на компенсацію реактивної потужності в складі тягового приводу електровозу.

3. МОДЕЛЮВАННЯ ГІБРИДНОГО КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ, РОБОТА ЯКОГО АДАПТОВАНА ДО ЗМІНИ ПАРАМЕТРІВ НАПРУГИ КОНТАКТНОЇ МЕРЕЖІ

3.1. Розробка методу визначення спектральних складових струму і напруги електропостачання електровозів змінного струму

3.1.1. Аналіз методів визначення спектральних складових струму і напруги в силових ланцюгах тягового приводу електровозів змінного струму

Гібридні компенсатори реактивної потужності широко застосовуватись в системах тягового електропостачання електричних локомотивів, починаючи з 70-х років минулого століття [96, 97].

Застосування якісного алгоритму керування для активної частини компенсатора є вкрай важливим. Якість алгоритму керування визначається можливістю компенсації вищих гармонійних складових струму живлення.

В зв‘язку з цим не можна не відзначити одну цікаву обставину. Не дивлячись на велику кількість існуючих алгоритмів керування компенсаторами реактивної потужності, що застосовуються в електропостачанні, дуже затребуваними є алгоритми, які базуються на видалені вищих гармонійних складових. Для побудови таких алгоритмів слід з великою точністю визначити вищі гармонійні складові струмів, що протікають в ланцюгах споживача електричної енергії. Підтвердженням цього можуть служити роботи [96–99]. В цих роботах підтверджується, що тематика досліджень, присвячених визначенню вищих гармонійних складових струму і напруги в ланцюгах споживачів електричної енергії є актуальною.

В дослідженні [100] показано, що для аналізу електроенергетичних процесів, де напруга $u(t)$ і струм $i(t)$ є несинусоїдальними, але періодичними процесами доцільно використовувати класичний Фур‘є-аналіз. Але реальні часові залежності струму і напруги на вході та виході тягових підстанцій, а також на електрорухомому складі є реалізаціями випадкових процесів. Система

тягового електропостачання при аналізі таких електроенергетичних процесів розглядається як стохастична система. Застосування класичного спектрального аналізу до таких процесів є неправомірним. Для аналізу електроенергетичних процесів в стохастичних системах застосування імовірнісних методів є більш доцільним.

Запропонований в даній роботі метод кореляційних функцій може бути застосований при розрахунку складових повної потужності та оцінки інших енергетичних показників в системах електричної тяги тільки у випадку, якщо напруги і струми в них будуть являти собою випадкові ергодичні процеси. Цей метод не враховує випадків, коли напруги і струми будуть випадковими неергодичними процесами. Це призводить до того, що при спробі застосування даного методу при визначенні вищих гармонійних складових напруг і струмів в ланцюгах тягового приводу виникають об‘єктивні труднощі. Вони, зокрема, пов‘язані з випадковою появою деяких гармонійних складових в спектрі, які є наслідком будь-якого перехідного процесу, наприклад, відривання струмоприймача, або пробуксовки колісної пари. Це накладає визначені обмеження на використання запропонованих в [100] рішень. Опис таких обмежень може бути знайдений в роботі [101], присвяченій особливостям спектрального аналізу тягових струмів електрорухомого складу залізниць. Використаний в ній підхід до визначення гармонійних складових тягових струмів електрорухомого складу, з врахуванням перехідних процесів в тяговому приводі електрорухомого складу базується на застосуванні вейвлет-аналізу. Застосування такого алгоритму дозволяє обійти обмеження, що накладаються перехідними процесами в ланцюгах тягового приводу електрорухомого складу. Тому, отримані в [101] рішення надають можливість побудувати алгоритм керування активним компенсатором реактивної потужності, оснований на генерації вищих «антигармонік» струму, що протікає в ланцюгах тягового приводу електрорухомого складу. Тим не менше, залишається відкритим питання стійкості, точності і швидкодії алгоритму.

Воно особливо актуальне при синхронізації роботи компенсатора з роботою тягового приводу.

Розвиток поглядів на визначення напруг і струмів в системах електричного транспорту може бути знайдений в роботі [102], в якій показані методи розкладання випадкових функцій струмів і напруг нескладними випадковими виразами, що містять не більше трьох випадкових величин. Не дивлячись на очевидно правильне виявлення такої проблеми і рекомендації щодо застосування методів розкладання випадкових функцій струмів і напруг нескладними випадковими виразами, залишається відкритим питання щодо точності такого методу.

Порівняльний аналіз методів спектрального аналізу проведений в роботі [103]. В ній зазначається, що в класичному спектральному аналізі існує два формальних, але еквівалентних методи визначення спектральної густини потужності (СГП). Непрямий метод оснований на використанні нескінченної послідовності значень даних для розрахунку автокореляційної послідовності, перетворення Фур‘є якої дає шукану СГП. Прямий метод визначення СГП заснований на обчисленні квадрату модуля перетворення Фур‘є для нескінченної послідовності даних з використанням відповідного статистичного усереднення. Результуюча функція, яка отримується без такого усереднення називається вибірковим спектром. Вона є незадовільною із-за статистичної неспроможності отриманих за її допомогою оцінок, оскільки середньоквадратична похибка таких оцінок порівнянна по величині із середнім значенням оцінки. Також в роботі [103] по результатам математичного моделювання проведено порівняння класичних методів отримання СГП з адаптивним методом мінімальної дисперсії. Цей метод іноді називають методом максимальної правдоподібності. Встановлено, що метод мінімальної дисперсії має значно кращий спектральний дозвіл в порівнянні з класичними методами при аналізі коротких записів і великому відношенні сигнал/шум. Виграш в спектральному дозволі дозволить застосовувати сигнали з меншою шириною спектру. Недоліком методу мінімальної дисперсії є те, що він

обчислювально неефективний в порівнянні з класичними методами і при малому відношенні сигнал/шум приводить до погіршення роздільної здатності. Подальшого розвитку метод мінімальної дисперсії набув в роботах [104, 105]. До переваг оцінки за допомогою методу мінімальної дисперсії слід віднести той факт, що він дає спектр, висоти піків в якому лінійно пропорційні потужності синусоїд, що присутні в процесі, який аналізується. Мінімальна дисперсія – це характеристика, яка більш інформативна поблизу початку координат оцінки. Вона отримується за допомогою мінімізації дисперсії процесу на виході вузькосмугового фільтру, частотна характеристика якого адаптується до спектральних компонент вхідного процесу на кожній частоті, що становить інтерес. Але оцінка за допомогою методу мінімальної дисперсії (МД) не є істиною функцією СГП, оскільки на відміну від істинної СГП площа під графіком МД-оцінки не характеризує повну потужність процесу, що вимірюється. Зворотне перетворення Фур‘є, що відповідає МД-оцінці, також не співпадає з автокореляційною послідовністю, яка використовується для отримання цієї оцінки, чим вона відрізняється від АР-оцінок, що мають ці властивості.

Класичні методи спектрального оцінювання відносяться до числа найбільш стійких методів спектрального оцінювання. Вони можуть бути застосовані до всіх видів сигналів та шумів, що мають стаціонарні властивості. Альтернативні їм методи високої роздільної здатності виявляються стійкими тільки у випадку обмеженого класу стаціонарних сигналів. В класичних методах, як правило, використовується алгоритм швидкого перетворення Фур‘є (ШПФ), в зв‘язку з чим вони виявляються найбільш ефективними методами в обчислюванні із числа наявних методів спектрального оцінювання. Слід також зазначити, що отримані за їх допомогою оцінки СГП лінійно залежать від потужності синусоїд, присутніх в даних, тоді як в альтернативних методах часто не забезпечується альтернативний зв‘язок між висотою спектральних піків і потужністю цих синусоїд [106]. Основним недоліком класичних методів спектрального оцінювання є спотворювальна дія просочування по бокових

пелюстках із-за неминучого зважування в них кінцевих послідовностей даних. Обробка даних за допомогою вікна дозволить послабити вплив бокових пелюсток, але лише за рахунок погіршення роздільної здатності. Роздільна здатність, що забезпечується класичними методами, не може перевищувати величини, оберненої довжині даних.

Спектральна густина потужності (СГП) визначається як дискретно-часове перетворення Фур‘є (ДЧПФ) нескінченної автокореляційної послідовності (АКП). Це співвідношення між СГП і АКП можна розглядати як непараметричний опис статистики другого порядку випадкового процесу. До параметричних описів статистик другого порядку можна прийти, розглядаючи модель часового ряду, що відповідає випадковому процесу, який аналізується. В цьому випадку СГП модель часового ряду буде перш за все деякою функцією параметрів цієї моделі, а не АКП. В роботах [107–109] дається характеристика одного окремого плану моделей, що збуджуються білим шумовим процесом і мають раціональні системні функції. Цей клас включає модель авторегресійного (АР) процесу, модель процесу плаваючого середнього (ПС) і модель процесу авторегресії плаваючого середнього (АРПС). Вихідні процеси моделей цього класу мають спектральні густини потужності, які повністю описуються за допомогою параметрів моделі і дисперсії білого шумового процесу.

Вибір однієї з трьох моделей (АР, ПС, АРПС) потребує деяких попередніх відомостей про можливу форму спектральної оцінки. АР-модель найбільш доцільно використовувати в тому випадку, коли необхідні спектри з гострими піками, але без глибоких впадин (нулів) [107–109]. ПС-модель використовується в тих випадках зазначається, коли необхідні спектри з глибокими нулями, але без гострих піків [110–114]. Що стосується АРПС-моделі, то вона може застосовуватись в обох граничних випадках. В тих випадках, коли кожна з трьох моделей є придатною, слід застосовувати ту з них, яка має найменшу кількість параметрів. Слід зазначити, що обчислювальні затрати для оцінювання АР-моделі часто значно менші обчислювальних затрат,

необхідних для оцінки параметрів ПС- і АРПС-моделей. Тому АР-модель часового ряду іноді застосовується навіть тоді, коли вона не є моделлю з найменшим числом параметрів.

Із всіх моделей часових рядів найбільша увага приділяється авторегресійними спектральним оцінкам. Це пояснюється двома причинами. По-перше, тим, що авторегресійні спектри мають, як правило, гострі піки. Це часто пов‘язується з високою спектральною роздільною здатністю. По-друге, тим, що оцінки АР-параметрів можна отримати як розв‘язок лінійних рівнянь [107–109]. В той же час оцінки ПС- і АРПС-параметрів вимагають розв‘язку нелінійних рівнянь [110–114].

В роботах [107–109] зазначалось, що існують три способи реалізації АР-методу:

1. Припущення, що АКП відома;

2. Метод максимальної ентропії (ММЕ);

3. Метод лінійного передбачення (МЛП)

Так як на практиці нетипове припущення про те, що АКП відома, то перший метод майже не застосовується.

Дослідження [115–117] показали, що застосування методу максимальної ентропії є доцільним лише в тому випадку, коли процес, що досліджується є гауссовим. В інших випадках доцільно застосовувати методи лінійного передбачення.

Всі методи авторегресійного спектрального оцінювання можна розділити на дві категорії [107–109]:

- Алгоритми для обробки блоків даних;
- Алгоритми для обробки послідовних даних.

Дослідження, проведені в роботах [107–109], показали, що блочні методи оцінювання доцільно застосовувати в тих випадках, коли об‘єм наявних даних сильно обмежений, але бажано отримати оцінки з найкращими можливими характеристиками. При наявності більш довгих записів даних можна застосувати цілий ряд методів послідовного оцінювання для обновлення оцінок

авторегресійних параметрів по мірі надходження кожного нового відліку від системи збору даних в режимі реального часу. Потім по цим оновленим параметрам можна по мірі необхідності будувати новий графік спектральної оцінки. Подібні методи особливо корисні для слідкування за сигналами з параметрами, що повільно змінюються в часі. Методи послідовного в часі оцінювання іноді називають адаптивними алгоритмами, оскільки вони постійно адаптуються до характеристики сигналу, навіть коли він змінюється. Адаптивне видалення вищих гармонійних складових також наводиться в роботі [118], але в цій роботі він наводиться лише концептуально. Термін «адаптивний» використовується в спектральному аналізі для того, щоб відрізнити параметричні методи спектрального оцінювання від непараметричних. Мається на увазі, що параметричні методи «адаптують» свої параметри до характеру даних. В непараметричних методах таке підстроювання параметрів не відбувається.

Послідовні методи, що використовуються для оцінки АР-параметрів, діляться на дві категорії:

1. Найпростіші методи на основі градієнтної апроксимації. До числа таких відноситься добре відомий метод найменших середніх квадратів (НСК).

2. Рекурсивні методи найменших квадратів (РНК). Ці алгоритми забезпечують кращі характеристики, ніж НСК, але за рахунок додаткових обчислювальних затрат.

В роботах [119, 120] показано, що адаптивний НСК-алгоритм можна використовувати для слідкування за змінами в часі статистик вхідного сигналу, якщо вони змінюються достатньо повільно в порівнянні зі швидкістю збіжності цього алгоритму. Усереднення за часом послідовності помилок, що породжується НСК-алгоритмом, забезпечує отримання оцінки дисперсії білого шуму, необхідної для обчислення АР СГП.

У випадку відносно коротких записів даних градієнтний адаптивний НСК-алгоритм поступається РН-алгоритму за своїми характеристиками і швидкістю збіжності. Але він є більш функціонально стійким і менш чутливим до поганої

чисельної зумовленості і ефектів, що виникають із-за кінцевої довжини слова, ніж РНК-алгоритм. Тому в тих додатках, де даних достатньо і допустима більш повільна збіжність, НСК метод може виявитись цілком прийнятним алгоритмом послідовного спектрального оцінювання.

Порівняння РНК- і НСК-алгоритмів, виконані в роботах [121–123] показують, що до встановленого (стаціонарного) значення РНК-алгоритм швидший (але ніколи не повільніший) ніж НСК-алгоритм. При наявності сильного шуму, тобто в тому випадку, коли розкид власних значень автокореляційної матриці не великий, РНК- і НСК-алгоритми мають порівняльні швидкості збіжності. Власний шум, що генерується при градієнтній оцінці методом НСК-алгоритму, з‘являється у вигляді деякого зміщення дисперсії входу фільтра і деякої неузгодженості параметрів фільтру передбачення. Рівень зміщення і неузгодженості можна знизити, враховуючи значення постійної часу адаптації, але це призведе до збільшення часу збіжності НСК-алгоритму. У випадку НСК-алгоритму швидкість збіжності і шум із-за неузгодженості параметрів фільтру передбачення взаємозв‘язані, тому не одну з цих характеристик не можна покращити, не погіршивши іншу.

Якщо РНК- і НСК- алгоритми реалізуються апаратними засобами для виконання оцінювання в реальному часі, то на характеристики цих двох алгоритмів будуть впливати помилки квантування і помилки округлення із-за малої довжини машинного слова і використання арифметичних операцій із плаваючою крапкою. Помилки округлення можуть накопичуватись і рости із зростанням часу до тих пір, поки не буде порушена нормальна робота алгоритму.

У випадку РНК-алгоритму можна обмежити величину накопиченої помилки і зберегти стійкість фільтру, хоча це призведе до погіршення точності обчислюваних значень параметрів передбачення. Для нормальної роботи РНК-алгоритму при зображенні чисел необхідно використовувати не менш ніж 10 двійкових розрядів. Для нормальної роботи НСК-алгоритму достатньо і 7

двійкових розрядів. Обидва алгоритми мають порівняльні характеристики, якщо використовується не менше 12 двійкових розрядів.

В основу РНК-алгоритмів покладено рівняння Юла-Уолера [121–123], розв‘язок якого дає значення коефіцієнтів фільтра лінійного передбачення. Серед різноманіття методів розв‘язку рівняння Юла-Уолера для порівняння слід звернути увагу на два алгоритми – швидкий рекурсивний метод найменших квадратів (ШРНК) [121–123] і алгоритм Левінсона-Дарбіна [124–125]. ШРНК-алгоритм доцільно застосовувати в тому випадку, коли необхідна велика швидкодія реалізації алгоритму. Але, той факт, що при обробці великої кількості даних накопичується значна похибка обчислювання, обмежує застосування цього алгоритму. Процес зміни величини спектральних складових електроенергетичних процесів в системах електричного транспорту є набагато повільнішим за час реалізації алгоритму Левінсона-Дарбіна. Для визначення зазначених спектральних складових при необхідності обробляти велику кількість даних з високою точністю більш доцільним є застосування алгоритму Левінсона-Дарбіна.

Не дивлячись на очевидні переваги застосування алгоритму Левінсона-Дарбіна для оцінки спектральної густини потужності в системах електричного транспорту, математичний апарат і алгоритми його реалізації, приведені в роботах [124–125] лише концептуально. Автори робіт обмежуються загальним зображенням математичного апарату.

Систематизація результатів проведених досліджень дозволяє вважати, що існуючі підходи до визначення спектральних складових електроенергетичних процесів в системах електричного транспорту опираються на припущення, що система тягового електропостачання є стохастичною системою. Іншими словами, передбачається, шо для знаходження спектральних складових електроенергетичних процесів в таких системах слід використовувати математичний апарат випадкових процесів. Очевидно, подібні підходи дозволяють отримати прийнятні рішення тільки в тому випадку, коли випадкові процеси є ергодичними гаусовими процесами. Із цього слідує, що порушення

даних умов не дає можливості отримання оптимальних рішень для визначення спектральних складових струмів і напруг в системах електричного транспорту. Дана частина проблеми може бути вирішена шляхом розробки процедури алгоритму лінійного прогнозування оцінки спектральної густини потужності в зазначених системах, що базується на алгоритмі Левінсона-Дарбіна. Тоді з отриманої оцінки спектральної густини потужності можуть бути знайдені спектральні складові струмів і напруг системи тягового приводу електрорухомого складу.

3.1.2. Алгоритм визначення спектральних складових струму і напруги в силових ланцюгах тягового приводу по методу Левінсона-Дарбіна

Будь-який недетермінований сигнал і динамічна система, за звичай, є нестаціонарними об‘єктами, що надзвичайно ускладнює їх аналіз Основною проблемою, що виникає при аналізі недетермінованих сигналів різноманітної природи і динамічних систем є визначення їх часових і частотних характеристик. Але завжди можна визначити деякий часовий інтервал $\Delta t=N\cdot T$ (T – період дискретизації, N – кількість відліків), на якому параметри об‘єкту змінюються не сильно швидко. Такий інтервал називається інтервалом квазістаціонарності, а параметри об‘єкту на цьому інтервалі вважаються постійними. Відрізок сигналу $x(n\cdot T)$ на інтервалі Δt називається кадром.

Якщо побудувати достатньо точну параметричну модель об‘єкта (сигналу або системи) для інтервалу квазістаціонарності, то її можна використовувати в самих різноманітних випадках, наприклад в системах керування.

Найбільш простими є лінійні системи, які легко описуються у вигляді різницевих рівнянь, або у вигляді Z-перетворення (передатних функцій). Рекурсивна система порядку M-1 є найбільш простою в зазначеному сенсі моделлю. Вона зображується передатною функцією

$$H(z)=\frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot z^{-i}}{1+\sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot z^{-k}}, \tag{3.1}$$

або відповідним різницевим рівнянням

$$y(n)=\sum_{i=0}^{N-1} b_i \cdot x(n-i)-\sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot y(n-k), \tag{3.2}$$

де $x(n)$ – збуджуючий сигнал;

$y(n)$ – сигнал, що спостерігається;

a, b – коефіцієнти передатної функції.

Найбільш часто застосовується полюсна модель, чисельник якої (ліва сума різницевого рівняння) містить тільки один коефіцієнт b_0

$$H(z)=\frac{b_0}{1+\sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot z^{-k}}, \tag{3.3}$$

а різницеве рівняння має вигляд

$$y(n)=b_0 \cdot x(n)-\sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot y(n-k), \tag{3.4}$$

Нехай, на деяку лінійну модель системи з передатною функцією $H(z)$ (рис. 3.1) [124] діє сигнал збудження $x(n)$, а на її виході формується сигнал $y(n)$. Параметри, тобто, коефіцієнти передатної функції невідомі.

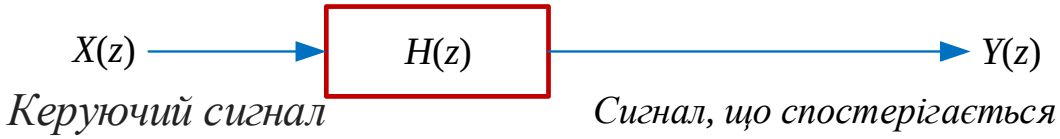


Рисунок 3.1 – Модель лінійної системи

На рис. 3.1: $X(z)$ – зображення сигналу $x(n)$ в Z-області; $Y(z)$ – зображення сигналу $y(n)$ в Z-області.

Необхідно знайти коефіцієнти $\{a_k\}$ такі, щоб на інтервалі квазістаціонарності виконувалась рівність (3.4) при умові, що сигнал збудження $x(n)$ відомий. Сигнал збудження може бути або імпульсним, або білим шумом.

Фактично необхідно передбачити значення сигналу $y(n)$ по його попереднім і наступним відлікам. В першому випадку зазначають, що передбачення здійснюється вперед, в другому – назад (рис. 3.2) [124, 125]. Надалі буде розглядатись передбачення вперед.

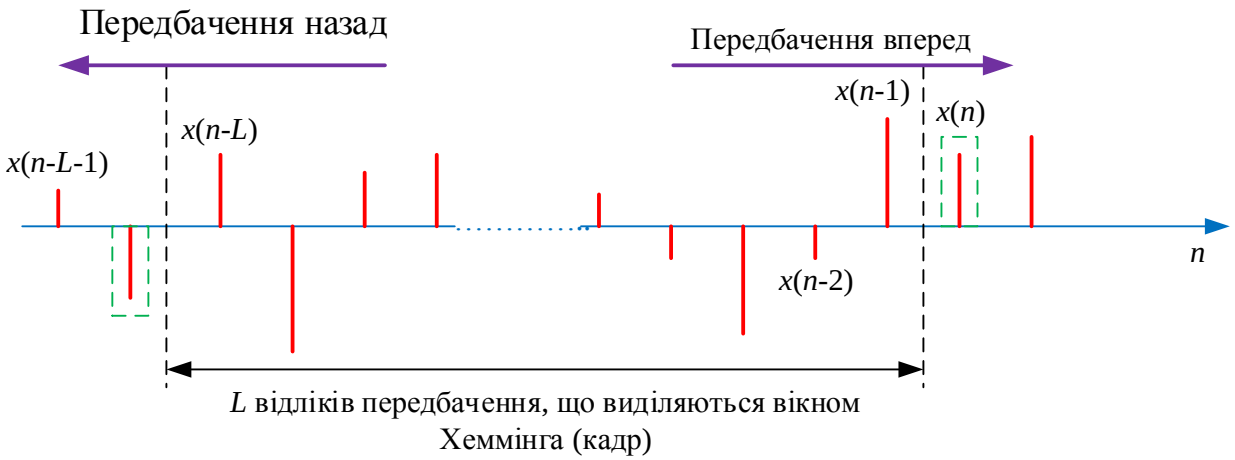


Рисунок 3.2. – Передбачення назад і вперед (відповідні відліки, що передбачаються обведені пунктирними лініями)

Лінійне передбачення (ЛП) – обчислювальна процедура, що дозволяє по деякій лінійній комбінації L попередніх $y(n-l)$ (де l=1,2,..,L) зважених відліках недетермінованого сигналу передбачити (з деякою точністю) майбутнє значення відліків. Відрізок сигналу з L відліків (рис. 3.2) виділяється вікном довжиною L (за звичай вікном Хеммінга).

Практична цінність лінійного передбачення полягає в наступному:

- в часовій області – в оцінці майбутнього сигналу по його попереднім L значенням;

- в частотній області – в оцінці спектру сигналу, що досліджується на його відрізку (кадрі) довжиною в L відліків.

Підсумком задачі лінійного передбачення є отримання коефіцієнтів адаптивного лінійного цифрового фільтру, амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) якого з гарним ступенем приближення співпадає з формою спектра сигналу на кадрі.

Задача лінійного передбачення може бути сформульована наступним чином:

Знайти коефіцієнти $\{a_k\}$ деякої лінійної системи, на виході якої спостерігається сигнал $y(n)$ (де n=1,2,..,L) при умові, що сигнал збудження $x(n)$ відомий, а сама система описується передатною функцією полюсного типу [122]

$$H(z)=\frac{b_0}{1+\sum_{k=1}^{K} a_k \cdot z^{-k}}, \tag{3.5}$$

де K – порядок передбачення.

Нехай сигнал збудження являє собою цифровий одиничний імпульс $x(n)=u_0(n)$.

Підхід до вирішення поставленої задачі полягає в наступному (рис. 3.3) [124, 125].

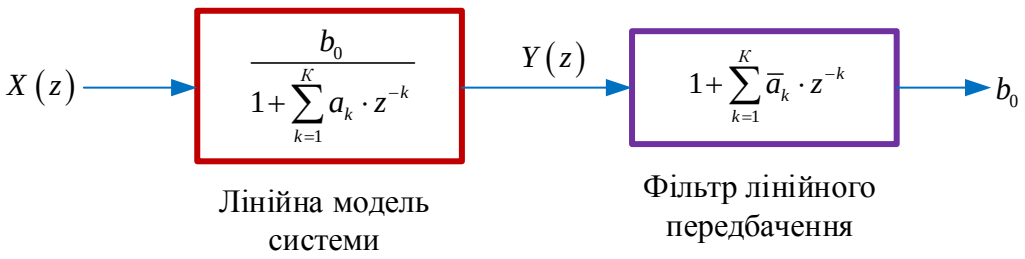


Рисунок. 3.3 – Алгоритм вирішення задачі лінійного передбачення

Згідно виразу (3.4) сигнал $y(n)$ визначається різницевим рівнянням [122]

$$y(n) = b_0 \cdot x(n) - \sum_{k=1}^{M-1} a_k \cdot y(n-k); \quad n = 1,2,...,L. \tag{3.6}$$

Фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ-фільтр) включимо каскадно з шуканою системою. Фільтр має передатну функцію [122]

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot z^{-k}, \tag{3.7}$$

коефіцієнти якої $\overline{a}_k$ рівні коефіцієнтам a_k, тобто $\overline{a}_k = a_k$. Передатна функція отриманої системи матиме вигляд [122]

$$H_{total}(z) = \frac{b_0}{1 + \sum_{k=1}^{K} a_k \cdot z^{-k}} \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot z^{-k}\right) = b_0 = const, \tag{3.8}$$

де b_0 – коефіцієнт підсилення.

КІХ-фільтр з передатною функцією $A(z)$ називається фільтром лінійного передбачення, K - порядком передбачення, а його коефіцієнти $\overline{a}_k$ – коефіцієнтами лінійного передбачення.

В дійсності коефіцієнти $\overline{a}_k$ будуть відрізнятися від точних значень коефіцієнтів a_k, тому передбачуване значення сигналу $\overline{y}(n)$ буде відрізнятися від точного значення сигналу $y(n)$ на величину похибки передбачення (при $n>0$) [122]

$$\varepsilon(n) = y(n) - \overline{y}(n) = y(n) - \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot y(n-k), \tag{3.9}$$

яку називають залишком. На рис. 3.4 зображена структурна схема обчислення залишку ε(*n*) [124]. Таким чином, залишок являє собою сигнал на виході КІХ-фільтру з передатною функцією (3.7), тобто, на виході фільтра лінійного передбачення.

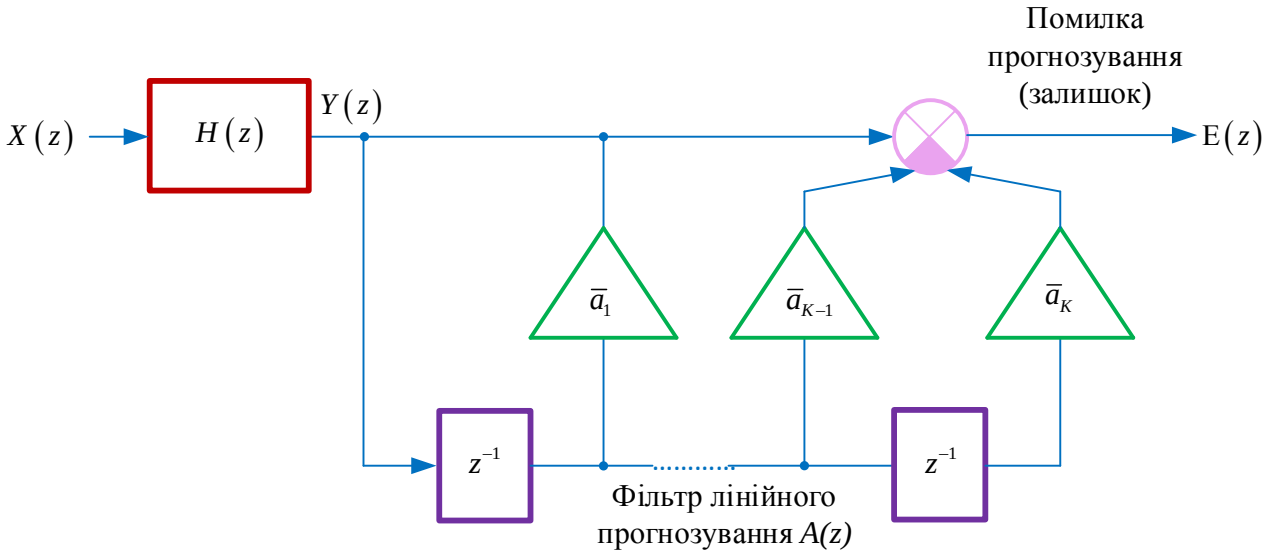


Рисунок 3.4. – Структурна схема системи з фільтром лінійного передбачення

Структурна схема системи та вирази (3.8) та (3.9) показують, що передатна функція побудованої системи з точністю до коефіцієнта b_0 являє собою зворотну передатну функцію фільтра лінійного передбачення [124]

$$H(z)=\frac{b_0}{A(z)}. \tag{3.10}$$

В подальшому буде показано, що лінійне передбачення – це спосіб оцінки спектру сигналу на виході лінійної системи з невідомими параметрами.

Основна увага в роботі надається детермінованому випадку, коли на вході КІХ-фільтру (рис. 3.4) лінійного передбачення порядку K=M-1 діє відомий сигнал $y(n)$, а на виході фільтру маємо залишок (похибку передбачення) ε(n).

При цих умовах для одного кадру сигналу $y(n)$ з L відліків з врахуванням виразу (3.6) різницеве рівняння має вигляд [124]

$$\varepsilon(n) = y(n) - \bar{a}_1 \cdot y(n-1) - ... - \bar{a}_k \cdot y(n-k) - ... - \bar{a}_K \cdot y(n-K); \quad n = 1,2,...,L. \quad (3.11)$$

Бажано, щоб для всіх $n = 1,2,...,L$ (виключаючи $n = 0$) залишок був би рівним нулю [124]

$$\varepsilon(n) = 0, \quad (3.12)$$

тобто

$$y(n) - \underbrace{\bar{a}_1 \cdot y(n-1) - ... - \bar{a}_k \cdot y(n-k) - ... - \bar{a}_K \cdot y(n-K)}_{leaner \quad prediction \quad filter} = 0. \quad (3.13)$$

Оскільки всі відліки сигналу $y(n)$ відомі, складаємо за виразом (3.13) систему лінійних рівнянь при нульових початкових умовах для одного кадру з L відліків, причому $L>>K$. Врахуємо також, що при збудженні сигналом $u_0(n)$ маємо [124]

$$y(0)\big|_{x(n)=u_0(n)} = b_0 \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} n=0; & \bar{a}_1 \cdot y(-1) + ... + \bar{a}_k \cdot y(-k) + ... + \bar{a}_K \cdot y(-K) = y(0) = b_0; \\ n=1; & \bar{a}_1 \cdot y(0) + ... + \bar{a}_k \cdot y(-1) + ... + \bar{a}_K \cdot y(1-K) = y(1) \\ & \vdots \\ n=l; & \bar{a}_1 \cdot y(l-1) + ... + \bar{a}_k \cdot y(l-k) + ... + \bar{a}_K \cdot y(l-K) = y(l) \\ & \vdots \\ n=L; & \bar{a}_1 \cdot y(L-1) + ... + \bar{a}_k \cdot y(L-k) + ... + \bar{a}_K \cdot y(L-K) = y(L) \end{cases} \quad (3.15)$$

Проаналізуємо систему рівнянь (3.15), в якій число невідомих коефіцієнтів K, всі праві частини відомі, кількість рівнянь рівна кількості відліків L на кадрі, що аналізується.

Лінійні системи, в яких число рівнянь перевищує число незалежних коефіцієнтів називаються перевизначеними. Точного розв‘язку перевизначених

систем не існує. За звичай для них використовують метод найменших квадратів Гаусса, коли коефіцієнти $\overline{a}_k$ знаходять із системи рівнянь, складених за похибками ξ_1 у всіх рівняннях (l=1,2,…,L). Тоді система лінійних рівнянь за похибками має вигляд [124]

$$\begin{cases} \xi_1 = y(1) - \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot y(1-k); \\ \vdots \\ \xi_l = y(l) - \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot y(l-k); \\ \vdots \\ \xi_L = y(L) - \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot y(L-k). \end{cases} \tag{3.16}$$

З виразу (3.16) отримано квадрат середньої похибки передбачення [124]

$$\xi_{cp}^2 = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^{L} \xi_l^2. \tag{3.17}$$

Коефіцієнти лінійного передбачення $\overline{a}_k$ повинні бути такими, щоб досягався мінімум виразу (3.17) [124]

$$\xi_{cp}^2 \Rightarrow \min_{\overline{a}_k} \tag{3.18}$$

за всіма коефіцієнтами $\overline{a}_k$, тобто щоб [124]

$$\xi_{cp}^2 = \frac{1}{L} \cdot \sum_{l=1}^{L} \left(y(l) - \sum_{k=1}^{K} \overline{a}_k \cdot y(l-k) \right)^2 \Rightarrow \min_{\overline{a}_k}. \tag{3.19}$$

звідки слідує, що квадрат середньої похибки передбачення є функцією коефіцієнтів $\xi_{cp}^2 = f(\bar{a}_k)$.

Умовою існування мінімуму функції $\xi_{cp}^2 = f(\bar{a}_k)$ є рівність нулю всіх часткових похідних по коефіцієнтах $\bar{a}_k$, k=1,2,…,K, що приводить до наступної системи лінійних рівнянь відносно коефіцієнтів $\bar{a}_k$ [124]:

$$\begin{cases} \dfrac{\partial \xi_{cp}^2}{\partial \bar{a}_1} = -\dfrac{1}{L} \cdot \sum\limits_{l=1}^{L} 2 \cdot \left(y(l) - \sum\limits_{k=1}^{K} \bar{a}_k \cdot y(l-k) \right) \cdot y(l-1) = 0; \\ \vdots \\ \dfrac{\partial \xi_{cp}^2}{\partial \bar{a}_k} = -\dfrac{1}{L} \cdot \sum\limits_{l=1}^{L} 2 \cdot \left(y(l) - \sum\limits_{k=1}^{K} \bar{a}_k \cdot y(l-k) \right) \cdot y(l-k) = 0; \\ \vdots \\ \dfrac{\partial \xi_{cp}^2}{\partial \bar{a}_L} = -\dfrac{1}{L} \cdot \sum\limits_{l=1}^{L} 2 \cdot \left(y(l) - \sum\limits_{k=1}^{K} \bar{a}_k \cdot y(l-k) \right) \cdot y(l-K) = 0. \end{cases} \quad (3.20)$$

Рівняння даної системи легко перетворюються до більш зручного вигляду, що покажемо на прикладі першого рівняння. Константами 2 і -1/L можна знехтувати, так як вони не впливають на результат. З цією метою слід розглянути рівняння [124]

$$\sum_{l=1}^{L} \left[y(l) - \sum_{k=1}^{K} \bar{a}_k \cdot y(l-k) \right] \cdot y(l-1) = 0. \quad (3.21)$$

Вираз, що стоїть в квадратних дужках, помножений почленно на y=(l–1). Після розкриття першої суми, залишено ліворуч отриману подвійну суму [124]

$$\sum_{l=1}^{L} \sum_{k=1}^{K} \bar{a}_k \cdot y(l-k) \cdot y(l-1) = \sum_{l=1}^{L} y(l) \cdot y(l-1) \quad (3.22)$$

і заміни порядку додавання отримано [124]

$$\sum_{l=1}^{L}\bar{a}_k\cdot\sum_{k=1}^{K}y(l-k)\cdot y(l-1)=\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-1). \qquad (3.23)$$

Всі K рівнянь системи приведено до такого ж вигляду і розкрито суми по k. В результаті утворилася нова система рівнянь [124]:

$$\begin{cases} \bar{a}_1\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-1)\cdot y(l-1)+\bar{a}_2\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-2)\cdot y(l-1)+\ldots+\bar{a}_K\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-K)\cdot y(l-1)=\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-1); \\ \bar{a}_1\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-1)\cdot y(l-2)+\bar{a}_2\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-2)\cdot y(l-2)+\ldots+\bar{a}_K\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-K)\cdot y(l-2)=\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-2); \\ \vdots \\ \bar{a}_1\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-1)\cdot y(l-i)+\bar{a}_2\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-2)\cdot y(l-i)+\ldots+\bar{a}_K\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-K)\cdot y(l-i)=\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-i); \\ \vdots \\ \bar{a}_1\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-1)\cdot y(l-K)+\bar{a}_2\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-2)\cdot y(l-K)+\ldots+\bar{a}_K\cdot\sum_{l=1}^{L}y(l-K)\cdot y(l-K)=\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-K), \end{cases} \qquad (3.24)$$

де k=1,2,…,K, i=1,2,…,K.

Оскільки вивчається детермінований випадок, всі відліки сигналу $y(l)$, l=1,2,…,L і всі суми, що містяться в системі, відомі. Тому маємо систему лінійних рівнянь відносно невідомих коефіцієнтів $\bar{a}_k$, в якій коефіцієнти при невідомих виражені сумами.

Слід звернути увагу на вигляд цих сум і розглянути їх, для чого вводяться позначення [124]:

$$\begin{aligned} &\sum_{l=1}^{L}y(l-k)\cdot y(l-i)=R_{ik}; \\ &\sum_{l=1}^{L}y(l)\cdot y(l-i)=R_i, \end{aligned} \qquad (3.25)$$

де k – номер стовбця;

i – номер строки.

Зрозуміло, що всі ці суми являють собою коефіцієнти автокореляції з різними відносними зсувами [30]. Відомо, що коефіцієнти автокореляції є парними функціями часу, тобто їх значення залежать від модуля різниці в часі $|i-k|$, тому має місце рівність [124]

$$R_{ik} = R_{ki}, \tag{3.26}$$

на основі якої отриману систему рівнянь (3.24) можна записати у вигляді [124]:

$$\begin{cases} R_{11}\cdot\bar{a}_1 + R_{12}\cdot\bar{a}_2 + ... + R_{1K}\cdot\bar{a}_K = R_1; \\ R_{12}\cdot\bar{a}_1 + R_{22}\cdot\bar{a}_2 + ... + R_{2K}\cdot\bar{a}_K = R_2; \\ \vdots \\ R_{1i}\cdot\bar{a}_1 + R_{i2}\cdot\bar{a}_2 + ... + R_{iK}\cdot\bar{a}_K = R_i; \\ \vdots \\ R_{1K}\cdot\bar{a}_1 + R_{K2}\cdot\bar{a}_2 + ... + R_{KK}\cdot\bar{a}_K = R_K. \end{cases} \tag{3.27}$$

Система рівнянь (3.27) називається нормальною, легко розв‘язується відомими методами (виключення, Крамера і т. д.) і за звичай зображується в матричній формі [124]

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \dots & R_{1K} \\ R_{12} & R_{22} & \dots & R_{2K} \\ & & \vdots & \\ R_{1i} & R_{2i} & \dots & R_{iK} \\ & & \vdots & \\ R_{1K} & R_{2K} & \dots & R_{KK} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_i \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ \vdots \\ R_i \\ \vdots \\ R_K \end{bmatrix}, \tag{3.28}$$

або

$$\mathbf{R}\cdot\mathbf{a} = \mathbf{r}, \tag{3.29}$$

де **R** – симетрична матриця коефіцієнтів;

a – вектор параметрів лінійного передбачення;

r – вектор вільних членів.

В силу єдиності коефіцієнтів лінійного передбачення $\bar{a}_i$ на кадрі, що досліджується, знак $\left(\bar{}\right)$ для зручності виключений і в подальшому використовуватись не буде.

Прямі методи розв‘язку системи лінійних рівнянь потребують значних часових і матеріальних ресурсів. Час, що відводиться на обчислення коефіцієнтів лінійного передбачення не повинен перевищувати періоду дискретизації T (часу переходу від одного кадру до іншого), тому при зазначеній складності обчислень обробка сигналів в реальному часі може бути пов‘язана з великими труднощами і навіть неможливою.

Проаналізуємо структуру матриці R в виразі (3.28). Із визначення коефіцієнті автокореляції слідує, що:

- головна діагональ матриці складається тільки із коефіцієнтів $R_0 \geq 0$, оскільки [124]

$$R_{ik} = \sum_{l=1}^{L} y(l-k) \cdot y(l-i)\big|_{k=i} = \sum_{l=1}^{L} \left[y(l-k) \right]^2 = \sum_{l=1}^{L} \left[y(l-i) \right]^2 = R_0, \qquad (3.30)$$

звідки маємо також очевидну рівність [124]

$$R_0 = \sum_{l=1}^{L} y^2(l); \qquad (3.31)$$

- будь-яка діагональ, паралельна головній, складається з однакових коефіцієнтів R_j, оскільки різниця в часі $j=k–i$ на діагоналі залишається незмінною;

- матриця залишається симетричною внаслідок рівності коефіцієнтів автокореляції $R_{ik}=R_{ki}$.

Матриці, що мають перелічені властивості, називаються тьопліцевими. Тьопліцеві матриці **R** (3.28) записуються в більш зручній формі [124]

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & \dots & R_{K-1} \\ R_1 & R_0 & R_1 & \dots & R_{K-2} \\ R_2 & R_1 & R_0 & \dots & R_{K-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{K-1} & R_{K-2} & R_{K-3} & \dots & R_0 \end{bmatrix}, \tag{3.32}$$

звідки слідує, що тьопліцева матриця повністю визначається елементами першої строки (першого стовбця). Тепер систему рівнянь (3.28) можна записати у вигляді [124]

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & R_2 & \dots & R_{K-1} \\ R_1 & R_0 & R_1 & \dots & R_{K-2} \\ R_2 & R_1 & R_0 & \dots & R_{K-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{K-1} & R_{K-2} & R_{K-3} & \dots & R_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ \vdots \\ a_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \\ \vdots \\ R_K \end{bmatrix}, \tag{3.33}$$

де вектор вільних членів **r** сформований з елементів матриці.

Особлива структура рівнянь (3.33) дозволяє організувати обчислення параметрів лінійного передбачення за допомогою швидких алгоритмів, серед яких найбільше розповсюдження отримав рекурентний алгоритм Левінсона-Дарбіна [124].

Даний алгоритм є рекурентним. Коефіцієнти a_k фільтра лінійного передбачення порядку K рекурентно обчислюються через розв‘язок різницевих рівнянь вигляду (3.27) [124]

$$R_i = \sum_{k=1}^{i} a_k \cdot R_{i-k}, \quad i = 1,2,...,K, \tag{3.34}$$

коли розв‘язок рівняння порядку i здійснюється через розв‘язок рівняння порядку i–1. Це означає, що на кроці i обчислюється передбачення порядку i, тобто система рівнянь (3.27) обчислюється послідовно для i=1,2,…,K.

Квадрат похибки передбачення в фільтрі лінійного передбачення порядку i на основі виразів (3.17) та (3.19) при нехтуванні неістотним для обчислювання коефіцієнтом 1/L можна записати у вигляді [124]

$$E_i = \sum_{l=1}^{L} \left[y_i(l) - \sum_{k=1}^{i} \overline{a}_k^{(i)} \cdot y_i(l-k) \right]^2, \tag{3.35}$$

або

$$E_i = \sum_{l=1}^{L} y_i^2(l) - \sum_{k=1}^{i} \overline{a}_k^{(i)} \cdot \sum_{l=1}^{L} y_i(l) \cdot y_i(l-k). \tag{3.36}$$

Іншу форму зображення для середньоквадратичної похибки E_i отримаємо, підставивши в вираз (3.36) визначення (3.25) та (3.30)

$$E_i = R_0 - \sum_{k=1}^{i} \overline{a}_k^{(i)} \cdot R_{i-k}, \quad i = 1,2,...,K, \tag{3.37}$$

звідки слідує, що загальна похибка передбачення має два доданки, із яких один є постійним, а інший залежить від коефіцієнтів передбачення. Зрозуміло також, що, по-перше [56]

$$E_0 = R_0, \tag{3.38}$$

і по-друге, від кроку до кроку, тобто від передбачення порядку i–1 до передбачення порядку i, повна похибка передбачення зменшується [56]

$$0 \le E_i \le E_{i-1}. \tag{3.39}$$

В алгоритмі Левінсона-Дарбіна на кожному кроці i обчислюються два робочих параметри:

- повна похибка передбачення E_i для фільтру лінійного передбачення порядку i (3.37);

- допоміжний параметр r_i, пов‘язаний з похибкою передбачення.

В стандартних позначеннях алгоритм Левінсона-Дарбіна полягає в наступному.

Задаються початкові умови (3.38).

Послідовно на кроці ітерації i (i=1,2,…,K) здійснюються обчислення по рекурентним формулам (3.40–3.43) [56]:

$$r_i = \frac{R_i - \sum_{k=1}^{i-1} a_k^{(i-1)} \cdot R_{i-k}}{E_{i-1}}; \tag{3.40}$$

$$a_k^{(i)} = r_i; \tag{3.41}$$

$$a_k^{(i)} = a_k^{(i-1)} - r_i \cdot a_{i-k}^{(i-1)}, \quad 1 \le k \le i-1; \tag{3.42}$$

$$E_i = \left(1 - r_i^2\right) \cdot E_{i-1}. \tag{3.43}$$

Передбачення збільшується на одиницю з кожним кроком, поки не досягне значення K. Остаточний розв‘язок визначається на кроці K співвідношенням

$$a_K = a_K^{(K)}, \quad 1 \le k \le K. \tag{44}$$

Допоміжні параметри r_i в теорії лінійного передбачення прийнято називати коефіцієнтами відбиття.

Суть методу визначення спектральних складових струму і напруги в ланцюгах тягового приводу електровозів змінного струму, що пропонується полягає в наступному:

- на статистичний ряд вхідних даних $x(n)$ накладається вікно Хеммінга довжиною L;
- приймається, що передатна функція лінійної системи (3.5) рівна одиниці;
- складається систему рівнянь (3.24) для вхідних даних $x(n)$;
- вибирається порядок прогнозування K та із складеної системи рівнянь виділяється перший блок розміром $(K \times K)$ для даних з індексом від 0 до $K–1$;
- для кожного рівняння першого блоку даних розраховуються коефіцієнти фільтру прогнозування $a_k^{(i)}$ за допомогою методу Левінсона-Дарбіна та розраховуються значення вихідного сигналу за виразом [56]

$$\overline{y}(n) = \sum_{k=1}^{K} a_k^{(i)} \cdot y(n-k); \tag{3.45}$$

- здійснюється перехід до наступного блоку даних, шляхом збільшення індексу строки кожного рівняння на одиницю;
- для кожного рівняння блоку даних розраховуються коефіцієнти фільтру прогнозування $a_k^{(i)}$ за допомогою методу Левінсона-Дарбіна. Значення вихідного сигналу розраховуються за виразом (3.45) тільки для останнього рівняння блоку;
- кількість блоків, що обробляються буде рівною $L–K–1$;
- визначаються спектральні складові для отриманого ряду стаціонарних детермінованих вихідних сигналів за допомогою дискретного перетворення Фур‘є [56]

$$\overline{Y}(k) = \sum_{n=0}^{L-1} \overline{y}(n) \cdot e^{-j \cdot n \cdot k \cdot \frac{2 \cdot \pi}{L}}, \tag{3.46}$$

де k – номер гармонійної складової;

$\bar{Y}(k)$ – значення гармонійної складової k, зображене в комплексній формі.

3.1.3. Порівняння результатів розрахунку спектральних складових для сигналу відомої форми, виконаних методом, що пропонується і за допомогою дискретного перетворення Фур'є

Спектральні складові для кривої напруги на струмоприймачі електровоза серії ВЛ-80Т,К (рис. 2.25, б) [94] розраховуються двома способами – за допомогою запропонованого методу і за допомогою дискретного перетворення Фур'є. В першому випадку будемо вважається, що крива напруги є випадковою величиною, в другому – стаціонарною. Розрахунки будуть вестись для 129 точок вхідних даних для перших 20 гармонійних складових. Частота дискретизації рівна частоті першої гармоніки – 50 Гц. В першому випадку порядок прогнозування вибирається рівним 25. Отримані комплексні значення спектральних складових записуються у вигляді амплітудно-частотного (АЧС) та фазо-частотного спектру (ФЧС). Результати занесені до табл. 3.1.

Як видно з табл. 3.1 похибки розрахунків спектральних складових напруги на струмоприймачі, розрахованих методом, що пропонується не перевищують 10% від даних, розрахованих за допомогою дискретного перетворення Фур'є. Це свідчить, що запропонований метод визначення спектральних складових напруг і струмів в силових ланцюгах тягового приводу електровозів змінного струму є адекватним.

Таблиця 3.1 – Порівняння результатів розрахунку спектральних складових кривої напруги, розрахованих за допомогою запропонованого методу і швидкого перетворення Фур‘є.

№ гармоніки	Параметр					
	Амплітудно-частотний спектр			Фазо-частотний спектр		
	Метод, що пропонується, *кВ*	Дискретне перетворення Фур‘є, *кВ*	Похибка, %	Метод, що пропонується, град.	Дискретне перетворення Фур‘є, град.	Похибка, %
0	0	0	0	97,932	97,932	0
1	36724,04	36720	–0,011	0	0	0
2	364,1242	366,728	0,71	188,0579	190,502	1,283
3	1927,554	1931,804	0,22	211,508	211,36	–0,07
4	201,474	201,474	0	189,6473	191,09	0,755
5	1612,596	1613,806	0,075	171,0368	172,246	0,702
6	95,14656	93,686	–1,559	173,1447	169,29	–2,277
7	1304,175	1298,682	–0,423	126,3916	126,489	0,077
8	30,47362	31,326	2,721	181,6177	188,729	3,768
9	950,8043	955,832	0,526	75,51634	75,651	0,178
10	81,73902	81,3	–0,54	235,0212	232,745	–0,978
11	695,4829	694,684	–0,115	16,75609	16,806	0,297
12	56,83048	56,738	–0,163	220,1404	219,2	–0,429
13	542,8692	541,91	–0,177	–59,9054	–59,097	–1,368
14	121,7659	122,250	0,396	199,5761	202,881	1,629
15	569,3737	570,132	0,133	233,6553	233,338	–0,136
16	79,66509	79,212	–0,572	133,0798	133,797	0,536
17	580,9516	580,818	–0,023	173,9031	172,369	–0,89
18	117,004	117,004	0	–80,1052	–79,595	–0,641
19	615,8742	621,618	0,924	113,5113	111,57	–1,74
20	107,808	105,746	–1,95	–41,0812	–38,799	–5,882

3.2. Математична та імітаційна моделі гібридного компенсатора реактивної потужності

3.2.1. Розробка структурної схеми системи управління компенсатором реактивної потужності

Математична модель активної частини гібридного фільтра розроблена з урахуванням його розрахункової схеми (рис. 3.5) [126]. Транзистори VT1–VT4 і діоди VD1–VD4 утворюють схему чотириквадрантного перетворювача, підключеного до джерела змінної напруги u_2 (вторинна обмотка трансформатора) через дросель, що згладжує L_a. Ланцюг постійного струму активного фільтра моделюється джерелом напруги, внутрішній опір якого r_a.

За своїм схемним виконанням та алгоритмом управління перетворювач є автономним інвертором напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) напруги. Схема чотириквадрантного перетворювача являє собою два зустрічно включених мостових випрямляча: керованого VT1–VT4 і некерованого VD1–VD4, з'єднаних з боку затискачів змінної напруги. До цих точок підключено вихідне джерело змінної напруги u_2. Вхідна напруга у вигляді джерела ЕРС E_d включена між анодною та катодною групами некерованого випрямляча VD1–VD4. Принцип роботи перетворювача передбачає включення індуктивності L_a ланцюг джерела u_2. Включення та вимикання транзисторів VT1–VT4 перетворювача здійснюється за законом, що забезпечує широтно-імпульсну модуляцію напруги формою модулюючої напруги.

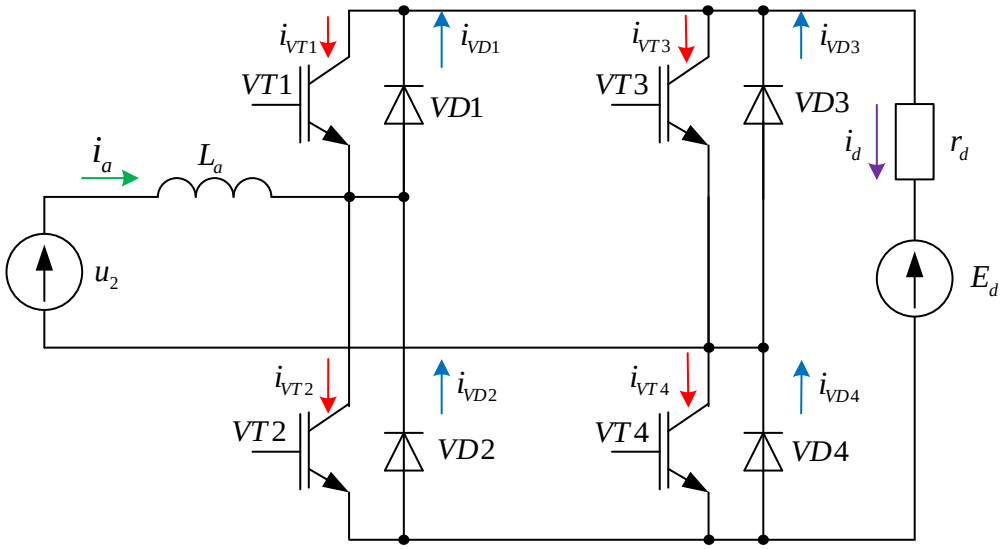


Рисунок 3.5 – Розрахункова схема активного фільтра

Керуюча напруга для VT1–VT4 формується системою управління шляхом порівняння двох сигналів: модулюючої напруги u_M і напруги генератора пилкоподібної напруги u_{GSTV} (рис. 3.6). Частота генератора $f_{GSTV}=k\cdot f_M$ має бути непарно-кратною частотою джерела u_2. На рис. 3.6 показані діаграми напруги та струмів, що відносяться до роботи 4qS-перетворювача з k=9. Імпульси управління транзисторами VT1–VT4 формуються в моменти рівності напруг u_M і u_{GSTV} і відповідають наступним логічним функціям:

$$\begin{aligned} VT1 &= \begin{cases} 1 & якщо \quad u_M - u_{GSTV} \geq 0, \\ 0 & якщо \quad u_M - u_{GSTV} < 0, \end{cases} \\ VT2 &= \begin{cases} 1 & якщо \quad -u_M - u_{GSTV} \geq 0, \\ 0 & якщо \quad u_M - u_{GSTV} < 0, \end{cases} \\ VT3 &= \overline{VT1}, \quad VT4 = \overline{VT2}. \end{aligned} \tag{3.47}$$

Згідно рис. 3.6 при включенні діагональних транзисторів VT1 і VT4 (VT2, VT3) формується напруга u_{11} на затискачах змінного струму перетворювача з амплітудою $\pm E_d$, що регулюється за законом модулюючої напруги u_M. Фаза напруги u_{11} залежить від фазового кута зміщення модулюючої напруги u_M щодо напруги джерела u_2. У цьому випадку при зустрічному включенні джерел u_2 та E_d струм у ланцюзі i_a можна визначити за формулою:

$$L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = u_2 - u_{11}. \qquad (3.48)$$

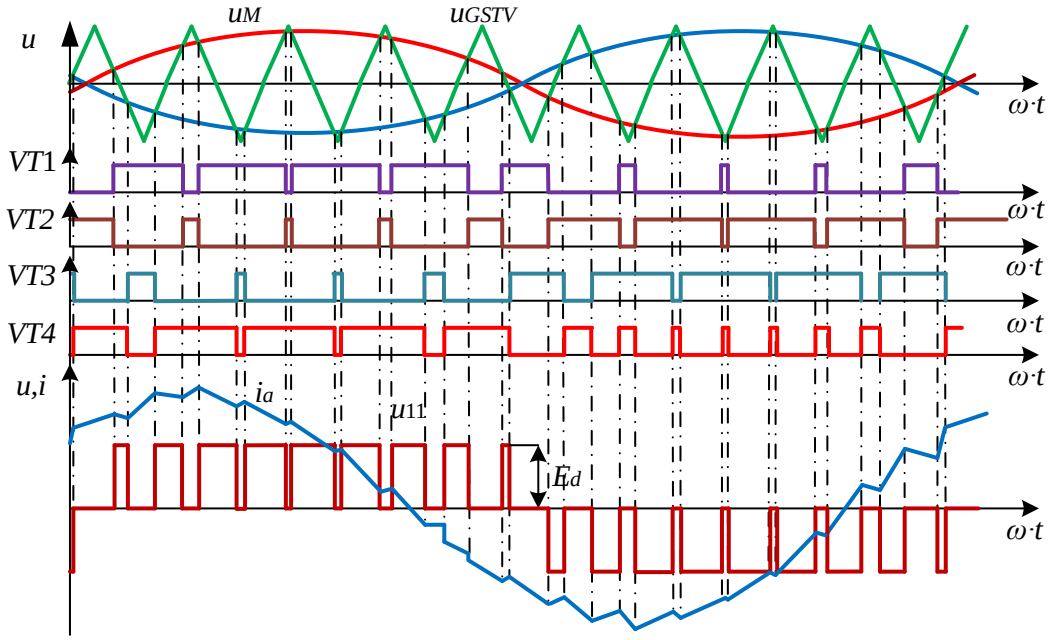


Рисунок 3.6 – Діаграми струму та напруги, що пояснюють роботу автономного інвертора напруги

При включенні суміжних елементів (наприклад VT3 і VD1) утворюється контур струму, що замикається через зворотний діод VD1 і транзистор VT3. При цьому джерело E_d відключено від перетворювача закритими транзисторами VT2, VT4, тому напруга на затискачах змінного струму u_{11}, а також струм i_d дорівнюють нулю. Вихідний струм перетворювача i_a обмежений індуктивністю L_a, при u_{11}=0 визначається виразом

$$L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = u_2. \qquad (3.49)$$

При di_a/dt>0 відбувається зростання струму i_a і накопичування енергії в індуктивності L_a.

З рис. 3.6 слідує, що вихідний струм i_a має вигляд ламаної лінії, що складається з ділянок наростання та спадання. Ступінь згладжування струму визначається індуктивністю L_a вхідного джерела, а також частотою пилкоподібної напруги u_{GSTV}. Збільшення цих значень робить форму i_a більш згладженою. Система рівнянь, складена за першими та другим законами Кірхгофа, для схеми, зображеної на рис. 3.5 має вигляд

$$
\begin{aligned}
&i_{VD1} + i_{VD3} - i_{VT1} - i_{VT3} - i_d = 0,\\
&i_{VT1} + i_{VD2} - i_{VT2} - i_{VD1} + i_d = 0,\\
&i_{VT2} + i_{VT4} - i_{VD2} - i_{VD1} + i_d = 0,\\
&i_{VT1} \cdot r_{VT1} + i_{VD1} \cdot r_{VD1} = 0,\\
&i_{VT2} \cdot r_{VT2} + i_{VD2} \cdot r_{VD2} = 0,\\
&i_{VT3} \cdot r_{VT3} + i_{VD1} \cdot r_{VD1} + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = u_2,\\
&i_{VT4} \cdot r_{VT4} + i_{VD2} \cdot r_{VD2} + L_a \cdot \frac{di_a}{dt} = u_2,\\
&i_{VT3} \cdot r_{VT3} + i_{VD3} \cdot r_{VD3} = 0,\\
&i_{VT4} \cdot r_{VT4} + i_{VD4} \cdot r_{VD4} = 0,\\
&i_{VT3} \cdot r_{VT3} + i_{VD4} \cdot r_{VD4} + i_d \cdot r_d = -E_d.
\end{aligned}
\qquad (3.50)
$$

В рівняннях (3.50) позначені: r_{VT1}–r_{VT4}, r_{VD1}–r_{VD4} – опори транзисторів VT1–VT4 і діодів VD1–VD4 відповідно; u_2 – напруга вторинної обмотки трансформатора; E_d – напруга в ланцюгу випрямленого струму, i_{VT1}–i_{VT4}, i_{VD1}–i_{VD4}, i_a та i_d – струми гілок.

В роботі [56] зазначалося, що одним із способів побудови системи керування активною частиною компенсатора реактивної потужності може бути побудова системи, робота якої адаптована до форми струму, що протікає у вторинній обмотці тягового трансформатора. Прикладом такої схеми може бути схема управління, зображена на рис. 3.7.

Принцип роботи цієї схеми наступний. За допомогою датчика струму вимірюється значення струму, що протікає, в ланцюгах вторинної обмотки тягового трансформатора. Вимірювання виконуються дискретно. Дискретні

значення за допомогою аналогово-цифрового перетворювача (АЦП) перетворюються на двійковий код і подаються в блок визначення гармонійних складових, де розраховуються спектральні складові амплітудно-частотного $A_{I2(\omega)}$ та фазо-частотного $\varphi_{I2}(\omega)$ спектру. У блоці виділення вищих спектральних складових всі спектральні складові як амплітудно-частотного, так і фазо-частотного спектра, крім першої гармоніки, множаться на одиницю. Спектральні складові першої гармоніки розмножуються на нуль.

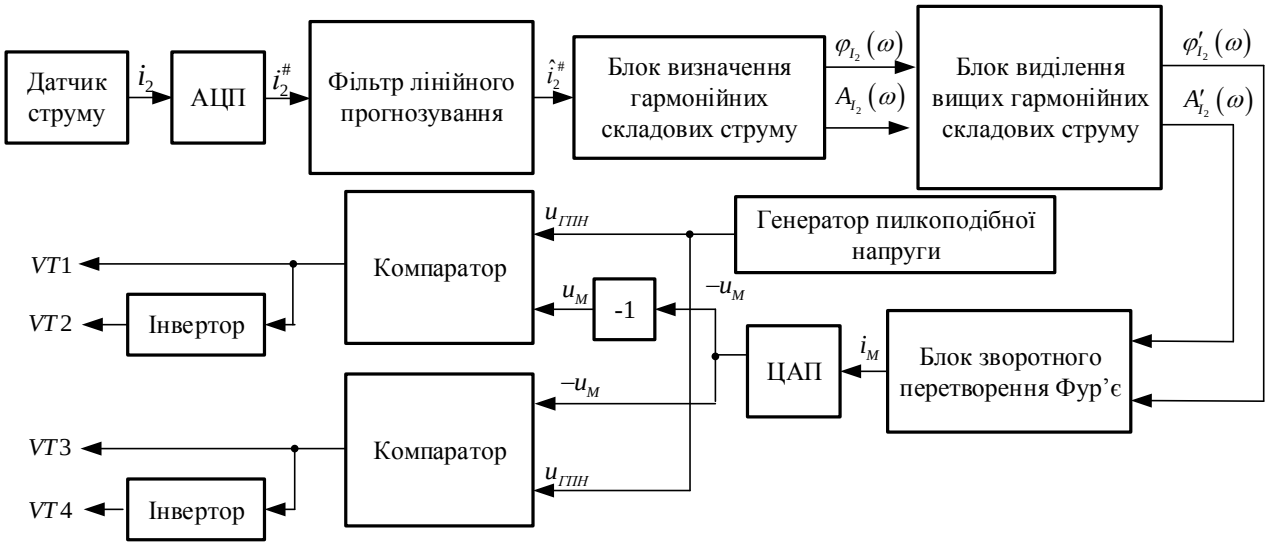


Рисунок 3.8 – Схема керування активною частиною компенсатора реактивної потужності

Після цього виконується зворотне перетворення Фур'є з метою отримання кривої модуляції струму i_M. Струм модуляції подається на цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), у якому з цифрової форми перетворюється на аналогову форму. Оскільки для отримання кривої модуляції струму із струму силових ланцюгів слід відняти отримане значення струму, на схемі воно позначене як $-u_M$. Для реалізації широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) згідно з рис. 3.8 слід мати два канали. Один канал, що працює з прямою формою сигналу модуляції та реалізує закони управління транзисторів VT1 і VT2. Другий канал, що працює з формою сигналу модуляції, фаза якого відрізняється на π радіан від прямої форми сигналу модуляції та реалізує закони управління для транзисторів VT3 і VT4. Для цього прямий модулюючий сигнал $-u_M$, який реалізує закон управління для транзисторів VT1 і VT2 на виході ЦАП,

множиться -1 і подається на компаратор, де порівнюється з напругою пилкоподібного генератора u_{GSTV}. Для транзисторів VT3 і VT4 модуляційний сигнал подається на інший компаратор, де порівнюється з напругою пилоподібного генератора напруги u_{GSTV}. На виходах компараторів формуються імпульси керування транзисторами VT1 та VT3. Відповідно до рівнянь (3.47) керуючі сигнали для транзисторів VT2 та VT4 є інверсіями керуючих сигналів для транзисторів VT1 та VT3. На схемі ця операція виконується інвертором, який інвертує значення сигналів керуючих для транзисторів VT1 і VT3 відповідно. У роботі [56] показано, що блок визначення гармонійних складових за умови, коли напругу в контактній мережі можна вважати випадковою величиною, повинен виконувати такі функції:

- за допомогою фільтра лінійного передбачення вхідна величина, якою в даному випадку є струм силових ланцюгів тягового приводу, перетворюється з випадкової неергодичної величини на ергодичну величину, до якої можна застосовувати дискретне перетворення Фур'є;

- за допомогою дискретного перетворення Фур'є визначаються складові амплітудно-частотного та фазо-частотного спектру.

Виходячи з вищевикладеного, структурна схема блоку визначення гармонійних складових має вигляд, як показано на рис. 3.9.

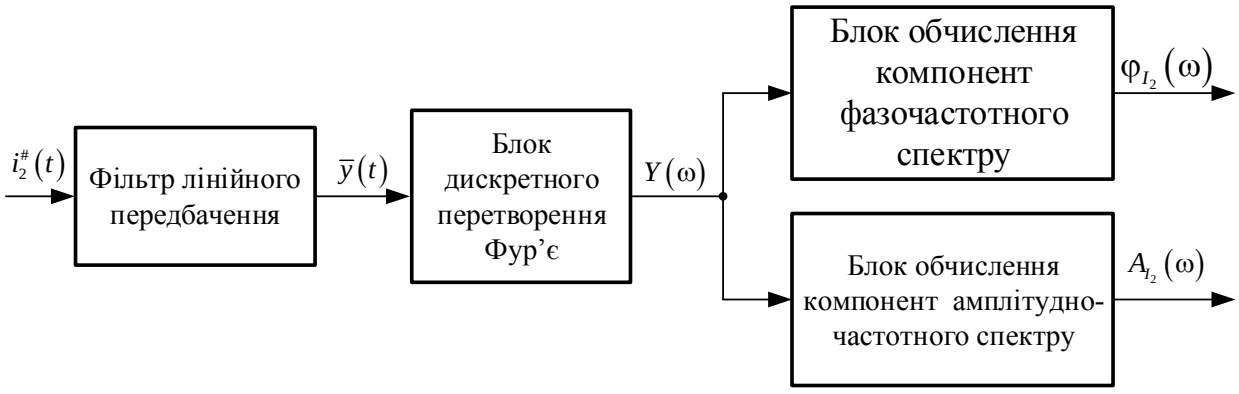


Рисунок 3.9 – Структурна схема блоку визначення гармонійних складових

Оскільки вхідний струм на виході аналогово-цифрового перетворювача є дискретною величиною в часі, можна ввести таке позначення

$$i_2^{\#}(t) = i_2^{\#}(nT) = i_2^{\#}(n) = x(n). \qquad (3.51)$$

де T – період дискретизації;

n – номер відліку.

Сутність методу визначення спектральних складових струмів та напруг у ланцюгах тягового приводу електровозів змінного струму для запропонованої схеми (рис. 3.9) описана вище і реалізовується за допомогою математичної моделі, описаної рівняннями (3.25), (3.29) та (3.38–3.46).

Оскільки для реалізації алгоритму роботи системи управління компенсатором реактивної потужності використовуються рекурентні формули, при розробці імітаційної моделі систему управління найзручніше реалізовувати у вигляді програмного блоку.

3.2.2. Розробка моделі тягового приводу електровоза серії ВЛ-80К з компенсатором реактивної потужності

Схема вмикання гібридного компенсатора в силові ланцюги електровоза змінного струму зображена на рис. 3.10 [94].

Імітаційна модель гібридного компенсатора реактивної потужності виконана у програмному середовищі MATLab. Силова частина, що реалізує схему (рис. 3.10), виконана на елементах бібліотеки Simscape/Electrical/Specialized Power Systems. Система управління реалізована за допомогою програми, з якої в силову частину передаються сигнали управління транзисторами VT1–VT4. Компенсатор реактивної потужності на імітаційній моделі об'єднаний у блок «Компенсатор реактивної потужності».

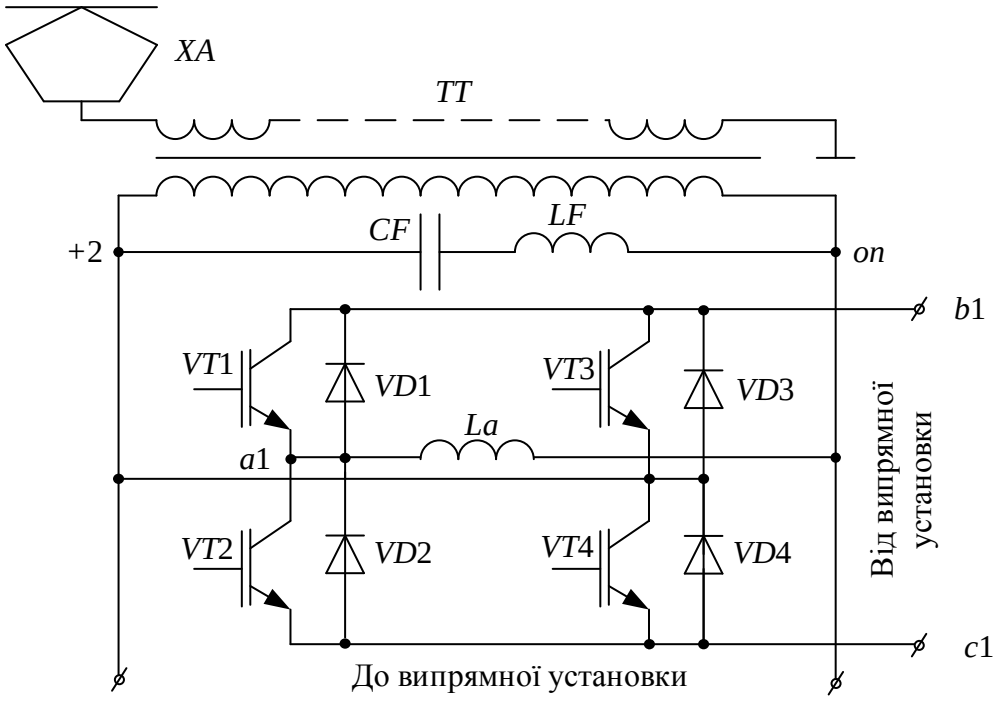


Рисунок 3.10 – Схема підключення гібридного фільтра на електровозах серій ВЛ-80К

Імітаційна модель тягового приводу однієї секції електровоза із компенсаторами реактивної потужності представлена на рис. 3.11. Усі дослідження проводилися для номінального режиму роботи тягового електроприводу, якому відповідає позиція 28 контролера машиніста. Для реалізації номінального режиму роботи тягового приводу слід перерахувати момент опору на валу двигунів та момент інерції двигуна з врахуванням маси поїзду та опору руху поїзда.

Електромагнітний момент на валу якоря ТЕД [127]

$$M_E = \frac{F_{kd} \cdot D_k}{2 \cdot \mu \cdot \eta_z}, \tag{3.52}$$

де F_{kd} – сила тяги на ободі колісної пари, H ;

$\mu = \frac{88}{21}$ – передавальне відношення тягового редуктора;

$\eta_z = 0,975$ – коефіцієнт корисної дії (ККД) зубчатої передачі редуктора.

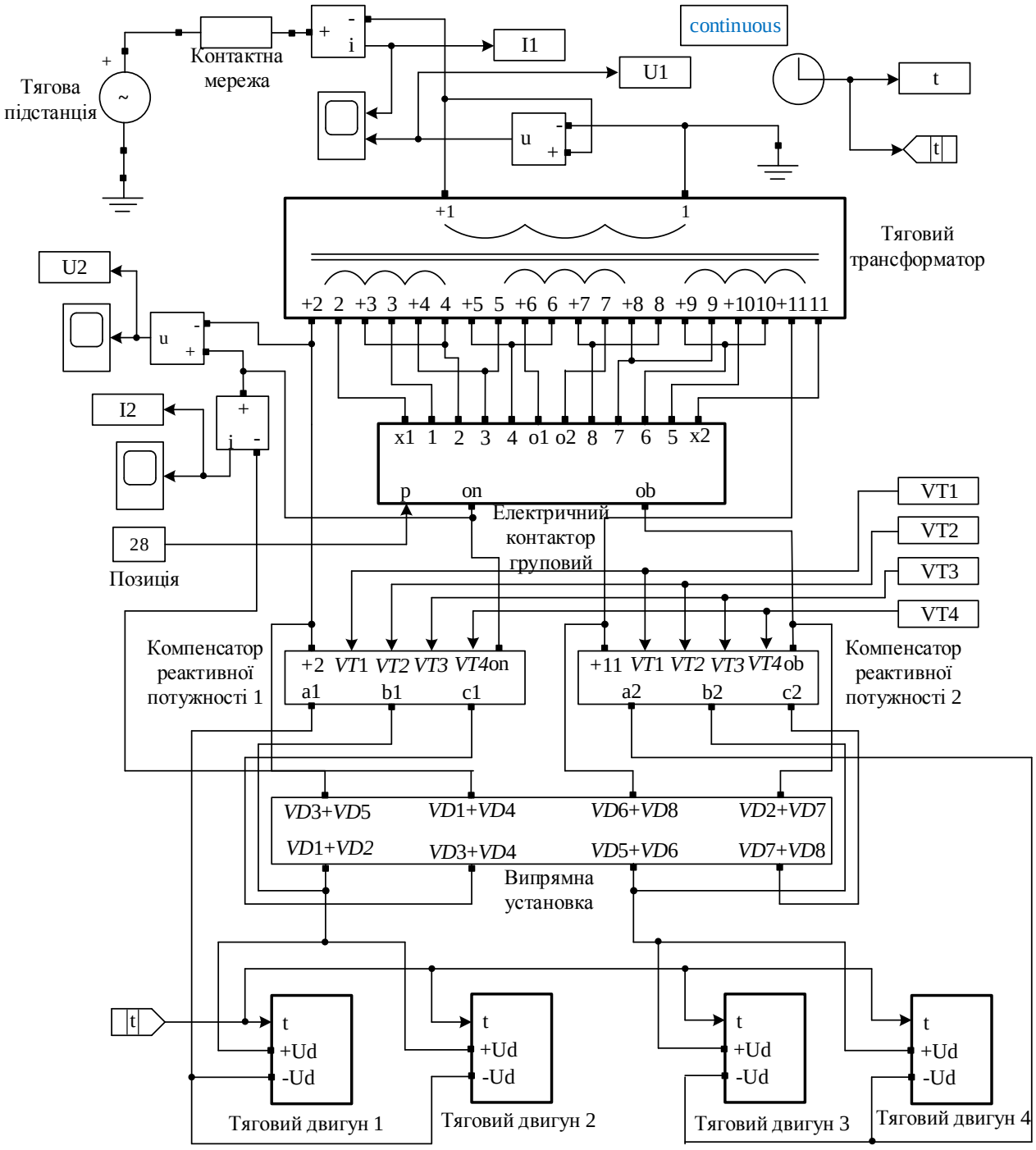


Рисунок 3.11 – Модель тягового приводу однієї секції електровоза серії ВЛ-80К з компенсатором реактивної потужності

Електротягову характеристику ТЕД (типу НБ-418К6) можна зобразити наступним чином [127]

$$F_{kd} = \begin{cases} 3,68 \cdot 10^{-5} \cdot i_я^2 + 1,39 \cdot 10^{-2} \cdot i_я + 5,74 \cdot 10^{-2} \quad при \quad i_я < 250 A; \\ 0.077 \cdot i_я \quad при \quad 250 < i_я < 600 A; \\ 7,142 \cdot 10^{-6} \cdot i_я^2 + 6,972 \cdot 10^{-2} \cdot i_я - 11,479 \quad при \quad i_я > 600 A. \end{cases} \tag{3.53}$$

В системі рівнянь (3.53) сила тяги колісної пари F_{kd} виражається в $кН$.

Рівняння руху поїзда [127]

$$\frac{dv}{dt} = \frac{\left(F_k - W_k\right) \cdot 3,6}{M_p \cdot \left(1 + \gamma\right) \cdot 10^3}, \tag{3.54}$$

де $\frac{dv}{dt}$ – прискорення поїзда, $м / с^2$;

F_k – сила тяги електровоза, $Н$;

W_k – опір руху поїзда, $Н$;

M_p – маса поїзда, $т$;

$\gamma = 0,0583$ – коефіцієнт інерції вузлів поїзда, що обертаються [127].

Маса поїзда [127]

$$M_p = P + Q, \tag{3.55}$$

де $P = 184$ – маса локомотива, $т$;

$Q = 4926$ – маса рухомого складу, $т$.

Опір руху поїзда [127]

$$W_k = \left(P + Q\right) \cdot g \cdot w_k, \tag{3.56}$$

де $g = 9,81$ – прискорення сили тяжіння, $м / с^2$;

w_k – повний питомий опір руху поїзда, $Н / кН$ [127]

$$w_k = w_0 + i_k, \tag{3.57}$$

де w_0 – основний питомий опір руху поїзда, $Н / кН$;

$i_k = 1$ – коефіцієнт крутизни елемента ділянки шляху, ‰.

Основний питомий опір руху поїзда можна апроксимувати наступною залежністю [127]

$$w_0 = 1,275 \cdot 10^{-4} \cdot v^2 + 4,189 \cdot 10^{-3} \cdot v + 0,98, \tag{3.58}$$

де $v = 48,6$ – швидкість руху поїзду, що відповідає 28 позиції контролеру машиніста в номінальному режимі, $км / год$.

Момент опору на валу якоря ТЕД з врахуванням сили опору руху поїзда має вигляд [127]

$$M_0 = \frac{W_k \cdot R_k}{N_{дв} \cdot \mu \cdot \eta_z}, \tag{3.59}$$

де $R_k = 0,625$ – радіус кола колісної пари, $м$;

$N_{дв} = 8$ – кількість тягових двигунів на електровозі.

Рівняння руху якоря ТЕД під навантаженням (2.8) з врахуванням (3.59) має вигляд

$$J_p \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_E - M_0, \tag{3.60}$$

де J_p – момент інерції електропривода з врахуванням маси поїзда [127]

$$J_p = \frac{(P+Q)\cdot(1+\gamma)\cdot R_k^2 \cdot 10^3}{N_{дв}\cdot \eta_z \cdot \mu^2}. \qquad (3.61)$$

В результаті розрахунків отримано значення моменту опору на валу двигуна M_c=7723 Н·м, момент інерції електропривода з врахуванням маси поїзда J_p=4231 кг·м^2.

На імітаційній моделі (2.26) вставлені відповідні значення.

Елементи пасивної частини гібридного компенсатора реактивної потужності розраховані виходячи з наступних міркувань.

Ємність конденсатора фільтра визначається реактивною потужністю, що споживається навантаженням і розраховується у відповідності до наступного співвідношення [128]

$$C_f = \frac{Q_{пот}}{2\cdot\pi\cdot f_1 \cdot U_C^2} = \frac{1066\cdot 10^3}{2\cdot\pi\cdot 50\cdot 620^2} = 8827, мкФ, \qquad (3.62)$$

де f_1=50 Гц – частота основної гармоніки напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора;

U_C=U_2=1218 В – напруга на конденсаторі (табл. 2.1);

$Q_{пот}$ – номінальне значення реактивної потужності.

$$Q_{пот} = I_2 \cdot U_2 \cdot \sqrt{1-k_p^2} = 1750\cdot 1218\cdot\sqrt{1-0{,}866^2} = 1066, кВАр, \qquad (3.63)$$

де I_2=1750 А – струм першої гармоніки вторинної обмотки тягового трансформатора (табл. 2.1);

k_p=0,866 – коефіцієнт потужності вторинної обмотки тягового трансформатора (табл. 2.1).

За отриманим значенням ємності конденсатора визначено необхідне значення індуктивності дроселя, що задовольняє умові резонансу напруги на

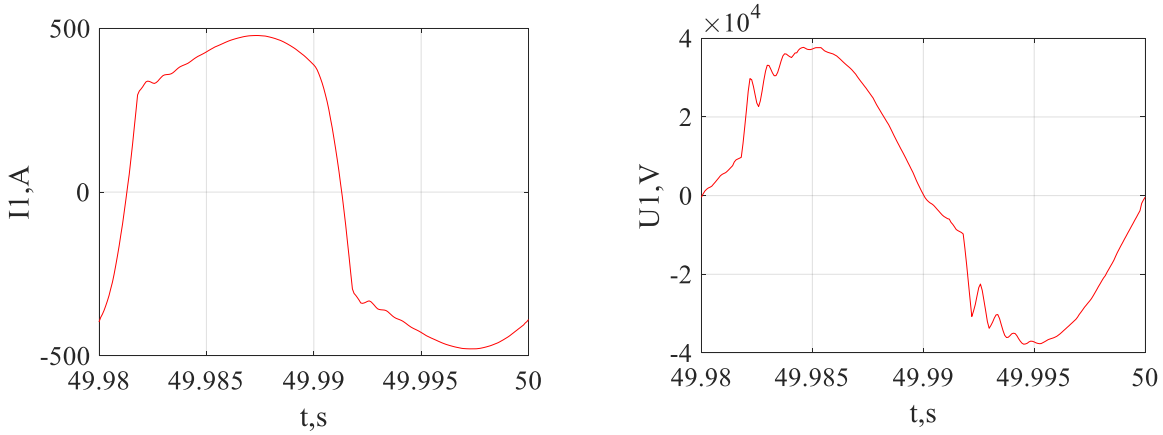
частоті першої гармоніки напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора.

$$L_f = \frac{1}{\left(2 \cdot \pi \cdot f_1\right)^2 \cdot C_f} = \frac{1}{\left(2 \cdot \pi \cdot 50\right)^2 \cdot 2287 \cdot 10^{-6}} = 4,44, мГн. \quad (3.64)$$

Елементи пасивного фільтру на імітаційній моделі реалізовані на елементах бібліотеки Simscape/Electrical/Specialized Power Systems і війшли до складу блоків «Компенсатор реактивної потужності 1» та «Компенсатор реактивної потужності 2».

3.2.3. Результати моделювання роботи тягового приводу з компенсатором реактивної потужності

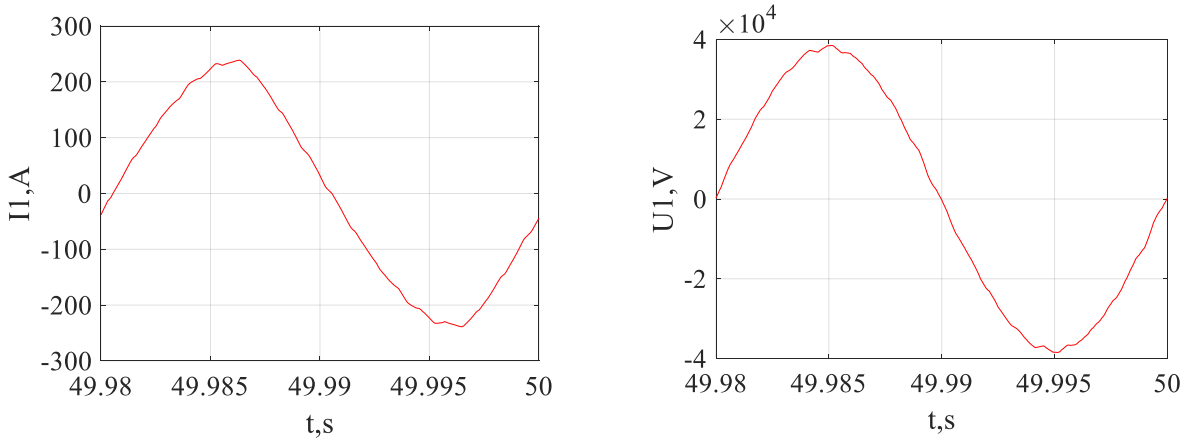
На імітаційній моделі (рис. 3.11) проведено чотири експерименти. Перший полягав в отриманні часових діаграм напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора (рис. 3.12) без компенсатора реактивної потужності і при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі носить стаціонарний детермінований характер.



а) б)

Рисунок 3.12. Часові діаграми струму (а) і напруги (б) на первинній обмотці тягового трансформатора, отримані в ході проведення першого експерименту

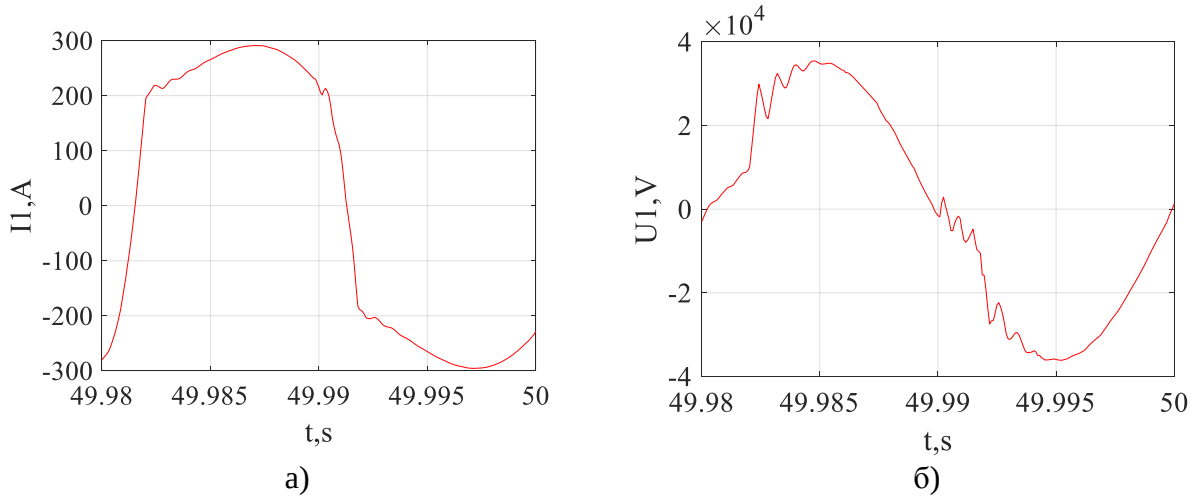
Другий експеримент полягав в отриманні часових діаграм напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора (рис. 3.13) з компенсатором реактивної потужності і при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі носить стаціонарний детермінований характер. Третій – в отриманні часових діаграм напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора (рис. 3.14) без компенсатора реактивної потужності і при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі носить нестаціонарний недетермінований характер. Четвертий – в отриманні часових діаграм напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора (рис. 3.14) з компенсатором реактивної потужності і при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі носить нестаціонарний недетермінований характер.



а) б)

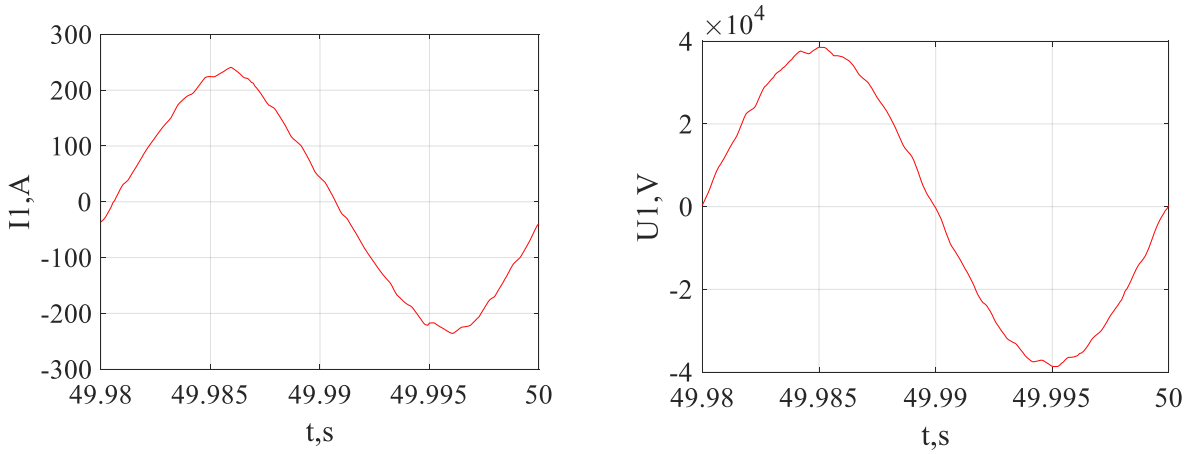
Рисунок 3.13 – Часові діаграм струму (а) і напруги (б) на первинній обмотці тягового трансформатора, отримані в ході проведення другого експерименту

Всі чотири експерименти проводились для номінального режиму роботи тягового приводу з підтриманням частоти обертання валу двигуна номінальною – 915 об/хв. На рис. 3.12 – 3.15 приведені графіки струмів і напруг первинної обмотки тягового трансформатора для сталого режиму.



а) б)

Рисунок 3.14. – Часові діаграми струму (а) і напруги (б) на первинній обмотці тягового трансформатора, отримані в ході проведення третього експерименту



а) б)

Рисунок 3.15. – Часові діаграми струму (а) і напруги (б) на первинній обмотці тягового трансформатора, отримані в ході проведення четвертого експерименту

За отриманими результатами моделювання були розраховані амплітудно-частотні та фазочастотні спектри струмів і напруг первинної обмотки тягового трансформатора у відповідності до виразу (3.46). Кількість відліків на період приймалась рівною N=256. На основі отриманих значень спектральних складових бля всіх чотирьох експериментів коефіцієнт потужності і повна потужність, що споживається електровозом з контактної мережі.

Коефіцієнт потужності електровоза при відключеному приводі допоміжних машин визначався за формулою [128]

$$k_p = \frac{P_{1(1)}}{S}, \tag{3.65}$$

де $P_{1(1)}$ – активна потужність, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора на основній частоті контактної мережі;

S – повна потужність, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора.

Активна потужність, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора на основній частоті контактної мережі [128]

$$P_{1(1)} = I_{1(1)} \cdot U_{1(1)} \cdot cos\left(\varphi_{U_{1(1)}} - \varphi_{I_{1(1)}}\right), \tag{3.66}$$

$I_{1(1)}$ – амплітуда першої гармонічної складової в первинній обмотці тягового трансформатора;

$U_{1(1)}$ – амплітуда першої гармонічної складової напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_{U1(1)}$ – фаза першої гармонічної складової напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_{I1(1)}$ – фаза першої гармонічної складової струму в первинній обмотці тягового трансформатора.

Повна потужність, що споживається тяговим трансформатором, визначалась за формулою [128]

$$S = \sum_{i=0}^{N} \sqrt{\left(P_{1(i)}\right)^2 + \left(Q_{1(i)}\right)^2}, \tag{3.67}$$

де $P_{1(i)}$ – активна потужність i-ї гармонічної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора;

$Q_{1(i)}$ – реактивна потужність *i*-ї гармонічної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора.

Активна потужність *i*-ї гармонічної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора, розраховувалась за формулою [128]

$$P_{1(i)} = U_{1(i)} \cdot I_{1(i)} \cdot cos\left(\varphi_{1(i)}\right). \tag{3.68}$$

Реактивна потужність *i*-ї гармонічної складової, що споживається первинною обмоткою тягового трансформатора, розраховувалась за формулою [128]

$$Q_{1(i)} = U_{1(i)} \cdot I_{1(i)} \cdot sin\left(\varphi_{1(i)}\right). \tag{3.69}$$

В формулах (3.67)–(3.69):

$U_{1(i)}$ – амплітуда *i*-ї гармонічної складової напруги на первинній обмотці тягового трансформатора;

$I_1(i)$ – амплітуда *i*-ї гармонічної складової в первинній обмотці тягового трансформатора;

$\varphi_1(i)$ – фазовий зсув між *i*-ми гармонічними складовими напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора;

N – кількість гармонічних складових напруги і струму первинної обмотки тягового трансформатора.

Фазовий зсув між першими гармонічними складовими напруги і струму на первинній обмотці тягового трансформатора визначався за формулою [128]

$$\varphi_{1(i)} = \varphi_{U1(i)} - \varphi_{I1(i)}. \tag{3.70}$$

Результати розрахунків наведені в таблице 3.2.

Таблиця 3.2 –Результати розрахунків коефіцієнтів потужності і повної потужності, що споживається електровозом з контактної мережі

Параметр	Номер експерименту			
	1	2	3	4
Коефіцієнт потужності, в.о.	0,85	0,918	0,833	0,912
Повна потужність, що споживається електровозом з контактної мережі, кВ·А	4886	4525	6543	4643

Як видно з таблиці 3.2, застосування гібридного компенсатора реактивної потужності в системі тягового приводу призводить до збільшення коефіцієнту потужності і, як наслідок, до зменшення повної потужності, що споживається електровозом з контактної мережі.

Найбільш помітний ефект від застосування компенсатора реактивної потужності при нестаціонарному недетермінованому процесі зміни напруги в контактній мережі. Так, в тяговому приводі без компенсатора реактивної потужності при нестаціонарному недетермінованому процесі зміни напруги в контактній мережі повна потужність, що споживається електровозом з контактної мережі, збільшилась на 33,9% в порівнянні з випадком стаціонарного детермінованого процесу зміни напруги в контактній мережі. Аналогічне порівняння для тягового приводу з компенсатором реактивної потужності показало, що збільшення повної потужності, яка споживається електровозом з контактної мережі, відбулося на 2,6%.

ПРИКІНЦЕВІ ПОЛОЖЕННЯ І ВИСНОВКИ

В монографії вирішене актуальне та важливе науково-технічне завдання – синтез компенсатора реактивної потужності, робота якого адаптована до зміни параметрів напруги контактної мережі з метою підвищення коефіцієнту потужності електровозів змінного струму

В роботі отримані наступні основні результати.

1. Проведеним комплексом досліджень факторів, які сприяють зниженню коефіцієнта потужності на електровозах змінного струму встановлено:

1) Експлуатація електрорухомого складу залізниць вностить в систему тягового електропостачання наступні спотворення:

- відхилення і коливання напруги та частоти;
- несиметрію трифазних напруг і струмів;
- несинусоїдальність напруг і струмів;

імпульси, короткочасні провали і викиди напруги.

2) Найбільший вплив здійснюють фазовий зсув між тягового струмом і напругою вторинної обмотки тягового трансформатора та несинусоїдальний характер напруги та струму.

2. Аналіз напрямків підвищення коефіцієнту потужності електровозів змінного струму показав:

1) Найбільш ефективним є застосування ГКРП;

2) На форму кривої напруги в контактній мережі та, відповідно, і на спектральний склад напруги здійснює вплив ряд експлуатаційних факторів, серед яких: відстань від електровоза до тягової підстанції, знаходження або відсутність в даній фідерній зоні іншого ЕРС, проходження фідерної зони іншим ЕРС, параметри контактної мережі, як «довгої лінії», тощо.

3) Розглянуті фактори призводять до доцільності врахування зміни напруги в контактній мережі як випадкового неергодичного процесу, до якого неможливо застосування методів перетворення Фур‘є при аналізі спектрального складу напруги та струму. Запропоновано при побудові системи

керування активною частиною КРП використовувати методи кореляційного аналізу.

2. Засобами моделювання розроблено імітаційну модель тягового двигуна серії НБ-418, що застосовуються на електровозах ВЛ-80к, яка враховує:

1) Нелінійний характер залежності індуктивностей якірного кола та кола збудження від струму збудження;

2) Нелінійний характер залежності магнітного потоку тягового двигуна від струму збудження;

3) Магнітні втрати в сталі тягового двигуна від вихрових струмів та гістерезис.

3. На імітаційній моделі тягового двигуна для номінального режиму зняті наступні пускові характеристики:

1) Струму якоря. Порівняння з паспортними даними показало, що похибка визначення струму якоря склала 6,93%;

2) Крутного моменту на валу двигуна. Порівняння з паспортними даними показало, що похибка визначення крутного моменту на валу двигуна склала 3,4%;

3) Магнітного потоку. Порівняння з паспортними даними показало, що похибка магнітного потоку склала 2,34%;

4) Швидкості обертання валу двигуна. Порівняння з паспортними даними показало, що похибка швидкості обертання валу двигуна склала 4%.

Отримані результати свідчать про високу достовірність результатів моделювання.

4. Розроблено імітаційну модель тягового приводу електровоза серії ВЛ-80к з врахуванням алгоритму переключення контакторів електричного контактора групового (ЕКГ) в залежності від позиції на контролері машиніста. Для номінального режиму, що відповідає 28 позиції контролеру машиніста, зняті наступні пускові характеристики без врахування роботи системи приводу допоміжних машин:

1) Швидкості обертання валу двигуна. Похибка визначення швидкості обертання валу двигуна склала 1,76%;

2) Струму первинної обмотки тягового трансформатора. Похибка визначення струму первинної обмотки тягового трансформатора склала 7,19%;

3) Напруги на первинній обмотці тягового трансформатора Похибка визначення напруги на первинній обмотці тягового трансформатора склала 0,66%;

4) Струму однієї секції вторинної обмотки тягового трансформатора. Похибка визначення струму однієї секції вторинної обмотки тягового трансформатора склала 0,21%;

5) Напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора. Похибка визначення напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора склала 1,76%.

Отримані результати свідчать про високу достовірність результатів моделювання.

5. За отриманими значеннями струму первинної обмотки тягового трансформатора, напруги на первинній обмотці тягового трансформатора, струму однієї секції вторинної обмотки тягового трансформатора та напруги на вторинній обмотці тягового трансформатора розраховані та побудовані відповідні амплітудно-частотні та фазочастотні спектри. На основі отриманих даних розраховано коефіцієнт потужності електровоза при відключеній системі приводу допоміжних машин, значення якого склало 0,85. Цей показник не відповідає вимогам Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг (коефіцієнт потужності споживача має бути не меншим за 0,9). Цей факт свідчить про необхідність розробки заходів, направлених на компенсацію реактивної потужності в складі тягового приводу електровозу.

6. Розроблено схему керування активною частиною КРП, в якій запропоновано включити до складу блоку визначення гармонійних складових

фільтр лінійного передбачення на основі доопрацьованого методу Левінсона-Дарбіна.

7. Розраховано значення пасивних елементів компенсатора реактивної потужності.

8. Розроблено імітаційну модель гібридного компенсатора реактивної потужності.

9. Доповнено модель тягового приводу електровоза серії ВЛ-80к моделлю гібридного компенсатора реактивної потужності.

10. На імітаційних моделях тягового приводу електровоза серії ВЛ-80к без компенсатора та з компенсатором реактивної потужності проведено наступні експерименти:

1) Зняті часові діаграми струму та напруги на первинній обмотці тягового трансформатора при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є стаціонарним детермінованим процесом;

2) Зняті часові діаграми струму та напруги на первинній обмотці тягового трансформатора при умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є нестаціонарним недетермінованим процесом.

11. Для всіх випадків розраховані коефіцієнти потужності електровоза та значення повної потужності, що споживається електровозом у сталому режимі.

1) Без ГКРП і умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є стаціонарним детермінованим процесом значення коефіцієнту потужності склало 0,85, потужності, що споживається електровозом у сталому режимі – 4886 кВА;

2) З ГКРП і умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є стаціонарним детермінованим процесом значення коефіцієнту потужності склало 0,918, потужності, що споживається електровозом у сталому режимі – 4525 кВА;

3) Без ГКРП і умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є нестаціонарним недетермінованим процесом значення коефіцієнту потужності

склало 0,833, потужності, що споживається електровозом у сталому режимі – 6543 кВА;

4) З ГКРП і умові, що процес зміни напруги в контактній мережі є нестаціонарним недетермінованим процесом значення коефіцієнту потужності склало 0,912, потужності, що споживається електровозом у сталому режимі – 4643 кВА.

Як видно з отриманих результатів, застосування ГКРП призводить до збільшення коефіцієнту потужності електровоза і, як наслідок, до зменшення споживання повної потужності із системи тягового електропостачання. Особливо ефект від застосування ГКРП є помітним при нестаціонарному недетермінованому процесі зміни напруги в контактній мережі, тобто, в реальних умовах експлуатації електровозу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сиченко, В. Г. (2015). Вплив електроенергетичних процесів у системах тягового електропостачання на якість електричної енергії. *Гірнича електромеханіка та автоматика*, *94*, 25—30.

2. Сиченко, В. Г., Саєнко, Ю. Л., Босий, Д. О. (2015). Якість електричної енергії у тягових мережах електрифікованих залізниць. *Монографія*. *Дніпропетовськ: ПФ «Стандарт-СерВіс»,* 344.

3 Kale, S. E., & Joshi, K. D. (2017). Railway Traction System: Current Status and Apportunities. *Int. J. Elect. Eng., 10(*1*),* 47-56.

4. Salah, F., Ilg., J. P., Flath, C. M., Basse, H., & Van Dinther, C. (2015). Impact of electric vehicles on distribution substations: A Swiss case study. *Applied Energy, 137*, 88-96. https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2014.09.091.

5 Schuller, A., Flath, C. M., & Gottwalt, S. (2015). Quantifying load flexibility of electric vehicles for renewable energy integration. *Applied Energy, 151*, 335-344.

6. Douglas, H., Roberts, C., Hillmansen, S., & Schmid, F. (2015). An assessment of available measures to reduce traction energy use in railway networks. *Energy Conversion and Management, 106*, 1149-1165. https://doi.org/10.1016/j.enconman.2015.10.053.

7. González-Gil, A., Palacin, R., & Batty, P. (2015). Optimal energy management of urban rail systems: Key performance indicators. *Energy Conversion and Management, 90*, 282-291.

8. Yang, X., Li, X., Ning, B., & Tang, T. (2016). A survey on energy-efficient train operation for urban rail transit. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 17(*1*),* 2-13. https://doi.org/10.1109/TITS.2015.2447507.

9. Ahmadi, A., Tavakoli, A., Jamborsalamati, P., Rezaei, N., Miveh, M. R., Gandoman, F. H., Heidari, A., & Nezhad, A. E. (2019). Power quality improvement in smart grids using electric vehicles: a review. *IET Electrical Systems in Transportation*, *9*(2), 53-64. https://doi.org/10.1049/iet-est.2018.5023.

10. Milešević, B., Uglešić, I., & Filipović-Grčić, B. (2016). Power quality analysis in electric traction system with three-phase induction motors. *Electric power systems research, 138*, 172-179. https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.02.027.

11. Гулак, С. О., & Єрмоленко, Е. К. (2016). Модель системи Тягова підстанція–контактна мережа–тяговий привід електровоза серії ВЛ-80 Т, К. *Збірник наукових праць Державного економіко-технологічного університету транспорту. Серія: Транспортні системи і технології*, (28), 99-109.

12. Гулак, С. О., & Єрмоленко, Е. К. (2018). Розробка математичної моделі для дослідження роботи приводу допоміжних машин електровозів серій ВЛ-80Т, К, що працюють в несинусоїдальному та несиметричному режимах. *Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля*, 2, 80-92.

13. Goolak, S. (2018). Методичні рекомендації щодо застосування моделі фізичних процесів у трифазному асинхронному двигуні. *Транспортні системи і технології*, *1*(32), 4-13. https://doi.org/10.32703/2617-9040-2018-32-1-4-13.

14. Apollonskiy, S. M. (2015). Problems of electromagnetic compatibility in electricity of rail system. *Transportation systems and technology*, *1*(2), 110-126. https://doi.org/10.17816/transsyst201512110-126.

15. Babu, A., & Sreejaya, P. (2015, November). Reduced Rating Railway Power Conditioners in Co-phase Traction and Traditional traction system. In *2015 International Conference on Control Communication & Computing India (ICCC)* (pp. 291-296). IEEE. https://doi.org/10.1109/ICCC.2015.7432908.

16. Goolak, S., Yermolenko, E., & Zaika, D. (2019). Аналіз впливу електрорухомого складу на показники якості електроенергії тягової системи електропостачання. *Транспортні системи і технології, 1*(33), 156-170. https://doi.org/10.32703/2617-9040-2019-33-1-14.

17. ГОСТ 13109-97. (1997). Норми якості електричної енергії в системах електропостачання загального призначення.

18. Жиленков, А. А. (2015). Повышение эффективности систем автоматического управления качеством энергии автономных электростанций. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, *6*(9 (78)), 10-16. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2015.56752.

19. Костин, Н. А., & Петров, А. В. (2011). Методы определения составляющих полной мощности в системах электрической тяги. *Технічна електродинаміка*, *3*, С. 53 – 89.

20. Методика розрахунку технологічних втрат в пристроях електропостачання. (2003). *ЦЕ 0007. Затв.: Наказ Укрзалізниці № 342 від 28.08.2003. Київ.*

21. Barinov, I. A., & Melnichenko, O. V. (2019, March). Power IGBTs application in AC-wire DC-motor locomotive thyristor-based power circuit for regenerative brake energy efficiency increase. In *2019 International conference on industrial engineering, applications and manufacturing (ICIEAM)* (pp. 1-5). IEEE. https://doi.org/10.1109/ICIEAM.2019.8742933.

22. Kundur, P. S., & Malik, O. P. (2022). Power system stability and control. McGraw-Hill Education.

23. Tahir, Y., Khan, I., Rahman, S., Nadeem, M. F., Iqbal, A., Xu, Y., & Rafi, M. (2021). A state-of-the-art review on topologies and control techniques of solid-state transformers for electric

vehicle extreme fast charging. *IET Power Electronics*, *14*(9), 1560-1576. https://doi.org/10.1049/pel2.12141.

24. Nour, M., Chaves-Ávila, J. P., Magdy, G., & Sánchez-Miralles, Á. (2020). Review of positive and negative impacts of electric vehicles charging on electric power systems. *Energies*, *13*(18), 4675. https://doi.org/10.3390/en13184675.

25. Impram, S., Nese, S. V., & Oral, B. (2020). Challenges of renewable energy penetration on power system flexibility: A survey. *Energy Strategy Reviews*, *31*, 100539. https://doi.org/10.1016/j.esr.2020.100539.

26. Arcia-Garibaldi, G., Cruz-Romero, P., & Gómez-Expósito, A. (2018). Future power transmission: Visions, technologies and challenges. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, *94*, 285-301. https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.06.004.

27. Sarkar, M. N. I., Meegahapola, L. G., & Datta, M. (2018). Reactive power management in renewable rich power grids: A review of grid-codes, renewable generators, support devices, control strategies and optimization algorithms. *IEEE Access*, *6*, 41458-41489. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2838563.

28. Chawda, G. S., Shaik, A. G., Mahela, O. P., Padmanaban, S., & Holm-Nielsen, J. B. (2020). Comprehensive review of distributed FACTS control algorithms for power quality enhancement in utility grid with renewable energy penetration. *IEEE Access*, *8*, 107614-107634. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3000931.

29. Song, J., Jung, S., Lee, J., Shin, J., & Jang, G. (2021). Dynamic performance testing and implementation for static var compensator controller via hardware-in-the-loop simulation under large-scale power system with real-time simulators. *Simulation Modelling Practice and Theory*, *106*, 102191. https://doi.org/10.1016/j.simpat.2020.102191.

30. Lü, X., Wu, Y., Lian, J., Zhang, Y., Chen, C., Wang, P., & Meng, L. (2020). Energy management of hybrid electric vehicles: A review of energy optimization of fuel cell hybrid power system based on genetic algorithm. *Energy Conversion and Management*, *205*, 112474. https://doi.org/10.1016/j.enconman.2020.112474.

31. Subhashrao, Y. P., & Mubarak, M. A. (2015). Analysis and Minimization of Harmonics of Thyristor Controlled Reactors (TCR). *International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT)*, *4*(10), 37-49.

32. Pasupuleti, A. M. O. J. (2014). Design of an Almost Harmonic-free TCR. *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, *7*(2), 388-395.

33. Skrunes, M. (2018). *Study on the Reactive Power Behaviour of the Variable Frequency Transformer*. *Master's thesis, NTNU*.

34. Hingorani, N. G. (2007, June). FACTS technology-state of the art, current challenges and the future prospects. In *IEEE Power Engineering Society General Meeting* (Vol. 2, p. 11).

35. Bai, D. N., Gao, P. F., Yan, X. G., & Wang, Y. (2021). Intelligent forming technology: State-of-the-art review and perspectives. *Journal of Advanced Manufacturing Science and Technology*, *1*(3), 2021008.

36. Havryliuk, V. (2018, August). Modelling of the return traction current harmonics distribution in rails for AC electric railway system. In *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)* (pp. 251-254). IEEE. https://doi.org/10.1109/EMCEurope.2018.8485160.

37. Zhang, L., Li, X., Liang, S., & Han, D. (2022). Research on the influence of electric railway bilateral power supply on power system and countermeasures. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, *137*, 107769. https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107769.

38. Makhubele, J. W., & Ogudo, K. A. (2021, December). Analysis of Harmonic Contents of Hysteresis-band Current Controller Pulse Width Modulation Technique on a Single-Phase Full-Bridge Inverter Using MATLAB Software. In *2021 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET)* (pp. 1-5). IEEE. https://doi.org/10.1109/ICECET52533.2021.9698618.

39. Sun, P., Li, K., & Xing, C. (2020). A partial compensation scheme for MMC-based railway cophase power supply. *Transportation Safety and Environment*, *2*(4), 305-317. https://doi.org/10.1093/tse/tdaa020.

40. Alamillo, J. M. (2020). *Deportes: The Making of a Sporting Mexican Diaspora*. Rutgers University Press.

41. Vlasevskiy, S. V., Malysheva, O. A., & Melnichenko, O. V. (2019, October). Energy Efficient Reversible Converter for an Alternating Current Locomotive. In *2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon)* (pp. 1-5). IEEE. https://doi.org/10.1109/FarEastCon.2019.8934861.

42. Sato, K., Kato, H., & Fukushima, T. (2020). Development of SiC applied traction system for next-generation shinkansen high-speed trains. *IEEJ Journal of Industry Applications*, *9*(4), 453-459. https://doi.org/10.1541/ieejjia.9.453.

43. Li, J., Liu, Q., Zhai, Y., Molinas, M., & Wu, M. (2020). Analysis of harmonic resonance for locomotive and traction network interacted system considering the frequency-domain passivity properties of the digitally controlled converter. *Frontiers in Energy Research*, *8*, 523333. https://doi.org/10.3389/fenrg.2020.523333.

44. Rolle, I. A., Chu, M., & Xi, F. (2022). The main electrical equipment of the ac electric locomotive. In *Scientific research of the SCO countries: synergy and integration* (pp. 142-149).

45. Morais, V. A., Afonso, J. L., Carvalho, A. S., & Martins, A. P. (2020). New reactive power compensation strategies for railway infrastructure capacity increasing. *Energies*, *13*(17), 4379. https://doi.org/10.3390/en13174379.

46. Alnuman, H., Gladwin, D., & Foster, M. (2018). Electrical modelling of a DC railway system with multiple trains. *Energies*, *11*(11), 3211. https://doi.org/10.3390/en11113211.

47. Гулак С. О. (2020). Підвищення енергетичних показників електровозів змінного струму за рахунок адаптованої до системи електропостачання компенсації реактивної потужності. Дисертація кандидата технічних наук. *Харків. Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»*.

48. Nayak, B., Sahu, S., & Choudhury, T. R. (2018). Parameter estimation of DC motor using adaptive transfer function based on Nelder-Mead optimization. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, *9*(3), 696-702. https://doi.org/10.11591/ijeecs.v9.i3.pp696-702.

49. Drubetskyi A. Y. (2017). Approximation of universal magnetic characteristic for modelling electric traction machines. *Science and Transport Progress*, *67*(1), 106-116. https://doi.org/10.15802/stp2017/94031.

50. Kulinich, Y. M., Shukharev, S. A., & Drogolov, D. Y. (2019). Simulation of the pulsating current traction motor. *VNIIZHT Scientific Journal*, *78*(5), 313-319. https://doi.org/10.21780/2223-9731-2019-78-5-313-319.

51. Shepovalova, O. V., & Belenov, A. T. (2017). Investigation of DC motors mechanical characteristics with powered by comparable capacity PV array. *Energy Procedia*, *119*, 990-994. https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.07.132.

52. Evseev, V. Y., & Savos'kin, A. N. (2020). A mathematical model of a collector traction motor with separate consideration of eddy currents of the main and additional poles. *Russian Electrical Engineering*, *91*(9), 557-563. https://doi.org/10.3103/S1068371220090047.

53. Litovchenko, V. V., Nazarov, D. V., & Sharov, V. A. (2020). Simulation Model of a Direct-Current Electric Locomotive with Commutator Traction Motors. *Russian Electrical Engineering*, *91*(1), 69-76. https://doi.org/10.3103/S1068371220010071.

54. Spiryagin, M., Wolfs, P., Cole, C., Spiryagin, V., Sun, Y. Q., & McSweeney, T. (2016). *Design and simulation of heavy haul locomotives and trains*. CRC Press. https://doi.org/10.1201/9781315369792.

55. Castaneda, C. E., Loukianov, A. G., Sanchez, E. N., & Castillo-Toledo, B. (2011). Discrete-time neural sliding-mode block control for a DC motor with controlled flux. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *59*(2), 1194-1207. https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2161246.

56. Goolak, S., Tkachenko, V., Bureika, G., & Vaičiūnas, G. (2020). Method of spectral analysis of traction current of AC electric locomotives. *Transport*, *35*(6), 658-668. https://doi.org/10.3846/transport.2020.14242.

57. Liu, R., & Li, L. (2019). Calculation method of magnetic material losses under DC bias using statistical loss theory and energetic hysteresis model. *IEEE Transactions on Magnetics*, *55*(10), 1-4. https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2921357.

58. Zhang, H., & Mueller, M. (2021). Electromagnetic properties of curved HTS trapped field stacks under high-frequency cross fields for high-speed rotating machines. *Superconductor Science and Technology*, *34*(4), 045018. https://doi.org/10.1088/1361-6668/abe4b6.

59. Kwon, H., & Park, H. (2021). Numerical Investigation of Optimal Air Flowrate for Cooling 600 W Brushless Direct-Current Motor. *Journal of Thermal Science and Engineering Applications*, *13*(4), 041008. https://doi.org/10.1115/1.4048755.

60. Rens, J., Vandenbossche, L., & Dorez, O. (2020). Iron Loss Modelling of Electrical Traction Motors for Improved Prediction of Higher Harmonic Losses. *World Electric Vehicle Journal*, *11*(1), 24. https://doi.org/10.3390/wevj11010024.

61. Zhao, J., Quan, X., Jing, M., Lin, M., & Li, N. (2018). Design, Analysis and Model Predictive Control of an Axial Field Switched-Flux Permanent Magnet Machine for Electric Vehicle/Hybrid Electric Vehicle Applications. *Energies*, *11*(7), 1859. https://doi.org/10.3390/en11071859.

62. Cheng, G., Guo, X., Wen, Y., Wang, Q., Li, G., & Zhou, R. (2018, October). Electromagnetic modeling and analysis of 3-DOF permanent magnet spherical motor using magnetic equivalent circuit method. In *2018 21st international conference on electrical machines and systems (ICEMS)* (pp. 2643-2648). IEEE. https://doi.org/10.23919/ICEMS.2018.8548998.

63. Goolak, S., Sapronova, S., Tkachenko, V., Riabov, I., & Batrak, Y. (2020). Improvement of the model of power losses in the pulsed current traction motor in an electric locomotive. *Eastern-European journal of enterprise technologies*, *6*(5(108)), 36-46. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.218542.

64. Goolak, S., Tkachenko, V., Sapronova, S., Spivak, O., Riabov, I., & Ostroverkh, O. O. (2021). Determination of inductances for pulsating current traction motor. *Technology audit and production reserves*, *2*(1(58)), 40-43. https://doi.org/10.15587/2706-5448.2021.229217.

65. Goolak, S., Gerlici, J., Sapronova, S., Tkachenko, V., Lack, T., & Kravchenko, K. (2019). Determination of Parameters of Asynchronous Electric Machines with Asymmetrical Windings of Electric Locomotives. *Communications-Scientific letters of the University of Zilina*, *21*(2), 24-31. https://doi.org/10.26552/com.C.2019.2.24-31.

66. Byelkina, E., & Zhukov, A. C (2015). Analysis of methods for approximating the magnetization curve of electrical steel. *Innovative Science, 2*(5), 22-27.

67. Sandomirskii, S. G. (2016). Structural and phase sensitivity of the maximum differential magnetic susceptibility of steel. *Russian Metallurgy (Metally), 2016*(7), 619-624. https://doi.org/10.1134/S0036029516070144.

68. Chang, L., Jahns, T. M., & Blissenbach, R. (2019). Generalized dynamic hysteresis model for improved iron loss estimation of complex flux waveforms. *IEEE Transactions on Magnetics, 55*(7), 1-13. https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2889239.

69. Shi, P., Jin, K., Zhang, P., Xie, S., Chen, Z., & Zheng, X. (2018). Quantitative inversion of stress and crack in ferromagnetic materials based on metal magnetic memory method. *IEEE Transactions on Magnetics, 54*(10), 1-11. https://doi.org/10.1109/TMAG.2018.2856894.

70. Kachniarz, M., & Szewczyk, R. (2017). Study on the Rayleigh Hysteresis Model and its Applicability in Modeling Magnetic Hysteresis Phenomenon in Ferromagnetic Materials. *Acta Physica Polonica, A., 131*(5). https://doi.org/10.12693/APhysPolA.131.1244.

71. Meeker, D. C., Filatov, A. V., & Maslen, E. H. (2004). Effect of magnetic hysteresis on rotational losses in heteropolar magnetic bearings. *IEEE Transactions on Magnetics, 40*(5), 3302-3307. https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.831664.

72. de la Barrière, O., Ragusa, C., Appino, C., & Fiorillo, F. (2019). Loss Prediction in DC-Biased Magnetic Sheets. IEEE *Transactions on Magnetics, 55*(10), 1-14. https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2921000.

73. Fomin, O., Kulbovsky, I., Sorochinska, E., Sapronova, S., Bambura, O. (2017). Experimental confirmation of the theory of implementation of the coupled design of center girder of the hopper wagons for iron ore pellets. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 5*(1 (89)), 11-18. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2017.109588.

74. Okorokov, A. M., Fomin, O. V., Lovska, A. O., Vernigora, R. V. , Zhuravel, I. L., Fomin, V. V. (2018). Research into a possibility to prolong the time of operation of universal semi-wagon bodies that have exhausted their standard resource. *Eastern-European journal of enterprise technologies. 3*(7(93)), 20-26. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.131309.

75. Schauerte, B., Steentjes, S., Thul, A., & Hameyer, K. (2019). Iron-loss model for arbitrary magnetization loci in NO electrical steel. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 61*(S1), 89-96. https://doi.org/10.3233/JAE-191599.

76. Ragusa, C., Zhao, H., Appino, C., Khan, M., de la Barrière, O., & Fiorillo, F. (2016). Loss decomposition in non-oriented steel sheets: the role of the classical losses. *IEEE Magnetics Letters, 7*, 1-5. https://doi.org/10.1109/LMAG.2016.2604204.

77. Liu, R., & Li, L. (2019). Calculation method of magnetic material losses under DC bias using statistical loss theory and energetic hysteresis model. *IEEE Transactions on Magnetics, 55*(10), 1-4. https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2921357.

78. Zhao, H., Ragusa, C., Appino, C., de la Barrière, O., Wang, Y., & Fiorillo, F. (2018). Energy losses in soft magnetic materials under symmetric and asymmetric induction waveforms. *IEEE Transactions on Power Electronics, 34*(3), 2655-2665. https://doi.org/110.1109/TPEL.2018.2837657.

79. Barg, S., Ammous, K., Mejbri, H., & Ammous, A. (2016). An improved empirical formulation for magnetic core losses estimation under nonsinusoidal induction. *IEEE Transactions on power electronics, 32*(3), 2146-2154. https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2555359.

80. Yue, S., Yang, Q., Li, Y., & Zhang, C. (2018). Core loss calculation for magnetic materials employed in SMPS under rectangular voltage excitations. *AIP Advances, 8*(5), 056121-1-056121-6. https://doi.org/10.1063/1.5007201.

81. Gubarevych, O., Goolak S., Gorobchenko, O., & Sklyarenko, I. (2020). Specified approach to calculation of pulse current traction loss losses. *Technical sciences and technologies, 1* (19), 206-227. https://doi.org/10.25140/2411-5363-2020-1(19)-206-227.

82. Raulin, V., Radun, A., & Husain, I. (2004). Modeling of losses in switched reluctance machines. *IEEE Transactions on Industry Applications, 40*(6), 1560-1569. https://doi.org/10.1109/TIA.2004.836225.

83. Yeremin, G. N. (2017). Standardization of electrical and precision types of metal products. Improvement paths. Steel, (2), 55-58.

84. Tey, W. Y., Lee, K. M., Asako, Y., Tan, L. K., & Arai, N. (2020). Multivariable power least squares method: Complementary tool for Response Surface Methodology. *Ain Shams Engineering Journal, 11*(1), 161-169. https://doi.org/10.1016/j.asej.2019.08.002.

85. Nekhayev, V., Nikolayev, V., Smalev, A., & Vedruchenko, V. (2019). To the estimation of the locomotive power. *News of the Trans-Siberian Railway, 3*(39), 14-30.

86. Gorobchenko, O., Fomin, O., Fomin, V., & Kovalenko, V. (2018). Study of the influence of electric transmission parameters on the efficiency of freight rolling stock of direct current. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 1*(3(91)), 60-67. https://doi.org/10.15587/1729-4061.2018.121713.

87. Matyuk, V., & Osipov, A. (2011). Mathematical models of the magnetization curve and magnetic hysteresis loops. Part I. Analysis of models. *Non-destructive testing and diagnostics*, (2), 2-35.

88. Goolak, S., Riabov, Ie., Tkachenko, V., Sapronova, S., & Rubanik, I. (2021). Model of pulsating current traction motor taking into consideration magnetic losses in steel. *Electrical Engineering & Electromechanics*, *6*, 11–17. https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.6.02,

89. Chiriac, G., Nituca, C., & Sticea, D. (2019, May). Electric Locomotive Laboratory Test Bench for Research and Educational Purposes. In *2019 8th International Conference on Modern Power Systems (MPS)* (pp. 1-4). IEEE. https://doi.org/10.1109/MPS.2019.8759652.

90. Elagab, A. M., & El-Amin, I. M. (2022). The Impact of Electrical Traction Drives on Power System Quality under Different Loading Conditions. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 1-16. https://doi.org/10.1007/s13369-022-06774-w.

91. Ray, D. K., Rai, A., Khetan, A. K., Mishra, A., & Chattopadhyay, S. (2020). Brush fault analysis for Indian DC traction locomotive using DWT-based multi-resolution analysis. *Journal of The Institution of Engineers (India): Series B*, *101*(4), 335-345. https://doi.org/10.1007/s40031-020-00468-3.

92. Kovalov, V., Kovalova, Yu., & Shcherbak, I. (2022). Mechanical Power of DC Motors with Polygarmonic Power Supply, *Problemele energeticii regionale*, *1*(53), 1-9, 2022. : https://doi.org/10.52254/1857-0070.2022.1-53.01/

93. Goolak, S., Yermolenko, E., Tkachenko, V., Sapronova, S., & Yurchenko, V. (2022). Determination of Voltage at the Rectifier Installation of the Electric Locomotive Vl-80K for Each Position of the Controller Driver's. *Technology Audit and Production Reserves*, *1*((1)63), 23-29. https://doi.org/10.15587/2706-5448.2022.251947.

94. Гулак, С. О., & Єрмоленко, Е. К. (2016). Модель системи Тягова підстанція–контактна мережа–тяговий привід електровоза серії ВЛ-80 Т, К. *Збірник наукових праць Державного економіко-технологічного університету транспорту. Серія: Транспортні системи і технології*, 28, 99-109.

95. Rajaby, E., & Sayedi, S. M. (2022). A structured review of sparse fast Fourier transform algorithms. *Digital Signal Processing*, 103403. https://doi.org/10.1016/j.dsp.2022.103403.

96. Parikh, R. S., & Patel, A. R. (2014). A user friendly Simulink model for FC-TCR to investigate power system issues. *International Journal for Scientific Research & Development*, *1*(12), 2653-2656.

97. Bagwan, S. U., Mulla, A. M., & Gudaru, U. (2014). Hardware circuit implementation of static VAR compensator (SVC) with thyristor binary compensator. *International Electrical Engineering Journal*, *5*(1), 1240-1246.

98. Faghihi, B. P. S. S. F. (2015). New active type of sfcl during unbalanced faults allocated in incoming and outgoing feeders of distribution networks. *IMj*, *10*, 3, 77-83

99. Jadhav, S. S., Mulla, A. M., & Gudaru, U. (2016). Performance realization of different reactive power controlling techniques: a review. *International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering*, *5*(1), 29-34.

100. Костин, Н. А., & Петров, А. В. (2011). Методы определения составляющих полной мощности в системах электрической тяги. *Технічна електродинаміка*, *3*, 53-89.

101. Mariscotti, A., & Sandrolini, L. (2021). Detection of harmonic overvoltage and resonance in AC railways using measured pantograph electrical quantities. *Energies*, *14*(18), 5645. https://doi.org/10.3390/en14185645.

102. Kostin, M. O., Mukha, A. M., Sheikina, O. H., & Kurylenko, O. Y. (2021). Determination of energy and electric capacity of on-board supercapacitor regenerative energy storage. *Наука та прогрес транспорту*, 2(92), 29–39. https://doi.org/10.15802/stp2021/237500.

103. Civera, M., & Surace, C. (2021). A comparative analysis of signal decomposition techniques for structural health monitoring on an experimental benchmark. *Sensors*, *21*(5), 1825. https://doi.org/10.3390/s21051825.

104. Tarko, A. P. (2022). Maximum likelihood method of estimating the conflict-crash relationship. *Accident Analysis & Prevention*, *179*, 106875. https://doi.org/10.1016/j.aap.2022.106875.

105. Liu, X., & Fan, Y. (2021). Maximum likelihood extended gradient-based estimation algorithms for the input nonlinear controlled autoregressive moving average system with variable-gain nonlinearity. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, *31*(9), 4017-4036. https://doi.org/10.1002/rnc.5450.

106. Beniwal, R. K., & Saini, M. K. (2021). Analysis of PQ Disturbances in Renewable Grid Integration System Using Non-parametric Spectral Estimation Approach. In *Innovations in Computational Intelligence and Computer Vision* (pp. 141-149). Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-15-6067-5_17.

107. Güneyi, E. T., Canbolat, A., & Vural, E. (2021, October). Learning Parametric Time-Vertex Graph Processes from Incomplete Realizations. In *2021 IEEE 31st International Workshop on Machine Learning for Signal Processing (MLSP)* (pp. 1-6). IEEE. https://doi.org/10.1109/MLSP52302.2021.9596563.

108. Wu, H., & Lu, X. (2022). Data Assimilation of High-Latitude Electric Fields: Extension of a Multi-Resolution Gaussian Process Model (Lattice Kriging) to Vector Fields. *Space Weather*, *20*(1), e2021SW002880. https://doi.org/10.1029/2021SW002880.

109. Lv, P., Wu, Q., Xu, J., & Shu, Y. (2022). Stock Index Prediction Based on Time Series Decomposition and Hybrid Model. *Entropy*, *24*(2), 146. https://doi.org/10.3390/e24020146.

110. Zhang, Z. H., Min, F., Chen, G. S., Shen, S. P., Wen, Z. C., & Zhou, X. B. (2022). Tri-partition state alphabet-based sequential pattern for multivariate time series. *Cognitive Computation*, *14*(6), 1881-1899. https://doi.org/10.1007/s12559-021-09871-4.

111. Lahreche, A., & Boucheham, B. (2021). A fast and accurate similarity measure for long time series classification based on local extrema and dynamic time warping. *Expert Systems with Applications*, *168*, 114374. https://doi.org/10.1016/j.eswa.2020.114374.

112. Ruiz, A. P., Flynn, M., Large, J., Middlehurst, M., & Bagnall, A. (2021). The great multivariate time series classification bake off: a review and experimental evaluation of recent algorithmic advances. *Data Mining and Knowledge Discovery*, *35*(2), 401-449. https://doi.org/10.1007/s10618-020-00727-3.

113. Zhang, H., Dong, Y., Li, J., & Xu, D. (2021). Dynamic time warping under product quantization, with applications to time series data similarity search. *IEEE Internet of Things Journal*, *9*(14), 11814-11826. https://doi.org/10.1109/JIOT.2021.3132017.

114. Sabzikar, F., Kabala, J., & Burnecki, K. (2022). Tempered fractionally integrated process with stable noise as a transient anomalous diffusion model. *Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical*, *55*(17), 174002. https://doi.org/10.1088/1751-8121/ac5b92.

115. Tian, Y., Wang, Y., Zhang, Z., & Sun, P. (2021). Fourier-domain transfer entropy spectrum. *Physical Review Research*, *3*(4), L042040. https://doi.org/10.1103/PhysRevResearch.3.L042040.

116. Subbiah, S. S., & Chinnappan, J. (2022). Short-term load forecasting using random forest with entropy-based feature selection. In *Artificial Intelligence and Technologies* (pp. 73-80). Springer, Singapore. https://doi.org/10.1007/978-981-16-6448-9_8.

117. Benedetto, F., Mastroeni, L., & Vellucci, P. (2021). Modeling the flow of information between financial time-series by an entropy-based approach. *Annals of Operations Research*, *299*(1), 1235-1252. https://doi.org/10.1007/s10479-019-03319-7.

118. Goolak, S. A., Slyepuchin, A. U., Chernyh, U. M., & Yarmolenko, E. K. (2014). Metod umensheniya vysshych darmonik v napryazhenii pitaniya tyagovogo privoda elektrovozov peremenogo toka s kolektornymi kollornymi dvigatyalyami. *Vyesnik ByelGUTa: Nauka I transport», Nauchno-pratichesu zhurnal*, (1), 28.

119. Tang, J. (2022). Fractional stochastic gradient algorithm for time-delayed models with piece-wise linear input using self-organizing maps method. *IEEE Access*, *10*, 131053-131060. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3228788.

120. Ding, F., Ma, H., Pan, J., & Yang, E. (2021). Hierarchical gradient-and least squares-based iterative algorithms for input nonlinear output-error systems using the key term

separation. *Journal of the Franklin Institute*, *358*(9), 5113-5135. https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2021.04.006.

121. Li, M., & Liu, X. (2021). Iterative parameter estimation methods for dual-rate sampled-data bilinear systems by means of the data filtering technique. *IET Control Theory & Applications*, *15*(9), 1230-1245. https://doi.org/10.1049/cth2.12118.

122. Guo, L., Wang, H., & Lin, Z. (2021). Recursive least-squares algorithm for a characteristic model with coloured noise by means of the data filtering technique. *International Journal of Systems Science*, *52*(11), 2397-2413. https://doi.org/10.1080/00207721.2021.1889707

123. Liu, S., Zhang, Y., Xu, L., Ding, F., Alsaedi, A., & Hayat, T. (2021). Extended gradient-based iterative algorithm for bilinear state-space systems with moving average noises by using the filtering technique. *International Journal of Control, Automation and Systems*, *19*(4), 1597-1606. https://doi.org/10.1007/s12555-019-0831-9.

124. Selvaperumal, S. K., Nataraj, C., Thiruchelvam, V., & Hung, W. T. C. (2016). Speech to text synthesis from video automated subtitling using Levinson Durbin method of linear predictive coding. *International Journal of Applied Engineering Research*, *11*(4), 2388-2395.

125. Xiao, D., Mo, F., Zhang, Y., Zhao, M., & Ma, L. (2018). An extended Levinson-Durbin algorithm and its application in mixed excitation linear prediction. *Heliyon*, *4*(11), e00948. https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2018.e00948.

126. Roudsari, H. M., Jamali, S., & Jalilian, A. (2018). Dynamic modeling, control design and stability analysis of railway active power quality conditioner. *Electric Power Systems Research*, *160*, 71-88. https://doi.org/10.1016/j.epsr.2018.01.027.

127. Бобирь, Д. В., Капіца, М. І., & Сердюк, В. Н. (2022). Теорія локомотивної тяги. Тягові розрахунки для промислового залізничного транспорту. *Дніпро. «Дніпровський інститут інфраструктури і транспорту».*

128. Zarifyan, A. A., & Talakhadze, N. V. (2021, December). Comparative research of electrical energy transformation processes in locomotive traction drives with asynchronous motors and series-wound brushed DC motors. In *Journal of Physics: Conference Series* (vol. 2131, no. 4, p. 042079). IOP Publishing. https://doi.org/10.1088/1742-6596/2131/4/042079.

НАУКОВЕ ВИДАННЯ

ГУЛАК Сергій
ТКАЧЕНКО Віктор

ТЕОРІЯ АДАПТИВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРИЧНОГО РУХОМОГО СКЛАДУ ЗАЛІЗНИЦЬ

МОНОГРАФІЯ

Мережеве електронне наукове видання (PDF).
Об’єм даних 4,3 Мб. Умовно-друк. арк. 10,11.
Гарнітура Times New Roman.
Дата видання та публікації: 22.12.2022.

Видавець:
ГО «Європейська наукова платформа»
21037, Україна, м. Вінниця, вул. Зодчих, 18, офіс 81
Тел.: +38 098 1948380; +38 098 1526044
E-mail: info@ukrlogos.in.ua
www.ukrlogos.in.ua | www.publishing.logos-science.com

Свідоцтво суб’єкта видавничої справи: ДК № 7172 від 21.10.2020 г.

CC BY SA