

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту ім. ака-
деміка В. Лазаряна

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

ДРУБЕЦЬКИЙ АНТОН ЮХИМОВИЧ

УДК 621.333.024/.024.2(043.5)

ДИСЕРТАЦІЯ

**Удосконалення системи взаємного навантаження тягових
двигунів постійного та пульсуючого струму**

Спеціальність 05.22.09 – Електротранспорт

Галузь знань 27 – Транспорт

Подається на здобуття наукового ступеня кандидат технічних наук

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, ре-
зультатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело
_____ А.Ю. Друбецький

Науковий керівник Афанасов Андрій Михайлович, д.т.н., професор

Дніпро – 2018

АНОТАЦІЯ

Друбецький А.Ю. Удосконалення системи взаємного навантаження тягових двигунів постійного та пульсуючого струму. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук (доктора філософії) за спеціальністю 05.22.09 «Електротранспорт». – Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, Дніпро, 2018.

Метою дисертаційної роботи є удосконалення системи взаємного навантаження шляхом науково обґрунтованого вибору її раціональної структури та режимів роботи.

Дана мета може бути досягнута шляхом виконання таких **завдань**:

- математичного моделювання роботи системи взаємного навантаження.
- математичного моделювання енергетичних процесів, що виникають при випробуваннях тягових електродвигунів.
- розробки універсальних методик визначення параметрів схеми заміщення тягових електродвигунів.
- виконання науково обґрунтованого пошуку та синтезу раціональних схем джерела живлення для системи взаємного навантаження.
- на базі математичної моделі та проведеного моделювання енергетичних процесів розробка та наукове обґрунтування раціональних режимів роботи системи взаємного навантаження.
- експериментального підтвердження отриманих результатів.

В **першому розділі** було проаналізовано програму приймально-здавальних випробувань, існуючі схеми взаємного навантаження, а також роботи в області удосконалення систем взаємного навантаження їх автоматизації та математичного моделювання. Було дано стислий огляд існуючих видів джерел для живлення силової частини системи взаємного навантаження.

В **другому розділі** проведено математичне моделювання електромагнітних процесів та додаткових втрат у системі взаємного навантаження. Для цього, на основі аналізу існуючих методів математичного моделювання електричних машин постійного струму, було складено розрахункову схему заміщення силової схеми системи взаємного навантаження на базі системи рівнянь Фетісова-Сидельникова. Для перевірки працездатності моделі, було проведено моделювання динамічних та квазіусталених режимів роботи при живленні від імпульсного перетворювача. В якості параметрів моделі було взято параметри тягового двигуна РТ-51Д. Результати моделювання квазіусталеного режиму були порівняні із результатами експериментальних досліджень, проведених в лабораторії кафедри ЕРС на стенді взаємного навантаження тягових двигунів РТ-51Д, при живленні силової схеми від імпульсного перетворювача. Розходження між експериментальними даними та моделюванням не перевищило 6%.

Далі, було виконано моделювання додаткових втрат при живленні силової схеми від імпульсного перетворювача та трифазного керованого мостового випрямляча. За результатами моделювання встановлено, що раціональна частота роботи імпульсного перетворювача з точки зору зменшення додаткових пульсаційних втрат до рівня при якому вони суттєво не впливають на нагрів ТЕД, становить від 500 Гц та більше. Для трифазного керованого мостового випрямляча додаткові пульсаційні втрати не впливають на нагрів ТЕД на всьому діапазоні кутів регулювання.

У **третьому розділі** виконано синтез та вибір раціональної схеми джерела для живлення системи взаємного навантаження. Було сформовано показники по яким проводився вибір. Для показників, що представляють собою значення номінальної та максимальної напруги перетворювача були визначені їх кількісні значення, вони становлять, відповідно, 250 В та 500 В.

За допомогою методів кореляційно-регресійного аналізу було виконано ранжування показників. Далі, за допомогою кластерного аналізу та методів векторної оптимізації було виконано вибір раціональної схеми. В результаті отримано дві раціональні схеми за обраними показниками вибору. Для остаточного

вирішення задачі, було сформульовано два додаткових критерії за якими вдалося визначити одну раціональну схему. Цією схемою став двофазний ППН із нульовою точкою.

В четвертому розділі було визначено раціональні параметри елементів вибраної силової схеми системи взаємного навантаження, а саме: вибір величини опору шунтуючого резистора блока ослаблення збудження та визначення раціональної частоти роботи його електронного комутатора. В результаті отримано науково обґрунтовану методику для визначення верхньої та нижньої границі величини опору шунтуючого резистора. Для інженерних розрахунків отримано спрощений вираз, розбіжність отриманих результатів по ньому не перевищує 4% у всьому діапазоні допустимих значень величини опору шунтуючого резистора. За результатами моделювання встановлено, що раціональною частотою роботи електронного комутатора з точки зору мінімуму коефіцієнта спотворення струму є частота, яка співпадає з частотою основної гармоніки струму якорів ТЕД.

Також, у четвертому розділі, розроблено методики для визначення індуктивних параметрів схеми заміщення ТЕД та розрахунку магнітних характеристик. Дані методики базуються на вдосконаленій універсальній магнітній характеристиці.

Ключові слова: удосконалення, тяговий електродвигун, випробування, взаємне навантаження, моделювання, силовий перетворювач, раціональні режими.

Список публікацій здобувача в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. A. Drubetsky «Determination of inductive parameters of the uncompensated DC machines taking into account the reaction of the armature.» *Problemy kolejnictwa (Railway reports)*, vol. 60, issue 173, pp. 9-17, Dec. 2016.

2. А.Е. Друбецкий. «Автоматизированный измерительный комплекс для проведения приемо-сдаточных испытаний тяговых электродвигателей постоянного и пульсирующего тока» *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропе-*

тровського національного університету залізничного транспорту, № 6 (66), сс. 88-95, 2016.

3. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий. «Регулирование небалансного электромагнитного момента в системе взаимного нагружения тяговых электрических двигателей постоянного тока.» *Електромагнітна сумісність та безпека на залізничному транспорті, № 12, сс. 19-23, 2016.*

4. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий, А.С. Мясников. «Покрытие потерь холостого хода в системе взаимного нагружения тяговых двигателей с одним источником электрической мощности.» *Електрифікація транспорту, № 10, сс. 44-48, 2015.*

5. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий. «Определение расхождения тепловых нагрузок обмоток возбуждения взаимно нагруженных тяговых электромашин.» *Електрифікація транспорту, № 11, сс. 71-74, 2016.*

6. А.Е. Друбецкий. «Аппроксимация универсальной магнитной характеристики для моделирования тяговых электрических машин.» *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту, № 1 (67), сс. 106-116, 2017.*

7. А.Е. Друбецкий. «Расчет магнитных характеристик тягового электродвигателя с помощью усовершенствованной универсальной магнитной характеристики.» *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту, № 1 (67), сс. 106-116, 2017.*

8. А.М. Афанасов, А.Ю. Друбецкий «Перетворювач трифазної змінної напруги.» Патент України № 117876 МПК H02M 9/06 (2006.01), липень, 10, 2017.

9. А.Ю. Друбецкий «Компьютерна програма “Керування окремими функціями автоматизованого випробувального стенду тягових двигунів постійного струму (для магістральних електровозів)”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74304, жовтень, 20, 2017 р.

10. А.Ю. Друбецкий «Літературний твір наукового характеру “Методика розрахунку магнітних характеристик некомпесованих тягових електродвигу-

нів”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74321, жовтень, 20, 2017 р.

11. А.Ю. Друбецький «Літературний твір наукового характеру “Методика розрахунку індуктивних параметрів некомпесованих тягових електродвигунів”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74320, жовтень, 20, 2017 р.

Список публікацій здобувача які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

12. А.Е. Друбецький. «Аппроксимация универсальной магнитной характеристики» в матеріалах *IX Міжнародної науково-практичної конференції ЕЛЕКТРИФІКАЦІЯ ТРАНСПОРТУ «ТРАНСЕЛЕКТРО 2016»*, Дніпро, 2016, с. 42.

13. Афанасов А.М., Друбецький А.Е. «Автоматизированный стенд для выполнения приемо-сдаточных испытаний тяговых электродвигателей» в матеріалах *V Международной научно-практической конференции «ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ И В ПРОМЫШЛЕННОСТИ»*, Воловец, 2014, сс 6–7.

14. Афанасов А.М., Друбецький А.Е. «Выбор рациональных схем взаимного нагружения электрических машин тягового и моторвагонного подвижного состава», в матеріалах *V Международной научно-практической конференции «ЭНЕРГОСБЕРЕЖЕНИЕ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ И В ПРОМЫШЛЕННОСТИ»*, Воловец, 2014, сс. 7–8.

15. Афанасов А.М., Друбецький А.Е., Мясников А.С. «Импульсное регулирование ослабления поля тяговых двигателей электроподвижного состава» в матеріалах *76 Міжнародної науково-практичної конференції «ПРОБЛЕМИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ»*, Дніпро, 2016, сс. 87-88.

16. Афанасов А. М., Друбецький А.Е., Арпуль С.В., Войтенко А.В. «Определение магнитных потерь в тяговых электрических машинах постоянного и пульсирующего тока», в матеріалах *77 Міжнародної науково-практичної кон-*

ференції «ПРОБЛЕМИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ», Дніпро, 2017, сс. 138–139.

17.Афанасов А.М., Друбецкий А.Е., Гайваненко Н.С., Войтенко М.В. «Повышение энергетической эффективности приемо-сдаточных испытаний тяговых электромашин», в матеріалах 77 Міжнародної науково-практичної конференції *«ПРОБЛЕМИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ЗАЛІЗНИЧНОГО ТРАНСПОРТУ», Дніпро, 2017, сс. 139–140.*

ABSTRACT

Drubetskyi A.Yu. . Improvement of the system of mutual loading of traction motors of DC and pulsating current. – Qualifying scientific work on the rights of manuscripts.

Dissertation for the degree of candidate of technical sciences (doctor of philosophy), specialty 05.22.09 - electric transport. - Dnipropetrovsk National University of Railway Transport named after Academician V. Lazaryan, Dnieper, 2017.

The purpose of the dissertation work is to improve the system of mutual load with the help of scientifically grounded choice of its rational structure and working modes.

This purpose can be achieved by performing the following **tasks**:

- perform mathematical modeling of the work of the system of mutual load;
- perform mathematical modeling of energy processes that arise during the testing of traction electric motors;
- to develop universal methods for determining the parameters of the traction motor replacement scheme;
- perform scientifically grounded search and synthesis of rational power supply circuits for the system of mutual load;
- on the basis of the developed mathematical model and the conducted modeling of energy processes, to develop and scientifically substantiate the rational modes of operation of the system of mutual load;
- experimental confirmation of the results.

The program of acceptance tests, existing loading-back schemes, as well as works in the field of improving the loading-back systems of their automation and mathematical modeling were analyzed in the **first chapter**. A brief overview of existing types of sources for powering the power part of the loading-back system was done.

Mathematical modeling of electromagnetic processes and additional losses in the loading-back system was done in the **second chapter**. The scheme of replacement

of the power scheme of the loading-back system on the basis of the system of equations Fetisova-Sidelnikova was completed on the basis of analysis of existing methods of mathematical modeling of electric machines of direct current for mathematical modeling. The modeling of dynamic and quasistationary modes of operation when powered by pulse transformer were done for verify models. The parameters of the traction motor RT-51D were taken as parameters of the model. The results of simulation of the quasi-stationary mode were compared with the results of experimental studies conducted in the laboratory of the Electric rolling stock department at the loading-back stand of traction motors RT-51D, with the power scheme of the pulse converter. The difference between the experimental data and the simulation did not exceed 6%.

The simulation of additional losses when power circuitry is powered by a pulse converter and a three-phase controlled bridge rectifier was completed next. According to the simulation results, it was found that the rational frequency of the pulse converter in terms of reducing additional pulsation losses to a level at which they do not significantly affect the traction electric motor heating is from 500 Hz or more. For a three-phase controlled bridge rectifier, additional pulsation losses do not affect the traction electric motor heating over the entire range of adjustment angles.

The synthesis and the choice of a rational circuit for the supply of a loading-back system was done in the **third chapter**. The indicators by which the choice was made were formed. For the values representing the value of the nominal and maximum voltage of the converter, their quantitative values were determined. They are, respectively, 250 V and 500 V.

Using the methods of correlation-regression analysis, the rankings of indicators were performed. Then, with the help of cluster analysis and methods of vector optimization, the choice of a rational scheme was made. As a result, we obtained two rational schemes based on the chosen indicators of choice. As a result, we obtained two rational schemes based on the chosen indicators of choice. For the final solution of the problem, two additional criteria were formulated in terms of which one rational scheme was identified. This scheme became a two-phase DC pulse chopper with a zero point.

The rational parameters of elements of the selected power circuit of the loading-back system were determined in the **fourth chapter**. There are the choice of resistance value of the shunt resistor of the alleviation unit and determination of the rational frequency of its electronic switch. As a result, a scientifically based method for determining the upper and lower bounds of the resistance of the shunt resistor has been obtained. For engineering calculations a simplified expression is obtained, the difference between the results obtained on it does not exceed 4% in the entire range of permissible values of the resistance of the shunt resistor. According to the results of the simulation, it is established that the rational frequency of the operation of the electronic switch in terms of the minimum of the current distortion coefficient is the frequency that coincides with the frequency of the main harmonic current of the anchors of the traction electric motor.

Also, in the fourth chapter, methods for determining the inductive parameters of the traction electric motor replacement scheme and the calculation of magnetic characteristics are developed. These techniques are based on an improved universal magnetic characteristic.

Keywords: traction electric motor, tests, loading-back, modeling, power converter, rational parameters.

List of publications of the applicant testifying the testing of the dissertation materials:

1. A. Drubetskyi «Determination of inductive parameters of the uncompensated DC machines taking into account the reaction of the armature.» *Problemy kolejnictwa (Railway reports)*, vol. 60, issue 173, pp. 9-17, Dec. 2016.

2. A. Drubetskyi «Automated measuring complex for carrying out of acceptance tests of traction electric motors of constant and pulsating current» *Science and progress of transport. Bulletin of the Dnipropetrovsk National University of Railway Transport*, issue 6 (66), pp. 88-95, 2016.

3. A. Afanasov, A. Drubetskyi «Regulation of the unbalanced electromagnetic moment in the loading-back system of traction electric motors of direct current.»

Electromagnetic compatibility and safety in railway transport, issue 12, pp. 19-23, 2016.

4. A. Afanasov, A. Drubetskyi, A. Myasnikov. «Coverage of idle losses in the loading-back system of traction motors with one source of electric power.» *Transport electrification, issue 10, pp. 44-48, 2015.*

5. A. Afanasov, A. Drubetskyi «Determination of the divergence of thermal loads of excitation windings of loading-back traction electromachines.» *Transport electrification, issue 11, pp. 71-74, 2016.*

6. A. Drubetskyi «Approximation of the universal magnetic characteristic for simulation of traction electric cars.» *Science and progress of transport. Bulletin of the Dnipropetrovsk National University of Railway Transport, issue 1 (67), pp 106-116, 2017.*

7. A. Drubetskyi «Calculation of the magnetic characteristics of the traction motor by means of an improved universal magnetic characteristic.» *Science and progress of transport. Bulletin of the Dnipropetrovsk National University of Railway Transport, issue 3 (69), cc. 66-76, 2017.*

8. A. Afanasov, A. Drubetskyi "Converter of a three-phase variable voltage." Patent of Ukraine № 117876 IPC H02M 9/06 (2006.01), July, 10, 2017.

9. A. Drubetskyi «Computer program “Control of separate functions of the automated test booth of traction motors of direct current (for main electric locomotives)”» Certificate of registration of copyright for work №74304, October, 20, 2017.

10. A. Drubetskyi «Literary work of a scientific character “Method of calculation of magnetic characteristics of uncompensated traction electric motors”» Certificate of registration of copyright in the work № 74321, October, 20, 2017

11. A. Drubetskyi «Literary work of a scientific character “Method of calculation of inductive parameters of uncompensated traction electric motors”» Certificate of registration of copyright in the work №74320, October, 20, 2017.

12.A.E. Drubetsky "Approximation of the universal magnetic characteristic" in the materials of the *IX International Scientific and Practical Conference ELECTRICITY TRANSPORT "TRANSELECTRO 2016"*, Dnipro, 2016, p. 42

13.Afanasov A.M., Drubetsky A.E. "Automated booth for performing acceptance testing of traction electric motors" in the materials of the *V International Scientific and Practical Conference "ENERGY SAVING FOR RAILWAY TRANSPORT AND INDUSTRY"*, Volovets, 2014, p. 6-7.

14. Afanasov A.M., Drubetsky A.E. "Choice of rational schemes of mutual loading of electric cars of traction and motor-vehicle rolling stock", in the materials of the *V International Scientific and Practical Conference "ENERGY SAVING FOR RAILWAY TRANSPORT AND INDUSTRY"*, Volovets, 2014, p. 7-8.

15. Afanasov A.M., Drubetsky A.E., Myasnikov A.S. "Impulsive regulation of the weakening of the field of electric motors of traction motors" in the materials of the *76th International Scientific and Practical Conference "PROBLEMS AND PROSPECTS FOR RAINBOW TRANSPORTATION"*, Dnipro, 2016, p. 87-88

16. Afanasov A.M., Drubetsky A.E., Arpul S.V., Voitenko A.V. "Determination of magnetic losses in traction electric machines of constant and pulsating current", in materials *77 of the International scientific and practical conference "PROBLEMS AND PROSPECTS FOR RAINWAY TRANSPORTATION"*, Dnipro, 2017, p. 138-139.

17. Afanasov A.M., Drubetsky A.E., Gayvanenko N.S., Voytenko M.V. "Increasing the energy efficiency of acceptance testing of traction electromachines", in the materials of the *77th International Scientific and Practical Conference "PROBLEMS AND PROSPECTS FOR RAINWAY TRANSPORTATION"*, Dnipro, 2017, p. 139-140.

ЗМІСТ

АНОТАЦІЯ.....	1
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ.....	15
ВСТУП.....	16
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ СТАНУ РОЗВИТКУ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ ТЯГОВИХ ДВИГУНІВ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ.....	22
1.1 Аналіз програми приймально-здавальних випробувань та існуючих методів навантаження тягових електромашин постійного і пульсуючого струму	22
1.2 Аналітичний огляд робіт в області удосконалення методів випробувань тягових електромашин.....	32
1.3 Аналітичний огляд робіт в області автоматизації систем взаємного навантаження тягових електричних машин	33
1.4 Аналітичний огляд робіт в області математичного моделювання електромеханічних процесів у електричних машинах.....	34
1.5 Аналітичний огляд джерел живлення схем взаємного навантаження ...	36
Висновки по розділу 1	42
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ТА ДОДАТКОВИХ ВТРАТ В СИСТЕМІ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ.....	44
2.1 Порівняння підходів для дослідження електромагнітних процесів у колекторних машинах постійного струму.....	44
2.2 Складання розрахункової схеми для дослідження електромеханічних процесів тяговому двигуні.....	48
2.3 Визначення параметрів елементів розрахункової схеми заміщення ТЕД57	
2.4 Моделювання динамічних та квазіусталених режимів роботи машини постійного струму	65
2.5 Моделювання додаткових пульсаційних втрат у тягових електродвигунах при живленні їх пульсуючим струмом та визначення раціональної частоти перетворювача.....	71

Висновки по розділу 2	77
РОЗДІЛ 3 ВИБІР РАЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ СИСТЕМИ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ.....	78
3.1 Визначення показників для вибору раціональної схеми джерела живлення	78
3.2 Визначення множини можливих схем джерел живлення СВН	86
3.3 Вирішення задачі вибору раціональної схеми джерела живлення СВН	93
3.4 Вибір та обґрунтування додаткових показників вибору раціональної схеми	106
Висновки по розділу 3	108
РОЗДІЛ 4 РОЗРОБКА МЕТОДИК ВИЗНАЧЕННЯ РАЦІОНАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ АВТОМАТИЗОВАНОГО СТЕНДА ДЛЯ ВИПРОБУВАНЬ ТЯГОВИХ ДВИГУНІВ	115
4.1 Визначення вихідних даних для розробки методики розрахунку індуктивностей тягових двигунів.....	115
4.2 Розробка методики розрахунку магнітних характеристик некомпенсованих тягових двигунів на базі універсальної магнітної характеристики	125
4.3 Розробка методики розрахунку індуктивностей обмоток тягових двигунів	133
4.4 Розробка методики визначення раціонального постійного шунтуючого резистора для блоку ослаблення збудження	138
4.5 Визначення раціональної частоти роботи ключових елементів БОЗ ...	143
Висновки по розділу 4	148
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	149
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	152
Додаток А	169
Додаток Б.....	177
Додаток В	182

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

БОЗ	блок ослаблення збудження
в.я.з	відношення числа витків обмотки якоря до числа витків обмотки збудження
ГП	головний полюс
ДП	додатковий полюс
ІППН	імпульсний перетворювач постійної напруги
ЛГ	лінійний генератор
МПС	машина постійного струму
МРС	магніторушійна сила
НПП	напівпровідниковий прилад
ОЗ	обмотка збудження
СВН	система (схема) взаємного навантаження
СОЗ	ступінь ослаблення збудження
ТЕД	тяговий електродвигун

ВСТУП

Актуальність теми. Тенденція до впровадження енергозберігаючих технологій поширюється на всі види господарської діяльності в Україні. Дана тенденція також спостерігається і на залізничному транспорті, так як він є одним із найбільших споживачів енергії і займає суттєву частку вантажо- та пасажиропотоку в країні. Разом з тягою поїздів, однією із частин споживання енергії, а, зокрема, електроенергії, є ремонт вузлів та агрегатів рухомого складу та їх післяремонтні випробування.

В той же час, від якості післяремонтних випробувань тягових електричних машин залежить працездатність тягового рухомого складу в експлуатації, так як 75% від усіх випадків відмов ТЕД виникають по причині погіршення властивостей ізоляції через не виявлені при випробуваннях недопустимі перевищення температур обмоток ТЕД.

Тобто, до випробувального стенду, яким для тягових двигунів виступає система взаємного навантаження (СВН), висуваються вимоги не тільки забезпечення максимальної енергоефективності під час випробувань, а також забезпечення максимальної достовірності результатів випробувань.

До теперішнього часу проблема підвищення енергоефективності систем взаємного навантаження вирішувалась за допомогою вибору їх раціональних силових схем, типу джерела потужності, типу перетворювача потужності та способу регулювання збудження випробовуваних двигунів. В цілому питання підвищення енергоефективності за допомогою вищезазначених заходів можна вважати вичерпаним. Проте не визначено вплив на енергоефективність та достовірність результатів випробувань:

- особливостей, що вносять різні схемні рішення джерел живлення;
- режимів роботи джерел живлення;
- режимів роботи систем регулювання збудження ТЕД.

Таким чином, дисертаційна робота, присвячена удосконаленню системи взаємного навантаження шляхом визначення раціональних режимів роботи

джерел живлення і систем регулювання збудження ТЕД та вибору раціональних (енергооптимальних) структур систем взаємного навантаження, є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

1. Постанова Кабінету Міністрів України від 23.04.1999 р. № 661 «Про заходи державної підтримки залізничного транспорту».

2. Енергетична стратегія України на період до 2035 р. «Безпека, енерго-ефективність, конкурентоспроможність», затверджена Постановою Кабінету Міністрів України від 18.08.2017, № 605-р.

3. НДР «Дослідження і аналіз показників експлуатаційної роботи та надійності електропоїздів подвійного живлення» (№ ДР 0113U005861), у якій автор був одним з виконавців.

Метою дисертаційної роботи є удосконалення системи взаємного навантаження шляхом науково обґрунтованого вибору її раціональної структури та режимів роботи.

Для досягнення поставленої мети потрібно виконати такі **завдання**:

1. Розробити математичну модель роботи системи взаємного навантаження.

2. Виконати математичне моделювання енергетичних процесів, що виникають при випробуваннях тягових електродвигунів.

3. Розробити універсальні методики визначення параметрів схеми заміщення тягових електродвигунів.

4. Виконати науково обґрунтований пошук та синтез раціональних схем джерела живлення для системи взаємного навантаження.

5. На базі розробленої математичної моделі та проведеного моделювання енергетичних процесів розробити та науково обґрунтувати раціональні режими роботи системи взаємного навантаження.

6. Експериментально підтвердити отримані результати.

Об'єкт дослідження – процес приймально-здавальних випробувань.

Предмет дослідження – структура та режими системи взаємного навантаження.

Методи дослідження – основою теоретичних досліджень дисертаційної роботи є математичне моделювання роботи системи взаємного навантаження на основі математичної моделі машини постійного струму. При вирішенні задачі математичного моделювання використовувалися можливості пакету прикладного програмного забезпечення MATLAB Simulink. Задача вибору та синтезу раціонального джерела живлення виконувалась за допомогою кореляційно-регресійного та кластерного аналізу, а також методів векторної оптимізації. Визначення раціональних параметрів елементів схеми взаємного навантаження виконано за допомогою теоретичних положень та принципів системного підходу теоретичної електротехніки, теоретичної механіки та теорії перетворювачів.

Експериментальне підтвердження отриманих теоретичних результатів виконувалось на стенді взаємного навантаження тягових двигунів РТ-51Д, джерело живлення (силовий перетворювач) та система управління до нього були розроблені автором спільно з науковим керівником.

Розбіжність теоретичних та експериментальних досліджень не перевищує загальноприйнятих значень.

Наукова новизна отриманих результатів.

1. Вперше:

- науково обґрунтовано доцільність використання в якості джерела живлення системи взаємного навантаження тягових електричних двигунів двофазного імпульсного перетворювача постійної напруги із нульовою точкою, що надає можливість підвищити енергоефективність та якість випробувань;
- науково обґрунтовано метод вибору раціональних параметрів системи регулювання збудження випробуваних шляхом взаємного навантаження тягових електродвигунів, що дозволяє підвищити достовірність результатів випробувань;
- отримані універсальні вирази для розрахунку індуктивностей обмоток тягових електричних двигунів постійного та пульсуючого струму з врахуванням насичення їх магнітної системи та дії реакції яко-

ря, використання яких дозволило розробити методику вибору раціональних параметрів джерел живлення системи взаємного навантаження тягових електродвигунів.

2. Удосконалено аналітичний вираз апроксимації магнітної характеристики тягових електродвигунів постійного та пульсуючого струму, який враховує дію реакції якоря в електромашинах без компенсаційної обмотки, що дає змогу виконувати розрахунок магнітних характеристик та моделювання роботи таких електродвигунів в режимах з будь-яким ступенем ослаблення збудження.

Практичне значення отриманих результатів.

1. Розроблено метод вибору та синтезу раціональної схеми джерела живлення, що відповідає вимогам, які висуваються до джерел живлення систем взаємного навантаження тягових електродвигунів, що дає можливість підвищити енергоефективність їх післяремонтних випробувань.

2. Розроблено методику розрахунку індуктивностей обмоток тягових електродвигунів будь-якого типу за допомогою лише типових параметрів, яка враховує насичення магнітопроводу та дію реакції якоря, і, тим самим, забезпечує більш точний вибір раціональних параметрів перетворювачів для живлення СВН, а отже й підвищення енергоефективності випробувань тягових електродвигунів.

3. Розроблено методику вибору раціональних режимів роботи блоку регулювання збудження системи взаємного навантаження та отримані вирази для визначення раціональних параметрів режиму регулювання збудження випробуваних ТЕД, що дозволяє підвищити достовірність результатів випробувань.

4. Розроблено методику розрахунку магнітних характеристик тягових електродвигунів для будь-якого значення ступеня ослаблення збудження, що дає можливість виконувати розрахунок магнітних характеристик некомпенсованих ТЕД для заданого ступеня ослаблення збудження й, тим самим, спрощує розрахунок та моделювання магнітних характеристик таких ТЕД в режимах послаблення збудження.

Особистий внесок здобувача. Постановку мети та завдань дослідження виконано спільно з науковим керівником. Основні наукові положення, теоретичні та експериментальні дослідження, викладені в дисертаційній роботі, отримано дисертантом самостійно. У роботах, які написані в співавторстві, автору належать: [118] – розробка функціональної схеми системи автоматичного регулювання; [119] – розрахунок залежностей відносної різниці магнітних потоків від відносної різниці струмів та відносної різниці струмів від відносних втрат холостого ходу; [120] – розрахунок залежності теплового навантаження обмоток збудження від відносних втрат холостого ходу.

Роботи [19, 124, 125, 130] написані та опубліковані без співавторів.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідалися й обговорювалися на 5-й Міжнародній науково-практичній конференції «Енергозбереження на залізничному транспорті і в промисловості», м. Воловець, 2014 р., 76-й та 77-й Міжнародній науково-практичній конференції «Проблеми та перспективи розвитку залізничного транспорту», м. Дніпро 2016-2017 рр., 1-й Міжнародній науково-практичній конференції «Енергорациональні технології перевізного процесу», м. Моршин, 2016 р., 9-й Міжнародній науково-практичній конференції «Транселектро-2016» м. Дніпро 2016 р.

Публікації. Основні положення дисертації опубліковано у 17 наукових працях, з них 6 – у фахових виданнях, 1 – у зарубіжному науковому журналі, 6 – у тезах доповідей та в матеріалах міжнародних науково-практичних конференцій, 1 – патент на корисну модель, 1 – свідоцтво про реєстрацію авторського права на комп'ютерну програму, 2 – свідоцтво про реєстрацію авторського права на методику розрахунку магнітних характеристик та індуктивностей обмоток некомпенсованих тягових двигунів.

Структура та обсяг роботи. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, що викладено на 141 сторінці машинописного тексту і які містять 60 рисунків і 12 таблиць, переліку літературних джерел із 134 наймену-

вань на 17 сторінках, 3 додатка на 16 сторінках. Повний обсяг дисертації складає 184 сторінки.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ СТАНУ РОЗВИТКУ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ ТЯГОВИХ ДВИГУНІВ ЕЛЕКТРОРУХОМОГО СКЛАДУ

1.1 Аналіз програми приймально-здавальних випробувань та існуючих методів навантаження тягових електромашин постійного і пульсуючого струму

1.1.1 Стислий аналіз відмов тягового рухомого складу та аналіз програми приймально-здавальних випробувань. Огляд методів навантаження випробовуваних машин

До основних показників, які характеризують технічний стан тягового рухомого складу, відносяться: відсоток несправних одиниць рухомого складу; кількість подій, інцидентів та порушень; кількість непланових ремонтів; простій на планових видах ремонтів; виконання норм періодичності ремонтів.

Найбільша кількість відмов тягового рухомого складу пов'язана з відмовами апаратури у силових схемах, в тому числі тягових двигунів та допоміжних електромашин.

На відмови тягових електричних машин, внаслідок погіршення властивостей ізоляції обмоток, припадає 75% усіх відмов, частина з яких пов'язана із незадовільними умовами експлуатації тягового рухомого складу, а частина – із неякісним ремонтом. Експлуатація тягових електричних машин із неякісно виконаним ремонтом обумовлена передусім низькою якістю післяремонтних приймально-здавальних випробувань, кінцевий результат яких – визначення якості ремонту.

Приймально-здавальні випробування є невід'ємною частиною технологічного процесу виготовлення та ремонту тягових електричних машин і виконуються відділом технічного контролю підприємства по виробництву або ремонту тягового рухомого складу для визначення якості виробництва або ремонту.

Регламент виконання приймально-здавальних випробувань тягових електричних машин визначається міждержавним стандартом ГОСТ 2582-81 [2] і правилами ремонту тягових електричних машин [3]. Цими документами визначаються допустимі значення відхилень параметрів та характеристик випробовуваної тягової електричної машини від типових значень та характеристик, а також, методики проведення випробувань та перевірок.

У відповідності до [1, 2] процес приймально-здавальних випробувань включає в себе такі види робіт:

- вимір опору обмоток у практично холодному стані;
- випробування на нагрів;
- перевірка частоти обертання та реверсування;
- випробування на підвищену частоту обертання;
- перевірка комутації;
- випробування електричної міцності ізоляції обмоток (міжвиткової, відносно корпусу, поміж себе);
- перевірка биття колектору;
- вимір опору ізоляції обмоток (відносно корпусу, поміж себе);
- перевірка рівня вібрації.

Випробування на нагрів, перевірка частоти обертання і реверсування, а також перевірка комутації вимагають обов'язкового навантаження тягових електричних машин.

Важливо зазначити, що характеристики схем і режимів випробувань повинні відповідати характеристикам рухомого складу, на якому експлуатуються тягові електричні машини.

Випробування на нагрів тягових електричних двигунів виконують у часовому режимі, при цьому правила ремонту тягових електричних машин [3] допускають проводити випробування на нагрів в інших еквівалентних режимах, в тому числі без вентиляції випробовуваних машин.

На сьогоднішній час існують такі способи навантаження випробовуваних машин:

- безпосереднє навантаження;
- динамічне навантаження;
- взаємне навантаження.

Визначальним недоліком способу безпосереднього навантаження без рекуперації є низька енергетична ефективність, що унеможлиблює використання цього способу для електричних машин великої потужності. Також, для будь-якого виду безпосереднього навантаження характерна наявність джерела живлення рівного по потужності випробовуваній машині.

Перевагою динамічного навантаження є відсутність необхідності ще одної однотипної машини та агрегування електричних машин для забезпечення їх взаємного навантаження. Але ряд пунктів приймально-здавальних випробувань, передбачених ГОСТ 8285-81, можливо виконати лише за методом взаємного або безпосереднього навантаження.

Також в системах динамічного навантаження перетворювач для живлення стенду, так само, як і у системах безпосереднього навантаження, повинен бути розрахований на максимальну потужність випробовуваної тягової електричної машини [3].

Високу енергетичну ефективність при відносно невисокій сумарній потужності джерел живлення забезпечують системи взаємного навантаження, в котрих відбувається енергообмін між випробовуваними електричними машинами. Джерела зовнішнього живлення в таких системах навантаження необхідні тільки для компенсації втрат потужності у випробовуваних електричних машинах [4].

1.1.2 Огляд схем взаємного навантаження загальнопромислових електричних машин

Найбільш відомими схемами взаємного навантаження загальнопромислових електричних машин постійного струму є схеми Блонделя, Гопкінсона, Потье, Хетчінсона та Каппа [3, 4]. Коротко розглянемо кожну із них.

Схема Блонделя. Принципова схема взаємного навантаження по принципу Блонделя наведена на рис. 1.1. Вали випробовуваних двигуна M та генератора G механічно з'єднані між собою та з валом додаткового двигуна M_d . Обмотки якорів випробовуваних електричних машин ввімкнені в замкнутий контур послідовно з джерелом напруги D_1 . Їх обмотки збудження ввімкнені незалежно до джерел D_2 та D_3 .

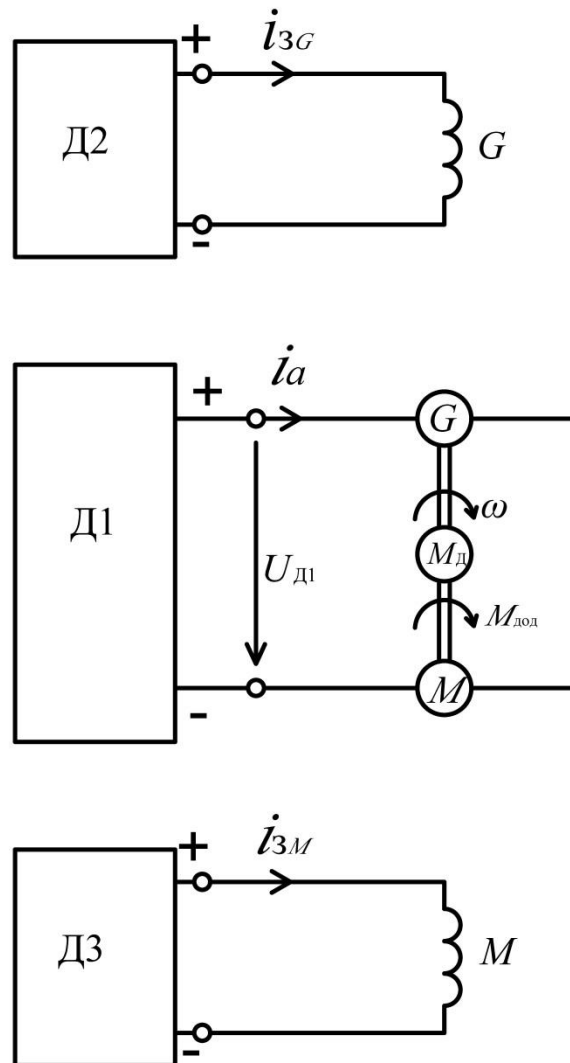


Рисунок 1.1- Схема Блонделя

Схема Гопкінсона. Принципова схема взаємного навантаження по принципу Гопкінсона наведена на рис. 1.2. Вали випробовуваних двигуна M та генератора G механічно з'єднані між собою та з валом додаткового двигуна M_d . Обмотки якорів випробовуваних електричних машин з'єднані у замкнене

електричне коло. Їх обмотки збудження ввімкнені незалежно до джерел Д1 та Д2.

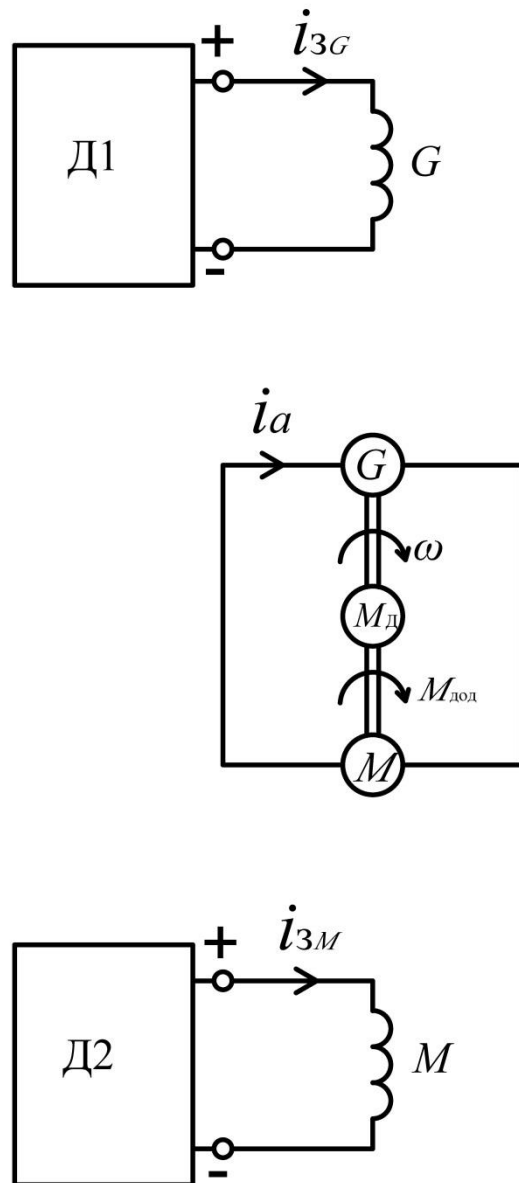


Рисунок 1.2 – Схема Гопкінсона

Схема Потьє. Принципова схема взаємного навантаження по принципу Потьє наведена на рис. 1.3. Вали випробовуваних двигуна M та генератора G механічно з'єднані між собою. Обмотки якорів випробовуваних електричних машин ввімкнені послідовно з джерелом напруги Д1. Їх обмотки збудження ввімкнені незалежно до джерел Д2 та Д3.

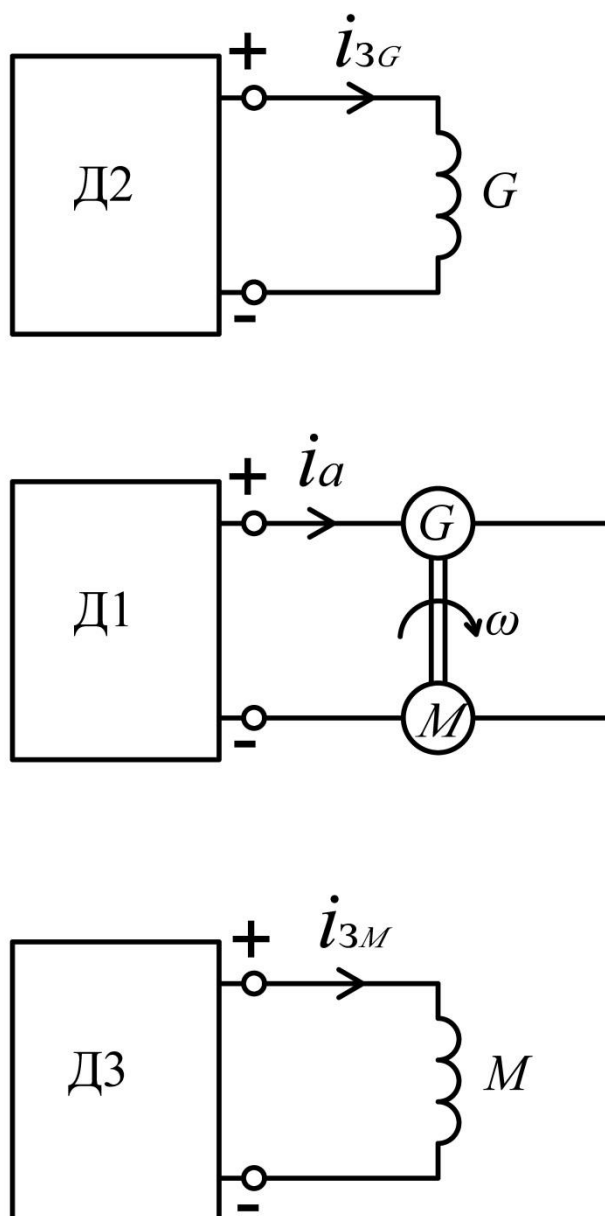


Рисунок 1.3 – Схема Потьє

Схема Хетчінсона. Принципова схема взаємного навантаження по принципу Потьє наведена на рис. 1.4. Вали випробовуваних двигуна M та генератора G механічно з'єднані між собою. Обмотки якорів випробовуваних електричних машин ввімкнені послідовно з джерелом напруги $D1$. Паралельно до якірної обмотки двигуна M ввімкнено джерело напруги $D2$. Їх обмотки збудження ввімкнені незалежно до джерел $D3$ та $D4$.

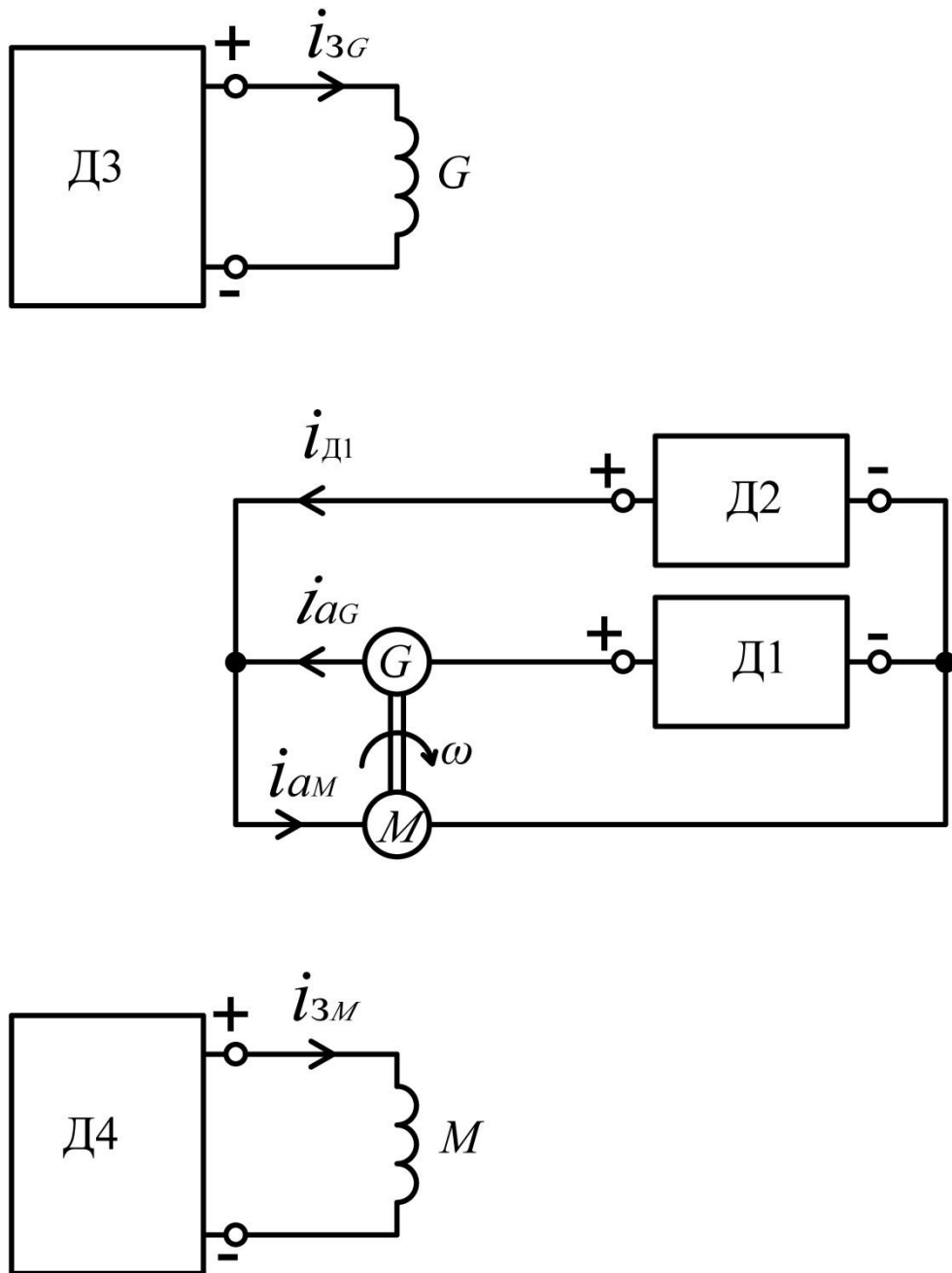


Рисунок 1.4 – Схема Хетчінсона

Схема Каппа. Принципова схема взаємного навантаження по принципу Каппа наведена на рис. 1.5. Вали випробовуваних двигуна M та генератора G механічно з'єднані між собою. Обмотки якорів випробовуваних електричних машин ввімкнені в замкнене електричне коло. Паралельно до якірної обмотки двигуна M ввімкнено джерело напруги $D1$. Їх обмотки збудження ввімкнені незалежно до джерел $D2$ та $D3$.

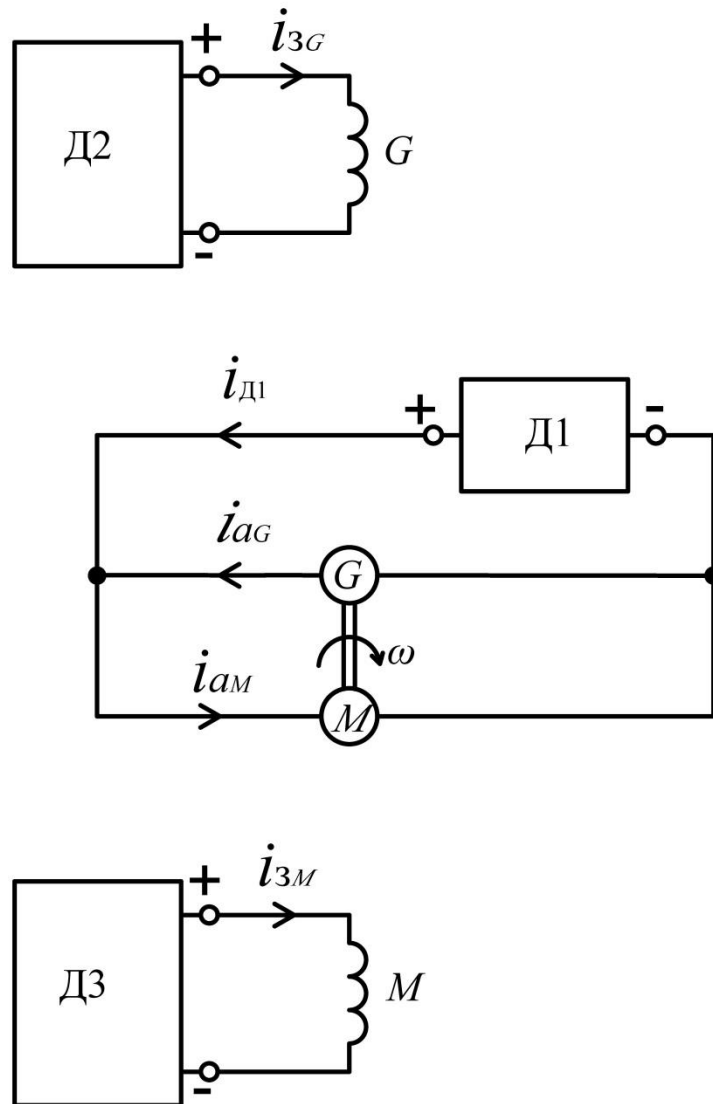


Рисунок 1.5 – Схема Каппа

1.1.3 Загальний аналіз схем взаємного навантаження тягових електричних машин

Принцип взаємного навантаження електричних машин по схемам Блонделя та Хетчінсона реалізовані у найбільш відомих схемах взаємного навантаження тягових електричних машин: з додатковим двигуном та вольтодобавочною машиною, а також з вольтодобавочною машиною та лінійним генератором.

Найбільш розповсюдженою схемою на випробувальних станціях підприємств по виробництву та ремонту тягового рухомого складу отримала схема з послідовно-паралельним включенням джерел живлення [5]. В цій системі використовується той же принцип, що і у схемі Хетчінсона [4]. Обмотки збудження випробовуваних машин включаються послідовно з якорем тієї машини, котра

працює в режимі двигуна. Схема з послідовно-паралельним включенням джерел живлення приведена на рис. 1.6. Джерело живлення, котре вмикається послідовно, називається вольтодобавкою або вольтодобавочною машиною (ВДМ), а джерело, ввімкнене паралельно – лінійним генератором (ЛГ). Необхідність включення обмотки збудження випробовуваного генератора G в коло якоря випробовуваного двигуна M необхідна для забезпечення електричної стійкості схеми.

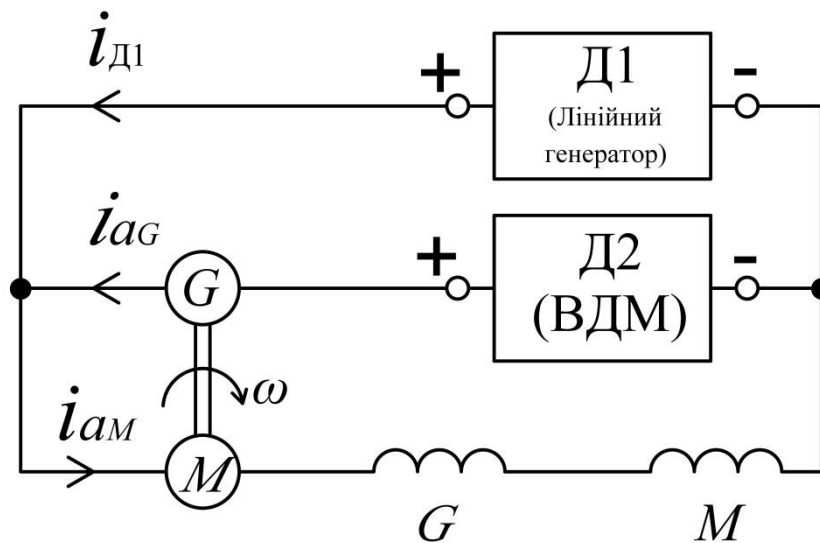


Рисунок 1.6 – Схема з вольтодобавочною машиною та лінійним генератором

До переваг розглянутої схеми слід віднести, перш за все, простоту регулювання напруги і струмового навантаження випробовуваних електричних машин. Схема допускає роздільне розімкнуте регулювання цих параметрів без використання систем автоматичного регулювання.

До недоліків схеми відносяться необхідність у високовольному регуляторі напруги та завищена сумарна потужність джерел живлення, викликана можливим перерозподілом їх енергетичних потоків при розходженні магнітних характеристик випробовуваних електричних машин.

Другою по розповсюженості на випробувальних станціях тягових електричних машин є схема з механічним способом компенсації втрат холостого ходу та послідовним включенням джерела електричної потужності [5]. Схема приведена на рис. 1.7. В даній системі використовується той же принцип, що і у схемі Блонделя [4]. При цьому обмотки збудження ввімкнені послідовно з об-

мотками якорів випробовуваних електричних машин та джерелом напруги (ВДМ).

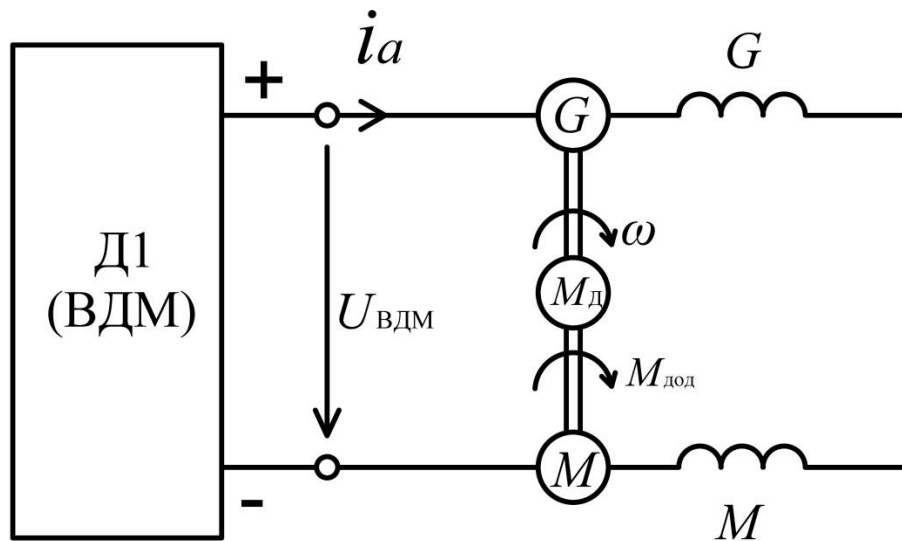


Рисунок 1.7 – Схема з механічним способом компенсації втрат холостого ходу

До переваг розглянутої схеми слід віднести відсутність високовольтного регулятора напруги та відносну простоту регулювання струму навантаження і частоти обертання якорів електричних машин.

До недоліків розглянутої схеми відносяться:

- неможливість роздільного розімкнутого регулювання струму та напруги на випробовуваних електричних машинах;
- завищена сумарна потужність джерел, викликана можливим перерозподілом енергетичних потоків при розходженні магнітних характеристик випробовуваних електричних машин;
- наявність двох точок механічного з'єднання валів електричних машин;
- необхідність високої механічної міцності та двостороннього валу додаткового двигуна або використання додаткового редуктора при випробуваннях тягових електродвигунів рухомого складу з односторонньою тяговою передачею.

Більш детальний аналіз фундаментальних і сучасних робіт в області випробувань тягових електричних машин, а також аналіз ряду патентів та корисних моделей виконано у роботі [1].

1.2 Аналітичний огляд робіт в області удосконалення методів випробувань тягових електромашин

Фундаментальними дослідженнями в області випробувань електричних машин займались Астахов Н. В., Башта Я., Жерве Г. К., Нюрнберг Г. В. [4,6-8].

Відносно недавні дослідження в області випробувань електричних машин виконали Гольдберг О. Д. Гуревич З.И. Камінський, М. Л., Коварський М. Л., Котеленець Н. Ф. [9-13].

Вирішенням проблем контролю якості ремонту та технічного діагностування займались Артеменко В.В., Волков В. К., Глущенко М. Д., Должиков С. М. [14-18]. Проблемами вдосконалення технології діагностування окремих вузлів займались Белоусова Н. В., Долгова А. В. [20, 21].

Досить широке коло проблем охоплюють задачі покращення методів та окремих параметрів випробувань. Вирішенням проблем технології випробувань займався Артеменко В.В. та Бабанін А.Б. [22]. Удосконаленням методів випробувань займався Сінчук О. М. та Сушко Д. Л. [23]. Вирішенням проблем енергозбереження та удосконаленням стенду для випробувань тягових електродвигунів займався Дубинець Л.В. та Лоза П. О. [24-26]. Розвитком наукових основ удосконалення енергоефективних методів випробувань, глибоким теоретичним аналізом процесів енергообміну в системах взаємного навантаження, синтезом та вибором раціональних схем взаємного навантаження займався Афанасов А.М. [3, 27-47].

Слід також відмітити роботи в області систем динамічного навантаження електричних машин Родькіна Д. Й., Ломоноса А.І., Перекреста А.Л [48, 49].

1.3 Аналітичний огляд робіт в області автоматизації систем взаємного навантаження тягових електричних машин

Метод взаємного навантаження для випробування тягових електричних двигунів (ТЕД) постійного струму був впроваджений ще у середині минулого сторіччя. Але, аж до теперішнього часу, переважаюча кількість стендів взаємного навантаження використовує ручне управління процесом випробувань. Цьому сприяє насамперед скрутне економічне становище, а також використання традиційної схеми взаємного навантаження із ЛГ та ВДМ. Проте, як було зазначено у підрозділі 1.1, переважаюча кількість відмов припадає на електрообладнання, що пов'язано із низькою якістю ремонту та вичерпанням загального ресурсу роботи тягового рухомого складу. У зв'язку із цим гостро постає проблема автоматизації випробувань ТЕД. Також, автоматизація випробувань дає можливість для застосування схем взаємного навантаження більш раціональних із точки зору енергетичної ефективності.

Задачами поліпшення якості випробувань присвячено ряд робіт [3, 16, 18, 19, 21, 26, 49-58]. В основному ці роботи присвячені або проблемам діагностування та поліпшення якості ремонту окремих вузлів ТЕД, або впливу технологічних факторів на технічний їх стан.

У зв'язку з тим, що як в Україні, так і в країнах СНД, впровадження автоматизованих випробувальних станцій не має масового характеру, це обумовлює досить незначну кількість наукових робіт в цій області. Вирішення проблеми автоматизації випробувань за методом взаємного навантаження із ЛГ та ВДМ присвячені роботи [53-55, 57, 58], за методом динамічного навантаження, роботи [49, 56].

Так, у роботі Красуліна А. В. [57] дано детальний аналіз проблеми автоматизації випробувань ТЕД, наведено статистичні данні відмов систем ТЕД до, та після впровадження системи автоматичного управління параметрами випробувань. На базі вибраної схеми взаємного навантаження виконано синтез системи автоматичного управління та приведено результати лабораторних досліджень та імітаційного моделювання. За результатами виконаних досліджень за-

пропоновано програмно-апаратний комплекс для модернізації існуючих стендів взаємного навантаження.

В роботах Сорокіна О.В. [53-55] проведено аналіз та моделювання різних систем автоматичного управління: розімкнених, із зворотним зв'язком тільки по частоті обертання та по частоті обертання і стуму. Також проведено моделювання аварійних режимів системи взаємного навантаження, обладнаною системою автоматичного управління.

Слід відзначити ряд робіт зарубіжних авторів [59-65]. Проте їхні роботи вирішують більш загальну проблему автоматизації управління двигунами постійного струму за допомогою використання нейронних мереж.

1.4 Аналітичний огляд робіт в області математичного моделювання електромеханічних процесів у електричних машинах

При дослідженні різноманітних електромеханічних систем, які включають в себе електричні машини, виникає необхідність у математичному моделюванні процесів, які в них виникають. Ці процеси можна розділити на електромеханічні та теплові. В свою чергу, електромеханічні процеси можна розділити на власне механічні та електромагнітні. Для моделювання електромагнітних процесів насамперед необхідно скласти принципову схему заміщення електричної машини та визначити параметри її елементів.

До фундаментальних робіт в області моделювання електричних машин відносяться роботи Адкінса Б, Бельмана М. Х., Жица М. З., Копилова І. П., Крона Г., Постнікова І.М., Уайта Д. та Вудсона Г, Шмитца Н. та Новотного Д., Фетісова В.В [66-79]. В області тягового електромашинобудування відомі роботи Гетьмана Г.К., Захарченко Д. Д. та Ротанова М. О., Іоффе А. Б, Курбасова О. С., Находкіна М. Д, Ранькіса І. Я., Скобелева В. Ю., Феоктістова В. П. [80-85, 107].

Очевидно, що вибір розрахункової схеми та складання системи рівнянь, що описують електромагнітний стан досліджуваної машини, залежить від конкретної задачі. Так, при вирішенні задач розробки та дослідження систем авто-

матичного управління в тягових електроприводах з широтно-імпульсним регулюванням (ШІР) [86-88] використовується модель ТЕД постійного струму, що запропонована в роботі Ранькіса І. Я [85], причому для вирішення задач автоматизації використано метод алгебраїзації нелінійних диференціальних рівнянь, що дозволяє привести їх до системи лінійних рівнянь. У роботі, присвяченій вирішенню задач регулювання швидкості транспортних засобів з ТЕД постійного струму [89], в якості моделі двигуна використовується встроєна модель двигуна постійного струму програмного середовища MATLAB Simulink. У роботі [57] використана схема заміщення ТЕД постійного струму для усталеного режиму роботи з лінеаризованими індуктивними параметрами. Також слід зазначити, що у моделях робіт [89] та [57] не враховується вплив вихрових струмів у масивних частинах магнітопроводу. У роботах присвячених дослідженню систем автоматичного управління із зоно-фазовим регулюванням [90-91] використана модель ТЕД з урахуванням нелінійних параметрів у вигляді динамічних індуктивностей, визначених експериментально та приведених у вигляді аналітичних залежностей по запропонованим там же виразам. Урахування вихрових струмів у масивних частинах магнітопроводу виконано за допомогою методики, запропонованої Жицем М. З. [78]. Такий же самий метод було використано при дослідженні відхилень параметрів магнітного кола на комутацію у тягових двигунах та моделюванні процесу пуску допоміжних електричних машин рухомого складу [92, 93].

У роботах, присвячених моделюванню електричних машин постійного струму різних систем збудження [94-97] використовується модель, заснована на системі рівнянь Фетісова-Сидельникова [76, 77, 95]. Дана математична модель враховує вплив вихрових струмів у сталевих ділянках магнітопроводу машини та у провідниках обмотки якоря від пазового розсіяння, а також, розмагнічуючу дію реакції якоря і комутаційної МРС. Також, цю модель можна використовувати для моделювання додаткових втрат у машинах постійного струму при живленні від джерела енергії з напругою довільної форми [97].

1.5 Аналітичний огляд джерел живлення схем взаємного навантаження

В якості джерел живлення схем взаємного навантаження можуть виступати як електромашинні перетворювачі так і статичні, різних схемотехнічних рішень.

До електромашинних джерел відносяться генератори постійного струму із незалежним збудженням від статичних або електромашинних збуджувачів. Основні схеми електромашинних джерел наведені на рис. 1.8.

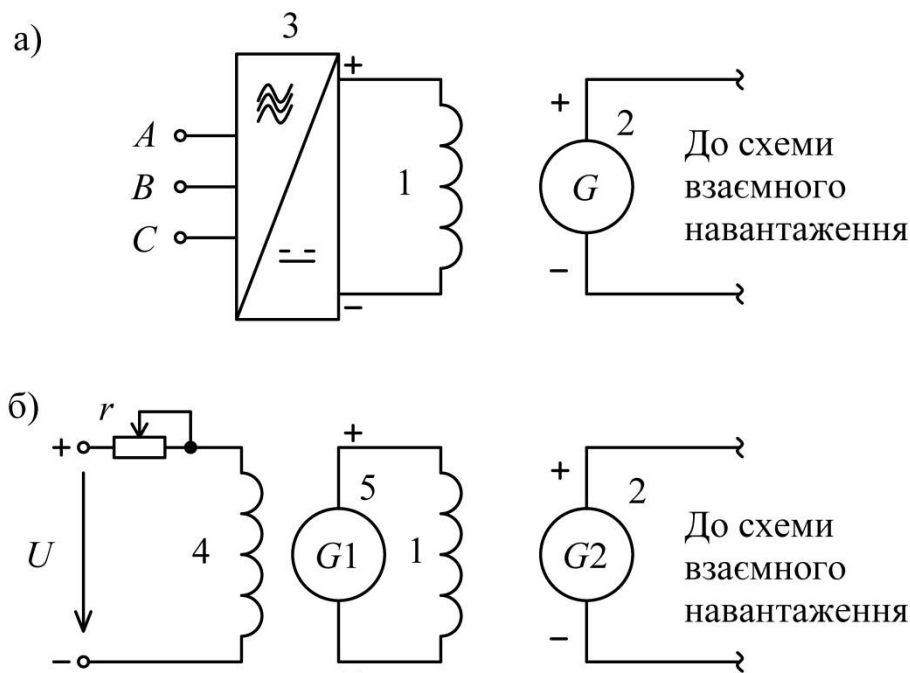


Рисунок 1.8 – Основні схеми електромашинних джерел живлення, із статичним (а) та електромашинним (б) збуджувачем (схеми «А», «В»)

На рис. 1.8 зображено: 1 – обмотка збудження генератора, 2 – якір генератора, 3 – трифазний статичний випрямляч, 4 – обмотка збудження збуджувача, 5 – якір збуджувача.

Статичними джерелами живлення можуть виступати різноманітні трифазні керовані випрямлячі із фазним регулюванням вихідної напруги або некеровані трифазні випрямлячі із широтно-імпульсним регуляторами (ШІР) на їх виходах. До керованих трифазних випрямлячів відносяться такі схеми [98]:

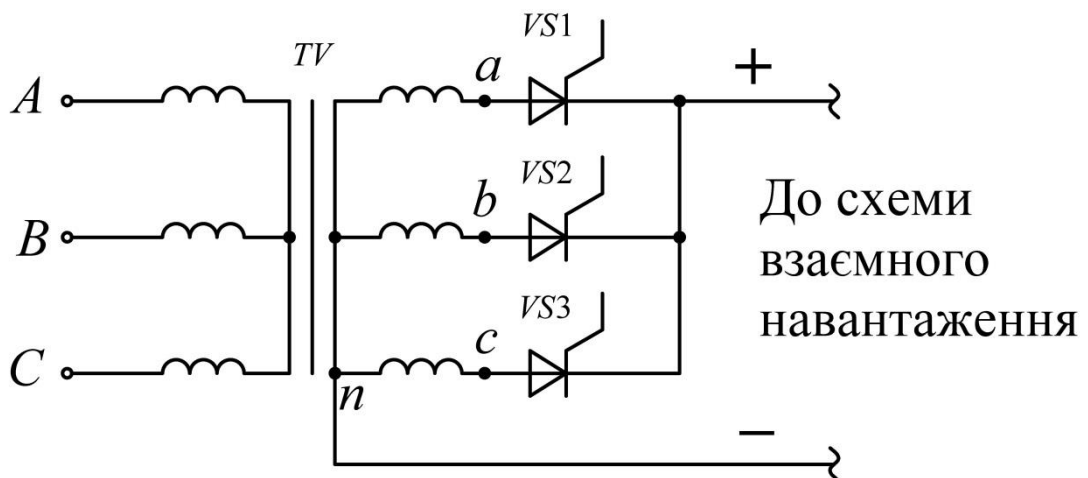
- схема з нульовою точкою (схема Міткевича);

- схема з нульовою точкою та двома вторинними обмотками з'єднаними у вигляді зірка – обернена зірка та зрівнювальним реактором;
- повністю керований та напівкерований мостовий випрямляч (схема Ларіонова);
- компенсаційний випрямляч;
- повністю керований та напівкерований мостовий випрямляч із ступеневим регулюванням напруги;
- випрямляч із зустрічно-паралельним включенням тиристорів;
- складені (багатофазні еквівалентні) випрямлячі.

До випрямлячів із ШПР відносяться такі схеми [98]:

- неререверсивні імпульсні знижувальні перетворювачі постійної напруги (ІППН);
- багатофазні ІППН.

Схеми представлених вище статичних джерел приведені на рис. 1.9 –



1.17

Рисунок 1.9 – Схема з нульовою точкою (схема Міткевича) (схема «С»)

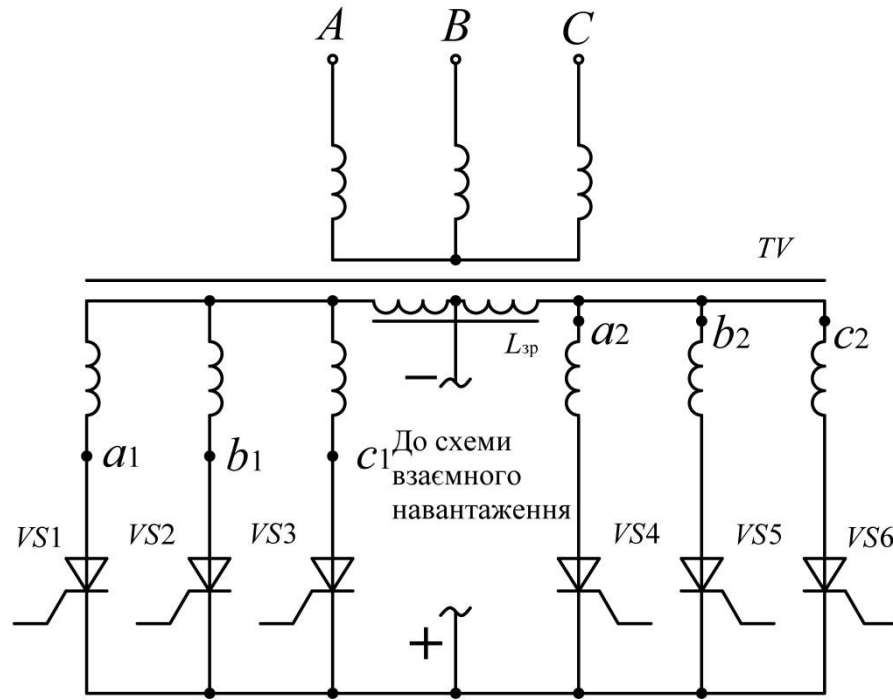


Рисунок 1.10 – Схема з нульовою точкою та двома вторинними обмотками з'єднаними у вигляді зірка – обернена зірка та зрівнювальним реактором (схема «D»)

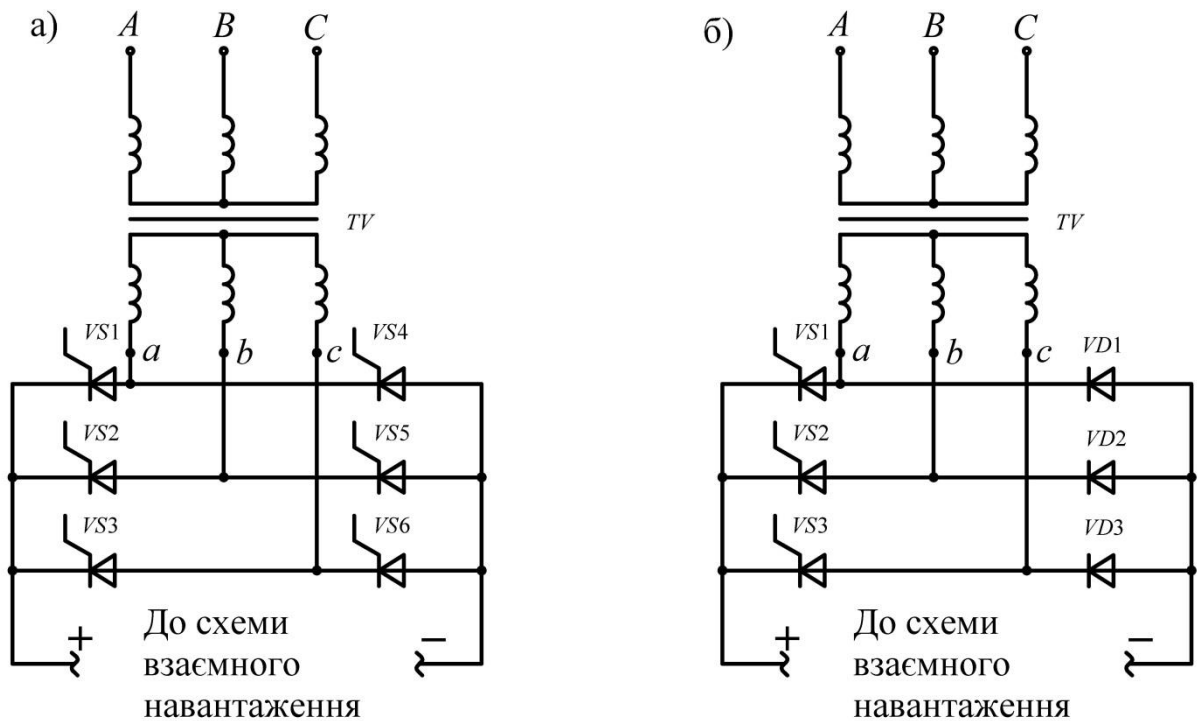


Рисунок 1.11 – Повністю керований (а) та напівкерований (б) мостовий випрямляч (схема Ларіонова) (схеми «Е», «F»)

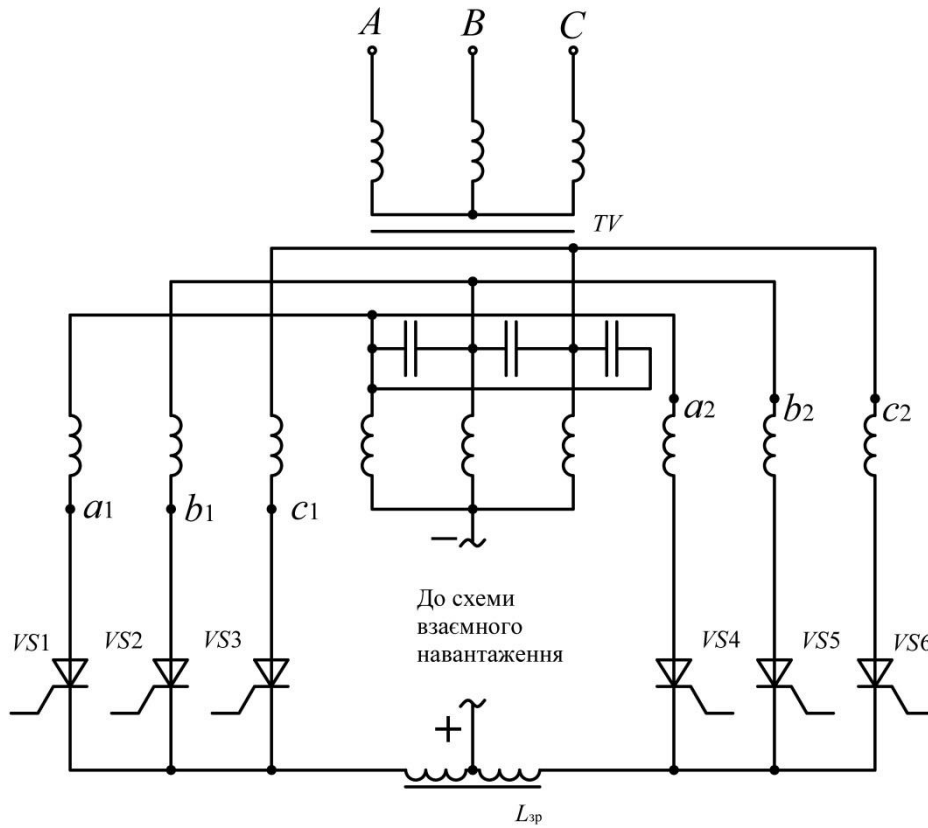


Рисунок 1.12 – Компенсаційний випрямляч (схема «Г»)

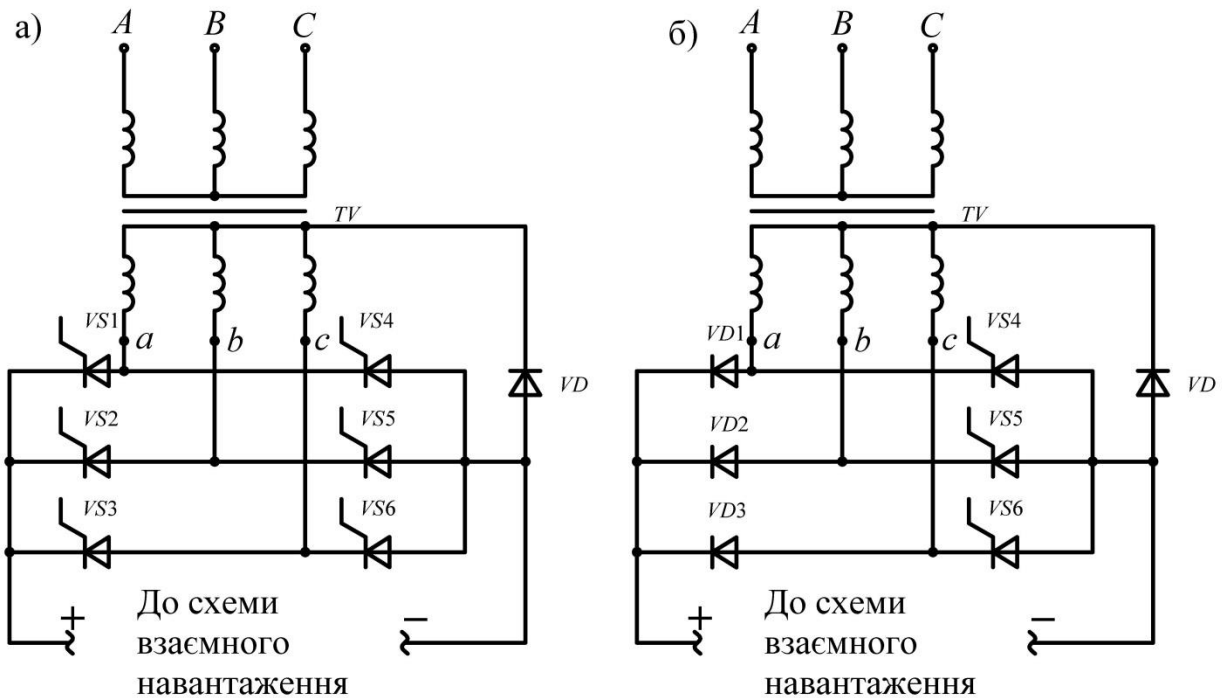


Рисунок 1.13 – Повністю керований (а) та напівкерований (б) мостовий випрямляч із ступеневим регулюванням напруги (схеми «Н», «І»)

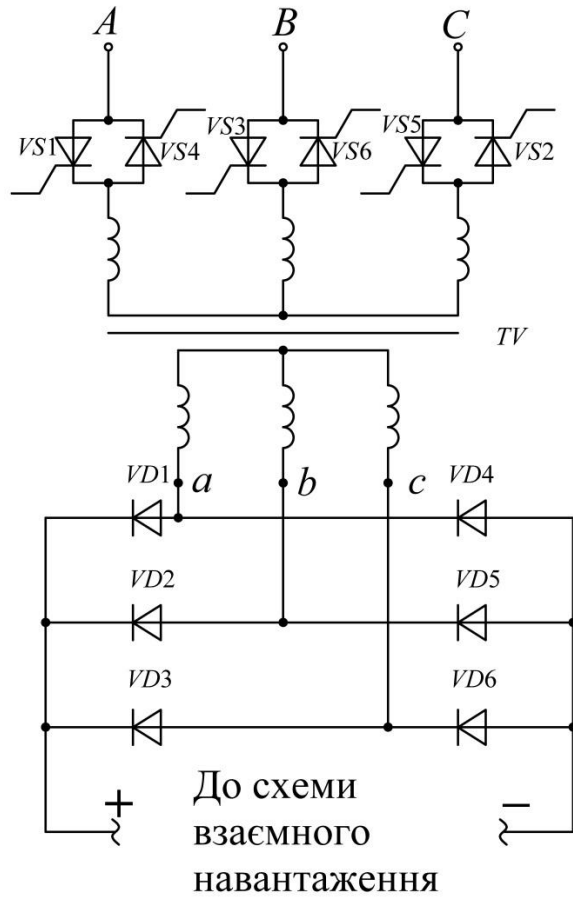


Рисунок 1.14 – Випрямляч із зустрічно-паралельним включенням тиристорів (схема «J»)

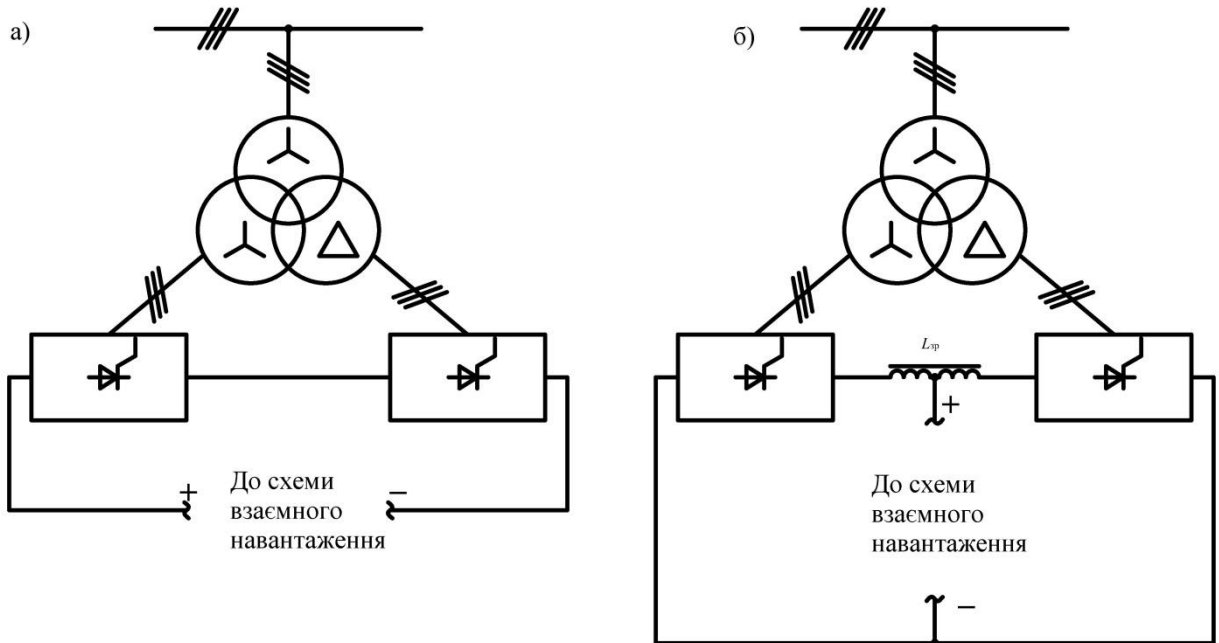


Рисунок 1.15 – Складені (багатофазні еквівалентні) випрямлячі із послідовним (а) та паралельним (б) включенням випрямних блоків (схеми «К», «L»)

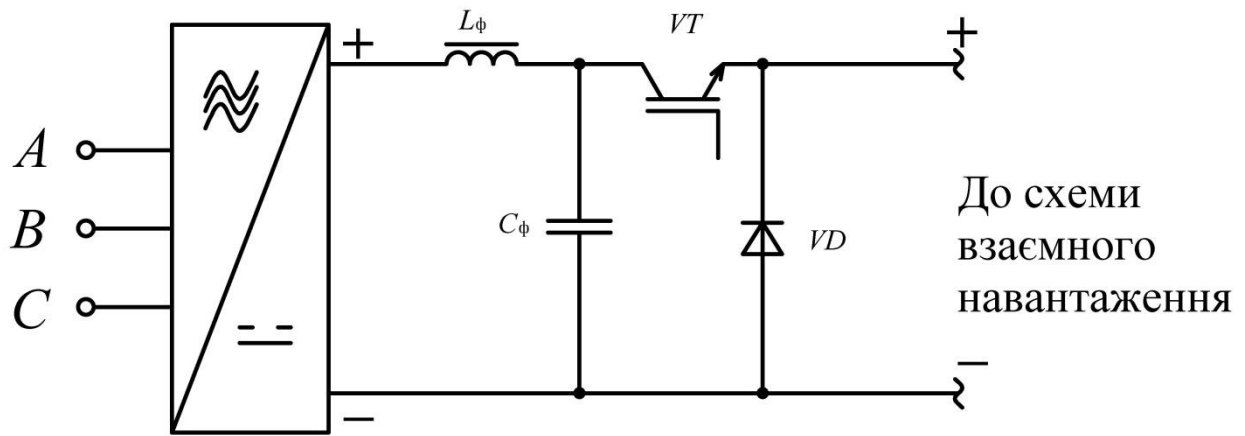


Рисунок 1.16 – Неревверсивний імпульсний знижувальний перетворювач постійної напруги (ІППН) (схема «М»)

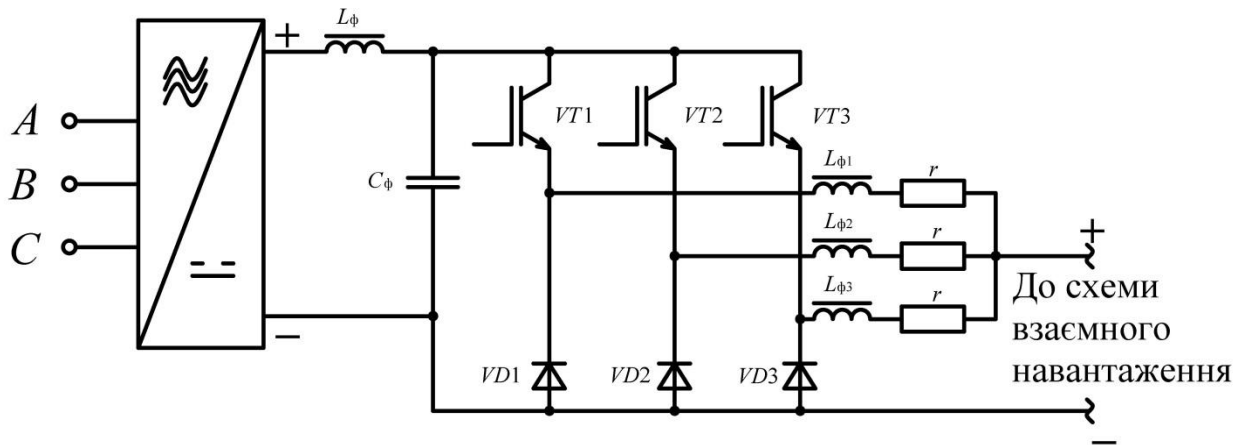


Рисунок 1.17 – Багатофазний ІППН (схема «N»)

Для подальшого аналізу, з метою полегшення сприйняття матеріалу, введемо такі позначення для розглянутих вище схем: всі схеми, починаючи з рисунка 1.8 незалежно від індексів (а) чи (б) отримують наскрізну буквену індексацію латинськими буквами. Тобто в подальшому схемі позначаються буквами від латинської «А» до «N».

В даному розділі неможливо зробити однозначний висновок у доцільності використання того чи іншого джерела живлення для схем взаємного навантаження. Більш глибокий аналіз існуючих, а також синтез раціональних схем джерел живлення буде зроблено у розділі 3.

Висновки по розділу 1

1. Аналіз стану розвитку автоматизованих систем взаємного навантаження показав:

- удосконалення методів випробувань виконується тільки для традиційних схем із вольтодобавочною машиною та лінійним генератором;
- вирішення проблеми вибору раціональних параметрів для науково обґрунтованих раціональних схем взаємного навантаження не проводилось;
- проблема автоматизації частково вирішується тільки для схем із вольтодобавочною машиною та лінійним генератором;
- для моделювання електромагнітних процесів у системах взаємного навантаження використовуються математичні моделі із суттєвими спрощеннями. Зокрема, у деяких роботах крива намагнічування представляється у вигляді кусочно-лінійної функції, або повністю лінеаризується. Також, у деяких роботах не враховується дія вихрових струмів у масивних ділянках магнітопроводу машини. Вихрові струми у обмотках машини від пульсаційної складової струму при живленні від статичного джерела не враховуються у всіх розглянутих роботах, присвячених дослідженню випробувань ТЕД. При цьому, за рахунок таких спрощень, неможливо виконати кількісну оцінку додаткових втрат при розрахунку динамічних режимів роботи системи взаємного навантаження.

2. З огляду на вищесказане, метою дисертаційної роботи є удосконалення раціональної системи взаємного навантаження (детальний огляд такої СВН буде приведено у розділі 2.2).

Для досягнення сформованої мети необхідно вирішити такі завдання:

- розробити математичну модель стенду взаємного навантаження на основі вдосконаленої математичної моделі машини постійного струму, яка враховує додаткові втрати від пульсуючого магнітного потоку та струму якоря, а також, розмагнічуючу дію реакції якоря у некомпенсованих машинах;

- виконати синтез раціональної схеми джерела живлення для системи взаємного навантаження;
- визначити, за допомогою математичної моделі, раціональні параметри джерела живлення та елементів системи взаємного навантаження.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ ТА ДОДАТКОВИХ ВТРАТ В СИСТЕМІ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

2.1 Порівняння підходів для дослідження електромагнітних процесів у колекторних машинах постійного струму

Дослідження перехідних, стаціонарних та квазістаціонарних режимів роботи системи взаємного навантаження потребує наявності математичної моделі двигуна постійного струму. Враховуючи особливості даного дослідження, математична модель повинна дозволяти враховувати додаткові пульсаційні втрати, що виникають в стаціонарних, а також квазістаціонарних режимах роботи машини, якщо схема живиться від статичного джерела.

В даній роботі, при розрахунку різних режимів роботи системи взаємного навантаження, приймемо, що джерелом живлення виступає статичний перетворювач (схема «С» – «N»). Таким чином, навіть при незмінній середній напрузі на виході джерела живлення та усталеній частоті обертання, режим роботи СВН буде квазістаціонарним, тобто по обмотках досліджуваних машин будуть протікати пульсуючі струми.

Найбільш розповсюдженим методом дослідження квазістаціонарних процесів у ТЕД є символічний метод, запропонований Скобелевим [83]. Цей метод базується на врахуванні постійної складової та першої гармонічної пульсуючого струму. Такий метод добре зарекомендував себе при дослідженні електромагнітних процесів у ТЕД пульсуючого струму та пульсуючої напруги при живленні від випрямляча. В такому випадку коефіцієнт пульсації струму якоря для n -ї гармоніки дорівнює

$$k_{pi}^{(n)} = \frac{I_{ma}^{(n)}}{I_a^{(0)}},$$

де $I_a^{(0)}$ – постійна складова струму якоря;

$I_{ma}^{(n)}$ – амплітуда n -ї гармоніки струму якоря.

Коефіцієнт пульсації для перших трьох гармонік ТЕД пульсуючого струму згідно з [83]:

$$k_{\text{pi}}^{(1)} = 0,258, k_{\text{pi}}^{(2)} = 0,023, k_{\text{pi}}^{(3)} = 0,01.$$

З приведених даних видно, що амплітуда першої гармоніки приблизно в одинадцять та двадцять п'ять разів більша, відповідно, за амплітуду другої та третьої гармоніки. Цей факт дає змогу вести розрахунок ТЕД пульсуючого струму символічним методом, використовуючи тільки першу гармоніку струму та магнітного потоку. Однак, при живленні ТЕД від ІППН гармонійний склад струму суттєво змінюється в залежності від коефіцієнту заповнення імпульсів, причому амплітуди вищих гармонік можуть досягати половини амплітуди основної гармоніки [99]. Таким чином, при дослідженні квазістаціонарних процесів при живленні СВН від джерел «С» – «L», символічний метод є переважним. Але при живленні від джерел «М» – «N» цей метод можна використовувати лише у першому наближенні [83].

Для дослідження перехідних процесів, наприклад при роботі системи автоматичного управління або при виникненні аварійних режимів, а також, для точного дослідження усталених (квазістаціонарних) режимів при живленні від джерел «М» – «N», необхідно скласти математичну модель ТЕД постійного струму на основі диференційних рівнянь, що описують електромагнітні та електромеханічні процеси у ньому.

Відомо, що при роботі МПС у перехідних та квазістаціонарних режимах в магнітопроводі наводяться вихрові струми. В переважній частині математичних моделей машини постійного струму, розглянутих у першому розділі, для дослідження перехідних режимів використовувались моделі, в яких дія вихрових струмів враховується тільки в масивних ділянках кола головного магнітного потоку або зовсім не враховується. Таке спрощення допустимо, якщо модель МПС розглядається як елемент системи автоматичного керування, коли зміни основного магнітного потоку, зумовлені дією вихрових струмів, не можуть суттєво впливати на якість управління. В той же

час, вихровими струмами, що виникають у інших частинах МПС можна знехтувати.

Проте, розглядаючи МПС, як складову енергетичної системи, якою є система взаємного навантаження, нехтувати вихровими струмами в інших її частинах неможна. Цей факт пояснюється тим, що при незначному впливі на величину та форму струму якоря, додаткові втрати, які вони спричиняють, можуть досягати майже подвійної величини основних втрат в міді [97].

У зв'язку з цим, побудову математичної моделі СВН найбільш доцільно виконувати на базі математичної моделі МПС, яка враховує:

- вплив вихрових струмів на струми у обмотках;
- додаткові втрати від вихрових струмів у масивних ділянках магнітопроводу та обмотках машини по повздовжній та поперечній осі;
- розмагнічуючу дію реакції якоря у некомпенсованих машин;
- розмагнічуючу дію комутаційного контуру та додаткові втрати в ньому.

Для розрахунку вихрових струмів у масивних ділянках магнітопроводу у нестационарних режимах існують декілька методів. Серед них можна виділити ті, які найчастіше використовуються при дослідженні електричних машин. Такими методами є: спрощений метод Тостіна [80], метод Шапіро [5, 100, 101], метод Жица [78], та метод Фетісова [102].

Метод Тостіна, як зазначено у [80], є спрощеним методом і може використовуватись у випадках, коли задачею дослідження є візуалізація процесу дії вихрових струмів.

Метод Шапіро базується на заміні реального вихрового контуру еквівалентним контуром, який підключається до обмотки збудження довільного магнітопроводу через взаємоіндуктивний (трансформаторний) зв'язок. Параметри вторинної обмотки такого еквівалентного трансформатора визначаються дослідним шляхом по кривим згасання магнітного потоку. Отримані в результаті дослідів параметри доволі точно описують перехідні процеси у масивних магнітопроводах. Проте, як видно із вищесказаного, для визначен-

ня параметрів вихрових контурів, потрібна наявність самого досліджуваного магнітопроводу (електричної машини), а також спеціального обладнання для запису осцилограм перехідних процесів.

При розрахунку дії вихрових струмів по методу Жица, параметри вихрових контурів розраховуються аналітично за відомими геометричним розмірам досліджуваної машини. Також, при можливості осцилографування перехідних процесів, можна ввести поправку у систему рівнянь у вигляді скоригованого значення питомої електропровідності сталі масивної ділянки магнітопроводу [81]. В той же час, при відносній простоті розрахунку, у даній системі рівнянь міститься член, що представляє собою обернену магнітну характеристику досліджуваної машини. Магнітну характеристику ТЕД можна апроксимувати різними функціями [106-108], причому деякі з них можуть бути доволі простими. Але, при врахуванні дії реакції якоря у некомпенсованих машинах, вираз для магнітної характеристики стає доволі складним, а також, у нього вводиться друга змінна у вигляді МРС реакції якоря [79]. В такому випадку побудова оберненої магнітної характеристики неможлива, а кусочно-лінійна апроксимація магнітної характеристики [92, 93] вносить недопустимо велику похибку у розрахунки, особливо у некомпенсованих машинах.

Метод Фетісова не містить недоліків розглянутих вище методів. Суть цього метода полягає в заміні реального вихрового контуру системою короткозамкнутих котушок, сумарна МРС яких дорівнює МРС реальних вихрових струмів. Теоретично, кількість короткозамкнутих котушок дорівнює безкінечності. Практично, їх кількість вибирається в залежності від поставленої задачі. Кількість витків короткозамкнутих котушок приводиться до кількості витків обмоток, що створюють пульсуюче магнітне поле у магнітопроводі. При розрахунку вихрових струмів спричинених пульсаціями основного магнітного потоку, розмагнічуюча дія реакції якоря враховується за методом [79] і вводиться у систему рівнянь масивного магнітопроводу у вигляді власної індуктивності обмотки збудження, представленої як функція двох змін-

них (МРС обмотки збудження та реакції якоря). Також, при дослідженні машин постійного струму можна розрахувати дію комутаційної МРС на основний магнітний потік шляхом підключення відповідного приведеного контуру до системи вихрових контурів.

Виходячи із аналізу розглянутих методів розрахунку вихрових струмів можна зробити висновок, що моделлю МПС, найбільш доцільною для дослідження електромеханічних процесів у СВН є модель машини постійного струму, яка базується на системі рівнянь Фетісова-Сидельникова [94-97].

2.2 Складання розрахункової схеми для дослідження електромеханічних процесів тяговому двигуні

Математична модель на базі рівнянь Фетісова-Сидельникова описує роботу узагальненої МПС із довільним способом збудження: послідовним, незалежним та змішаним.

Схема заміщення МПС при незалежному збудженні зображена на рисунку 2.1 [94, 97]. В даній схемі заміщення для спрощення розрахунків на ЕОМ був виконаний перехід від безкінечного ряду послідовно включених активно-індуктивних контурів, які враховують дію вихрових струмів [102] до безкінечного ряду паралельно включених віток які шунтуються індуктивністю основного магнітного потоку обмотки, що розглядається [103-105].

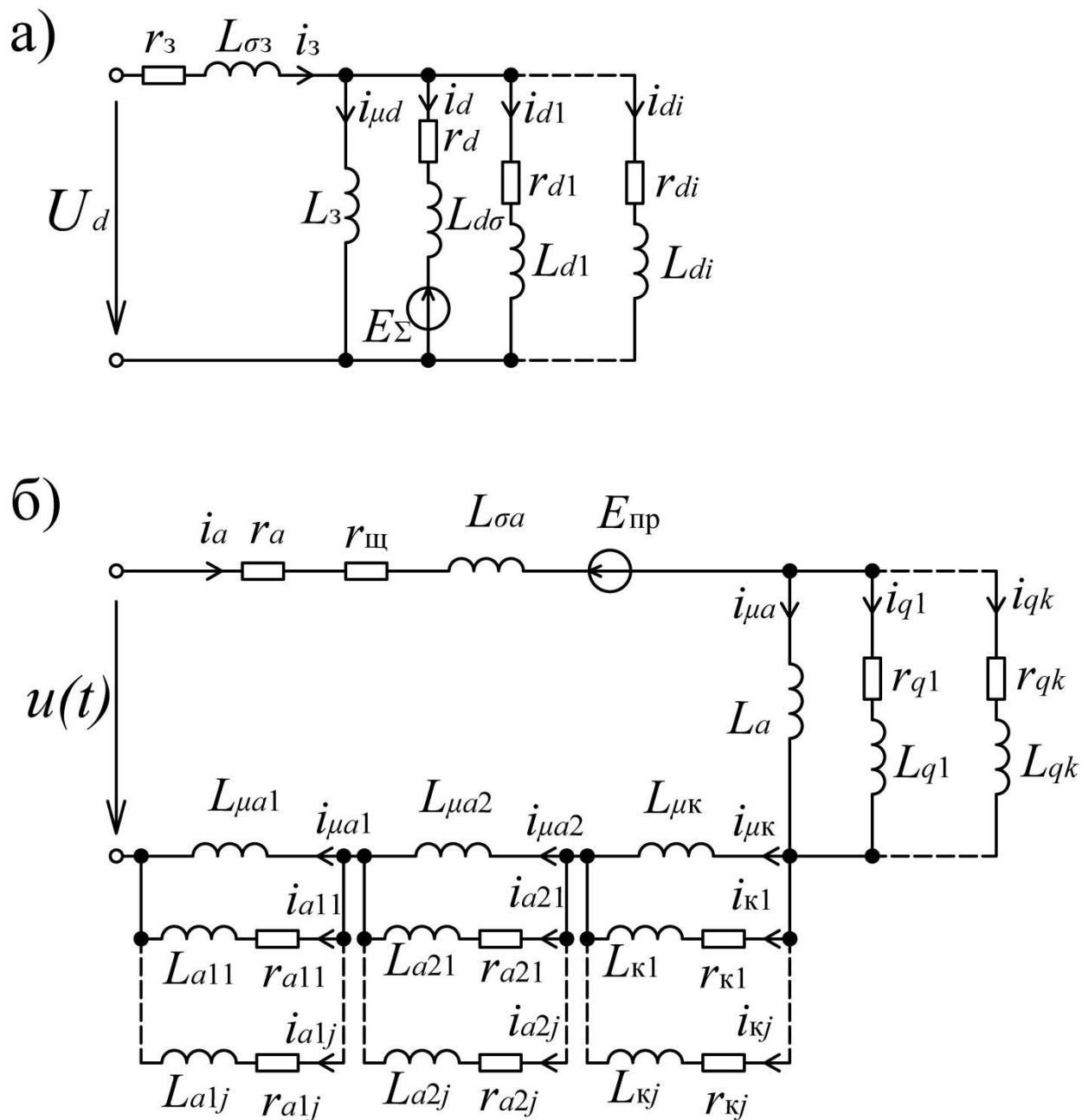


Рисунок 2.1 – Схема заміщення МПС по повздовжній (а) та поперечній (б)

осі

На рисунку 2.1 присутні наступні елементи схеми заміщення:

- i_3, i_a – струми обмотки збудження та якоря;
- $i_{\mu d}, i_{\mu a}$ – намагнічуючі струми обмотки збудження та якоря;
- $i_{\mu a1}, i_{\mu a2}, i_{\mu k}$ – намагнічуючі струми пазового розсіювання двошарової обмотки якоря та компенсаційної обмотки;

- i_d – приведений еквівалентний струм, що враховує дію комутаційних контурів;
- $i_{d1}, i_{di}, i_{q1}, i_{qk}, i_{a11}, i_{a1j}, i_{a21}, i_{a2j}, i_{k1}, i_{kj}$ – приведені еквівалентні струми, що враховують дію вихрових контурів;
- $L_{\sigma 3}, L_{\sigma a}$ – індуктивності розсіювання обмотки збудження та якоря;
- $L_3(i_{\mu d}, i_a), L_a$ – власні індуктивності обмотки збудження та якоря [79];
- $L_{\mu a1}, L_{\mu a2}, L_{\mu k}$ – власні індуктивності пазового розсіювання двошарової обмотки якоря та компенсаційної обмотки;
- $L_{d1}, L_{di}, L_{q1}, L_{qk}, L_{a11}, L_{a1j}, L_{a21}, L_{a2j}, L_{k1}, L_{kj}$ – приведені індуктивності еквівалентних вихрових контурів [96, 97, 103-105];
- r_3, r_a – активні опори обмотки збудження та кола якоря;
- $r_d(i_a, \omega)$ – приведений активний опір комутаційного контуру [96, 110, 111];
- $r_{d1}, r_{di}, r_{q1}, r_{qk}, r_{a11}, r_{a1j}, r_{a21}, r_{a2j}, r_{k1}, r_{kj}$ – приведені активні опори еквівалентних вихрових контурів [96, 97, 103-105];
- $r_{щ}$ – активний опір щіток. Строго кажучи активний опір щіток не є постійним, а залежить від струму, що протікає по ним. В подальшому, при розрахунку квазістаціонарних режимів цей нелінійний опір замінимо падінням напруги на щітках, яка є незмінною в робочому діапазоні струмів;
- $E_{\Sigma} = E'_k(i_{\mu a}, i_a, \omega) - E'_r(i_a, \omega) - E'_T$, де $E'_k(i_{\mu a}, i_a, \omega)$, $E'_r(i_a, \omega)$ та E'_T – приведені значення середніх за період комутації відповідно комутаційної, реактивної та трансформаторної ЕРС [96, 110, 111, 112];
- $E_{пр}(\Phi_{dq}, \omega)$ проти-ЕРС, де $\Phi_{dq}(i_{\mu d}, i_a)$ – основний магнітний потік МПС [79], ω – кутова частота обертання;
- U_d – постійна напруга живлення обмотки збудження;
- $u(t)$ – напруга живлення обмотки якоря.

Згідно з наведеною вище схемою заміщення МПС, можна скласти схему заміщення ТЕД послідовного збудження, рисунок 2.2

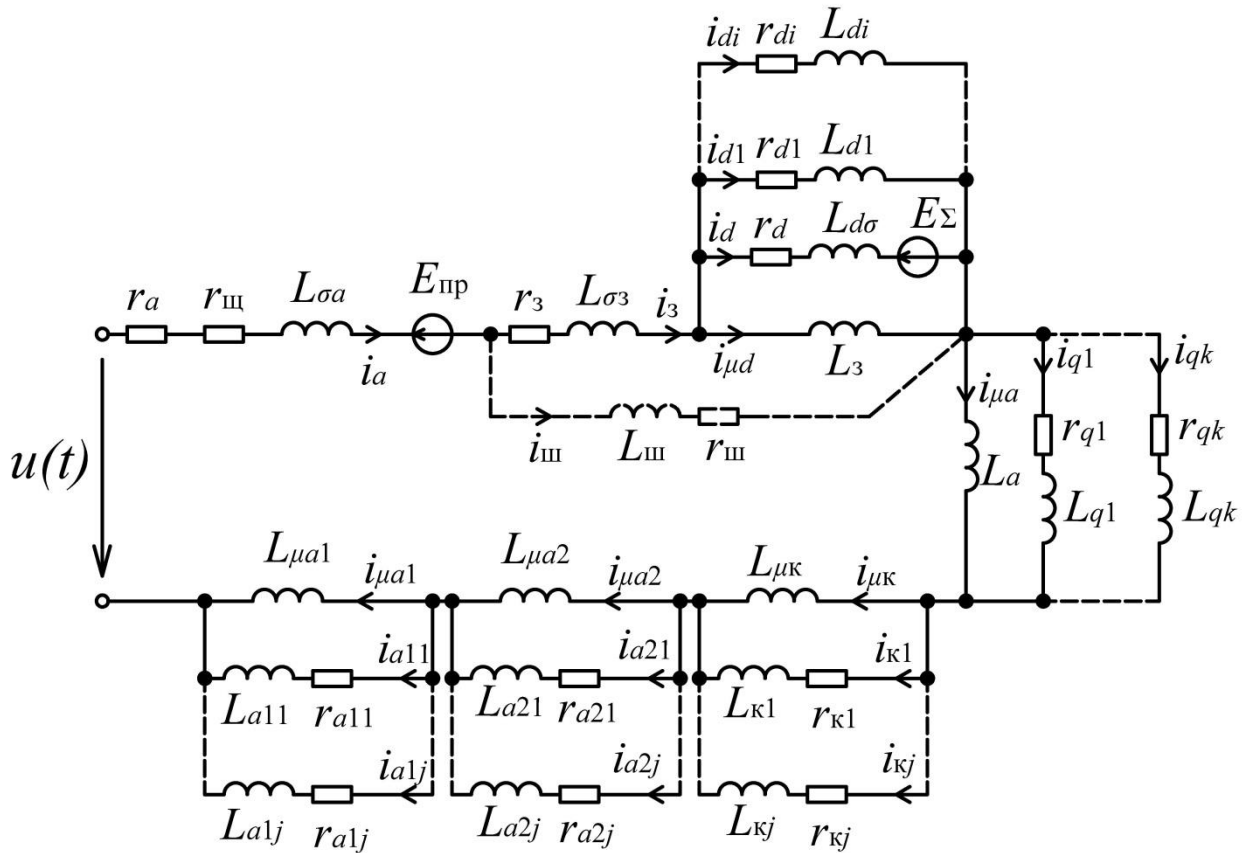


Рисунок 2.2 – Схема заміщення ТЕД послідовного збудження

де $L_{\text{ш}}$ – власна індуктивність індуктивного шунта;

$r_{\text{ш}}$ – опір резистора ослаблення збудження.

На рисунку 2.2 не показано постійний шунтуючий резистор обмотки збудження, який служить для відводу частини змінної складової струму обмотки збудження при живленні ТЕД пульсуючим струмом.

При дослідженні некомпенсованого ТЕД із схеми заміщення потрібно виключити контури пазового розсіювання компенсаційної обмотки – елементи $L_{\mu k}$, L_{k1} та L_{kj} , r_{k1} та r_{kj} , а також її активний опір із складу r_a .

В подальшому, для дослідження електромеханічних процесів у системі взаємного навантаження, необхідно скласти розрахункову схему заміщення ТЕД, із урахуванням особливостей, які вносить конкретна СВН.

В даній роботі для дослідження вибрана СВН, яка була синтезована Афанасовим А.М. [1, 31, 34, 35]. Вона зображена на рисунку 2.3. Дана СВН є раціональною з точки зору мінімуму витрат електроенергії.

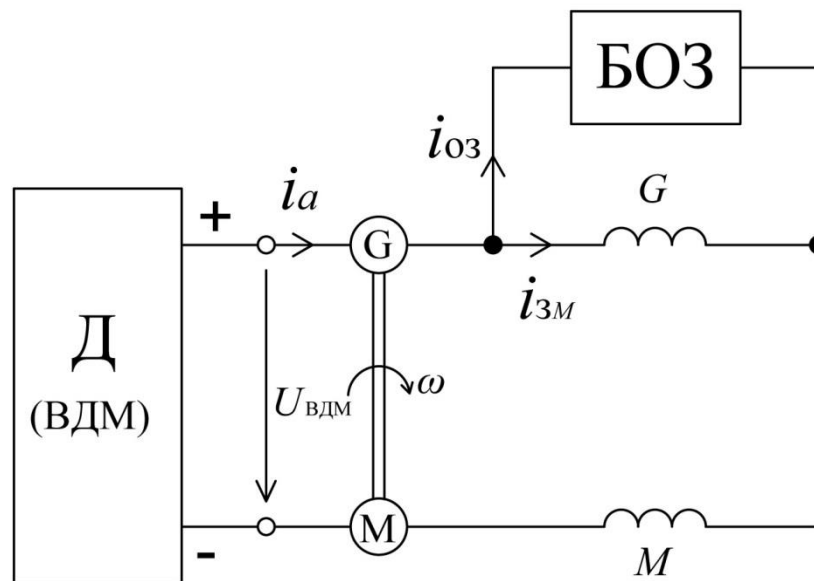


Рисунок 2.3 – Раціональна система взаємного навантаження з покриттям всіх втрат електричним способом, синтезована Афанасовим А.М.

На рисунку 2.3 зображено:

Д – джерело енергії (ВДМ), що живить СВН і слугує для покриття всіх втрат у випробовуваних ТЕД;

G та M – якір та обмотка збудження відповідно генератора та двигуна;

БОЗ – блок ослаблення збудження генератора. Ослаблення збудження використовується для створення небалансного моменту з метою регулювання частоти обертання випробовуваних ТЕД.

Також, у роботі [1] доведено, що дана СВН є електрично нестійкою, а тому потребує систему автоматичного керування, яка повинна здійснювати регулювання мінімум по двом каналам: струм якорів ТЕД та частота їх обертання [113]. Виходячи з цього БОЗ повинен реалізовувати плавне регулювання ступеню ослаблення збудження.

Існує декілька схем плавного регулювання збудження [114]. В якості розрахункової схеми в даній роботі виберемо схему із одним електронним

комутатором та додатковим опором у його вітті. Вибрана схема блоку ослаблення збудження зображена на рисунку 2.4.

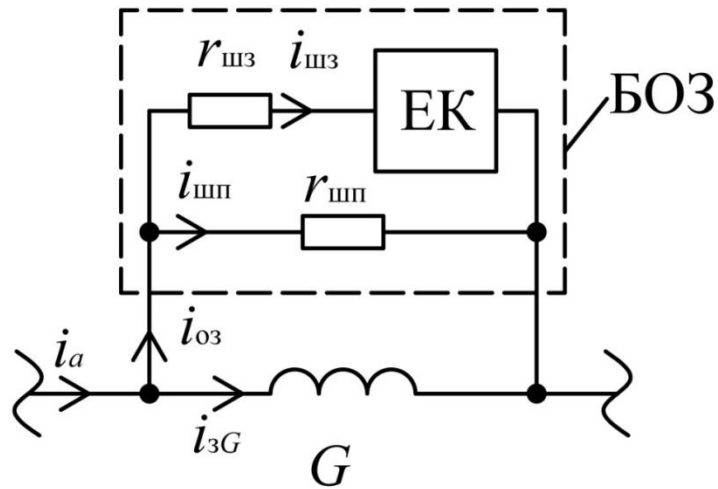


Рисунок 2.4 – Схема блоку ослаблення збудження

На рисунку 2.4 зображено:

ЕК – електронний комутатор;

$r_{\text{шп}}$ – постійно включений шунтуючий резистор для зменшення комутаційних перенапружень в обмотці збудження;

$r_{\text{шз}}$ – шунтуючий резистор опір якого змінний по відношенню до обмотки збудження завдяки роботі ЕК.

В якості досліджуваної машини вибрано тяговий електродвигун РТ-51Д електропоїзда ЕР-9, основні технічні дані якого [115, 116] приведено нижче:

- номінальна напруга $U_{\text{н}} = 825$ В;
- ступінь ослаблення збудження (СОЗ):
 номінальний $\beta = 0,532$,
 найменший $\beta = 0,32$,
 найбільший $\beta = 0,925$;

Годинний режим:

- струм при номінальному СОЗ та живленні від випрямляча (пульсуючий)
 $I_{\text{год}} = 215 \text{ А}$, при номінальному СОЗ та живленні від джерела постійного струму $I_{\text{год}} = 240 \text{ А}$;
- струм при мінімальному СОЗ та живленні від випрямляча (пульсуючий)
 $I_{\text{год}} = 240 \text{ А}$, при мінімальному СОЗ та живленні від джерела постійного струму $I_{\text{год}} = 266 \text{ А}$;
- потужність на валу при номінальному СОЗ та живленні від випрямляча
 $P_{\text{год}} = 160 \text{ кВт}$;
- частота обертання при номінальному СОЗ $n_{\text{год}} = 960 \text{ об/хв}$

Тривалий режим:

- струм при номінальному СОЗ та живленні від випрямляча (пульсуючий)
 $I_{\text{год}} = 165 \text{ А}$, при номінальному СОЗ та живленні від джерела постійного струму $I_{\text{год}} = 187 \text{ А}$;
- струм при мінімальному СОЗ та живленні від випрямляча (пульсуючий)
 $I_{\text{год}} = 185 \text{ А}$, при мінімальному СОЗ та живленні від джерела постійного струму $I_{\text{год}} = 207 \text{ А}$;
- потужність на валу при номінальному СОЗ та живленні від випрямляча
 $P_{\text{год}} = 125 \text{ кВт}$;
- частота обертання при номінальному СОЗ $n_{\text{год}} = 1080 \text{ об/хв}$.

Розрахункова схема досліджуваного ТЕД згідно вибраної системи взаємного навантаження та схеми БОЗ зображена на рисунку 2.5.

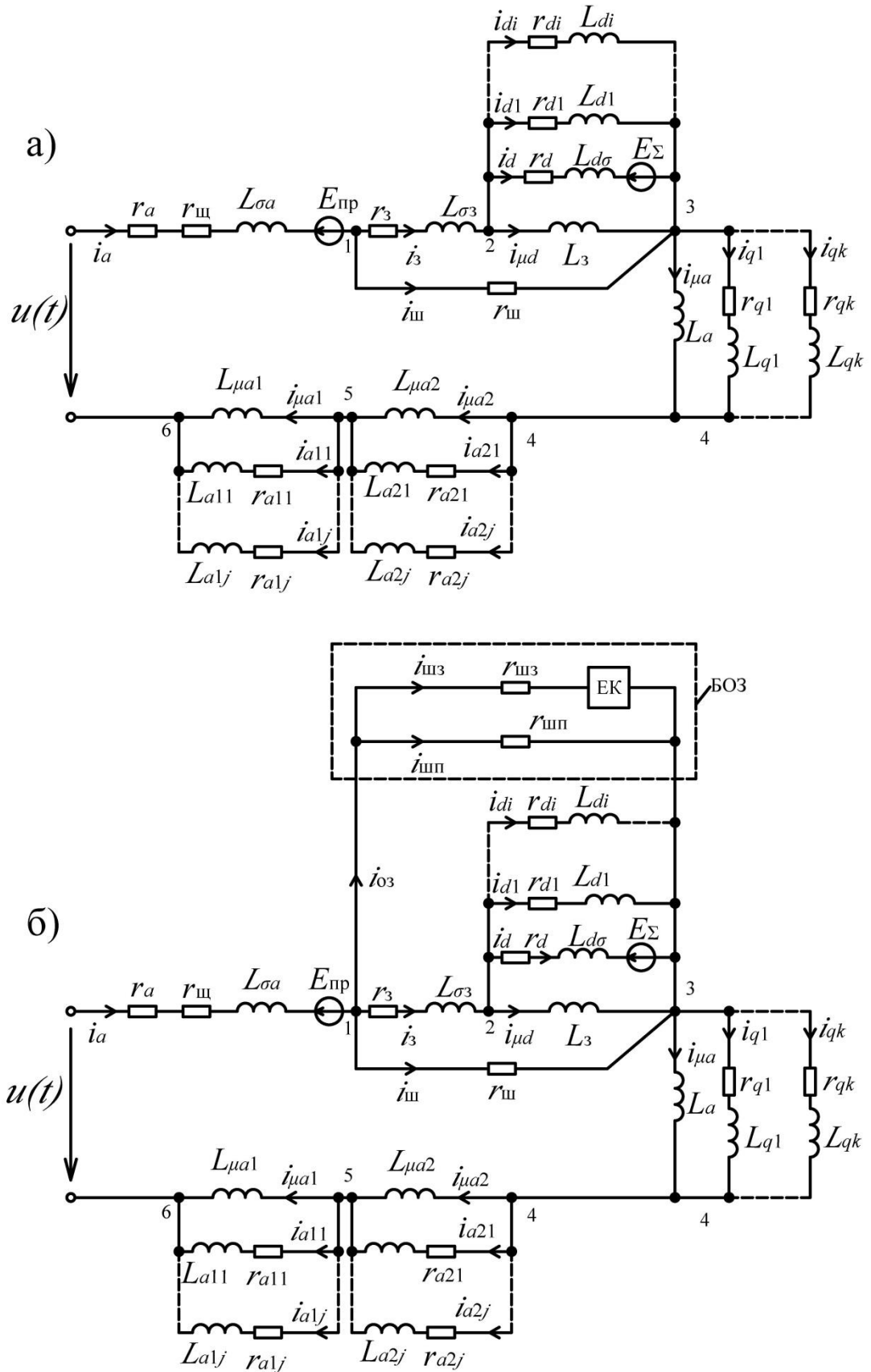


Рисунок 2.5 – Розрахункова схема заміщення досліджуваного ТЕД, який працює у складі СВН в режимі двигуна (а) та в режимі генератора (б)

Схему, зображену на рисунку 2.5 (а) описує система рівнянь:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_a - i_{\text{III}} - i_3 = 0 \\
 i_3 - i_{\mu d} - i_d - i_{d1} - \dots - i_{dk} = 0 \\
 i_{\mu d} + i_d + i_{d1} + \dots + i_{dk} + i_{\text{III}} - i_{\mu a} - i_{q1} - \dots - i_{qk} = 0 \\
 i_{\mu a} + i_{q1} + \dots + i_{qk} - i_{\mu a2} - i_{a21} - \dots - i_{a2j} = 0 \\
 i_{\mu a2} + i_{a21} + \dots + i_{a2j} - i_{\mu a1} - i_{a11} - \dots - i_{a1j} = 0 \\
 (r_a + r_{\text{III}}) \cdot i_a + L_{\sigma a} \frac{di_a}{dt} + r_{\text{III}} \cdot i_{\text{III}} + L_a \frac{di_{\mu a}}{dt} + L_{\mu a2} \frac{di_{\mu a2}}{dt} + L_{\mu a1} \frac{di_{\mu a1}}{dt} = u(t) - E_{\text{III}} \\
 r_3 \cdot i_3 + L_{\sigma 3} \frac{di_3}{dt} + L_3(i_{\mu d}, i_a) \frac{di_{\mu d}}{dt} - r_{\text{III}} \cdot i_{\text{III}} = 0 \\
 L_3(i_{\mu d}, i_a) \frac{di_{\mu d}}{dt} - r_d(i_a, \omega) \cdot i_d - L_{d\sigma} \frac{di_d}{dt} = E_{\Sigma}(i_{\mu a}, i_a, \omega) \\
 r_{d1} \cdot i_{d1} + L_{d1} \frac{di_{d1}}{dt} - r_d(i_a, \omega) \cdot i_d - L_{d\sigma} \frac{di_d}{dt} = E_{\Sigma}(i_{\mu a}, i_a, \omega) \\
 \dots \\
 r_{di} \cdot i_{di} + L_{di} \frac{di_{di}}{dt} - r_{di-1} \cdot i_{di-1} - L_{di-1} \frac{di_{di-1}}{dt} = 0 \\
 L_a \frac{di_{\mu a}}{dt} - r_{q1} \cdot i_{q1} - L_{q1} \frac{di_{q1}}{dt} = 0 \\
 \dots \\
 r_{qk} \cdot i_{qk} + L_{qk} \frac{di_{qk}}{dt} - r_{qk-1} \cdot i_{qk-1} - L_{qk-1} \frac{di_{qk-1}}{dt} = 0 \\
 L_{\mu a2} \frac{di_{\mu a2}}{dt} - r_{a21} \cdot i_{a21} - L_{a21} \frac{di_{a21}}{dt} = 0 \\
 \dots \\
 r_{a2j} \cdot i_{a2j} + L_{a2j} \frac{di_{a2j}}{dt} - r_{a2j-1} \cdot i_{a2j-1} - L_{a2j-1} \frac{di_{a2j-1}}{dt} = 0 \\
 L_{\mu a1} \frac{di_{\mu a1}}{dt} - r_{a11} \cdot i_{a11} - L_{a11} \frac{di_{a11}}{dt} = 0 \\
 \dots \\
 r_{a1j} \cdot i_{a1j} + L_{a1j} \frac{di_{a1j}}{dt} + r_{a1j-1} \cdot i_{a1j-1} - L_{a1j-1} \frac{di_{a1j-1}}{dt} = 0
 \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Відповідно, для ТЕД, що працює в режимі генератора (рисунок 2.5 (б)), систему рівнянь (2.1) необхідно доповнити рівняннями для контурів, що охоплюють вітки із струмами $i_{\text{шп}}$ та $i_{\text{шз}}$, а також ввести ці струми у рівняння за першим законом Кірхгофа для вузлів 1 і 3.

Як було зазначено вище та видно із виразу (2.1) до складу математичної моделі МПС входять як постійні параметри, так і змінні, які залежать від струмів, що протікають по обмотках машини, частоти обертання якоря та основного магнітного потоку. Такими параметрами є: $L_3(i_{\mu d}, i_a)$, $r_d(i_a, \omega)$, $E_\Sigma = E'_k(i_{\mu a}, i_a, \omega) - E'_r(i_a, \omega) - E'_T$, $E_{\text{пр}}(\Phi_{dq}, \omega)$ та . В подальшому, для скорочення математичних записів вищезазначені нелінійні параметри будемо записувати відповідно L_3 , r_d , $E_\Sigma = E'_k - E'_r - E'_T$ та $E_{\text{пр}}$.

2.3 Визначення параметрів елементів розрахункової схеми заміщення ТЕД

Параметри схеми заміщення визначаються за методами, приведеними у [77, 79, 94-97, 103-105].

Розрахунок параметрів схеми заміщення розділимо на дві частини: розрахунок постійних параметрів та розрахунок змінних (нелінійних) параметрів.

2.3.1 Розрахунок постійних параметрів

До постійних відносяться параметри вихрових контурів обмоток (r_{d1} , r_{di} , r_{q1} , r_{qk} , r_{a11} , r_{a1j} , r_{a21} , r_{a2j} , L_{d1} , L_{di} , L_{q1} , L_{qk} , L_{a11} , L_{a1j} , L_{a21} , L_{a2j}), основні індуктивності та індуктивності розсіювання обмоток (L_{aq} , $L_{\sigma 3}$, $L_{\sigma a}$, $L_{\mu a1}$, $L_{\mu a2}$), активні опори обмоток (r_3 , r_a).

Детально, розрахунок постійних параметрів для некомпенсованого ТЕД, описано у [96, 97].

Індуктивність розсіювання обмотки якоря [103]:

$$L_{\sigma a} = L_{\sigma} + \frac{L_k \cdot L_{д\sigma}}{v^2 \cdot (L_k + L_{д\sigma})}, \quad (2.2)$$

де L_{σ} – індуктивність розсіяння обмотки якоря за вирахуванням індуктивності пазового розсіяння;

L_k – індуктивність обмотки якоря (ОЯ) від комутуючого потоку;

$L_{д\sigma}$ – індуктивність розсіяння обмотки додаткових полюсів (ДП);

$v = \frac{w_d}{w_a}$ – коефіцієнт для некомпенсованих машин, де w_d та w_a числа витків відповідно обмотки ДП та ОЯ.

Індуктивність L_k визначається за виразом:

$$L_k = \frac{2p \cdot l_d \cdot \lambda_{да} \cdot w_d^2}{(2a_d)^2} \cdot \left(1 - \frac{1}{v}\right)^2, \quad (2.3)$$

де $2p$ – число полюсів;

l_d – розрахункова довжина башмака ДП;

$2a_d$ – число паралельних віток обмотки ДП;

$\lambda_{да}$ – питома магнітна провідність для комутуючого потоку через основний зазор $\delta_{1д}$ під ДП:

$$\lambda_{да} = \frac{\mu_0 \cdot b_d}{k_{д\delta} \cdot \delta_{1д}}, \quad (2.4)$$

де b_d – ширина наконечника ДП;

$k_{д\delta}$ – коефіцієнт повітряного зазора під ДП.

Індуктивність $L_{д\sigma}$ визначається за формулою:

$$L_{д\sigma} = \frac{2p \cdot l_d \cdot \gamma_{д\sigma} \cdot \lambda_{д\sigma} \cdot w_d^2}{(2a_d)^2}, \quad (2.5)$$

де $\gamma_{д\sigma}$ – коефіцієнт потокозчеплення ДП, приймається 0,75-0,85;

$\lambda_{д\sigma}$ – питома магнітна провідність для полів розсіяння ДП:

$$\lambda_{д\sigma} = \lambda_{да} \cdot (\sigma_{д} - 1) \cdot \left(1 - \frac{1}{\nu}\right), \quad (2.6)$$

де $\sigma_{д}$ – коефіцієнт розсіяння ДП.

Індуктивність L_{σ} визначається за виразом:

$$L_{\sigma} = L_a - (L'_k + L_{д\sigma}), \quad (2.7)$$

де L_a – індуктивність обмотки якоря, за формулою Уманського-Лінвіля

$$L_a = A \cdot \frac{U_H \cdot 60}{2\pi \cdot n_H \cdot I_H}, \quad (2.8)$$

де A – коефіцієнт, $A = 0,15$ для машин з компенсаційною обмоткою та

$A = 0,6$ для некомпенсованих машин;

U_H , I_H , n_H – номінальні напруга, струм та частота обертання.

$$L'_k = L_k \cdot \left(1 - \frac{1}{\nu}\right)^2. \quad (2.9)$$

Індуктивність від комутуючого потоку:

$$L_{aq} = \frac{L_d \cdot (L_k + L_{д\sigma})}{L_d + L_k + L_{д\sigma}} \cdot k_q^2, \quad (2.10)$$

де $k_q = 1 - \frac{1}{\nu \cdot \sigma_{д}}$ – коефіцієнт приведення обмотки ДП та ОЯ до однієї екви-

валентної обмотки;

L_d – власна індуктивність обмотки ДП:

$$L_d = \frac{2p \cdot \mu_0 \cdot S_{\delta_{2д}} \cdot w_d^2}{(2a_d)^2 \cdot \delta_{2д}}, \quad (2.11)$$

де $S_{\delta_{2д}}$ – розрахункова площа, через яку магнітний потік проходить із додаткового полюса в ярмо;

$\delta_{2д}$ – другий зазор між додатковим полюсом та ярмом.

Індуктивність розсіяння комутуючих секцій визначається за формулою Касьянова:

$$L_{д\sigma} = 73,6 \cdot p \cdot l_a \cdot \lg(d_{мп} \cdot 100) \cdot w_3^2 \cdot 10^{-7}, \quad (2.12)$$

де $d_{мп}$ – міжполюсна відстань;

w_3 – число витків на полюс обмотки збудження (ОЗ).

Індуктивності пазового розсіяння двошарової обмотки якоря [97]:

$$L_{\mu a1} = \frac{\mu_0 \cdot l_a \cdot h_{пр} \cdot N}{3 \cdot b_{п} \cdot 2a \cdot 2p}, \quad (2.13)$$

$$L_{\mu a2} = 0,5 \cdot \frac{\mu_0 \cdot l_a \cdot h_{пр} \cdot N}{b_{п} \cdot 2a \cdot 2p}, \quad (2.14)$$

де $h_{пр}$ – висота елементарного провідника у пазу;

N – число провідників обмотки якоря;

$2a$ – число паралельних віток ОЯ;

$b_{п}$ – ширина паза ОЯ.

Індуктивні параметри вихрових контурів [97]:

1) для перших віток вихрових контурів

$$L_{d1} = \mu_0 \cdot l_a \cdot w_3^2, \quad (2.15)$$

$$L_{q1} = \frac{2p \cdot \mu_0 \cdot l_a \cdot b_{д} \cdot w_3^2}{2 \cdot l'_a}, \quad (2.16)$$

де l'_a – довжина спинки якоря.

$$L_{a11} = L_{\mu a2}, \quad (2.17)$$

$$L_{a21} = L_{\mu a2}, \quad (2.18)$$

2) для i -х, k -х та j -х віток вихрових контурів

$$L_{di} = L_{d1}, \quad (2.19)$$

$$L_{qk} = L_{q1}, \quad (2.20)$$

$$L_{a1j} = L_{a11}, \quad (2.21)$$

$$L_{a2j} = L_{a21}. \quad (2.22)$$

Активні параметри вихрових контурів [97]:

3) для перших віток вихрових контурів

$$r_{d1} = \frac{8\pi^2 \cdot 2p \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot l_a \cdot w_3^2}{4 \cdot l'_a \cdot h'_a}, \quad (2.23)$$

$$r_{q1} = \frac{8\pi^2 \cdot 2p \cdot 0,2 \cdot 10^{-6} \cdot l_a \cdot w_3^2}{4 \cdot l'_a \cdot h'_a} \cdot k_q^2, \quad (2.24)$$

де h'_a – висота спинки якоря,

$$r_{a11} = \frac{\rho_M \cdot l_a \cdot 10^{-6} \cdot N}{b_M \cdot h_{\text{пр}} \cdot 2a \cdot 2p} \cdot \frac{3\pi^2 - 4}{18\pi}, \quad (2.25)$$

де $\rho_M = 0,0175 \frac{\text{Ом} \cdot \text{мм}^2}{\text{м}}$ – питома провідність міді;

b_M – ширина міді ОЯ у пазу;

$h_{\text{пр}}$ – висота елементарного провідника ОЯ,

$$r_{a21} = \frac{\rho_M \cdot l_a \cdot 10^{-6} \cdot N}{b_M \cdot h_{\text{пр}} \cdot 2a \cdot 2p} \cdot 2\pi^2, \quad (2.26)$$

4) для i -х, k -х та j -х віток вихрових контурів:

$$r_{di} = r_{d1} \cdot i^2, \quad (2.27)$$

$$r_{qk} = r_{q1} \cdot k^2, \quad (2.28)$$

$$r_{a1j} = \frac{\rho_M \cdot l_a \cdot 10^{-6} \cdot N}{b_M \cdot h_{\text{пр}} \cdot 2a \cdot 2p} \cdot \frac{\pi^2 (2 \cdot j + 1) - 4}{6 \cdot \pi (2 \cdot j + 1)}, \quad (2.29)$$

$$r_{a2j} = \frac{\rho_M \cdot l_a \cdot 10^{-6} \cdot N}{b_M \cdot h_{\text{пр}} \cdot 2a \cdot 2p} \cdot 2 \cdot j^2 \cdot \pi^2. \quad (2.30)$$

Індуктивність розсіяння обмотки збудження:

$$L_{\sigma 3} = \frac{2p \cdot w_3 \cdot \gamma_{\sigma 3} \cdot \Phi_{\sigma 3 \text{ ном}}}{I_{3 \text{ ном}}}, \quad (2.31)$$

де $\Phi_{\sigma 3 \text{ ном}}$ – потік розсіяння обмотки збудження в номінальному режимі;

$\gamma_{\sigma 3}$ – коефіцієнт потокозчеплення $\Phi_{\sigma 3 \text{ ном}}$ з ОЗ, приймається 0,75-0,85;

$I_{3 \text{ ном}}$ – струм збудження у номінальному режимі.

Активний опір якірного кола та обмотки збудження в нагрітому стані [115]:

$$r_a = r_{(\text{обм})a} + r_d = 0,0762 + 0,034 = 0,1102 \text{ Ом},$$

$$r_3 = 0,174 \text{ Ом}.$$

Значення постійних параметрів, розрахованих для РТ-51Д приведені у таблиці 2.1.

Таблиця 2.1 – Значення постійних параметрів схеми заміщення МПС

Параметр	L_{aq} мГн	$L_{\sigma 3}$ мГн	$L_{\sigma a}$ мГн	$L_{\mu a1}$ мкГн	$L_{\mu a2}$ мкГн	r_{d1} Ом	r_{q1} Ом	r_{a11} Ом	r_{a21} Ом	L_{d1} мГн	L_{q1} мГн	L_{a11} мкГн	L_{a21} мкГн
Значення параметру	2,118	4,502	7,918	5,947	8,921	0,841	0,16	$6,238 \cdot 10^{-4}$	0,027	1,336	0,1594	8,921	8,921

2.3.2 Розрахунок змінних параметрів

До змінних параметрів належать параметри вітки, що враховує перехідні процеси у комутуючих секціях r_d , $E_{\Sigma} = E_K' - E_r' - E_T'$, власна індуктивність обмотки збудження від основного потоку L_3 та проти-ЕРС E_{np} .

Активний опір комутуючого контуру визначається за формулою [96]:

$$r_d = \frac{2a \cdot 2p \cdot \sigma_{\Gamma}^2 \cdot w_3^2}{\gamma} \cdot \frac{E_{rH} \cdot \omega_*}{I_H \cdot F_1(\alpha T_c)}, \quad (2.32)$$

де $\sigma_{\Gamma} = 1,1 - 1,25$ – коефіцієнт розсіяння головного полюса [81];

γ – щіткове перекриття;

E_{rH} – номінальне значення реактивної ЕРС, визначається за формулою Йоффе;

I_H – номінальний струм ТЕД;

$F_1(\alpha T_c)$ визначається за формулою [110, 111]:

$$F_1(\alpha T_c) = \frac{1}{\text{cth}\left(\frac{\alpha T_c}{2}\right) - \frac{2}{\alpha T_c}}, \quad (2.33)$$

де $\alpha T_c = \left| \frac{p \cdot \gamma \cdot E_{rH}}{\Delta u_{щ} \cdot a} \cdot i_{a*} \cdot \omega_* \right|$, $\Delta u_{щ}$ – постійна складова падіння напруги на щіт-

ках, i_{a*} та ω_* – відносні значення струму якоря та частоти обертання.

Приведені значення середніх за період комутації, відповідно комутаційної, реактивної та трансформаторної ЕРС визначаються формулами:

$$E'_{r,к,Г} = \frac{2p \cdot w_3 \cdot \sigma_3}{w_c} \cdot E_{r,к,Г}, \quad (2.34)$$

$$E'_T = -w_c \frac{d\Phi_{dq}}{dt}, \quad (2.35)$$

де $E_r = E_{rH} \cdot i_{a*} \cdot \omega_*$, (2.36)

$$E_k = \frac{2w_c}{b_k} \cdot \frac{D_a}{2} \cdot \omega \cdot \Phi_k, \quad (2.37)$$

у формулі (2.37):

w_c – число витків секції;

b_k – ширина зони комутації;

Φ_k – комутуючий потік [103]:

$$\Phi_k = \left(\frac{\frac{L_{д\sigma}}{L_k \cdot \sigma_d} - \frac{1}{v \cdot \left(1 + \frac{L_{д\sigma}}{L_k}\right)}}{w_d \cdot \left(1 + \frac{L_{д\sigma}}{L_k}\right) \cdot \left(\frac{1}{L_{д\sigma} + L_k}\right)} - \frac{L_{д\sigma} \cdot L_k}{(L_{д\sigma} + L_k) \cdot w_a \cdot v^2} \right) \cdot i_a + \frac{L_{aq} \cdot k_q}{w_d \cdot \left(\frac{L_{д\sigma}}{L_k}\right)} \cdot i_{\mu a}. \quad (2.38)$$

Власна індуктивність обмотки збудження та основний магнітний потік визначається за методикою Бельмана [79].

Слід зазначити, що в подальших виразах для визначення основного магнітного потоку та індуктивності обмотки збудження в якості аргументів функцій, що їх описують, будуть виступати не струми обмоток, а МРС, що створюються цими струмами. Так як число витків є константою, то відмінність залежностей за струмами від залежностей за МРС буде тільки в коефіцієнтах апроксимації.

Індуктивність обмотки збудження:

$$L_3 = 2p \cdot w_3^2 \cdot \frac{\partial \Phi_{dq}}{\partial F_d}, \quad (2.39)$$

де $F_d = w_3 \cdot i_{\mu d}$ – МРС обмотки збудження;

Основний магнітний потік, в свою чергу, є функцією двох змінних завдяки розмагнічуючій дії реакції якоря. Він визначається за виразом:

$$\Phi_{dq} = \frac{1}{2 \cdot F_{aq}} \int_{F_d - F_{aq}^*}^{F_d + F_{aq}^*} \Phi_d(F) dF, \quad (2.40)$$

де $\Phi_d(F)$ – крива намагнічування холостого ходу;

F_{aq}^* – МРС реакції якоря, що діє в границях розрахункової полюсної дуги

b_δ :

$$F_{aq}^* = \frac{1}{2} b_\delta \frac{N}{2\pi p D_a} i_a. \quad (2.41)$$

Для розрахунку Φ_{dq} крива намагнічування холостого ходу $\Phi_d(F)$ апроксимується відомими аналітичними функціями [108-111]. В даній роботі $\Phi_d(F)$ апроксимована функцією арктангенса із доданком у вигляді лінійного члена, відома в літературі як формула Дрейфуса:

$$\Phi_d(F_d) = p_1 \cdot \arctg(p_2 \cdot F_d) + p_3 \cdot F_d, \quad (2.42)$$

де p_1, p_2, p_3 – коефіцієнти апроксимації.

Підставляючи (2.42) у (2.40) та позначивши через $F_1 = F_d - F_{aq}^*$ и $F_2 = F_d + F_{aq}^*$ отримаємо вираз для основного магнітного потоку з урахуванням розмагнічуючої дії реакції якоря:

$$\Phi_{dq} = \frac{p_1}{2F_{aq}^*} \left[F_2 \arctg(p_2 F_2) - F_1 \arctg(p_2 F_1) - \frac{1}{2p_2} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 F_2^2}{1 + p_2^2 F_1^2} \right) \right] + p_3 F_d. \quad (2.43)$$

Відповідно підставивши (2.42) у (2.38) отримаємо вираз для індуктивності обмотки збудження:

$$L_3 = 2p \cdot w_3^2 \left(\frac{p_1}{2F_{aq}^*} (\arctg(p_2 F_2) - \arctg(p_2 F_1)) + p_3 \right). \quad (2.44)$$

Розрахунок проти-ЕРС ведеться за формулою:

$$E_{пр} = C_M \cdot \Phi_{dq} \cdot \omega, \quad (2.45)$$

де $C_M = \frac{p \cdot N}{2\pi \cdot a}$ – машинна постійна.

2.4 Моделювання динамічних та квазіусталених режимів роботи машини постійного струму

Для перевірки працездатності вибраної моделі МПС було проведено моделювання динамічних та квазіусталених режимів при живленні ТЕД від двопівперіодного випрямляча та при живленні від ІППН.

Моделювання проводилось у середовищі MATLAB Simulink за допомогою елементів бібліотеки SimPowerSystem.

Динамічними режимами, що моделювались були: прямий пуск та прямий пуск і реостатне гальмування. При моделюванні реостатного гальмування обмотка якоря вмикалась на гальмівний реостат з опором $r_r = 10 \cdot r_a$.

При моделюванні квазіусталених режимів виконувалась перевірка відповідності струму, частоти обертання та пульсацій струму заданим параметрам джерела напруги. В якості значення струму усталеного режиму, що перевірявся, взято струм $I = 240$ А при $\beta = 53,2\%$, причому, згідно з [116], такому струму відповідають напруга джерела $U = 849$ В, частота обертання $n = 906,6$ об/хв та момент на валу $M_d = 2016$ Н·м.

Пульсації струму було визначено в лабораторії кафедри ЕРС, на стенді взаємного навантаження при живленні загальмованих машин від ІППН з амплітудою імпульсів напруги $U_m = 160$ В. Схема джерела живлення відповідає схемі «М» (рисунок 1.16), у якій вхідний випрямляч працює з ємнісним фільтром [117], тобто без елементу $L_{\phi 1}$. Також, в одному блоці із джерелом живлення змонтовано електронний комутатор (силовий ключ) БОЗ (дода-

ток А). Зовнішній вигляд даного ІППН та блока управління системи взаємного навантаження приведено на рисунку 2.6 та 2.7.

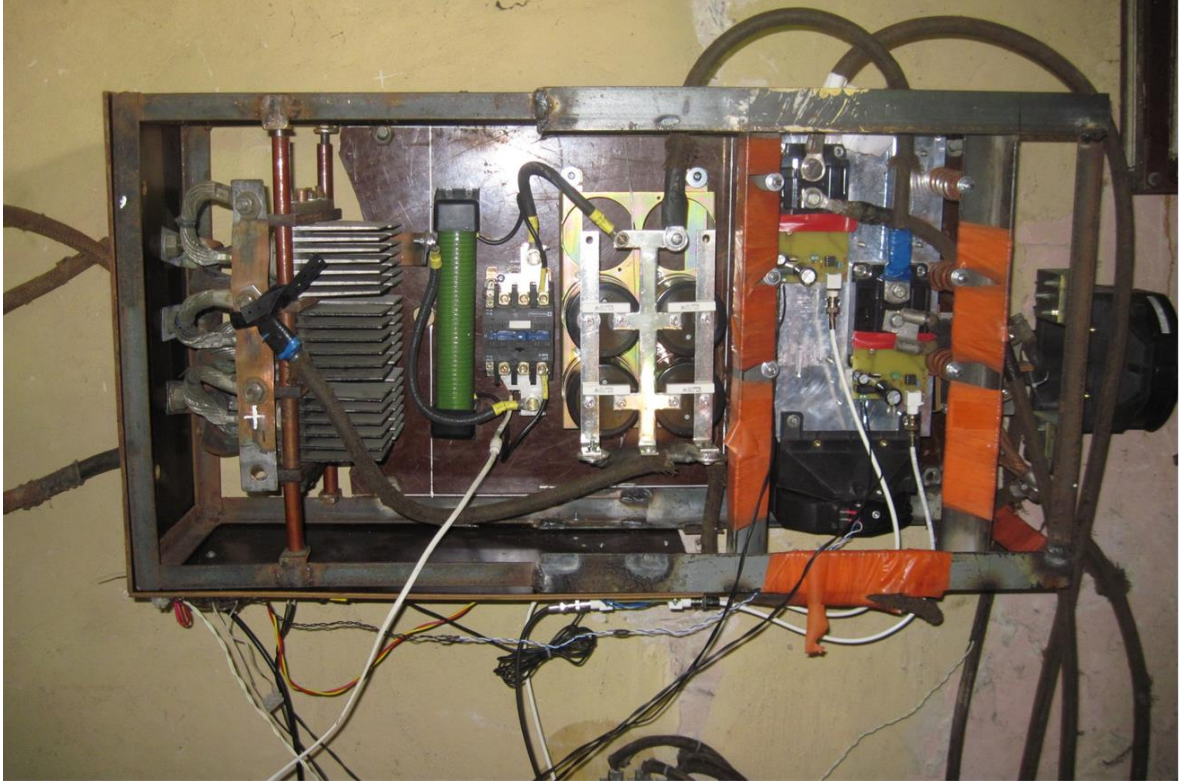


Рисунок 2.6 – Загальний вигляд ІППН, розробленого для експериментальних досліджень системи взаємного навантаження



Рисунок 2.7 – Передня панель блока управління системи взаємного навантаження кафедри ЕРС

Загальний вигляд моделі для дослідження динамічних та квазіустале-них режимів (перевірка відповідності струму та частоти обертання заданим напрузі та навантаженні), зображено на рисунку 2.8 та 2.9.

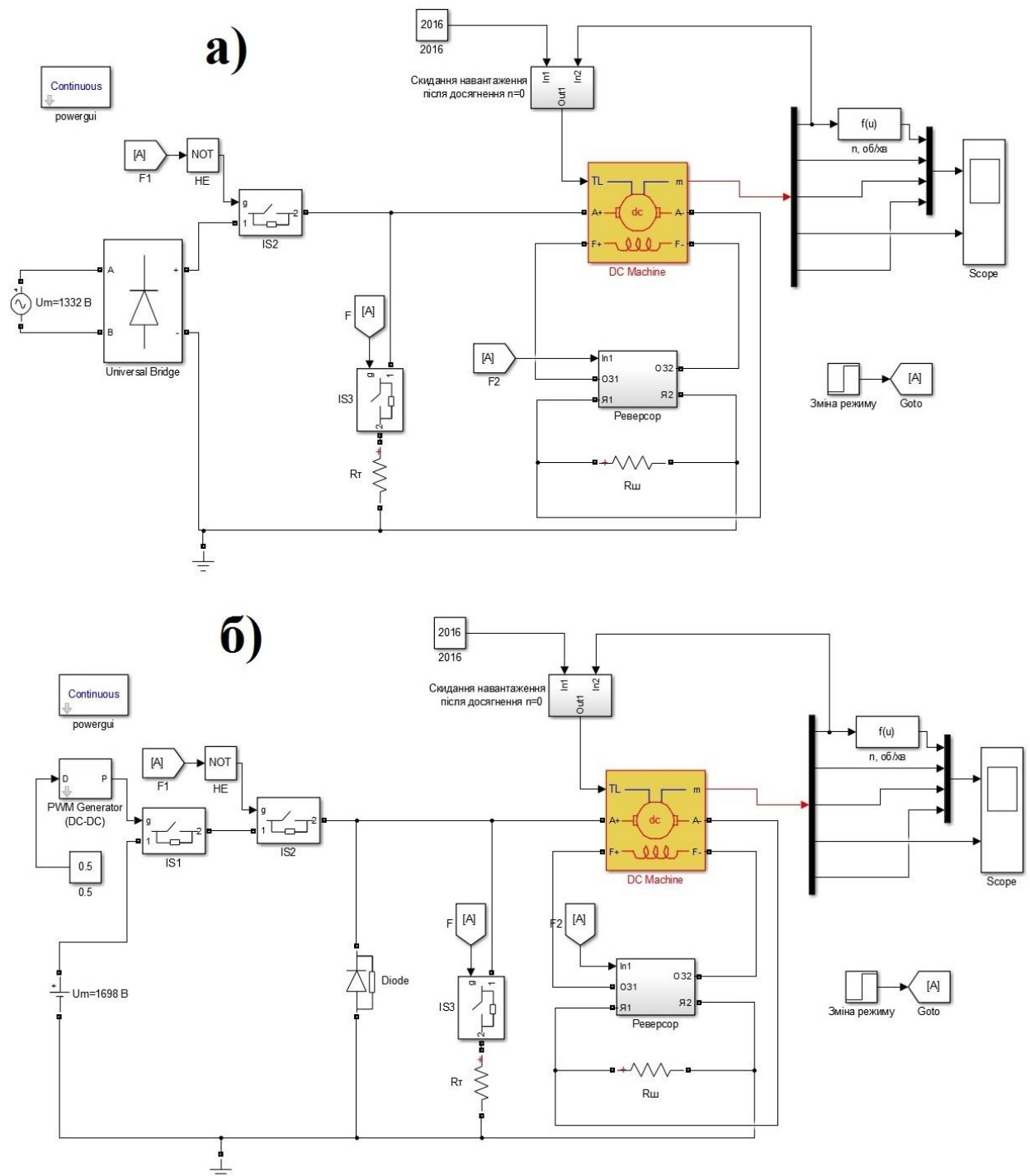


Рисунок 2.8 – Модель MATLAB Simulink для дослідження динамічних та квазіусталених режимів роботи при живленні від двопівперіодного випрямляча (а) та при живленні від ІППН (б)

Загальний вигляд моделі для дослідження величини пульсацій струму якоря (загальмовані машини на стенді взаємного навантаження) зображено на рисунку 2.7

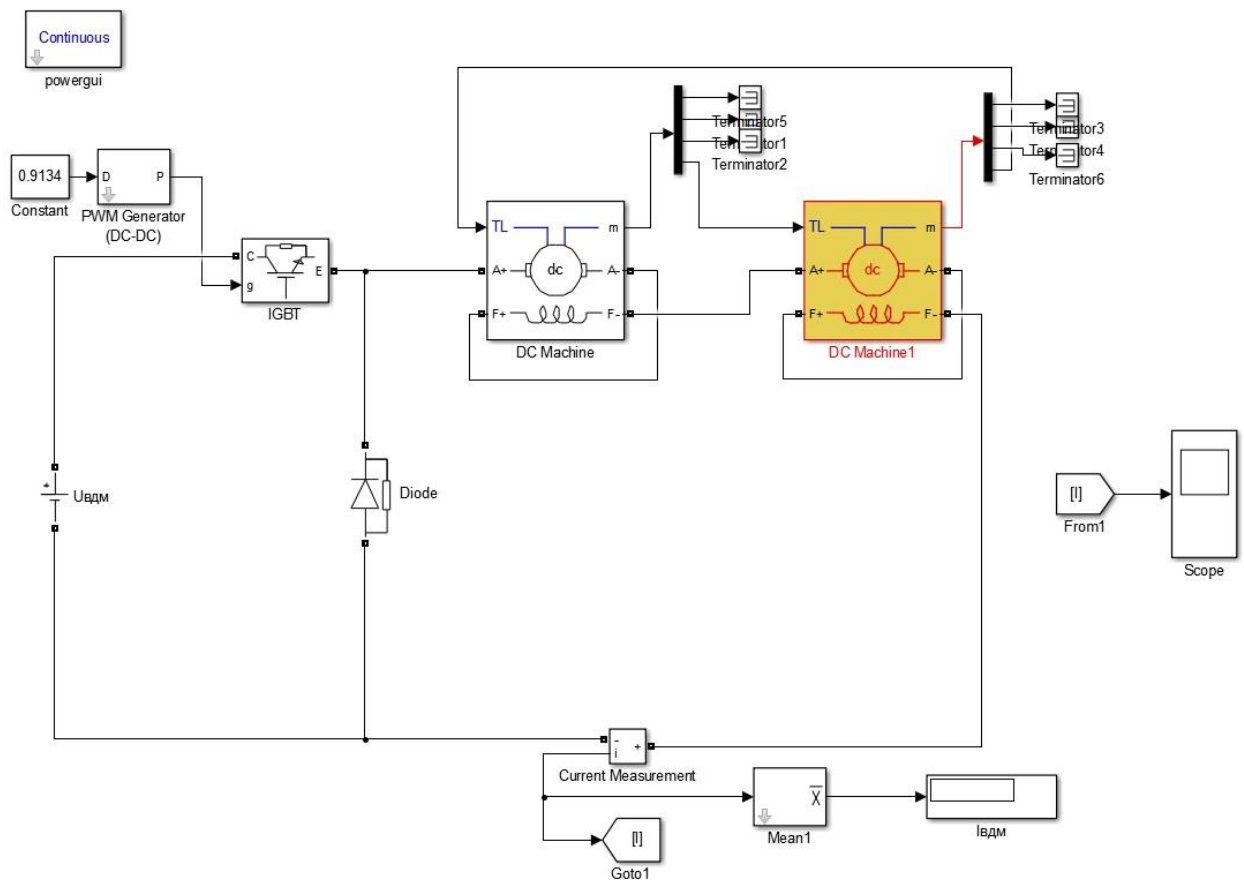


Рисунок 2.9 – Модель MATLAB Simulink загальмованих машин на стенді взаємного навантаження

Дослідження динамічних та квазіусталених режимів на моделі, що зображена на рисунку 2.8 можна розбити на декілька часових інтервалів:

- 1) $t = 0$ с, прямиий пуск на імпульсну напругу із $U_m = 1698$ В та $D = 0,5$, $U_{cp} = 849$ В, початок електромеханічного перехідного процесу;
- 2) $0 < t \leq 0,5$ с, розвиток та закінчення електромеханічного перехідного процесу, рисунок 2.10;
- 3) $3,92 < t \leq 4$ с, розгін до усталеної частоти обертання при даній напрузі (початок квазіусталеного режиму), рисунок 2.11;
- 4) $0,5 < t \leq 1$ с, реостатне гальмування, рисунок 2.12

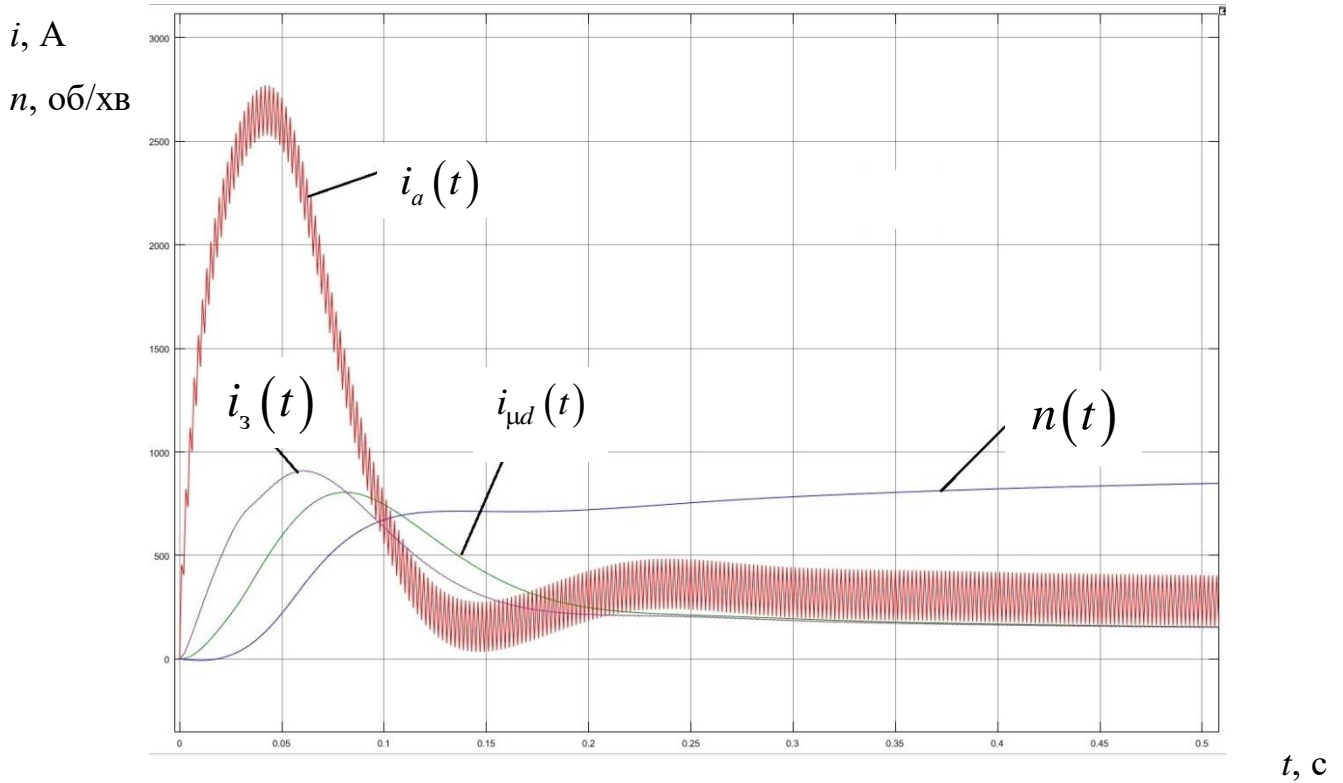


Рисунок 2.10 – Початок та розвиток електромеханічного перехідного процесу

($i_a(t)$ – струм якоря, $i_3(t)$ – струм обмотки збудження, $i_{\mu d}(t)$ –

намагнічуючий струм ОЗ, $n(t)$ – частота обертання)

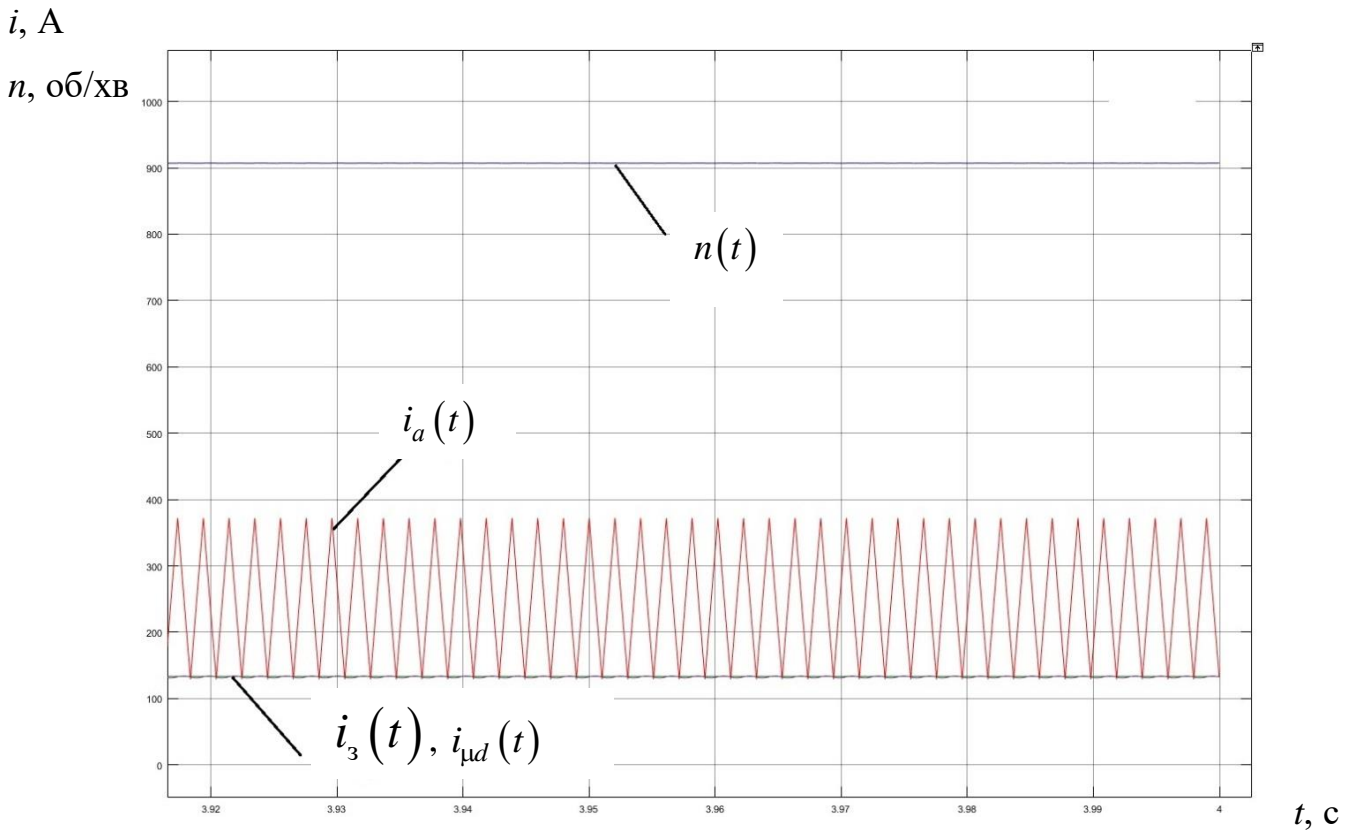


Рисунок 2.11 – Закінчення електромеханічного перехідного процесу (початок

квазіусталеного режиму для струму якоря)

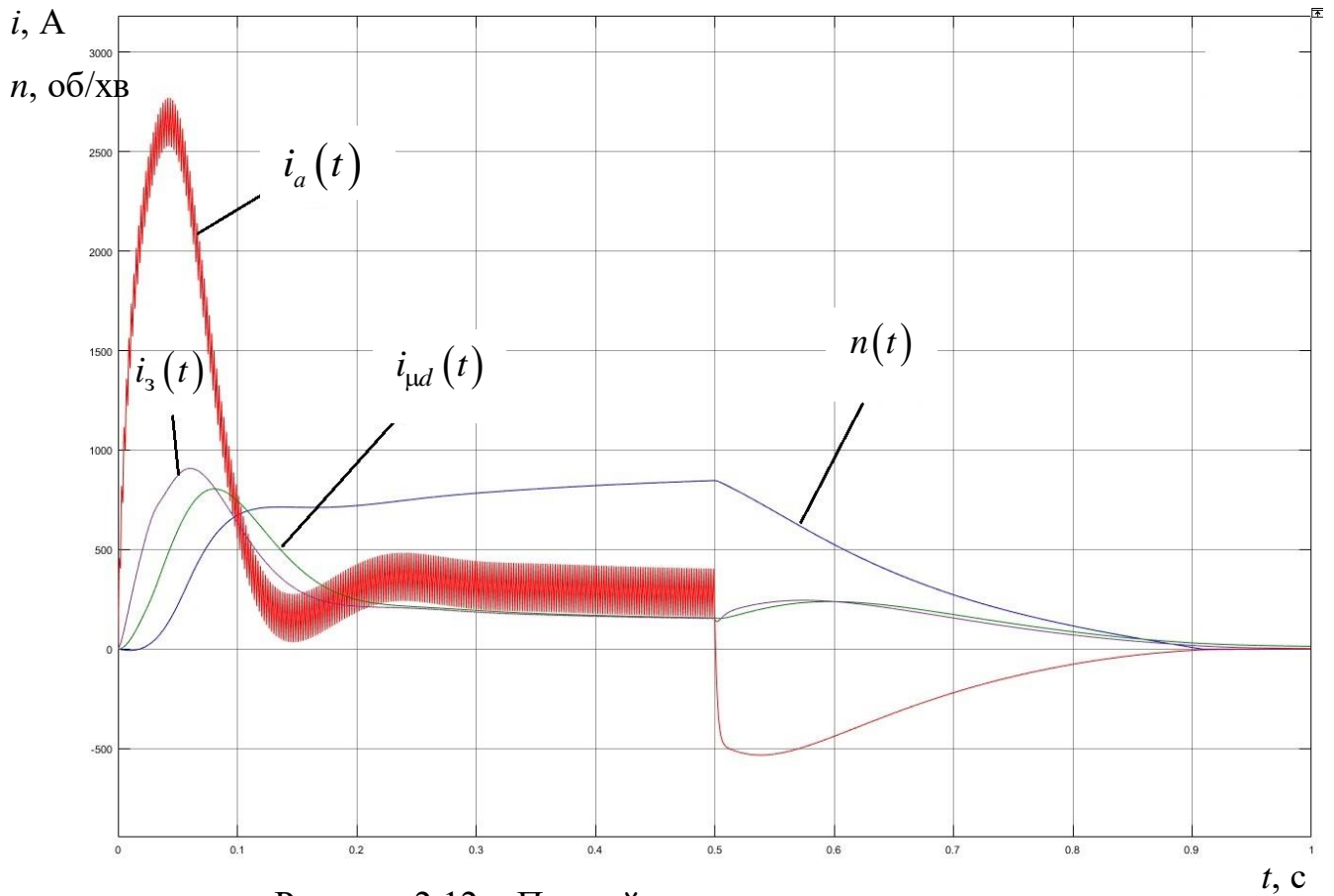


Рисунок 2.12 – Прямий пуск та реостатне гальмування

Експериментальне дослідження величини пульсацій проводилось при відключених резисторах ослаблення збудження ($\beta = 100\%$) та частотах джерела живлення 30, 122 та 490 Гц при струмі 240 А. Коефіцієнт пульсацій визначався за формулою [96]

$$k_{\text{пi}} = \frac{i_{a \text{ max}} - i_{a \text{ ср}}}{i_{a \text{ ср}}} 100\% = \left(\frac{i_{a \text{ max}}}{i_{a \text{ ср}}} - 1 \right) 100\% , \quad (2.46)$$

де $i_{a \text{ max}}$ та $i_{a \text{ ср}}$ – максимальне та середнє значення струму за період.

Значення параметрів, отриманих при моделюванні та виміряних під час експериментальних досліджень, а також їх розходження приведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 – Результати моделювання та експериментальних досліджень

	Струм, А	Частота обертання, об/хв	Коефіцієнт пульсацій при 30 Гц	Коефіцієнт пульсацій при 122 Гц	Коефіцієнт пульсацій при 490 Гц
Моделювання	249,2	907,2	6,209	2,058	0,635
Експеримент	240	906,5	6,058	1,952	0,61
Розходження, %	3,83	0,077	2,43	5,43	3,94

2.5 Моделювання додаткових пульсаційних втрат у тягових електродвигунах при живленні їх пульсуючим струмом та визначення раціональної частоти перетворювача

Як було зазначено вище, при живленні пульсуючим струмом у ТЕД виникають додаткові пульсаційні втрати [80-83, 97] зумовлені вихровими струмами у масивних частинах магнітопроводу машини та обмотці якоря, а також, від різниці між діючим та середнім значенням струму.

Вищезазначені втрати можна визначити за допомогою повної моделі МПС, що базується на системі рівнянь Фетісова-Сидельникова (рисунок 2.1). Для цього необхідно розрахувати потужності, що споживають активні елементи віток, які враховують вихрові контури по повздовжній та поперечній осі, та активні елементи віток, які враховують вихрові контури у обмотці якоря від пульсуючих полів пазового розсіяння. Також, додаткові втрати можна розрахувати за допомогою математичної моделі, отриманої у роботі [97], яка, в свою чергу, базується на повній моделі МПС.

Для розрахунку додаткових втрат по моделі [97] необхідно заздалегідь знати форму струмів обмоток двигунів. Так як, в даній роботі окрім додаткових втрат необхідно моделювання інших електромагнітних процесів машини постійного струму, розрахунок додаткових втрат будемо проводити на повній моделі МПС.

Як видно із рисунка 2.1 для точного опису процесів у реальних вихрових контурах потрібно мати безкінечну кількість віток на схемі заміщення.

Проте, для розрахунків із задовільною точністю, кількість віток схеми заміщення може варіюватись у широкому діапазоні. Так, у роботах [96, 102, 105,] зроблені висновки, підтверджені експериментальними даними, що для вирішення задач по розрахунку струмів та магнітних потоків по повздовжній та поперечній осі достатньо враховувати одну вітку. У роботах [97, 104] доведено, що при розрахунку додаткових втрат для отримання задовільної точності амплітудно-частотної характеристики схеми заміщення вихрових струмів в обмеженому діапазоні частот (від 5 до 1000 Гц), необхідно враховувати від 4 до 31 вітки.

Так як, в даній роботі визначення додаткових втрат ведеться у широкому діапазоні частот, то для зменшення похибки кількість віток схем заміщення вихрових контурів приймаємо 31.

Моделювання проводилось на моделі тягового двигуна РТ-51Д при значенні $\beta = 1$ так як в цьому випадку результати моделювання можна поширити на більш широке коло ТЕД у яких режим повного поля є номінальним. В якості критерію для оцінки впливу додаткових втрат на нагрів елементів ТЕД прийнято критерій, приведений у [97]. Згідно з [97] при значенні додаткових втрат менше 1% від основних втрат у міді

$$\delta P_d = \frac{\Delta P_d}{\Delta P_m} \cdot 100\% \leq 1\% \quad (2.47)$$

їхнім впливом на нагрів ТЕД можна знехтувати.

Додаткові пульсаційні втрати розраховувались для двох найпоширеніших схем джерел живлення: ІППН та трифазного керованого випрямляча (схема Ларіонова). Загальний вигляд моделей у середовищі MATLAB Simulink для ІППН та схеми Ларіонова приведено на рисунку 2.13 та 2.14

Результати моделювання додаткових пульсаційних втрат при живленні від ІППН та трифазного керованого мостового випрямляча (схема Ларіонова) представлені у таблиці 2.3 та зображені на рисунку 2.15 (тільки при живленні від ІППН).

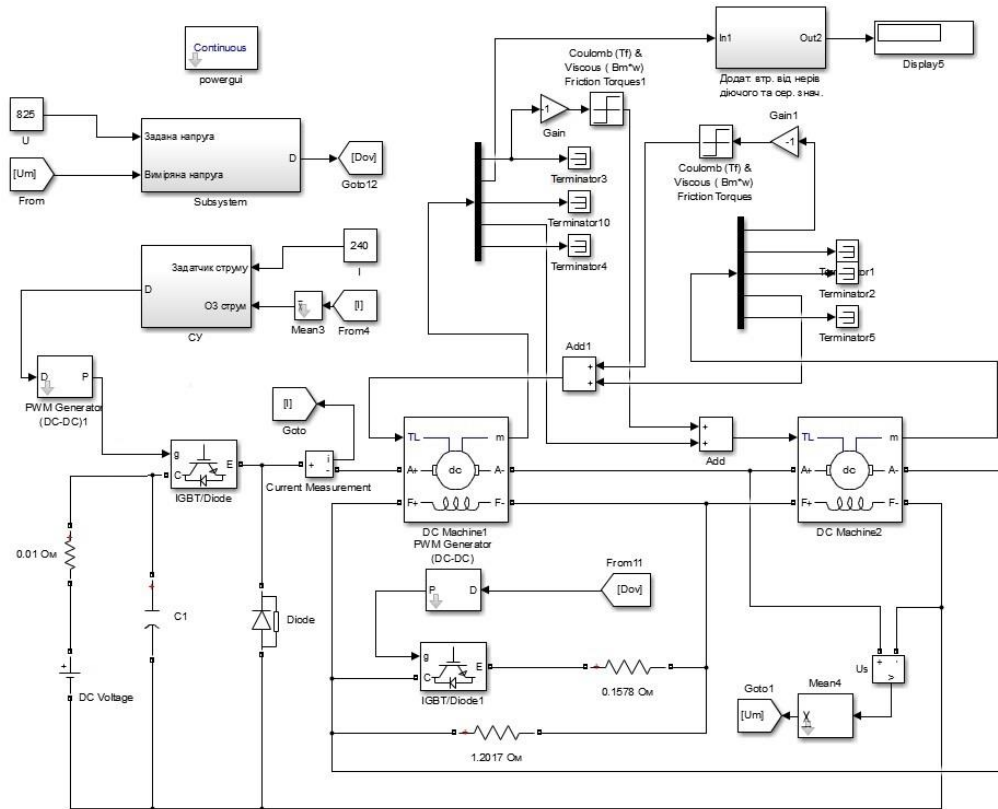


Рисунок 2.13 – Модель MATLAB Simulink для дослідження додаткових пульсаційних втрат при живленні системи взаємного навантаження від ІППН

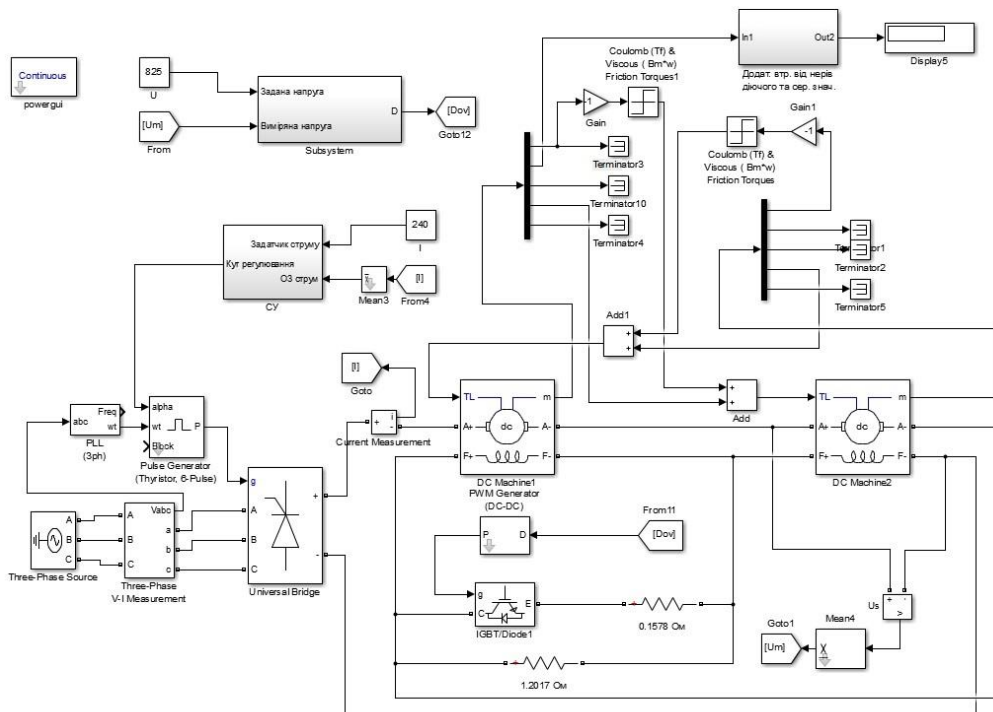


Рисунок 2.14 – Модель MATLAB Simulink для дослідження додаткових пульсаційних втрат при живленні системи взаємного навантаження від трифазного керованого мостового випрямляча

Таблиця 2.3 – Результати моделювання додаткових пульсаційних втрат тягового двигуна РТ-51Д

Частота струму, Гц	Додаткові пульсаційні втрати $\delta P_{\text{д}}$, % $\Delta P_{\text{м}}$			
	$I_a = 100$ А	$I_a = 200$ А	$I_a = 240$ А	$I_a = 300$ А
50	–	15,86	10,46	7,38
150	–	2,17	1,81	1,23
300	2,57	0,67	0,46	0,31
300 (трифазний керований мостовий випрямляч)	–	–	0,2	0,13
500	1,03	0,29	0,21	0,13

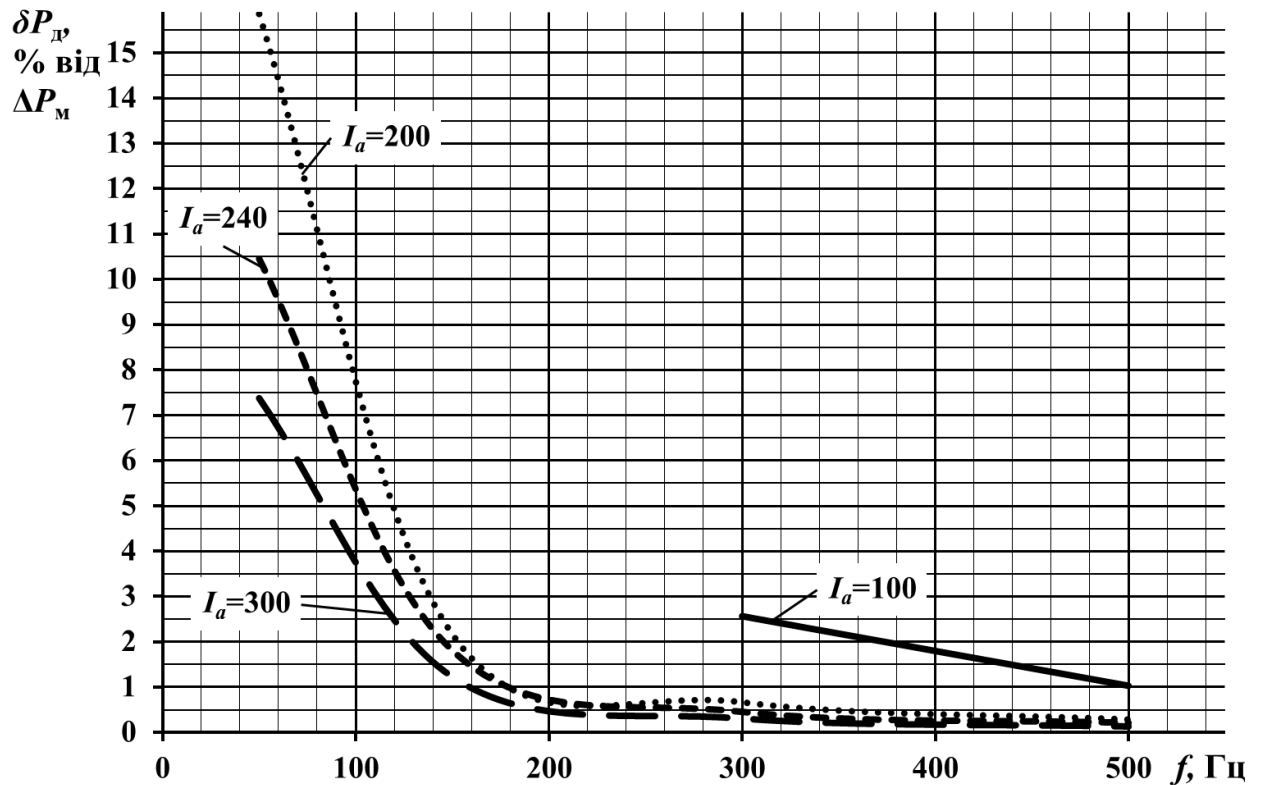


Рисунок 2.15 – Залежність додаткових пульсаційних втрат від частоти і струму якоря при живленні схеми взаємного навантаження від ІППН

Як видно з рисунка 2.15 при струмах якоря $(0,83...1,25)I_{a \text{ год}}$ додаткові пульсаційні втрати стають менше ніж 1% від основних втрат в міді при частоті 200 Гц і більше. При значенні струму $0,42 \cdot I_{a \text{ год}}$ додаткові пульсаційні

втрати стають менше ніж 1% від основних втрат в міді при частоті 500 Гц та більше.

Зменшення додаткових пульсаційних втрат із ростом частоти обумовлено тим, що вони пропорційні частоті у першій степені, а амплітуді пульсаційної складової магнітної індукції – у другій

$$\Delta P_d \propto f \cdot B_m^2. \quad (2.48)$$

В свою чергу, амплітуда пульсацій магнітної індукції прямо пропорційна амплітуді пульсацій струму, або, при незмінній постійній складовій, коефіцієнту пульсації струму. На рисунку 2.16 показано результати експериментальних досліджень зменшення коефіцієнту пульсацій струму якорів досліджуваних ТЕД при збільшенні частоти пульсацій.

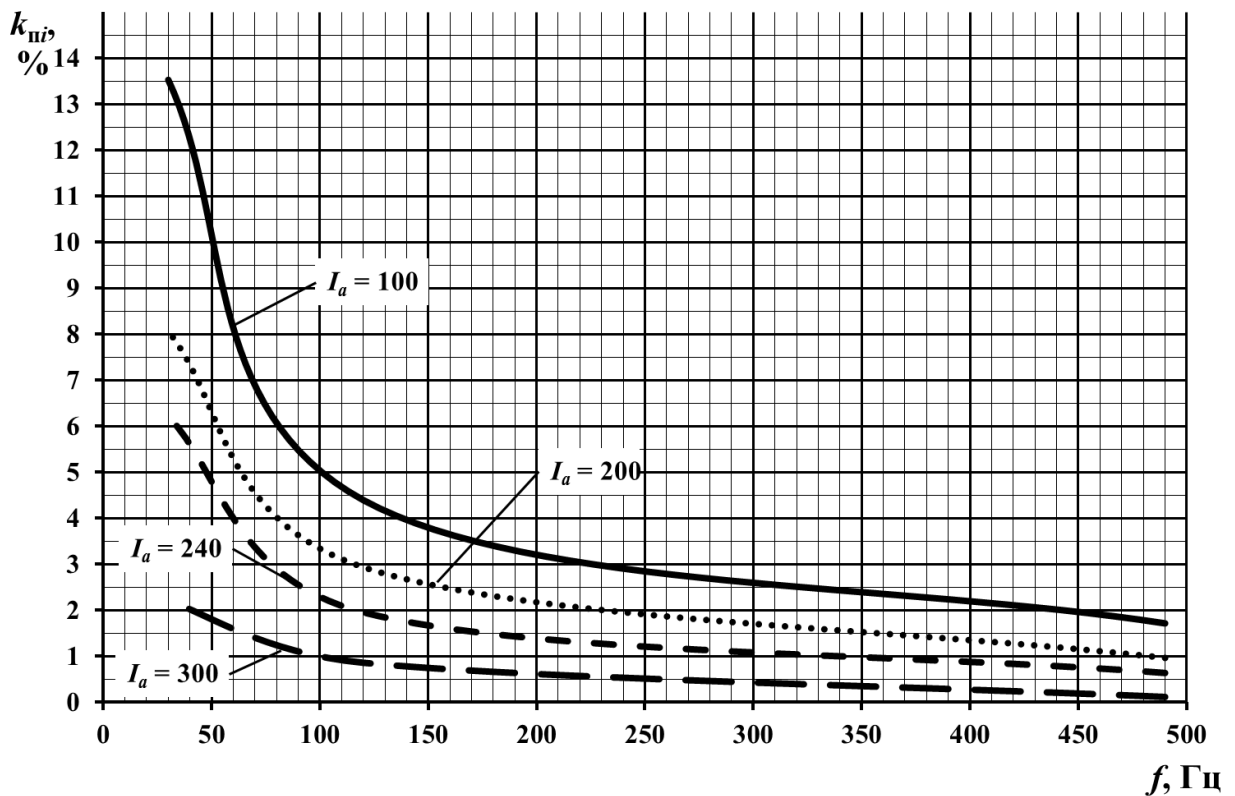


Рисунок 2.16 – Залежність коефіцієнту пульсацій струму якоря від частоти при незмінному середньому значенні за результатами експериментальних досліджень

Таким чином можна зробити висновок, що для варіанту живлення системи взаємного навантаження від ІППН, раціональною частотою, з точки

зору мінімізації додаткових пульсаційних втрат, буде значення її від 500 Гц та більше. У випадку живлення СВН від трифазного керованого випрямляча, строго кажучи, не можна зробити вибір раціональної частоти, оскільки його частота є незмінною. Проте, при живленні від трифазної мережі промислової частоти додаткові втрати будуть мінімальні у всьому діапазоні кутів регулювання керованого випрямляча.

Висновки по розділу 2

1. Моделювання електромеханічних процесів у схемі взаємного навантаження виконано за допомогою математичної моделі МПС, що базується на системі рівнянь Фетісова-Сидельникова. Дана модель задовольняє всім вимогам до математичної моделі, які були висунуті у даній роботі, а саме, врахування:

- вплив вихрових струмів на струми у обмотках;
- додаткові втрати від вихрових струмів у масивних ділянках магнітопроводу та обмотках машини по повздовжній та поперечній осі;
- розмагнічуючу дію реакції якоря у некомпенсованих машин;
- розмагнічуючу дію комутаційного контуру та додаткові втрати в ньому.

2. Було проведено порівняння результатів моделювання з експериментальними даними, отриманими у лабораторії кафедри ЕРС. В результаті розходження моделювання з експериментом склали:

- по струму якоря 3,83%;
- по частоті обертання 0,077%;
- по пульсаціям струму якоря для частот 30, 122 та 490 Гц, відповідно 2,43, 5,43 та 3,94%.

3. За результатами моделювання додаткових пульсаційних втрат при живленні схеми взаємного навантаження від ІППН було визначено його раціональну частоту з точки зору мінімізації додаткових пульсаційних втрат. При живленні від трифазного керованого випрямляча було визначено, що додаткові пульсаційні втрати мінімальні у всьому діапазоні кутів регулювання.

РОЗДІЛ 3

ВИБІР РАЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ СИСТЕМИ ВЗАЄМНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

3.1 Визначення показників для вибору раціональної схеми джерела живлення

Для вирішення задачі вибору раціональної схеми джерела живлення необхідно сформулювати визначення раціональної схеми. Отже, для системи взаємного навантаження раціональною буде така схема, що забезпечує регулювання напруги у заданому діапазоні із мінімально можливим коефіцієнтом пульсацій (бажано без пульсацій) та максимальним ККД, при цьому повинна мати якомога менше індуктивних елементів (трансформатори, дроселі).

Таким чином спираючись на об'єктивні чинники, а також, застосовуючи метод Дельфі (метод експертних оцінок) визначимо основні показники по яким, в подальшому, буде проводитись вибір раціональної схеми джерела живлення.

Такими показниками є:

- рівень пульсацій випрямленої напруги при її максимальному значенні;
- можливість регулювання випрямленої напруги;
- рівень пульсації випрямленого струму при різних значеннях вихідної напруги;
- наявність трансформатора;
- наявність зрівнювального дроселя;
- наявність компенсаційного пристрою;
- ступінь використання трансформатора;
- кількість керованих напівпровідникових приладів (НПП);
- зворотна напруга на НПП;
- частота роботи НПП відносно частоти пульсацій вихідної напруги;
- кількість використовуваних проводів мережі;

- максимальне значення вихідної напруги.

Для оцінки по вищеназваним показникам, також необхідно визначити деякі їхні кількісні показники, а саме:

- номінальний рівень напруги для джерела живлення СВН;
- максимальне значення вихідної напруги, необхідне для стійкої роботи СВН у перехідних електромеханічних режимах.

3.1.1 Визначення номінального рівня напруги джерела живлення

При регулюванні небалансного моменту у СВН, що зображена на рисунку 2.3, при покритті втрат холостого ходу виникає додаткова різниця ЕРС $\Delta E = C_M \cdot \Delta \Phi \cdot \omega$, яка обумовлена різницею магнітних потоків випробовуваних машин $\Delta \Phi = \Phi_M - \Phi_G$ [119, 120]. У зв'язку з цим напруга джерела живлення (ВДМ) повинна бути більша на величину ΔE ніж у схемі із ВДМ та лінійним генератором (рисунок 1.6).

Так як всі втрати у випробовуваних машинах покриваються потужністю джерела живлення, то напруга джерела живлення повністю визначається втратами двох випробовуваних машин

$$U_{\text{ВДМ(год)}} = 2 \cdot (1 - \eta_{\text{год}}) \frac{P_{\text{год}}}{I_{a(\text{год})} \cdot 0,94}, \quad (3.1)$$

де $P_{\text{год}}$, $I_{a(\text{год})}$ та $\eta_{\text{год}}$ – відповідно потужність, струм якоря та ККД двигуна в годинному режимі;

0,94 – коефіцієнт, що враховує можливі розходження магнітних характеристик випробовуваних ТЕД.

При випробуваннях ТЕД в інших еквівалентних режимах [2,3], наприклад при випробуваннях з пусковим або подвійним годинним струмом $U_{\text{ВДМ}}$ розраховується за виразами

$$U_{\text{ВДМ(пуск)}} = 2 \cdot (1 - \eta_{\text{пуск}}) \frac{P_{\text{пуск}}}{I_{a(\text{пуск})} \cdot 0,94} = 2 \cdot (1 - \eta_{\text{пуск}}) \frac{U_{\text{пуск}}}{0,94}, \quad (3.2)$$

$$U_{\text{ВДМ(2×год)}} = 2 \cdot (1 - \eta_{2 \times \text{год}}) \frac{P_{2 \times \text{год}}}{2 \cdot I_{a(2 \times \text{год})} \cdot 0,94} = (1 - \eta_{2 \times \text{год}}) \frac{U_{2 \times \text{год}}}{0,94}, \quad (3.3)$$

де $I_{a(\text{пуск})}$ – пусковий струм ТЕД;

$P_{\text{пуск}}, U_{\text{пуск}}, \eta_{\text{пуск}}$ – потужність, напруга та ККД двигуна при пусковому струмі;

$P_{2\text{хгод}}, U_{2\text{хгод}}, \eta_{2\text{хгод}}$ – потужність, напруга та ККД двигуна при подвійному годинному струмі;

Таким чином, для вибору джерела живлення необхідно визначити діапазон рівнів напруги $U_{\text{ВДМ}}$ для різних типів ТЕД при різних режимах випробувань.

Результати розрахунку $U_{\text{ВДМ}}$ по формулам (3.1 – 3.3) для існуючих типів ТЕД електрорухомого складу [115] представлено у таблиці 3.1 та на рисунках 3.1 – 3.3.

Таблиця 3.1 – Результати розрахунку $U_{\text{ВДМ}}$ для різних типів ТЕД

Тип ТЕД	$U_{\text{ВДМ}}, \text{В}$		
	годинний струм	пусковий струм	подвійний годинний струм
ДТК-820	116,7	210,4	210,6
ДТК-800А	187,2	240,2	255,3
ЭД-141У1	219,1	256,9	265,9
ДПЭ-400	255,2	277,5	287,2
НБ-406	252,1	277,5	287,2
ТЛ-2К1	219,9	258,8	271,3
AL4846eT	181,9	240,2	255,3
НБ-412К	226,3	263,9	268,1
НБ-413	130,1	–	–
НБ-414Б	107,2	–	–
НБ-418К	114,2	203,1	223,4
НБ-420А	181,9	–	–
ДК-103	181,9	240,2	255,3
РТ-117	140,7	–	238,3
РТ-51Д	200,7	222,5	238,3
1.ДТ.003.Л8 У1	135,5	207,4	223,4
1.ДТ.003.11 У	157,8	235	255,3

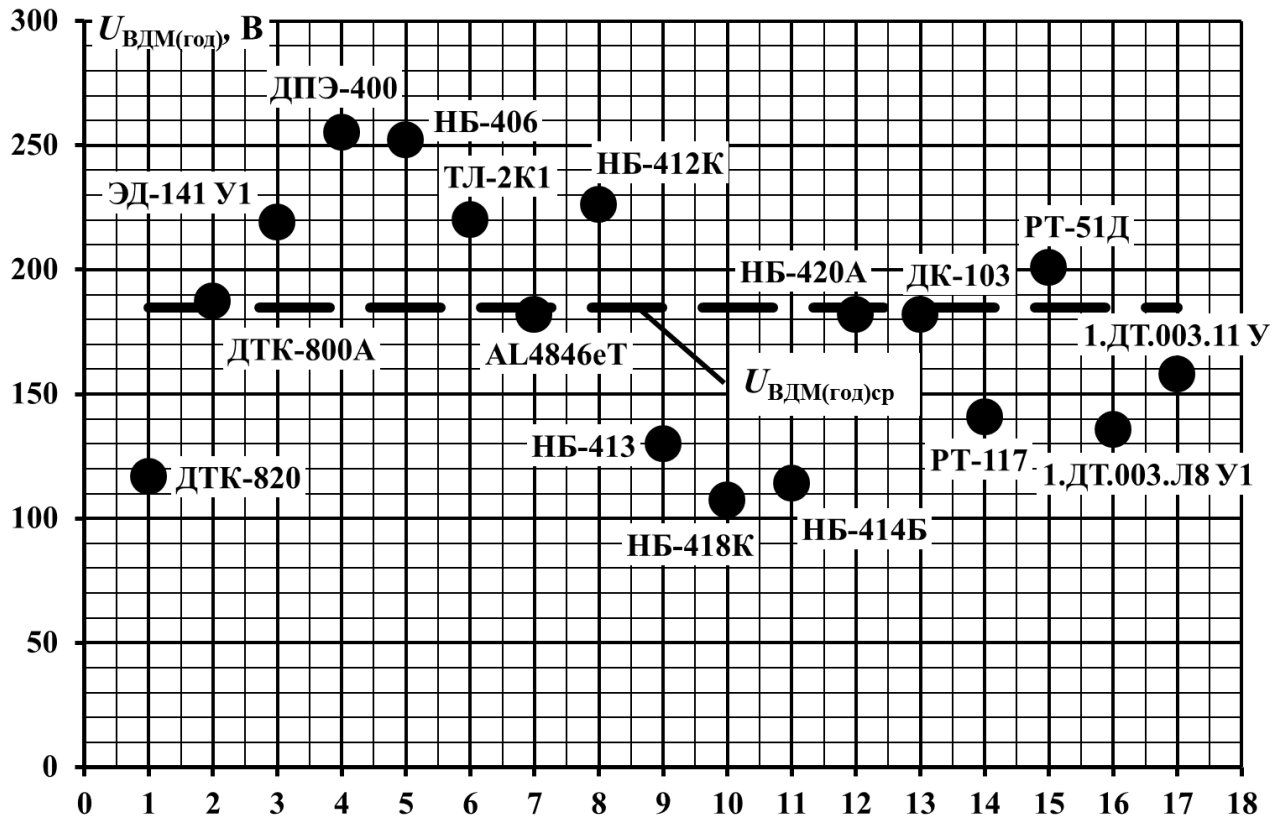


Рисунок 3.1 – Значения $U_{ВДМ(год)}$ при випробуваннях з годинним струмом

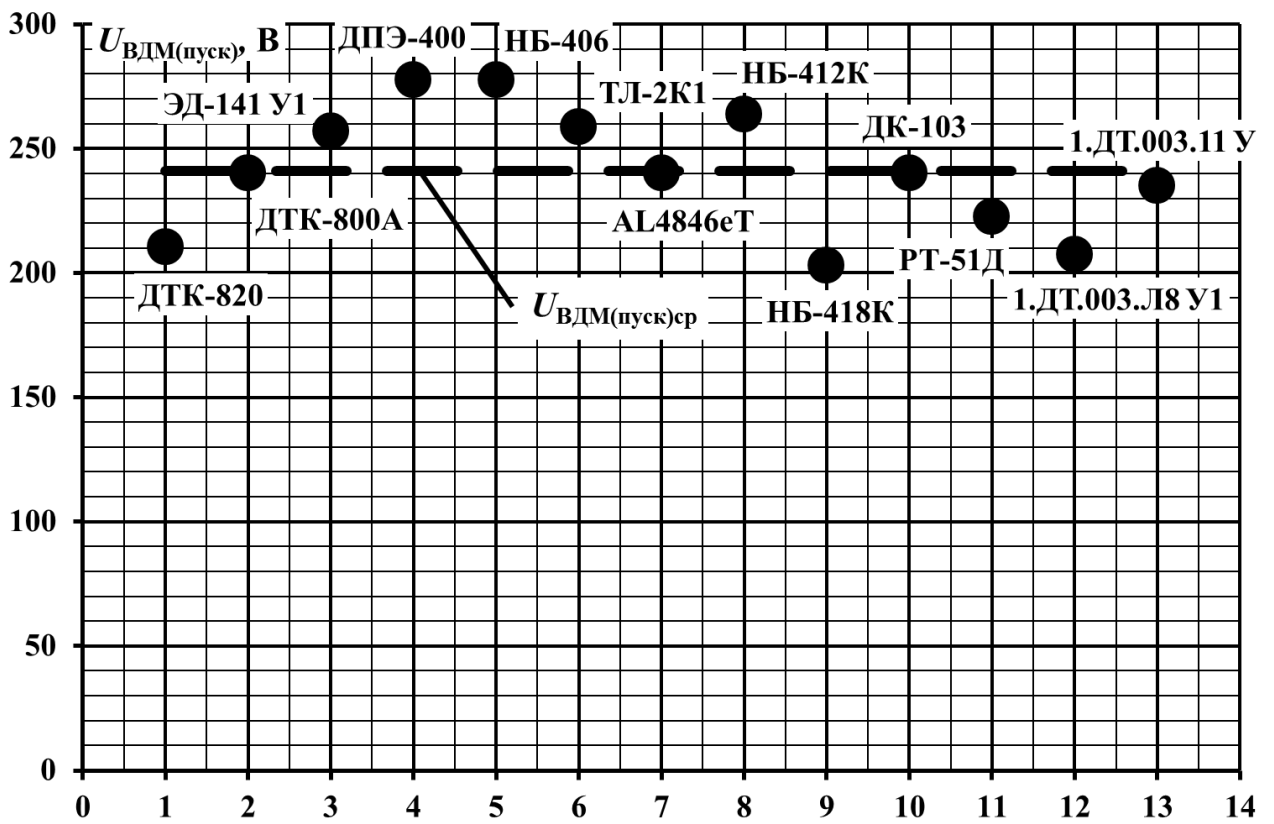


Рисунок 3.2 – Значения $U_{ВДМ(пуск)}$ при випробуваннях з пусковим струмом

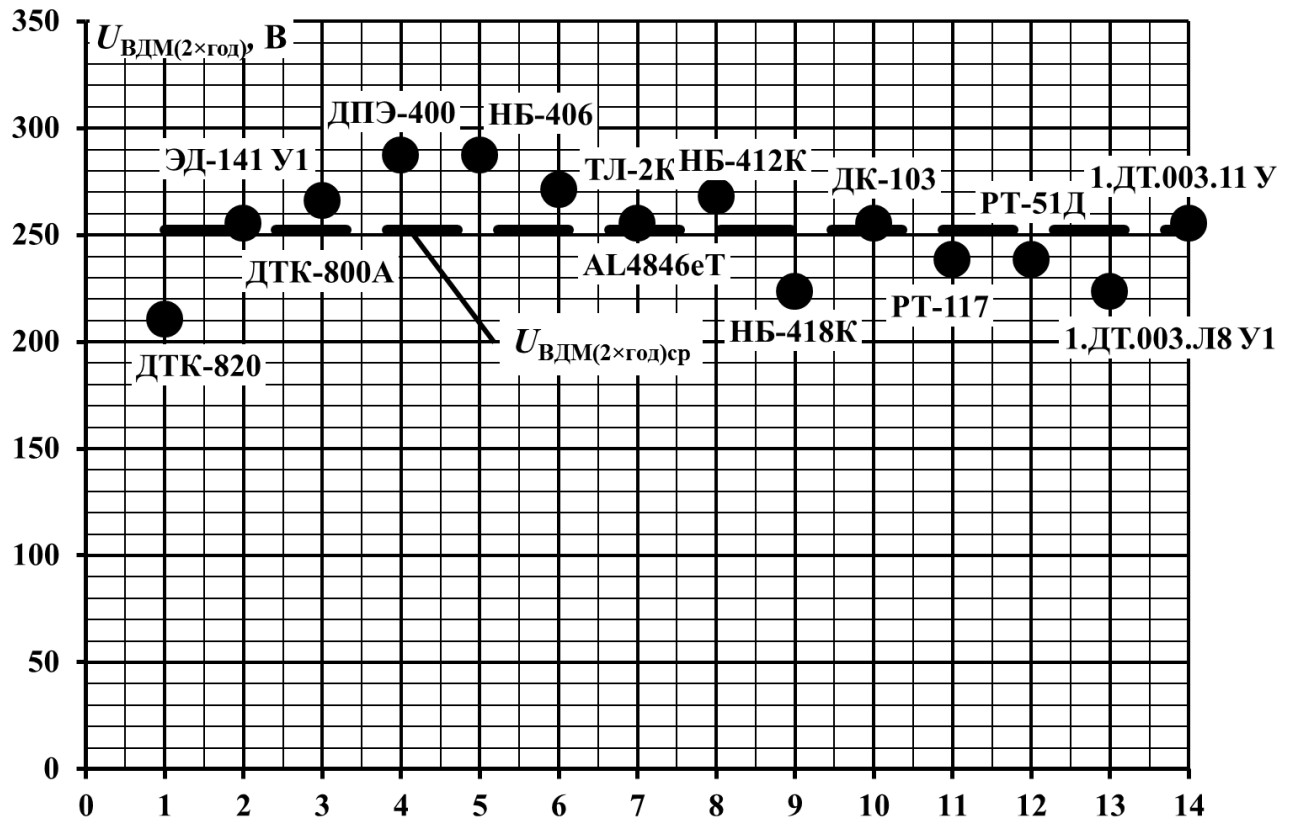


Рисунок 3.3 – Значення $U_{ВДМ(2 \times год)}$ при випробуваннях з подвійним годинним струмом

Як видно з рисунків 3.1 при випробуваннях із годинним струмом, діапазон значень $U_{ВДМ}$ має досить великий розкид відносно середнього значення і становить $-41...38\%$ при $U_{ВДМ(год)ср} = 185$ В. При випробуваннях з пусковим та подвійним годинним струмом (рисунок 3.2, 3.3) діапазон значень $U_{ВДМ}$ має менший розкид і становить відповідно $-15,8...15,1\%$ при $U_{ВДМ(пуск)ср} = 241$ В та $-13,8...16,6\%$ при $U_{ВДМ(2 \times год)ср} = 253$ В. Також, видно, що при збільшенні випробувального струму, різниця між середніми значеннями $U_{ВДМ}$ зменшується: так, різниця між $U_{ВДМ(год)ср}$ і $U_{ВДМ(пуск)ср}$ становить 56,4 В, а різниця між $U_{ВДМ(пуск)ср}$ та $U_{ВДМ(2 \times год)ср}$ становить 11,4 В.

Виходячи з аналізу розрахунків, можна зробити висновок, що для режимів випробувань із пусковим або подвійним годинним струмом для всіх типів ТЕД, номінальною величиною $U_{ВДМ}$ є приблизно 250 В.

3.1.2 Визначення діапазону зміни напруги джерела живлення

Номінальна величина $U_{\text{ВДМ}}$ є значенням напруги джерела живлення при усталеному режимі роботи СВН, тобто при $\frac{d\omega}{dt} = 0$. В цьому режимі небалансний момент, що створюється за допомогою БОЗ, компенсує тільки гальмівний момент, спричинений втратами холостого ходу. Проте, для розгону до заданої частоти обертання необхідно подолати додатковий момент опору, що створюється моментами інерції двох якорів випробовуваних машин. При цьому, як видно з рівнянь механічного та електричного балансу для даної СВН [3, 119, 120], для компенсації додаткового моменту необхідно збільшення величини напруги $U_{\text{ВДМ}}$:

$$\Delta M(\Delta\Phi) = C_M \cdot \Delta\Phi \cdot I_a = 2 \cdot \left(M_{\text{гальм}} + J_a \frac{d\omega}{dt} \right), \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} U_{\text{ВДМ}}(\Delta\Phi) &= \Delta E + 2 \cdot I_a \cdot r_a + I_a \cdot r_3 \cdot (\beta_M + \beta_G) = \\ &= C_M \cdot \Delta\Phi \cdot \omega + 2 \cdot I_a \cdot r_a + I_a \cdot r_3 \cdot (\beta_M + \beta_G), \end{aligned} \quad (3.5)$$

де $M_{\text{гальм}}$ – гальмівний момент, спричинений втратами холостого ходу;

β_M – ступінь ослаблення збудження ТЕД, працюючого в режимі двигуна;

β_G – ступінь ослаблення збудження ТЕД, працюючого в режимі генератора, $\beta_G < \beta_M$ за рахунок роботи БОЗ;

$$\beta_G = \frac{r_{\text{ш}} \cdot r_{\text{шп}} \cdot r_{\text{шз}}}{r_{\text{ш}} \cdot r_{\text{шп}} \cdot r_{\text{шз}} + r_3 \cdot (D \cdot r_{\text{ш}} \cdot r_{\text{шп}} + r_{\text{шз}} \cdot r_{\text{ш}} + r_{\text{шп}} \cdot r_{\text{шз}})},$$

де r_3 опір обмотки збудження;

$r_{\text{ш}}$ – опір резистора ослаблення збудження;

$r_{\text{шп}}$ та $r_{\text{шз}}$ – опори постійно включеного та змінного резистора БОЗ (рисунок 2.4);

D – коефіцієнт заповнення імпульсів електронного комутатора

$D \in [0, 1]$;

J_a – момент інерції якоря ТЕД.

При живленні від трифазної мережі при різних схемах випрямлячів можна отримати лише декілька рівнів максимальних напруг $U_{ВДМ\max}$: 515, 297 і 257 В при роботі на індуктивне навантаження, та: 536, 309 і 257 В при роботі на ємнісне навантаження. Передбачається, що робота випрямляча на ємнісне навантаження буде у випадку роботи його сумісно з ІППН (схеми М та N).

Підставивши у вираз (3.5) $U_{ВДМ\max}$ отримаємо вираз для розрахунку максимально допустимої частоти обертання для різних значеннях струмів якоря при заданій максимальній напрузі

$$\omega_{\max} = \frac{U_{ВДМ\max} - (2 \cdot I_a \cdot r_a + I_a \cdot r_3 \cdot (\beta_M + \beta_G))}{C_M \cdot \Delta\Phi}. \quad (3.6)$$

Розрахована таким чином залежність буде обмеженням для даної $U_{ВДМ\max}$. Тобто при побудові в одних координатах електромеханічної характеристики ТЕД та обмеження по $U_{ВДМ\max}$, для стійкої роботи системи автоматичного керування СВН електромеханічна характеристика повинна лежати нижче обмеження.

Для розрахунку візьмемо лише два значення $U_{ВДМ\max}$: 536 В та 257 В, оскільки інші значення дуже близькі до них.

Розрахунок проведемо для тягового двигуна РТ-51Д. Результати розрахунку зображені на рисунку 3.4.

На рисунку 3.4 суцільними лініями показані обмеження по частоті обертання для заданих $U_{ВДМ\max}$, а також, пунктирною лінією показана електромеханічна характеристика РТ-51Д при номінальному збудженні. Видно, що при $U_{ВДМ\max} = 536$ В, електромеханічна характеристика $n_d(I_a)$ лежить значно нижче обмеження, проте при $U_{ВДМ\max} = 257$ В, електромеханічна характеристика $n_d(I_a)$ до значення струму $I_a = 290$ А лежить вище обмеження, а при $I_a > 290$ А майже зливається з нею. Тобто при $U_{ВДМ\max} = 257$ В розгін

та подальше регулювання частоти обертання випробовуваних машин при великих значеннях струму I_a хоч і можливі, але ускладнені, оскільки може мати місце зменшення $U_{ВДМ\max}$ за рахунок падіння напруги на внутрішньому опорі джерела живлення. При малих значеннях струму I_a розгін та подальше регулювання частоти обертання випробовуваних машин практично неможливе.

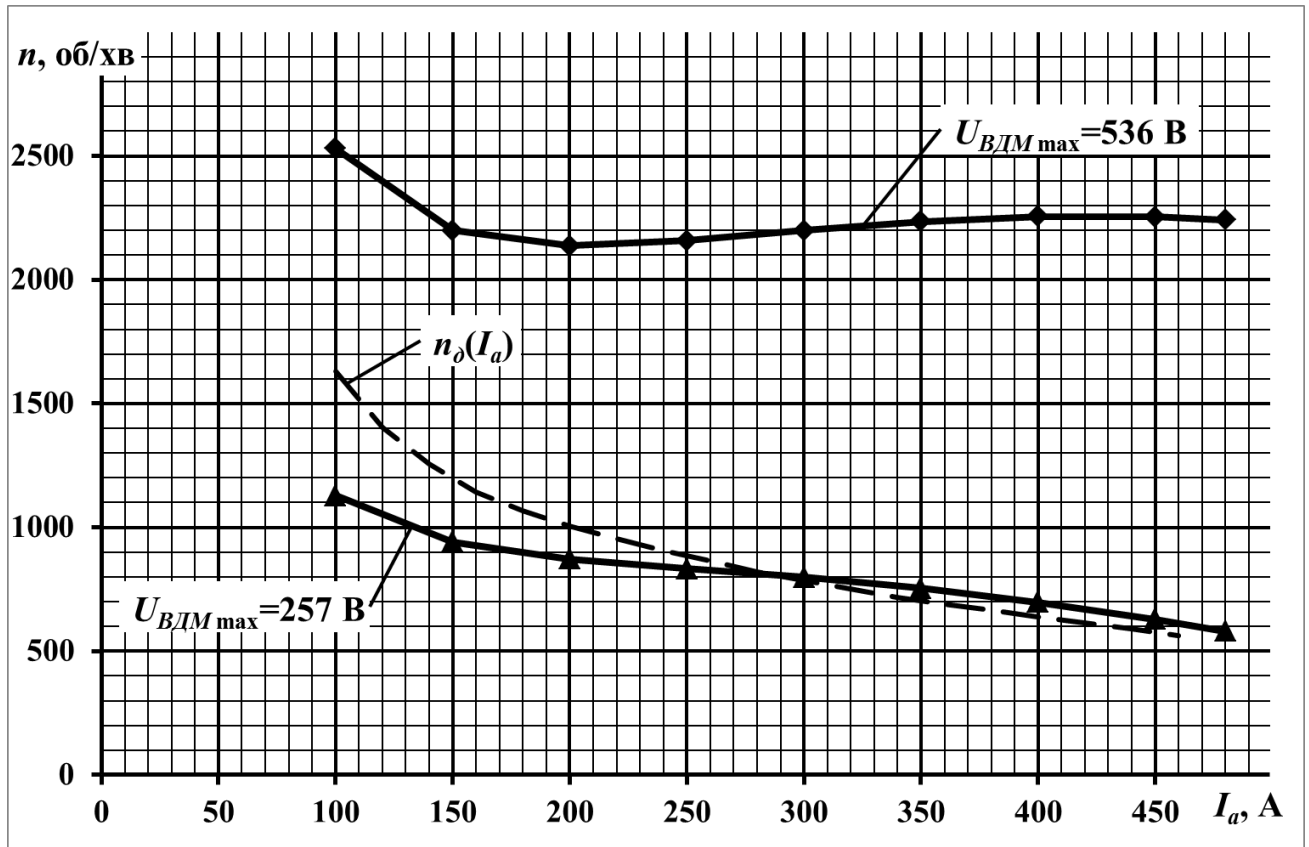


Рисунок 3.4 – Розрахунок обмежень по частоті обертання для різних значень струму якоря тягового двигуна РТ-51Д

Таким чином, для розглянутої СВН в якості максимальної напруги джерела живлення можна рекомендувати значення $U_{ВДМ\max} = 500$ В або близькі до нього.

3.2 Визначення множини можливих схем джерел живлення СВН

У розділі 1.5 було проведено стислий огляд можливих схем джерел для живлення СВН.

В першу чергу зауважимо, що у синтезі та виборі раціональної схеми не буде враховуватись електромашинний перетворювач (схеми «А» і «В»). Це зроблено у зв'язку з тим, що електромашинний перетворювач у порівнянні із статичним перетворювачем однакової потужності значно поступається йому по масогабаритним показникам і ККД, а також, потребує додатковий приводний двигун рівної з ним потужності та збудник для живлення ОЗ, що, в свою чергу, ще більше знижує його енергетичну ефективність.

Для побудови множини можливих схем необхідно визначити, які із розглянутих схем у розділі 1.5 є складовими частинами усіх інших схем. Такими схемами є:

- 1) Трифазний некерований випрямляч (схема Міткевича);
- 2) Трифазний керований випрямляч (схема Міткевича) (схема «С»);
- 3) Трифазний некерований мостовий випрямляч (схема Ларіонова);
- 4) Трифазний керований мостовий випрямляч (схема Ларіонова) (схема «Е»);
- 5) Компенсаційний випрямляч (схема «G»);
- 6) Ступеневий випрямляч (схема «Н»);
- 7) Випрямляч з регулюванням напруги на високій стороні (схема «J»);
- 8) Імпульсний перетворювач постійної напруги без випрямляча.

Слід звернути увагу, що у вищевказаний список потрапили схеми, які не були розглянуті у розділі 1.5:

- трифазний некерований випрямляч,
- трифазний некерований мостовий випрямляч,
- імпульсний перетворювач постійної напруги без випрямляча.

Строго кажучи, вони не можуть бути використані окремо як джерело живлення СВН, але можуть бути використані, як складові більш складних схем.

Для подальшого аналізу будемо використовувати буквено-цифрову нумерацію. Отже, схеми, що можуть бути складовими інших схем отримують позначення $x_1 - x_8$. Дані схеми зображені на рисунках 3.5 – 3.10.

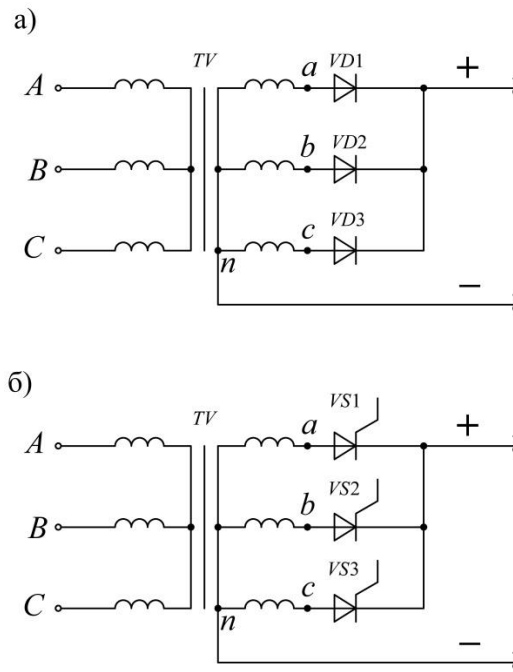


Рисунок 3.5 – Трифазний некерований (а) та керований (б) випрямляч (схеми x_1, x_2)

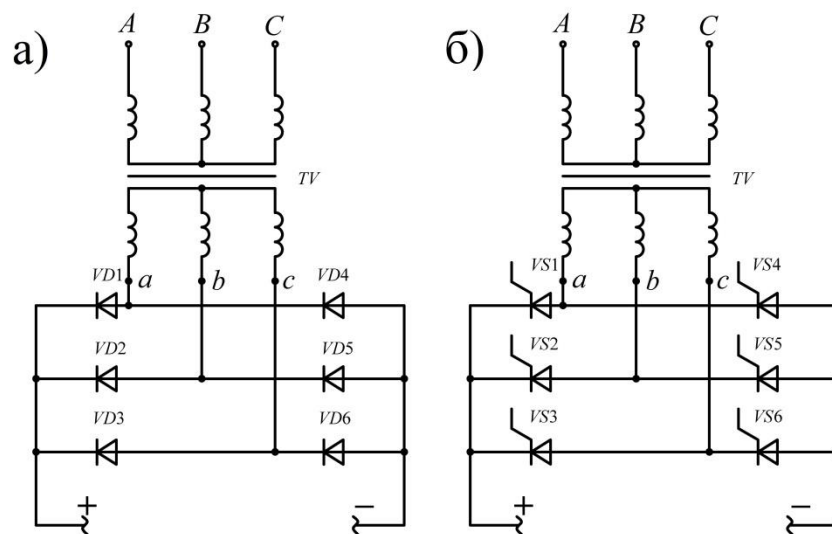


Рисунок 3.6 – Трифазний некерований (а) та керований (б) мостовий випрямляч (схеми x_3, x_4)

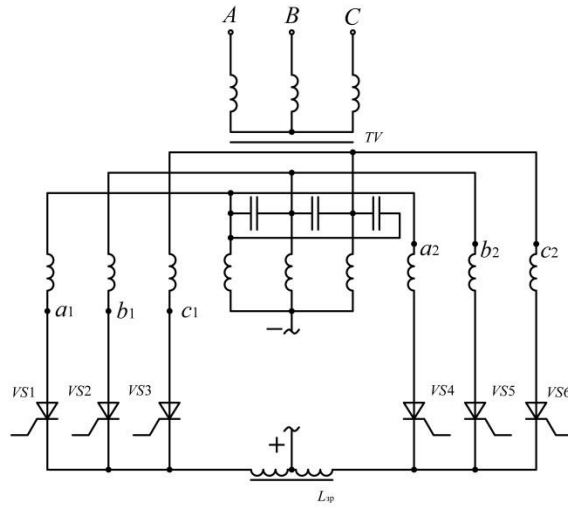


Рисунок 3.7 – Компенсаційний випрямляч (схема x_5)

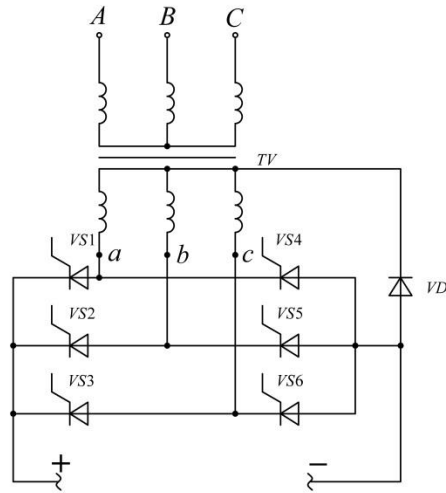


Рисунок 3.8 – Ступеневий випрямляч (схема x_6)

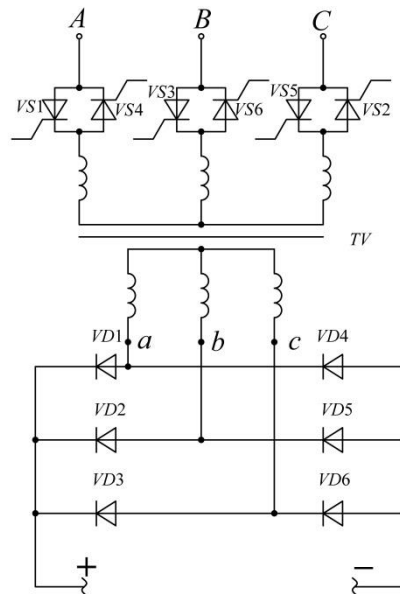


Рисунок 3.9 – Випрямляч з регулюванням напруги на високій стороні (схема x_7)

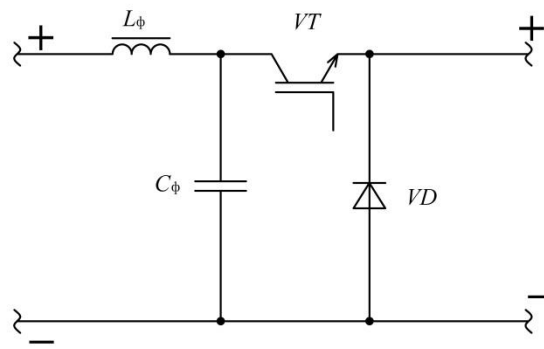


Рисунок 3.10 – Імпульсний перетворювач постійної напруги без випрямляча
(схема x_8)

На базі даних схем сформуємо множину можливих схем джерел живлення. Очевидно, що дана множина буде сформована як із деяких схем x_1 – x_8 , так і з їх комбінацій.

В результаті аналізу комбінацій схем з восьми базових було визначено, що:

- при двох комбінаціях із всієї множини можна вибрати 10 можливих схем;
- при трьох комбінаціях – 4 можливі схеми;
- при чотирьох комбінаціях – 1 можлива схема;
- при п'яти комбінаціях та більше – 0 можливих схем.

Схеми, отримані в результаті комбінацій, зображені на рисунках 3.11

– 3.15

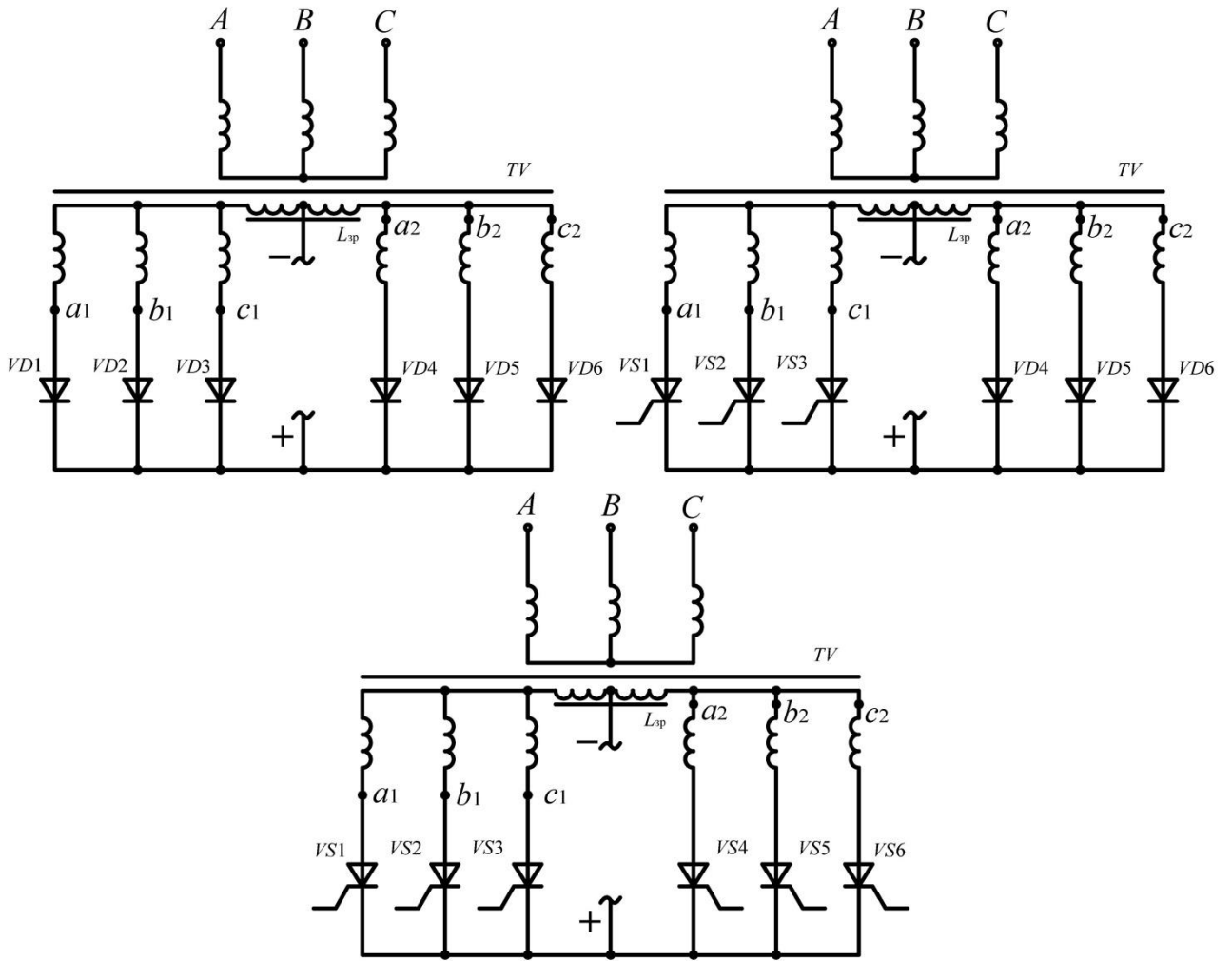


Рисунок 3.11 – Схеми, отримані комбінацією x_1x_1 , x_1x_2 , x_2x_2

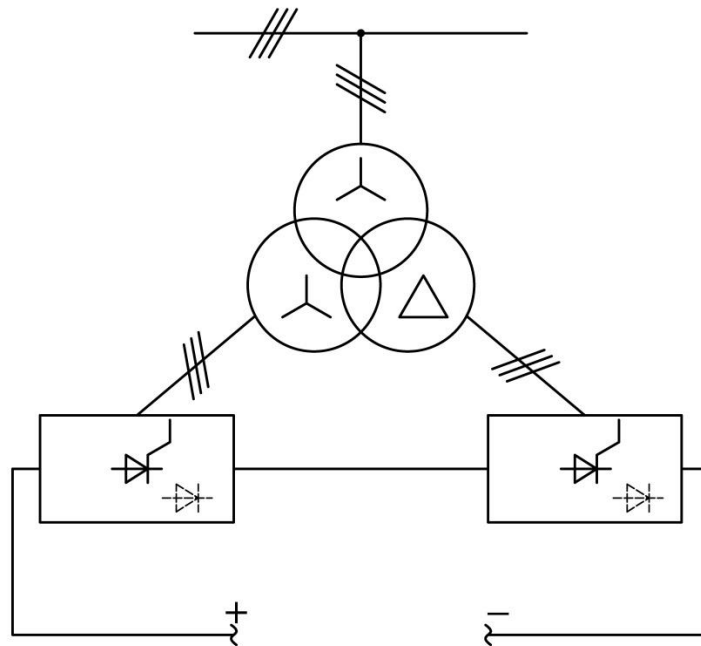


Рисунок 3.12 – Схеми, отримані комбінацією x_3x_3 , x_3x_4 , x_4x_4

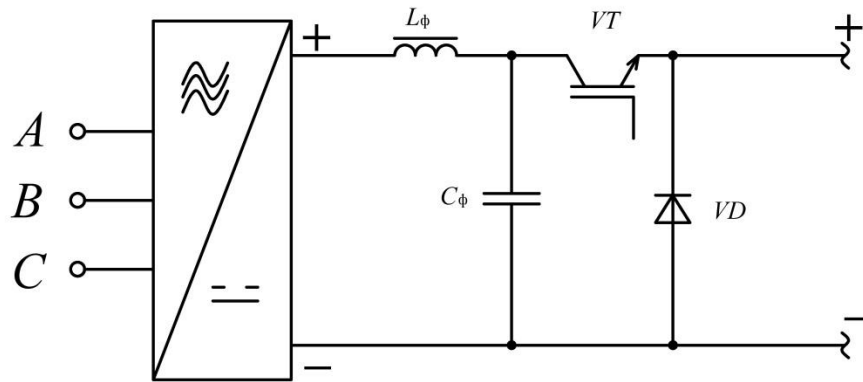


Рисунок 3.13 – Схема, отримана комбінацією $x_1x_8, x_2x_8, x_3x_8, x_4x_8$

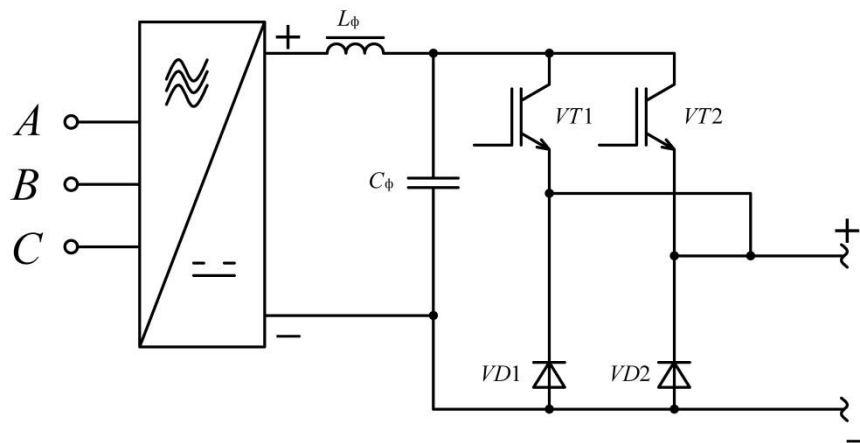


Рисунок 3.14 – Схема, отримана комбінацією $x_1x_8x_8, x_2x_8x_8, x_3x_8x_8, x_4x_8x_8$

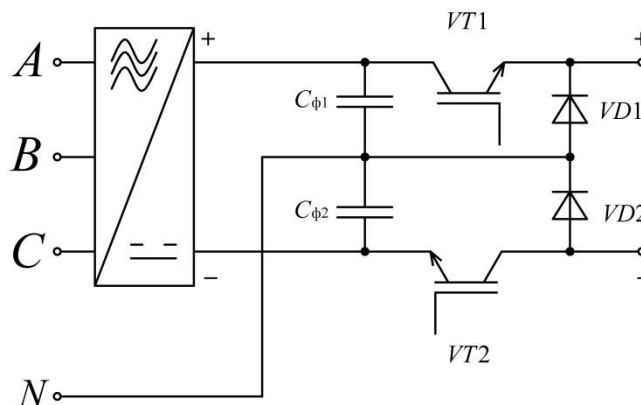


Рисунок 3.15 – Схема, отримана комбінацією $x_1x_1x_8x_8$

Щоб не викликати ускладнення при вирішенні задачі вибору раціональної схеми для множини можливих схем введемо наступні позначення: кожний елемент множини позначається символом ω із відповідним числовим індексом. Позначення розглянутих вище схем, разом із позначеннями, що були прийняті у першому розділі приведено у таблиці 3.1.

Таблиця 31. – Позначення можливих схем для вирішення задачі вибору

Позначення схеми, прийняте у розділі 1	Позначення схеми, після формування множини можливих схем	Позначення схеми, для рішення задачі вибору раціональної схеми
–	x_1	ω_1
C	x_2	ω_2
–	x_3	ω_3
E	x_4	ω_4
G	x_5	ω_5
H	x_6	ω_6
J	x_7	ω_7
–	x_1x_1	ω_8
–	x_1x_2	ω_9
D	x_2x_2	ω_{10}
–	x_3x_3	ω_{11}
–	x_3x_4	ω_{12}
K	x_4x_4	ω_{13}
–	x_1x_8	ω_{14}
–	x_2x_8	ω_{15}
M	x_3x_8	ω_{16}
–	x_4x_8	ω_{17}
–	$x_1x_8x_8$	ω_{18}
–	$x_2x_8x_8$	ω_{19}
–	$x_3x_8x_8$	ω_{20}
N	$x_4x_8x_8$	ω_{21}
–	$x_1x_1x_8x_8$	ω_{22}

З означеними вище умовами, множина можливих схем буде мати вигляд:

$$\Omega = \{ \omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4, \omega_5, \omega_6, \omega_7, \omega_8, \omega_9, \omega_{10}, \omega_{11}, \omega_{12}, \omega_{13}, \omega_{14}, \omega_{15}, \omega_{16}, \omega_{17}, \omega_{18}, \omega_{19}, \omega_{20}, \omega_{21}, \omega_{22} \}.$$

3.3 Вирішення задачі вибору раціональної схеми джерела живлення СВН

Для визначення раціональної схеми застосуємо апарат математичного моделювання складних систем, що є одним з головних інструментів дослідження та засобів активного впливу на досліджуваний об'єкт.

Математичне моделювання дозволяє прогнозувати поведінку об'єкту в майбутньому, що є особливо важливим у тих випадках, коли процес визначається великою кількістю взаємопов'язаних елементів $\Omega = \{\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n\}$, інформація про які задається результатами пасивного експерименту у вигляді матриці спостережень.

У цьому випадку, насамперед, виникає проблема структурної невизначеності, коли взаємозв'язки між елементами невідомі. Традиційний підхід до моделювання методами регресійного аналізу припускає заданими набори двох типів:

- $M \subset \Omega$, що оголошується як набір незалежних змінних (предикторів);
- $Y = (\Omega \setminus M)$ – набір змінних, що розраховуються за моделлю.

Формування економічно обґрунтованої системи предикторів (якомога найменшого числа незалежних показників, за якими визначається схема) реалізується в процесі розв'язання задач параметричної ідентифікації, що призводить до надзвичайно великого перебору варіантів математичних моделей, навіть при невеликій розмірності простору показників Y .

Отже, виникає питання, яким чином можна обирати найбільш інформативні показники, що визначають ту чи іншу схему, не розв'язуючи при цьому безліч задач регресійного аналізу.

В даному розділі розглянемо метод структурного моделювання складних систем на основі відношення толерантності, оскільки завдяки саме цьому методу визначимо найкращі предиктори, не проводячи параметричної ідентифікації.

Розглянемо більш детально методологію математичного моделювання визначення раціональної схеми.

Нехай кожний з елементів допустимої множини схем визначається сукупністю показників

$$Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}.$$

З досліджуваним об'єктом пов'яжемо математичне поняття системи S .

Будь-яка структура системи визначається наступними важливими характеристиками:

- загальним числом зв'язків, що характеризують складність системи;
- загальним числом взаємодій, які визначають стабільність системи;
- частотою зв'язків, тобто кількістю зв'язків, що доводяться на один елемент взаємодії, що визначають інтенсивність елементів;
- числом внутрішніх зв'язків, які визначають внутрішній устрій системи;
- числом зовнішніх зв'язків, що характеризують взаємодію системи із середовищем, її відкритість.

Однією з головних властивостей, якій повинна задовольняти система, це емерджентність – властивість цілого, яка принципово не зводиться до суми властивостей складових елементів.

В математичному плані система S – це відношення на непорожніх множинах

$$S \subset \times \{V_i : i \in I\},$$

де \times – декартовий добуток,

I – множина індексів .

У разі, коли множина I – скінченна, то можна записати у вигляді

$$S \subset V_1 \times V_2 \times \dots \times V_n.$$

Будь-який елемент V_n з множини S називаємо станом системи.

Бінарне відношення $\beta \subseteq \Omega \times \Omega$ називається структурою системи.

Набір $M \subset \Omega$ називається набором незалежних змінних (предикторів), якщо:

$$\begin{aligned} & (\forall \omega_n, \omega_k \in M) \omega_n \bar{\beta} \omega_k \wedge \omega_k \bar{\beta} \omega_n ; \\ & (\forall \omega_l \in \Omega \setminus M) (\exists \omega_n \in M) \omega_n \beta \omega_l \vee \omega_l \beta \omega_n . \end{aligned}$$

Тобто, M , є максимальним набором предикторів.

Характеризуючи структуру системи на основі взаємозв'язку змінних, вважаємо:

1. $(\forall \omega_n \in \Omega) \omega_n \beta \omega_n ;$
2. $(\forall \omega_n, \omega_k \in \Omega) \omega_n \beta \omega_k \wedge \omega_k \beta \omega_n ;$
3. $(\forall \omega_n, \omega_k \in \Omega) (\exists (\omega_{i_1}, \dots, \omega_{i_k}) \in \Omega) (\omega_n \beta \omega_k \vee (\omega_n \beta \omega_{i_1} \wedge \omega_{i_1} \beta \omega_{i_2} \wedge \dots \wedge \omega_{i_k} \beta \omega_k)) .$

3.3.1 формування бази даних за результатами пасивного експерименту

Нехай множина допустимих схем визначається набором показників $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_n\}$, на базі результатів обстежень за якими сформовано матрицю спостережень X , що має наступний вигляд

$$X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{m1} & x_{m2} & \dots & x_{mn} \end{bmatrix},$$

де n – число стовпців, відповідних числу показників;

x_{mt} – значення n -го показника для m -го варіанту схеми.

Базу даних для аналізу в інтегральній системі для комплексного статистичного аналізу й обробки даних було сформовано у середовищі «STATISTICA».

3.3.2 Аналіз вхідної інформації

Основні елементи цієї процедури наступні:

- 1) Як правило, у базі даних присутні величини різної розмірності, тому для зручності аналізу, можливості порівняння отриманих результатів, а також їх інтерпретації, кожний з показників y_i звичайно приводять до безрозмірних величин за допомогою таких способів нормування:

$$y_i = \frac{y_i - \bar{y}_i}{\sigma_i},$$

$$y_i = \frac{y_i - \min y_i}{\max y_i - \min y_i},$$

де \bar{y}_i – середнє значення показника y_i ;

$\min y_i$ – мінімальне значення показника y_i ;

$\max y_i$ – максимальне значення показника y_i ;

σ_i – середньоквадратичне відхилення.

- 2) Перевірка даних на наявність «сплесків» інформації з їхньою наступною обробкою. Наявність «сплесків» може грубо спотворювати значення оцінок параметрів моделі (особливо, якщо для їхнього одержання використовується метод найменших квадратів (МНК)), тому цензурування даних (усунення ефекту викидів) проводиться або за допомогою видалення цих точок з даних, або за допомогою застосування методів оцінювання параметрів, стійких до грубих відхилень (наприклад, метод найменших модулів).

У якості найбільш простих процедур цензурування можуть бути запропоновані наступні:

- візуалізація даних, коли за допомогою графічного представлення інформації проявляються багато закономірностей, зовсім неочевидні серед безлічі числових значень;
- аналіз деяких числових характеристик досліджуваних показників. Наприклад, про наявність викидів можна говорити при порівнянні таких величин як середнє вибіркоче й мода, якщо ці характеристики суттєво відрізняються між собою для обраного ознаки (тому що відомо, що середнє ви-

біркове дуже чутливо до сплесків, а модальне значення досліджуваного ознаки має властивість робастості);

Якщо число спостережень суттєво перевищує число показників ($m \gg n$), тоді рядки, що містять пропуск хоча б по одному показнику, виключають із матриці спостережень X . Якщо виключати дані не можна через їх невеликий обсяг, тоді застосовують різні методи відновлення відсутніх значень.

Серед цих методів, найбільш універсальним є метод, запропонований С. А. Айвазяном, який заснований на припущенні, що об'єкти, що мало відрізняються по k властивостям, мають приблизно таке ж значення $(k + 1)$ властивості.

Таким чином при виявленні пропущених даних можна:

- усунути пропущені дані з обчислень;
- замінити їх середнім значенням;
- інтерполювати пропущені значення.

Оцінити якість відновленої інформації можна, наприклад, так: з матриці спостережень X випадковим чином виключається частина дослідних значень, а пропуски заповнюються за допомогою обраної процедури. Міра відхилення дійсних значень від значень, отриманих у результаті відновлення, і визначає якість розв'язку завдання.

Далі, отримуємо статистичну інформацію про кожний показник.

У цьому плані найбільш важливими є характеристики середнього значення показника (мода) і коефіцієнт варіації, що визначає варіабельність кожного показника. Показники, для яких значення коефіцієнта варіації майже дорівнює нулю з подальшого розгляду виключаємо, оскільки вони не мають чутливості, і в математичній моделі, практично, не принесуть користі.

Що стосується модального значення, якщо деякий показник має мультимодальний розподіл, це говорить про неоднорідність вихідної інформації.

3.3.3 Відновлення локальних взаємозв'язків між елементами системи

Будемо вважати, що два елементи y_i й y_j , що належать множині Y , локально взаємопов'язані, якщо зі зміною одного з них змінюється й інший.

У якості математичної моделі локального взаємозв'язку будемо розглядати бінарне відношення $\tau \subseteq Y_n \times Y_n$.

З огляду на визначення відношення τ має властивості рефлексивності та симетричності, отже τ – відношення толерантності.

Одним з можливих способів визначення τ може бути такий

$$y_i \tau y_j \Leftrightarrow \left((|r_{ij}| > r_{\text{кр}}(\alpha)) \vee \left((|r_{ij}| \leq r_{\text{кр}}(\alpha)) \wedge (|k_{ij}| > k_{\text{кр}}(\alpha)) \right) \right),$$

де r_{ij} – вибірковий коефіцієнт кореляції;

k_{ij} – коефіцієнт Крамера;

$r_{\text{кр}}(\alpha)$, $k_{\text{кр}}(\alpha)$ – критичні значення коефіцієнтів кореляції згідно з обраним рівнем значущості α .

Вибірковим коефіцієнтом кореляції між показниками y_i і y_j називається число

$$r_{ij} = \frac{\overline{y_i y_j} - \overline{y_i} \cdot \overline{y_j}}{s_i s_j},$$

$$\text{де } \overline{y_i} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m y_{ik};$$

$$\overline{y_i y_j} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m y_{ik} y_{jk};$$

$$s_i = \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{k=1}^m (y_{ik} - \overline{y_i})^2}.$$

В силу того, що число спостережень m – скінченне, значущість коефіцієнта кореляції визначається за показником Стюдента за наступним правилом:

- якщо $|r_{ij}| \geq r_{kp}(m, P)$, тоді r_{ij} – значимий;
- якщо $|r_{ij}| < r_{kp}(m, P)$, тоді r_{ij} – незначимий,

де $r_{kp}(m, P)$ – критичне значення коефіцієнта кореляції, де m -число дослідів;

P - довірна ймовірність.

Якщо кількість елементів невелика ($n < 30$), тоді коефіцієнт кореляції r_{ij} необхідно помножити на поправку γ_{ij} ,

$$r_{ij}^* = r_{ij} \cdot \gamma_{ij},$$

де $\gamma_{ij} = 1 + \frac{1 - r_{ij}^2}{2(N - 4)}$, є найкращою оцінкою коефіцієнта кореляції.

Більш ефективною оцінкою «ступеня залежності» між елементами є середньоквадратична зв'язність за К. Пірсоном. Так, наприклад, для двох дискретних випадкових величин вона визначається у вигляді

$$\varphi^2 = \sum_{i,k} \frac{P_{ik}^2}{P_i^* P_k} - 1,$$

$$\text{де } P_i = \sum_k P_{ik};$$

$$P_k = \sum_i P_{ik}.$$

Величину φ^2 називається *коефіцієнтом сполучення Пірсона*, що обертається в нуль у випадку незалежних змінних, а за наявності функціонального зв'язку він досягає свого максимального значення, що залежить від числа розбивок інтервалу варіацій кожної із змінних.

Перевірку наявності нелінійного зв'язку проводимо за допомогою коефіцієнта Крамера

$$k = \sqrt{\frac{\varphi^2}{q - 1}},$$

де $q = \min(m_1, m_2)$,

m_i – число розбивок інтервалу варіації i -ї змінної, $i = 1, 2$.

Зазначимо, якщо змінні y_i і y_j є якісними, то й у цьому випадку за допомогою коефіцієнта Крамера можна проводити перевірку наявності взаємозв'язку між ними.

Таким чином, відновлення структури системи проводимо за правилом

$$\tau_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{якщо } y_i \tau y_j \\ 0, & \text{якщо } y_i \bar{\tau} y_j, i, j = \overline{1, n} \end{cases}$$

Розглянемо бінарне відношення θ , визначене на множині Y у такий спосіб:

$$y_i \theta y_j \Leftrightarrow \left((y_i \tau y_j) \vee \left(\exists (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_k) \in \Omega, (y_i \tau \xi_1 \wedge \xi_1 \tau \xi_2 \dots \xi_k \tau y_j) \right) \right)$$

Нескладно показати, що бінарне відношення θ – рефлексивне, симетричне й транзитивне, а отже, θ – відношення еквівалентності. З погляду математичного моделювання це означає, що множину Y можна розкласти на класи еквівалентності, а отже, вихідну систему показників можна розбити на незалежні підсистеми.

В основі алгоритмів побудови класів еквівалентності, лежить принцип виділення зв'язних компонентів графа $G_n(\tau)$.

У загальному виді алгоритм розбивки можна представити у вигляді:

- 1) Для довільного елемента $y \in Y$ визначаємо всі y_i , які разом з y належать одному зв'язаному компоненту. Не обмежуючи спільності, у якості y можна обрати y_1 й визначити множину $Y_1 \subset Y$ із зазначеною властивістю.
- 2) Будуємо множину $Q = Y \setminus Y_1$.
- 3) Якщо $Q \neq \emptyset$, то поклавши $Y = Q$ переходимо до пункту 1, а якщо ні, то – розбивку припиняємо.

Дана ідея може бути реалізована різним чином. Один з варіантів являє собою:

1. $x_1 \rightarrow R; p = 1.$
2. $Y = Y \setminus R$

3. Якщо $Y = \emptyset$, те переходимо до п. 9.
4. Будуємо множину $Y = \{y \in Y \mid (\forall y_i, \exists y_j \in R) y_i \tau y_j\}$.
5. Якщо $Y = \emptyset$, те переходимо до п. 7.
6. $R = R \cup Y$ і переходимо до п. 2.
7. $Y_p = R$; $p = p + 1$; $R = \emptyset$
8. Беремо $y \in Y$; $y \rightarrow R$ й переходимо до п. 2.
9. Вихід. Множини Y_1, Y_2, \dots, Y_p сформовані.

3.3.4 Побудова множини наборів інформативних показників, що визначають схему.

Множину $K \subseteq Y$ називають класом толерантності, якщо має місце:

1. $(\forall y_i, y_j \in K) y_i \tau y_j$;
2. $(\forall y_k \in Y \setminus K) (\exists y_i \in K) y_i \bar{\tau} y_k$

У якості найпростішого алгоритму побудови покриття множини Y класами толерантності, можна запропонувати алгоритм, заснований на його визначенні:

Основні елементи алгоритму являють собою:

1. $k=1$; $R=\emptyset$;
2. $i=1$;
3. $y_i \Rightarrow L_0$, тобто $L_0 = \{x_i\}$; $L(k) = L_0$;
4. формуємо множину $F \subseteq Y$ таке, що $\forall y \in F$ має місце $y_i \tau y_j$;
5. організуємо цикл по $y \in F$;
6. перевіряємо можна чи y занести в множину $L(k)$, тобто толерантний чи y з елементами множини $L(k)$, якщо y можна послати в $L(k)$, те переходимо до п8;
7. посилаємо y у множину R і переходимо до п. 9;
8. посилаємо y у множину $L(k)$;
9. $F = F \setminus \{y\}$;
10. якщо $F \neq \emptyset$, то беремо наступний y і переходимо до п. 6;

11. Якщо $R \neq \emptyset$, то вважаємо $Y = R$; $R = \emptyset$; $k = k + 1$; $L(k) = L_0$ й переходимо до пункту 5;
12. $i = i + 1$;
13. якщо $i \leq n$, то переходимо до п3;
14. у цьому пункті з набору множин $\{L(k)\}$, $k = \overline{1, p}$ формуємо мінімальне покриття $\{K_i\}$, $i = \overline{1, m}$.

Таким чином, набір $\{K_i\} \subseteq \{L(k)\}$ має наступні властивості:

$\forall i, j \in \{1, 2, \dots, m\}, i \neq j, (K_i \cap K_j \neq K_i \wedge K_i \cap K_j \neq K_j)$. Інакше кажемо, K_i не втримується в K_j і навпаки

$$\bigcup_{i=1}^m K_i = Y.$$

Відповідно до визначення, набір незалежних змінних $M \subset Y$ має властивості:

$$(\forall y_j \in Y \setminus M) (\exists y_i \in M) \tau_{y_i y_j} = 1; (\forall y_i, y_k \in M) y_i \bar{\tau} y_k.$$

Якщо обрати кожної $y \in Y \setminus M$ і поповнити ними множину M , то властивість 1 порушується.

У силу того, що множина Y скінченна, тобто, $(Y) (= n)$ очевидним є й скінченність множини M .

У випадку, коли множина Y скінченна, відношення толерантності τ може бути задане у вигляді графа $G(\tau)$, вершинами якого є елементи множини Y , а набір дуг визначається так: дуга з y_i у y_j наявна, якщо $y_i \tau y_j$. Граф $G(\tau)$ може бути розбитий на непересічні підграфи $G_i(\tau)$, $i = \overline{1, k}$, кожний з яких представляє зв'язний компонент графа $G(\tau)$.

Відповідно до алгоритму формування наборів незалежних змінних, викладеним вище, розроблене програмне забезпечення з у середовищі MAPLE, за допомогою якого формуються набори інформативних показників, які і визначатимуть раціональну схему.

Отже, на основі алгоритмів структурного моделювання визначено проранжовану множину інформативних показників, що наведено у таблиці 3.2.

Таблиця 3.2 – Проранжована множина інформативних показників

№ п/п	Показник
1	Можливість регулювання випрямленої напруги
2	Пульсації випрямленого струму при номінальному рівні вихідної напруги
3	Максимальна вихідна напруга
4	Наявність трансформатора
5	Наявність зрівнювального дроселя
6	Наявність компенсаційного пристрою
7	Ступінь використання трансформатора
8	Кількість керованих НПП
9	Зворотна напруга на НПП
10	Частота переключення НПП відносно частоти пульсацій вихідної напруги
11	Пульсації випрямленої напруги
12	Кількість використовуваних проводів мережі

3.3.5 Класифікація схем за множиною обраних інформативних показників

В математичному плані для розв'язання цієї задачі було застосовано методи кластерного аналізу.

Застосуємо метод К-середніх. В межах цього методу знаходимо кластери схем таким чином, щоб вони максимально різнилися один від одного. В якості міри відстані між об'єктами розглянемо евклідову метрику (відстань між об'єктами), найуживанішу міру відстані, яка являє собою геометричну

відстань між об'єктами у багатомірному просторі. Формула для обчислення Евклідової відстані має такий вигляд:

$$r_{p,q} = \sqrt{\sum_{j=1}^K (X_{jp} - X_{jq})^2}$$

У якості стратегії кластеризації, виберемо стратегію Варда. Вона використовує методи дисперсійного аналізу для оцінки відстаней між кластерами. Ця стратегія мінімізує суму квадратів (SS) для двох гіпотетичних кластерів, які можуть бути сформовані на кожному кроці процесу кластеризації.

За допомогою методів ієрархічної класифікації отримано п'ять кластерів. Кластери розподіляються по значенням показників від для відповідних схем від найкращого до найгіршого.

Склад та короткий опис кластерів приведено в таблиці 3.3.

Таблиця 3.3 – Склад кластерів

№ кластера	Опис кластера	Склад кластера
1	Можливість регулювання напруги; додаткові втрати при номінальній напрузі відсутні або ними можна знехтувати; максимальна вихідна напруга 500 В і більше	$\omega_4, \omega_{20}, \omega_{21}, \omega_{22}$
2	Можливість регулювання напруги; додатковими втратами при номінальній напрузі можна знехтувати тільки при частоті 500 Гц і більше; максимальна вихідна напруга 500 В і більше	ω_{16}, ω_{17}
3	Можливість регулювання напруги; додаткові втрати при номінальній напрузі відсутні або ними можна знехтувати; наявність трансформатора; максимальна вихідна напруга 500 В і більше	$\omega_6, \omega_7, \omega_{12}, \omega_{13}$
4	Можливість регулювання напруги; додатковими втратами при номінальній напрузі можна знехтувати, а у разі імпульсного джерела, тільки при частоті 500 Гц і більше; наявність трансформатора, зрівнювального дроселя або компенсаційного пристрою; максимальна вихідна напруга менша за 500 В	$\omega_2, \omega_9, \omega_5, \omega_{14}, \omega_{10}, \omega_{15}, \omega_{18}, \omega_{19}$
5	Неможливість регулювання вихідної напруги	$\omega_1, \omega_3, \omega_8, \omega_{11}$

3.3.5 Формування множини раціональних схем на основі векторної оптимізації

Надалі будь-який елементи множини $\omega \in \Omega$ будемо характеризувати показниками: $y_1(\omega), y_2(\omega), \dots, y_m(\omega)$.

В багатокритеріальних задачах при відсутності апіорної інформації про взаємозв'язки між окремими показниками максимальну інформацію можна отримати, виділивши безліч Парето.

У разі невеликої потужності Ω вибір кращого рішення $\omega^* \in \Omega$ може бути здійснений на різних схем парних порівнянь альтернатив $\omega_n, \omega_k \in \Omega$.

Бажання зробити показники $y_1(\omega), y_2(\omega), \dots, y_m(\omega)$, якнайменше приводить нас до задачі векторної оптимізації, що має вигляд:

$$\begin{pmatrix} y_1(\omega) \\ y_2(\omega) \\ \dots \\ y_m(\omega) \end{pmatrix} \rightarrow \min$$

при $\omega \in \Omega$.

Розв'язком задачі є множина $\Omega^* \subseteq \Omega$, у якій будь-які два елементи ω^* й ω^{**} незрівнянні між собою за відношенням Парето.

Парето-оптимальний розв'язок – це такий припустимий розв'язок, який не можна поліпшити (збільшити) по жодному з наявних показників без погіршення (зменшення) по якомусь хоча б одному іншому показнику.

Інакше кажучи, віддаючи перевагу одному Парето-оптимальному розв'язку інший Парето-оптимальний розв'язок, ЛПР (особа, яка приймає рішення) змушена іти на певний компроміс, погоджуючись на деяку втрату хоча б по одному показнику (одержуючи, зрозуміло, певний вигравш, принаймні, по якомусь іншому показнику). Із цієї причини множину Парето нерідко називають множиною компромісів.

Для розв'язання даної задачі векторної оптимізації було розроблено відповідне програмне забезпечення за допомогою пакету MAPLE, яке дозволяє обирати непорівнювані варіанти.

В якості вихідних даних візьмемо кластер №1 так як в його складі знаходяться схеми, що найкраще відповідають поставленій задачі вибору раціональної схеми для СВН. Показники вибору для елементів кластера №1 представлені у таблиці 3.4

Таблиця 3.4 – Показники вибору для елементів кластера №1

Назва схеми	y_1	y_2	y_3	y_4	y_5	y_6	y_7	y_8	y_9	y_{10}	y_{11}	y_{12}
ω_4	1	$>0,1$	515	0	0	0	1,05	6	1/6	1/6	0	3
ω_{22}	1	0	536	0	0	0	1,28	2	1/2	1/2	0	4
ω_{20}	1	1	536	0	0	0	1,28	2	1/2	1/2	0	3
ω_{21}	1	1	536	0	0	0	1,28	2	1/2	1/2	0	3

Згідно до визначення бінарного відношення Парето схеми ω_{20} та ω_{21} зрівняні за множиною показників $\{y_i\}$, а тому їх не буде включено до розв'язку задачі векторної оптимізації. Що стосується схеми ω_4 (рисунок 3.6 (б)) та ω_{22} (рисунок 3.15), вони є незрівняними за відношенням Парето, а тому є рішенням задачі векторної оптимізації.

Даний результат не цілком задовольняє поставленій задачі, тому необхідно сформулювати додаткові показники вибору.

3.4 Вибір та обґрунтування додаткових показників вибору раціональної схеми

Для остаточного вибору раціональної схеми джерела живлення, серед двох рівноцінних, по вибраним раніше показникам, схем, сформуємо додаткові показники, по яким можна зробити однозначний вибір схеми.

Такими показниками є:

- ціна перетворювача;
- коефіцієнт спотворення синусоїдальності кривої вхідної напруги K_U [121, 122].

Коефіцієнт K_U визначається за виразом

$$K_U = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} U_n^2} \cdot \frac{100}{U_{\text{НОМ}}},$$

де $U_{\text{НОМ}}$ – номінальна напруга мережі;

U_n – діюче значення n -ї гармоніки.

3.4.1 Визначення ціни перетворювачів

Для визначення ціни перетворювача був здійснений аналіз вітчизняної та зарубіжної елементної бази НПП.

У зв'язку з тим, що вітчизняний виробник не виробляє силових IGBT-транзисторів неможливо зробити повноцінне порівняння на вітчизняній елементній базі. Через це, порівняння проводилось тільки по зарубіжній елементній базі.

В результаті аналізу було визначено, що ціна трифазного мостового керованого випрямляча (схема ω_4) коливається у межах 490...593 у.о., а ціна перетворювача за схемою ω_{22} коливається у межах 517...624 у.о.

Розбіжність ціни перетворювачів по нижній гранці становить 5,2%, а по верхній границі 4,96%.

При такій невеликій розбіжності очевидно, що ціна перетворювачів приблизно однакова і зробити однозначний висновок про перевагу тієї або іншої схеми неможливо.

3.4.2 Визначення коефіцієнта спотворення синусоїдальності кривої напруги

Для визначення K_U було проведено моделювання роботи перетворювачів при однаковому навантаженні та однаковому опорі трифазного джерела живлення.

Моделювання проводилось при активному опорі фази джерела 0,1 Ом, та струмі навантаження 370 А (пусковий струм РТ-51Д). Результати моделювання представлено у таблиці 3.3.

Таблиця 3.5 – Результати моделювання для визначення коефіцієнту спотворення напруги

Показник	Схема ω_4	Схема ω_{22}
Діюче значення першої гармоніки напруги, В	362	365
Діюче значення 3-ї гармоніки напруги, В	0,181	0,146
Діюче значення 5-ї гармоніки напруги, В	9,844	5,11
Діюче значення 7-ї гармоніки напруги, В	5,792	1,351
Діюче значення 9-ї гармоніки напруги, В	0,145	0,146
Діюче значення 11-ї гармоніки напруги, В	4,1	1,1
Діюче значення 13-ї гармоніки напруги, В	3,186	0,438
K_U , %	3,79	1,49

Як видно з результатів моделювання коефіцієнт спотворення напруги у трифазного керованого мостового випрямляча в 2,5 рази більше ніж у схеми ω_{22} . Причому, як показало подальше моделювання, із ростом струму і наближенням його до гранично можливого значення для ТЕД – 1100...1700 А (ЕД141-У1, ДТК-800А, ДТК-820), різниця K_U збільшується до 5 разів.

Таким чином, зважаючи на результати порівняння по додатковим показникам можна зробити висновок, що при приблизно однаковій вартості, схема ω_{22} має кращі показники коефіцієнта спотворення напруги. Тому, схему ω_{22} можна рекомендувати, як найбільш раціональну для живлення схеми взаємного навантаження.

Слід зазначити, що для схеми ω_{22} [123], враховуючи її складові частини, прийнято назву «**двофазний ІППН із нульовою точкою**».

3.5 Опис роботи двофазного ІППН із нульовою точкою та визначення основних його переваг перед однофазним ІППН

Особливістю двофазного ІППН із нульовою точкою є те, що при його роботі із вихідними напругами близькими до половини напруги ланки пос-

тійного струму (при коефіцієнті заповнення імпульсів $D=0,5$), яка приблизно відповідає номінальній напрузі $U_{ВДМ} = 250$ В, пульсації вихідного струму близькі до нуля $\Delta I \approx 0$. На рисунку 3.16 показано залежність пульсацій вихідного струму у відносних одиницях від D для однофазного та двофазного ППН із нульовою точкою.

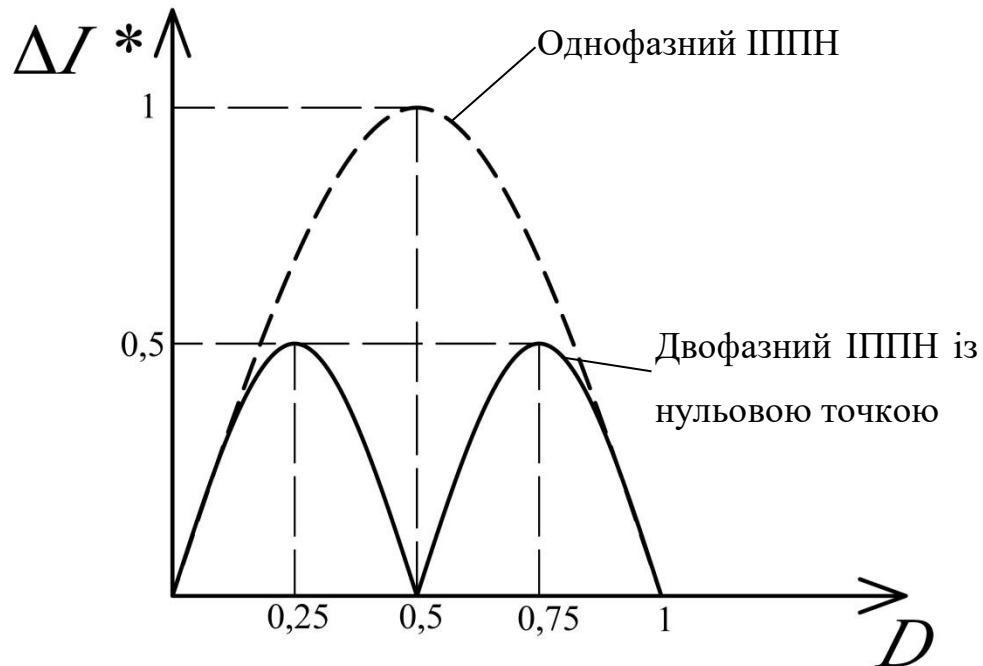


Рисунок 3.16 – Залежність пульсацій вихідного струму у відносних одиницях від коефіцієнту заповнення імпульсів для однофазного та двофазного ППН із нульовою точкою

Аналітично, залежність ΔI (у абсолютних одиницях) від D визначається за такими виразами:

$$\Delta I_{1\phi} = \frac{D_{1\phi} (1 - D_{1\phi}) U_d}{L_n f_{1\phi}} \quad (3.7)$$

$$\Delta I_{2\phi} = \begin{cases} \frac{D_{1\phi} (1 - 2D_{1\phi}) U_d}{L_n f_{1\phi}} & \text{при } 0 \leq D_{1\phi} < 0,5 \\ \frac{(1 - D_{1\phi}) (1 - 2(1 - D_{1\phi})) U_d}{L_n f_{1\phi}} & \text{при } 0,5 \leq D_{1\phi} < 1 \end{cases} \quad (3.8)$$

де $\Delta I_{1\phi}$ – пульсації вихідного струму однофазного ІППН;

$\Delta I_{2\phi}$ – пульсації вихідного струму двофазного ІППН із нульовою точкою;

$D_{1\phi}$ – коефіцієнт заповнення імпульсів однофазного ІППН (одного силового елемента двофазного ІППН);

U_d – випрямлена напруга на виході вхідного випрямляча (для шести-пульсового мостового випрямляча $U_d \approx 536$ В);

$f_{1\phi}$, $f_{2\phi}$ – вихідна частота відповідно однофазного та двофазного ІППН,

L_n – індуктивність кола навантаження.

Значення пульсацій вихідного струму для діапазону номінальних вихідних напруг перетворювача (визначених у розділі 3.1.1), розраховані за виразами 3.7 та 3.8, для однофазного та двофазного ІППН приведено у таблиці 3.6.

Таблиця 3.6 – Результати розрахунку пульсацій струму для однофазного та двофазного ІППН

	$U_{\text{вих}}$	$\Delta I_{1\phi}$	$\Delta I_{2\phi}$	$1 - \Delta I_{2\phi} / \Delta I_{1\phi}$, %
$I_{\text{год}}$	$U_{\text{вих min}} = 109$ В	$86,95 / L_n f_{1\phi}$	$64,8 / L_n f_{1\phi}$	26
	$U_{\text{вих max}} = 255$ В	$133,7 / L_n f_{1\phi}$	$15,3 / L_n f_{1\phi}$	88
	$U_{\text{вих ср}} = 185$ В	$120,9 / L_n f_{1\phi}$	$55,5 / L_n f_{1\phi}$	54
$I_{\text{пуск}}$	$U_{\text{вих min}} = 202$ В	$125,8 / L_n f_{1\phi}$	$48,7 / L_n f_{1\phi}$	61
	$U_{\text{вих max}} = 277$ В	$133,5 / L_n f_{1\phi}$	$11,1 / L_n f_{1\phi}$	92
	$U_{\text{вих ср}} = 241$ В	$132,5 / L_n f_{1\phi}$	$24,1 / L_n f_{1\phi}$	82
$2 \times I_{\text{год}}$	$U_{\text{вих min}} = 218$ В	$128,7 / L_n f_{1\phi}$	$39,3 / L_n f_{1\phi}$	70
	$U_{\text{вих max}} = 295$ В	$132,8 / L_n f_{1\phi}$	$29,5 / L_n f_{1\phi}$	78
	$U_{\text{вих ср}} = 253$ В	$134,1 / L_n f_{1\phi}$	$15,2 / L_n f_{1\phi}$	89

Із таблиці 3.6 видно, що, при однаковій вихідній частоті, пульсації вихідного струму двофазного ІППН будуть на 26 – 92 % менші ніж у однофазного.

Висновком, який можна зробити із розрахунків, що приведені у таблиці 3.6 – є більша відповідність результатів випробувань вимогам ГОСТ 2582-81 двофазного ІППН ніж однофазного при одній і тій же вихідній частоті. Це зумовлено тим, що ГОСТ 2582-81 не визначає допустимі пульсації вихідного струму і частоту його пульсаційної складової при живленні СВН від ІППН. Таким чином, перевага віддається випробування при меншій пульсаційній складовій вихідного струму (або повній її відсутності).

В той же час, у розділі 2.5 визначення раціональної вихідної частоти ІППН було виконано за критерієм, який визначає, що додаткові пульсаційні втрати не впливають на нагрів машини постійного струму, якщо вони менші 1 % від основних втрат у міді (вираз 2.47). Такою частотою для однофазного ІППН є 500 Гц та вище.

При визначенні раціональної частоти однофазного ІППН було прийнято допущення, що ІППН працює із одні і тим же коефіцієнтом заповнення імпульсів D , а змінюється тільки його вихідна частота. Таке допущення виправдано тим, що у зоні робочих вихідних напруг, наприклад при випробуваннях із подвійним годинним струмом, $U_{ВДМ}=210\dots287$ В ($D=0,392\dots0,535$), пульсації вихідного струму у відносних одиницях в залежності від D змінюються незначно, рисунок 3.17. Це дає змогу виключити залежність зміни амплітуди пульсацій від D у робочому діапазоні напруг.

Слід зазначити, що частота роботи ключових елементів двофазного ІППН у 2 рази менша ніж частота роботи ключових елементів однофазного ІППН, що дозволяє вдвічі знизити динамічні втрати (P_d) у ключах, оскільки вони прямо пропорційні частоті. В свою чергу, середнє значення струму ключових елементів двофазного ІППН вдвічі менше середнього значення вихідного струму, що також дозволяє вдвічі знизити статичні втрати ($P_{ст}$) у них.

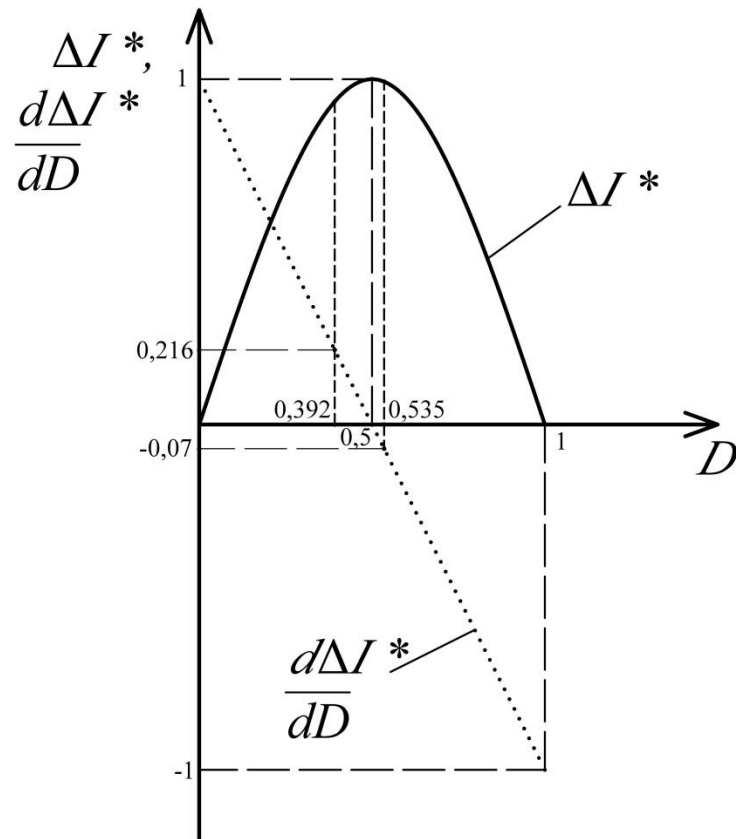


Рисунок 3.17 – Залежність пульсацій вихідного струму у відносних одиницях, та швидкості їх зміни від коефіцієнту заповнення імпульсів

Також слід враховувати той факт, що при цьому загальний рівень втрат у перетворювачі не знижується оскільки у двофазного ІППН ключових елементів вдвічі більше, ніж у однофазного.

Проте, знизити втрати можна завдяки особливостям роботи двофазного ІППН, в межах області його можливих вихідних напруг. Це досягається тим, що в області робочих напруг пульсації вихідного струму сильно залежать від коефіцієнту заповнення імпульсів D . В цьому можна переконатись, проаналізувавши рисунки 3.16 та 3.17.

Тобто, у випадку, якщо рівень пульсацій струму однофазного ІППН такий, що вони не впливають на нагрів ТЕД, вихідну частоту двофазного ІППН при тому ж рівні пульсацій, а отже і частоту роботи ключових елементів, можна знизити теоретично до 0, а практично в 1,3-13 раз (таблиця 3.7). Таким чином, при наближенні вихідної напруги перетворювача до значення

$U_d/2$, відношення сумарних втрат у перетворювачі до та після зменшення вихідної частоти

$$\Delta_P = \frac{P_{ст} + P_d}{P_{ст} + \frac{P_d}{n}}, \quad (10)$$

де n – відношення вихідних частот однофазного та двофазного ІППН $f_{1\phi}/f_{2\phi}$, при одних і тих же пульсаціях,

асимптотично наближується до значення

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \Delta_P = \frac{P_{ст} + P_d}{P_{ст} + \frac{P_d}{n}} = 1 + \frac{P_d}{P_{ст}}. \quad (11)$$

В залежності від співвідношення $\frac{P_d}{P_{ст}}$, втрати у перетворювачі можна

знизити в середньому в 2-3 рази у порівнянні із однофазним ІППН і тим самим підвищити енергоефективність системи взаємного навантаження.

Таблиця 3.7 – Результати розрахунку зниження частоти ключових елементів двофазного ІППН по відношенню до однофазного

	$U_{вих}$	$f_{1\phi}/f_{2\phi}$
$I_{год}$	$U_{вих\ min} = 109\text{ В}$	1,3
	$U_{вих\ max} = 255\text{ В}$	8,8
	$U_{вих\ ср} = 185\text{ В}$	2,2
$I_{пуск}$	$U_{вих\ min} = 202\text{ В}$	2,6
	$U_{вих\ max} = 277\text{ В}$	13
	$U_{вих\ ср} = 241\text{ В}$	5,5
$2 \times I_{год}$	$U_{вих\ min} = 218\text{ В}$	3,3
	$U_{вих\ max} = 295\text{ В}$	5,5
	$U_{вих\ ср} = 253\text{ В}$	8,8

Висновки по розділу 3

1. За допомогою метода Дельфі (експертних оцінок) виконано побудову множини показників за якими було виконано вибір раціональної схеми джерела живлення СВН.

2. Визначено, що номінальною величиною напруги джерела живлення $U_{ВДМ}$ для досліджуваної СВН є приблизно 250 В.

3. Визначено, що для стійкої роботи досліджуваної СВН необхідно, щоб верхня границя величини напруги джерела живлення була від 500 В і більше.

4. Досліджено існуючі схеми джерел постійної напруги і на їх базі виконано побудову множини можливих схем джерел живлення для СВН.

5. За допомогою методів кореляційно-регресійного аналізу виконано ранжування множини показників за якими буде проводитись вибір раціональної схеми.

6. За допомогою методів кластерного аналізу та векторної оптимізації було виконано вибір раціональної схеми джерела живлення для СВН.

7. З аналізу роботи двофазного ІППН із нульовою точкою можна зробити висновок, що при одній і тій же вихідній частоті в робочому діапазоні вихідних напруг, пульсації вихідного струму будуть на 26 – 92 % менші ніж у однофазного.

8. Якщо пульсації вихідного струму однофазного ІППН не впливають на нагрів ТЕД, то зберігаючи такий же рівень пульсацій у двофазному ІППН із нульовою точкою, можна знизити частоту роботи ключових елементів теоретично до 0, а практично у 1,6 – 13 раз, що дає змогу знизити втрати у перетворювачі майже втричі у порівнянні із однофазним ІППН.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА МЕТОДИК ВИЗНАЧЕННЯ РАЦІОНАЛЬНИХ ПАРАМЕТРІВ АВТОМАТИЗОВАНОГО СТЕНДА ДЛЯ ВИПРОБУВАНЬ ТЯГОВИХ ДВИГУНІВ

4.1 Визначення вихідних даних для розробки методики розрахунку індуктивностей тягових двигунів

Вихідними даними для розробки методики розрахунку індуктивностей є:

- загальні вирази для індуктивностей машини постійного струму;
- апроксимуючий вираз для універсальної магнітної характеристики (УМХ), за допомогою якого можна розрахувати магнітні характеристики при довільному ступеню ослаблення збудження.

При розробці методики визначення індуктивностей найбільшу увагу будемо приділяти виводу вищезазначених виразів для некомпенсованих машин [124, 125], оскільки у них яскраво виражений вплив реакції якоря на основний магнітний потік, а, відповідно, і на індуктивності їх обмоток.

Як відомо, реакція якоря машини постійного струму це явище, що представляє собою вплив магнітного поля, створюваного обмоткою якоря, на основне магнітне поле. При збільшенні струму якоря (МРС реакції якоря) відбувається спотворення основного магнітного потоку i , як наслідок, його зменшення. Для визначення магнітного потоку під навантаженням існує ряд методик [79, 126-128, 81].

У фундаментальних роботах по теорії електричних машин [126-128] описана графічна методика визначення основного магнітного потоку машини під навантаженням. В роботі [81] описані графічні і графоаналітичні методики, які найбільш широко застосовуються при проектуванні тягових електромашин. Незважаючи на свою простоту, графічні і графоаналітичні методики не задовольняють вимогам, що пред'являються до них при моделюванні електричних машин. Головна вимога – це можливість визначення, відповідно до

обраної методики, аналітичного виразу, що описує зміни основного магнітного потоку у всьому діапазоні зміни МРС обмотки збудження і реакції якоря. Найбільш повно цій вимозі відповідає методика, описана в [79].

Завданням, що розв'язувалось у роботі [79], було отримання на основі відомих функцій, що описують криву намагнічування, виразу, в якому була б друга змінна, що представляє собою МРС реакції якоря. Згодом, такий вираз дає можливість визначити значення магнітного потоку при будь-якому ступені ослаблення збудження.

В якості базового виразу для даної методики можна використовувати характеристику намагнічування машини $\Phi_d(F_3)$ або перехідну характеристику $B_\delta(F_{\delta Z})$. Характеристика намагнічування машини являє собою залежність основного магнітного потоку від МРС обмотки збудження F_3 , визначена з досліду холостого ходу. Перехідна характеристика являє собою залежність індукції в повітряному зазорі від суми падінь магнітної напруги в зазорі і в зубцевому шарі якоря машини. Зауважимо, що використання перехідної характеристики вельми складно, тому що для отримання її аналітичного виразу необхідно апроксимувати:

- власне перехідну характеристику,
- криву намагнічування зубцевого шару машини і ярма якоря,
- криву намагнічування сталевого лиття остова машини і головних полюсів,

що, в свою чергу, вносить додаткову похибку в розрахунки.

Тому, при моделюванні бажано використовувати характеристику намагнічування машини.

Слід зазначити, що у розділі 2 даної роботи, при визначенні індуктивності обмотки збудження за методикою [79] було отримано вираз для магнітного потоку некомпенсованої машини під навантаженням (вираз 2.43). Власне, індуктивність обмотки збудження для некомпенсованих машин описується виразом 2.44.

Для зберігання методичної послідовності, наряду із визначенням виразів для індуктивностей інших обмоток, виконаємо визначення основного магнітного потоку та індуктивності обмотки збудження з урахуванням реакції якоря.

Для апроксимації характеристики намагнічування можна скористатися однією з існуючих математичних моделей кривих намагнічування. [106-109, 129]. В якості апроксимуючих виразів візьмемо функцію арктангенса, як одну з функцій, що найбільш точно описують криву намагнічування [106]. Ця функція відома в літературі як формула Дрейфуса. Для характеристики намагнічування вона має вигляд

$$\Phi_d(F_3) = p_1 \operatorname{arctg}(p_2 F_3) + p_3 F_3, \quad (4.1)$$

де p_1 , p_2 , p_3 – коефіцієнти апроксимації;

F_3 – МРС обмотки збудження.

При навантаженні, основний магнітний потік залежить також і від МРС реакції якоря, який діє в межах розрахункової полюсної дуги

$$F_{aq}^* = \frac{1}{2} b_\delta \frac{N}{2a\pi D_a} i_a, \quad (4.3)$$

де i_a – струм якоря, А. Тут, і в подальшому, вважається, що струм якоря, в загальному випадку, залежить від часу, тому позначається маленькою буквою;

b_δ – розрахункова полюсна дуга;

N – число провідників обмотки якоря;

D_a – діаметр якоря, м;

a – число пар паралельних віток обмотки якоря.

Члени в виразу (4.3), що стоять перед i_a , являють собою конструктивні параметри електричної машини і є константами. Тому, їх зручно буде позначити через w_a^* – число витків обмотки якоря, що припадають на одну розрахункову полюсну дугу

$$w_a^* = \frac{1}{2} b_\delta \frac{N}{2a\pi D_a},$$

так як МРС представляє собою добуток числа витків котушки на струм, що протікає по ній. Ввівши дане позначення, вираз (4.3) набуває вигляду

$$F_{aq}^* = w_a^* i_a. \quad (4.4)$$

Згідно [76, 77, 79] для основного магнітного потоку з урахуванням реакції якоря маємо

$$\Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*) = \frac{1}{2F_{aq}^*} \int_{F_3 - F_{aq}^*}^{F_3 + F_{aq}^*} \Phi_d(F) dF. \quad (4.5)$$

Підставляючи вираз (4.1) в вираз (4.5), позначивши через $F_1 = F_3 - F_{aq}^*$ та $F_2 = F_3 + F_{aq}^*$, отримуємо вираз для основного магнітного потоку в машині, що працює під навантаженням [130]

$$\Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*) = \frac{p_1}{2F_{aq}^*} \left[F_2 \arctg(p_2 F_2) - F_1 \arctg(p_2 F_1) - \frac{1}{2p_2} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 F_2^2}{1 + p_2^2 F_1^2} \right) \right] + p_3 F_3. \quad (4.6)$$

Вираз (4.6) дає можливість визначити магнітний потік в машині під навантаженням, використовуючи тільки характеристику намагнічування (характеристику холостого ходу).

Маючи вираз для основного магнітного потоку при будь-якому навантаженні, з'являється можливість визначення індуктивних параметрів машини в динамічному режимі, наприклад при роботі її в квазістаціонарному режимі при живленні від імпульсного джерела напруги. Для отримання даних залежностей необхідно записати рівняння електромагнітного стану некомпенсованого тягового електродвигуна послідовного збудження без урахування впливу вихрових струмів

$$L_{\sigma 3} \frac{d(i_a \beta)}{dt} + (L_{\sigma a} + L_{\sigma d} + L_d) \frac{di_a}{dt} + \frac{d\Psi_3}{dt} + \frac{d\Psi_{aq}}{dt} + i_3(t) r_3 + i_a(t) (r_a + r_d) + E_{\text{пр}}(\Phi_{dq}, \omega) + \Delta U_{\text{ш}} = u(t), \quad (4.7)$$

де $i_a(t)$ – струм обмотки якоря;

$i_3(t) = i_a(t)\beta$ – струм обмотки збудження, де β – ступінь ослаблення збудження. Для двигунів постійного струму $\beta \in [\beta_{\min}; 1]$, для двигунів пульсуючого струму $\beta \in [\beta_{\min}; (\beta_{\max} < 1)]$; β_{\max} завжди менше одиниці внаслідок наявності постійно включеного шунтуючого резистора. В окремому випадку, для двигунів постійного струму, при $\beta = 1$, $i_3(t) = i_a(t)$;

$u(t)$ – напруга джерела живлення. При живленні двигуна постійним струмом $u(t) = U_{\text{джер}} = \text{const}$, а при живленні джерелом імпульсної напруги з періодом та тривалістю імпульсу t_i :

$$u(t) = \begin{cases} U_{\text{джер}} & 0 \leq t \leq t_i; \\ 0 & t_i < t \leq T. \end{cases}$$

$E_{\text{пр}}(\Phi_{dq}, \omega)$ – ЕРС обертання (проти-ЕРС), що залежить від основного магнітного потоку і кутової швидкості обертання якоря,

$$E_{\text{пр}}(\Phi_{dq}, \omega) = C_M \cdot \Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*) \cdot \omega;$$

r_a, r_d, r_3 – активні опори обмоток: якоря, додаткових полюсів і обмотки збудження;

$L_{\sigma a}, L_{\sigma d}, L_{\sigma 3}$ – індуктивності розсіювання обмоток: якоря, додаткових полюсів і обмотки збудження;

L_d – індуктивність додаткового полюса (так як, магнітна система додаткового полюса виконана ненасиченої, то можна вважати його індуктивність постійною в робочому діапазоні струмів двигуна);

$\Delta U_{\text{щ}}$ – падіння напруги на щітках;

Ψ_{aq}, Ψ_3 – потокозчеплення від основного магнітного потоку обмоток якоря і збудження для всіх полюсів [79]

$$\Psi_3 = 2p w_3 \Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*); \quad (4.8)$$

$$\Psi_{aq} = \frac{2pw'_a}{2F_{aq}^{*2}} \int_{F_3 - F_{aq}^*}^{F_3 + F_{aq}^*} (F - F_3) \Phi_d(F) dF, \quad (4.9)$$

де p – число пар полюсів;

w_3 – число витків обмотки збудження;

w'_a – число витків обмотки якоря, що припадають на один полюс (одну полюсну поділку τ)

$$w'_a = \frac{N}{8ap}.$$

Відповідно до [79] вираження $\frac{d\Psi_{aq}}{dt}$ і $\frac{d\Psi_3}{dt}$ можуть бути представлені у вигляді:

ні у вигляді:

$$\frac{d\Psi_{aq}}{dt} = \frac{\partial\Psi_{aq}}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial\Psi_{aq}}{\partial i_3} \frac{di_3}{dt}; \quad (4.10)$$

$$\frac{d\Psi_3}{dt} = \frac{\partial\Psi_3}{\partial i_a} \frac{di_a}{dt} + \frac{\partial\Psi_3}{\partial i_3} \frac{di_3}{dt}. \quad (4.11)$$

Згідно з визначенням індуктивності і взаємної індуктивності [130] приватні похідні по току в виразах (4.10) і (4.11) можна позначити

$$\frac{\partial\Psi_{aq}}{\partial i_a} = L_{aq}(F_3, F_{aq}^*); \quad (4.12)$$

$$\frac{\partial\Psi_{aq}}{\partial i_3} = M_{a-3}(F_3, F_{aq}^*); \quad (4.13)$$

$$\frac{\partial\Psi_3}{\partial i_a} = M_{3-a}(F_3, F_{aq}^*); \quad (4.14)$$

$$\frac{\partial\Psi_3}{\partial i_3} = L_3(F_3, F_{aq}^*), \quad (4.15)$$

де $L_{aq}(F_3, F_{aq}^*)$, $L_3(F_3, F_{aq}^*)$ – індуктивності обмоток якоря і збудження;

$M_{a-3}(F_3, F_{aq}^*)$, $M_{3-a}(F_3, F_{aq}^*)$ – взаємні індуктивності між якорем і обмоткою збудження і між обмоткою збудження і якорем.

Очевидно, що внаслідок нелінійної залежності основного магнітного потоку від МРС обмотки збудження і реакції якоря $\Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*)$, індуктивні параметри машини, визначені в виразах (4.12-4.15), також є нелінійно залежними від цих МРС.

Потокозчеплення котушки з струмом можна визначити не тільки як добуток струму на індуктивність, але і як добуток числа витків на магнітний потік, зчеплений з котушкою [131]. Такий підхід використовується при отриманні виразів (4.8, 4.9). Так як, у виразі (4.6) в якості аргументів використані МРС, то індуктивні параметри зручніше висловити через похідну потокозчеплень по МРС якоря і обмотки збудження. Для цього вирази (4.12-4.15) помножимо і розділимо на число витків відповідних обмоток, по МРС яких береться похідна. З огляду на це, вирази для індуктивних параметрів електродвигуна (4.12-4.15) приймуть вигляд

$$L_{aq}(F_3, F_{aq}^*) = 2pw_a'^2 \left(\frac{\frac{\partial \Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*)}{\partial F_3} - \frac{\int_{F_3 - F_{aq}^*}^{F_3 + F_{aq}^*} (F - F_3) \Phi_d(F) dF}{F_{aq}^{*3}}}{\partial F_3} \right); \quad (4.16)$$

$$M_{a-3}(F_3, F_{aq}^*) = \frac{2pw_a' w_3}{2F_{aq}^{*2}} \left(\frac{\partial \left(\int_{F_3 - F_{aq}^*}^{F_3 + F_{aq}^*} (F - F_3) \Phi_d(F) dF \right)}{\partial F_{aq}^*} \right); \quad (4.17)$$

$$M_{3-a}(F_3, F_{aq}^*) = 2pw_a' w_3 \frac{\partial \Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*)}{\partial F_{aq}^*}; \quad (4.18)$$

$$L_3(F_3, F_{aq}^*) = 2pw_3^2 \frac{\partial \Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*)}{\partial F_3}. \quad (4.19)$$

Підставляючи вираз (4.6) у вирази (4.16-4.19) і з огляду на [79], отримаємо остаточний вигляд виразів для індуктивних параметрів електродвигуна

$$L_{aq}(F_3, F_{aq}^*) = 2pw_a'^2 \left(\frac{p_1}{p_2 F_{aq}^{*2}} \left(1 + \frac{p_2^2 F_3^2 - 1}{2p_2 F_{aq}^*} (\arctg(p_2 F_2) - \arctg(p_2 F_1)) - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{F_3}{2F_{aq}^*} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 F_2^2}{1 + p_2^2 F_1^2} \right) + \frac{p_3}{3} \right) \right); \quad (4.18)$$

$$M_{3-a}(F_3, F_{aq}^*) = M_{a-3}(F_3, F_{aq}^*) = -2pw_3 w'_a \frac{p_1}{2F_{aq}^{*2}} (F_3 (\arctg(p_2 F_2) - \\ - \arctg(p_2 F_1)) - \frac{1}{2p_2} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 F_2^2}{1 + p_2^2 F_1^2} \right)); \quad (4.19)$$

$$L_3(F_3, F_{aq}^*) = 2pw_3^2 \left(\frac{p_1}{2F_{aq}^*} (\arctg(p_2 F_2) - \arctg(p_2 F_1)) + p_3 \right). \quad (4.22)$$

Як правило, в довідковій літературі не наводиться характеристика намагнічування (холостого ходу) машини $\Phi_d(F_3)$. Найбільш поширеними даними є швидкісні характеристики тягових двигунів $V(I_a)$ [116] і коефіцієнт насичення в годинному режимі k_H [115].

Для кожної конкретної машини, використовуючи швидкісну характеристику для конкретного ступеня ослаблення збудження (ОЗ), можна визначити основний магнітний потік і побудувати магнітну характеристику під навантаженням $\Phi_{dq}(F_3, F_{aq}^*)$. Таку ж характеристику можна побудувати, використовуючи УМХ при відомому коефіцієнті насичення [132, 81], скориставшись однією з апроксимуючих функцій [107].

Як вже було сказано, на основний магнітний потік впливає не тільки МРС обмотки збудження, а також і МРС реакції якоря, зменшуючи його. Отже, вираз, що апроксимує магнітну характеристику машини (а в рівній мірі і УМХ) на деякому ступені ОЗ, буде давати істотну похибку при будь-яких інших ступенях ОЗ. Щоб усунути цю похибку, в апроксимуючий вираз необ-

хідно ввести ще одну змінну у вигляді МРС реакції якоря. Для цього можна використовувати вираз (4.5).

Для формули Дрейфуса апроксимуючий вираз має вигляд формули (4.6).

Щоб перевірити адекватність апроксимації УМХ виразом (4.6), необхідно оцінити ступінь розбіжності між УМХ, заданої таблично і апроксимованої виразом (4.6), а також, розрахувати характеристики реально існуючих машин відповідно до описаної методики.

Так як УМХ, по суті, є функцією однієї змінної, виконувати порівняння зручно, привівши (4.6) також до функції однієї змінної, наприклад струму якоря. Вибір струму якоря в якості аргументу обумовлений більшою наочністю отриманих результатів. У разі вибору в якості аргументу МРС обмотки збудження, результат буде такий же, однак процес розрахунку характеристик вимагає деяких пояснень.

У зв'язку з цим, виконаємо перетворення у виразі (4.6). Так як МРС обмотки збудження і реакції якоря є добутком струмів, що протікають по цих обмотках, на число їх витків, а струм обмотки збудження може бути виражений, як добуток струму якоря на ступінь ослаблення збудження. Таким чином, з'являється можливість перетворити вираз для основного магнітного потоку з функції двох змінних у функцію однієї змінної при заданому ступені ослаблення збудження.

Якщо $F_3 = i_3 w_3 = i_a \beta w_3$ і $F_{aq}^* = w_a^* i_a$, тоді F_1 і F_2 , присутні в (4.6), приводяться до вигляду

$$F_1 = F_3 - F_{aq}^* = i_a \beta w_3 - w_a^* i_a = i_a (\beta w_3 - w_a^*); \quad (4.23)$$

$$F_2 = F_3 + F_{aq}^* = i_a \beta w_3 + w_a^* i_a = i_a (\beta w_3 + w_a^*). \quad (4.24)$$

Враховуючи (4.23) і (4.24), вираз (4.6) у відносних одиницях, при заданому ступеню ослаблення збудження, набирає вигляду

$$\begin{aligned}
\tilde{\Phi}_{dq}(\tilde{i}_a) &= \frac{p_1}{2w_a^* i_a} \left[\tilde{i}_a (\beta w_3 + w_a^*) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a (\beta w_3 + w_a^*) \right) - \tilde{i}_a (\beta w_3 - w_a^*) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a (\beta w_3 - w_a^*) \right) \right] - \\
&- \frac{1}{2p_2} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a (\beta w_3 + w_a^*) \right)^2}{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a (\beta w_3 - w_a^*) \right)^2} \right) + p_3 \tilde{i}_a \beta w_3 = \\
&= \frac{p_1 \tilde{i}_a}{2w_a^* i_a} \left[(\beta w_3 + w_a^*) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a (\beta w_3 + w_a^*) \right) - (\beta w_3 - w_a^*) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a (\beta w_3 - w_a^*) \right) \right] - \\
&- \frac{1}{2p_2 \tilde{i}_a} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a (\beta w_3 + w_a^*) \right)^2}{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a (\beta w_3 - w_a^*) \right)^2} \right) + p_3 \tilde{i}_a \beta w_3,
\end{aligned} \tag{4.25}$$

де $\tilde{\Phi}_{dq}$ та \tilde{i}_a – основний магнітний потік і струм якоря машини у відносних одиницях.

Як показує досвід тягового електромашинобудування, відношення числа витків обмотки якоря і обмотки збудження (в.я.з) для різних машин представляє собою величину, значення якої досить близько коливаються відносного деякого середнього числа. Причому, це значення різне для компенсованих і некомпенсованих машин внаслідок більшого числа витків обмотки збудження у останніх. Відповідно до цього, вираз (4.25) можна спростити, позбувшись w_a^* шляхом винесення в виразах (4.23) і (4.24) w_3 за дужки і заміною в.я.з. їх середнім числом.

Середнім числом в.я.з для некомпенсованих машин є 0,316. Тоді вираз (4.25) набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\tilde{\Phi}_{dq}(\tilde{i}_a) &= \frac{p_1}{2} \left[\frac{w_3}{w_a^*} \left(\beta + \frac{w_a^*}{w_3} \right) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a w_3 \left(\beta + \frac{w_a^*}{w_3} \right) \right) - \frac{w_3}{w_a^*} \left(\beta - \frac{w_a^*}{w_3} \right) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a w_3 \left(\beta - \frac{w_a^*}{w_3} \right) \right) \right] - \\
&- \frac{1}{2p_2 w_a^* \tilde{i}_a} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a w_3 \left(\beta + \frac{w_a^*}{w_3} \right) \right)^2}{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a w_3 \left(\beta - \frac{w_a^*}{w_3} \right) \right)^2} \right) + p_3 \tilde{i}_a \beta w_3 = \\
&= \frac{p_1}{2} \left[\frac{1}{0,316} (\beta + 0,316) \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a w_3 (\beta + 0,316) \right) - \frac{1}{0,316} (\beta - 0,316) \times \right. \\
&\times \operatorname{arctg} \left(p_2 \tilde{i}_a w_3 (\beta - 0,316) \right) - \left. \frac{1}{2p_2 w_a^* \tilde{i}_a} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a w_3 (\beta + 0,316) \right)^2}{1 + p_2^2 \left(\tilde{i}_a w_3 (\beta - 0,316) \right)^2} \right) \right] + p_3 \tilde{i}_a \beta w_3.
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Видно, що у виразі (4.26) в доданку, що містить натуральний логарифм, не вдалося позбутися від w_a^* . Однак, як показують розрахунки, у виразі (4.26) для різних машин, значення доданка

$$\frac{1}{2p_2w_a^*\tilde{i}_a} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 (\tilde{i}_a w_3 (\beta + 0,316))^2}{1 + p_2^2 (\tilde{i}_a w_3 (\beta - 0,316))^2} \right), \quad (4.27)$$

залишаються однаковими у всьому діапазоні значень струму. Отже, кожен раз при розрахунку характеристик по УМХ, врахування w_a^* у виразі (4.27) можна не проводити. Для цього достатньо отримати коефіцієнт апроксимації для будь-якої існуючої некомпенсованої машини і підставити його в (4.27) разом з числом витків обмотки збудження цієї машини. Наприклад, для двигуна РТ-51Д: $p_2 = -0,088$, $w_3 = 68$, а добуток $2p_2w_a^* = -3,342$.

4.2 Розробка методики розрахунку магнітних характеристик некомпенсованих тягових двигунів на базі універсальної магнітної характеристики

Основні принципи побудови магнітних характеристик за вдосконаленою УМХ не відрізняються від тих, які описані в літературі [81, 132]. Тобто, для визначення реальних характеристик машини необхідно визначити масштаби для магнітного потоку і МРС (струму). Однак є істотні відмінності в способах побудови характеристик. Відмінності полягають в тому, що для кожного ступеня ослаблення збудження необхідно визначити свої масштаби. Також, у разі проектування нової машини, вдосконалену УМХ для $\beta < 1$ неможливо заздалегідь зобразити графічно, як це зроблено для повного поля. Це відбувається через те, що значення ступенів ослаблення збудження, в тому числі і мінімальні, визначаються в процесі розрахунку машини, що проектується. Тому єдиною можливим способом побудови характеристик за вдосконаленою УМХ, є аналітичний.

Щоб перевірити адекватність виразу (4.26) необхідно виконати побудову магнітних характеристик будь-якого некомпенсованого ТЕД для різних

ступенів ослаблення збудження. Як приклад розглянемо двигуни НБ-406 і РТ-51Д.

Коефіцієнти апроксимації для НБ-406 $p_1 = -0,6226134558$, $p_2 = -0,1368988514$, $p_3 = 0,0029770886$.

Коефіцієнт насичення для НБ-406, відповідний номінальному часовому режиму становить $k_H = 2,1$. Він визначений при $\beta = 1$. Аналітично визначити точку на УМХ, яка відповідає даному k_H , можна як точку перетину прямої, кутовий коефіцієнт якої пропорційний k_H і самої УМХ. Назвемо таку пряму – пряма коефіцієнта насичення (ПКН). Визначити кутовий коефіцієнт ПКН можна, знаючи кутовий коефіцієнт прямої, що відповідає магнітній напрузі повітряного зазору. Рівняння прямої, що описує падіння магнітної напруги у повітряному зазорі згідно [107] має вигляд:

$$\tilde{\Phi}_\delta(\tilde{i}) = \frac{0,426}{0,145} \tilde{i}. \quad (4.28)$$

За допомогою математичних перетворень знаходимо, що кутовий коефіцієнт ПКН

$$\frac{0,426}{0,145k_H}. \quad (4.29)$$

Далі, точка перетину УМХ і ПКН визначається аналітично, шляхом вирішення відповідної системи з двох рівнянь

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\Phi}_{dq} = \frac{p_1}{2} \left[\frac{1}{0,316} (\beta + 0,316) \arctg(p_2 \tilde{i}_a w_3 (\beta + 0,316)) - \frac{1}{0,316} (\beta - 0,316) \times \right. \\ \left. \times \arctg(p_2 \tilde{i}_a w_3 (\beta - 0,316)) - \frac{1}{-3,342 \tilde{i}_a} \ln \left(\frac{1 + 0,007744 (68 \tilde{i}_a (\beta + 0,316))^2}{1 + 0,007744 (68 \tilde{i}_a (\beta - 0,316))^2} \right) \right] + p_3 \tilde{i}_a \beta w_3; \\ \tilde{\Phi}_{dq} = \frac{0,426}{0,145k_H} \tilde{i}_a. \end{array} \right. \quad (4.30)$$

Для зручності рішення системи (4.30) можна скористатися одним з прикладних математичних пакетів програмного забезпечення, наприклад MathCAD.

Координати точки перетину УМХ і ПКН для НБ-406 при $\beta=1$, $\tilde{\Phi}_{dq}(\tilde{i}_a) = 0,883$ і $\tilde{i}_a = 0,631$, вони ж є масштабами для магнітного потоку і струму. Визначивши масштаби, можна розрахувати магнітні характеристики в абсолютних одиницях [81, 132].

Окремо слід розглянути розрахунок магнітних характеристик для ослабленого поля. Тут слід звернути увагу на вид вдосконаленої УМХ для ослабленого збудження і на зміну при цьому коефіцієнта насичення. Вигляд вдосконаленої УМХ при різних ступенях ослаблення збудження, відповідних ступеням ослаблення збудження НБ-406 показаний на рисунку 4.1. На цьому ж рисунку вказані точки перетину УМХ і ПКН для $\beta = 1$ та $\beta = 0,36$

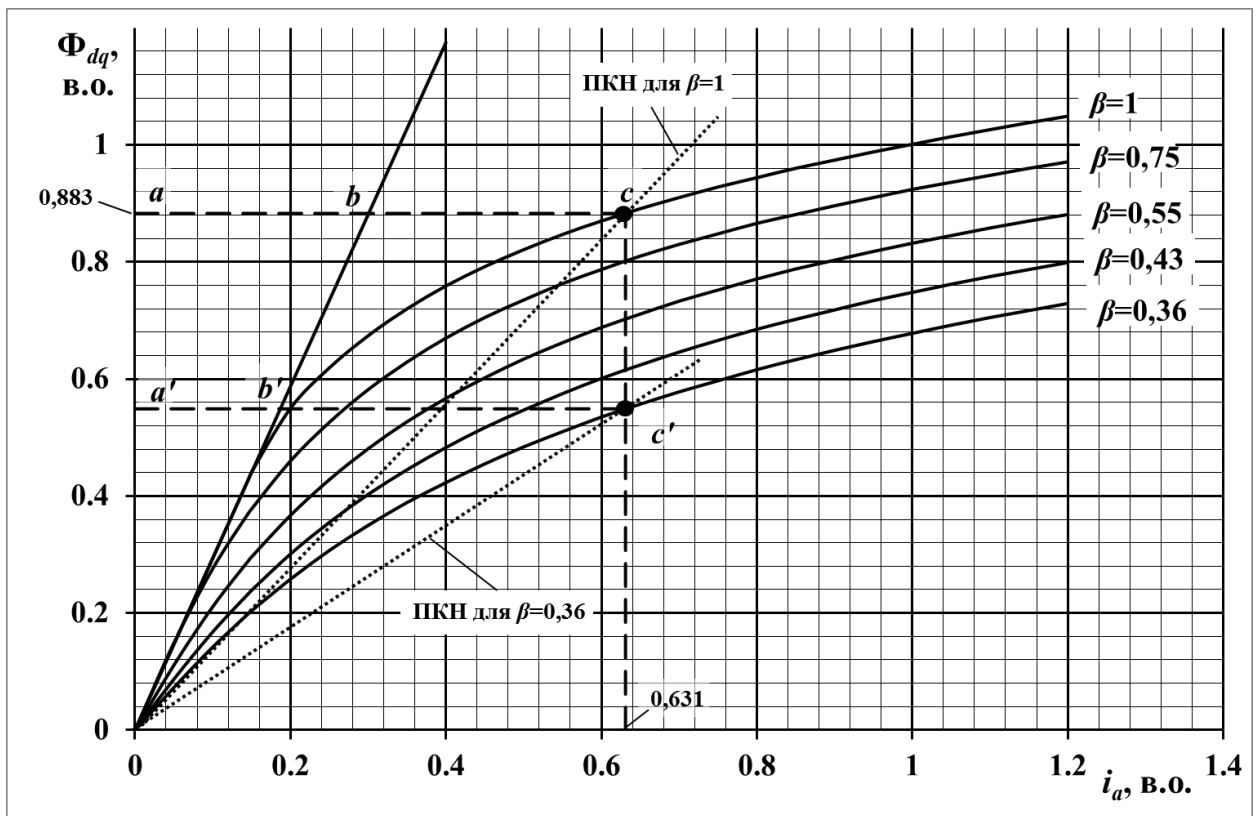


Рисунок 4.1 – Вигляд вдосконаленої УМХ при різних ступенях ослаблення збудження НБ-406

Як видно з рисунку 4.1, відношення відрізків $\frac{ac}{ab} = k_n$ при $\beta = 1$, не дорівнює відношенню $\frac{a'c'}{a'b'}$ при $\beta = 0,36$. Це пов'язано з тим, що в якості аргу-

менту в виразі (4.26) прийнятий струм якоря. Щоб не вносити плутанину в пояснення, відношення абсцис точок перетину ПКН і УМХ на будь-яких ступенях ослаблення збудження, надалі буде зберігати назву «коефіцієнт насичення», хоча, строго кажучи, воно таким не є. Очевидно, що коефіцієнт насичення, по мірі зменшення β , зростає. В даному випадку, були отримані такі значення коефіцієнта насичення:

- при $\beta = 0,75$ $k_H = 2,366$;
- при $\beta = 0,55$ $k_H = 2,537$;
- при $\beta = 0,43$ $k_H = 2,85$;
- при $\beta = 0,36$ $k_H = 3,285$.

Для отриманих коефіцієнтів насичення, по системі рівнянь (4.30) визначаються масштаби і будуються магнітні характеристики для ослабленого поля [81, 132].

Треба відзначити, що, не дивлячись на втрату фізичного значення коефіцієнта насичення при $\beta < 1$, а саме: як відношення МРС обмотки збудження F_3 до падіння магнітної напруги в повітряному зазорі F_8 , він повністю відповідає його визначенню, як коефіцієнта форми магнітної характеристики [132].

Магнітні характеристики НБ-406 в абсолютних одиницях наведені на рисунку 4.2.

Суцільними лініями на рисунку 4.2 показані магнітні характеристики, отримані зі швидкісних характеристик [116], пунктирними лініями – отримані за вдосконаленою УМХ. Деяка розбіжність характеристик при $\beta = 0,55$ і $\beta = 0,43$ обумовлена неточним визначенням коефіцієнта насичення в цих режимах (неточність ПТР).

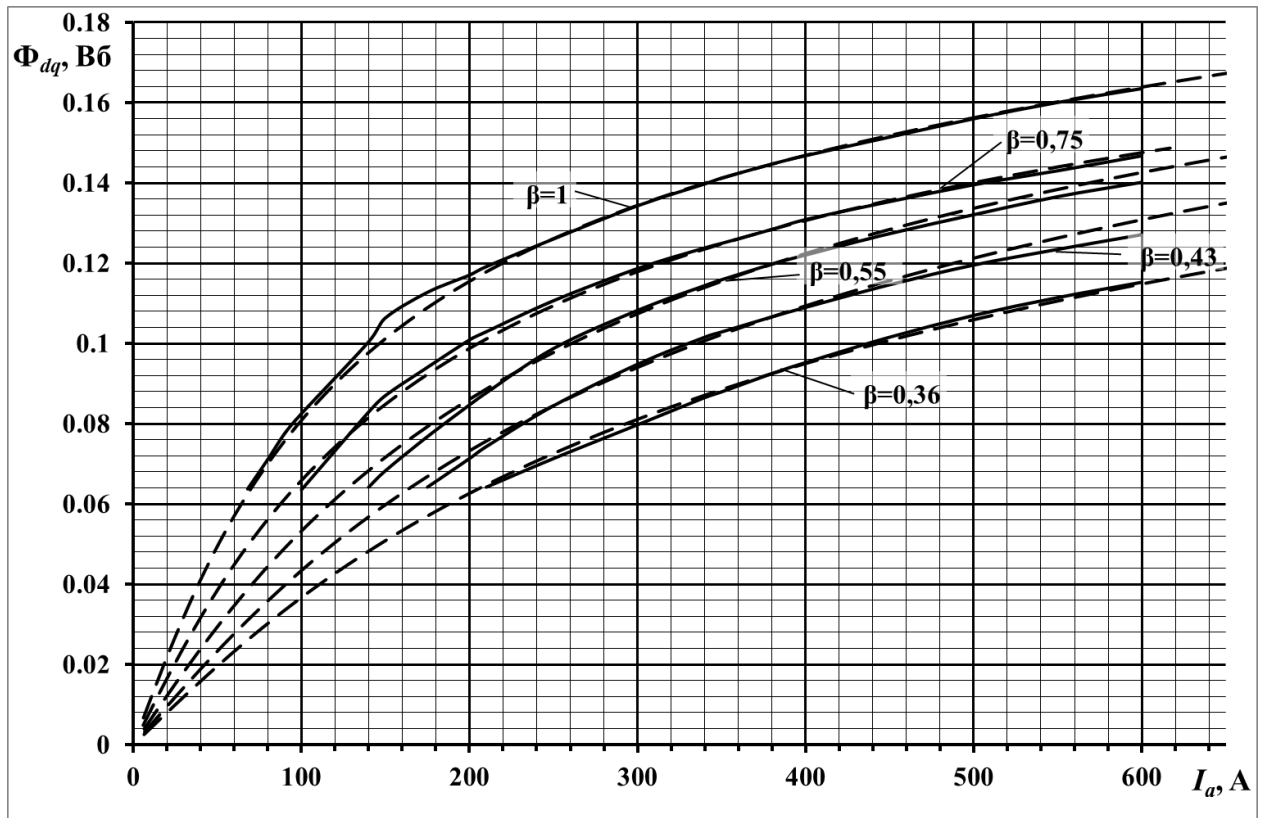


Рисунок 4.2 – Магнітні характеристики НБ-406, побудовані за виразом (4.26)

Таким же чином виконано побудова характеристик для двигуна РТ-51Д. Коефіцієнти апроксимації, розраховані для (4.26) при $\beta = 1$: $p_1 = -0,5979980411$, $p_2 = -0,0876789819$, $p_3 = 0,0023917489$. Зауважимо, що коефіцієнти апроксимації розраховуються при $\beta = 1$, незалежно від того, який режим збудження є номінальним для даної машини. Значення коефіцієнта насичення при різних ступенях ослаблення збудження:

- при $\beta = 0,925$ $k_H = 2,61$;
- при $\beta = 0,532$ $k_H = 3,113$;
- при $\beta = 0,32$ $k_H = 4,232$.

Магнітні характеристики в абсолютних одиницях для двигуна РТ-51Д, побудовані на рисунку 4.3.

Як видно, візуалізація в процесі розрахунків за виразом (4.26) має хорошу наочність, так як побудова ведеться в залежності від струму якоря, який залишається незмінним при ослабленні збудження. Однак, як видно

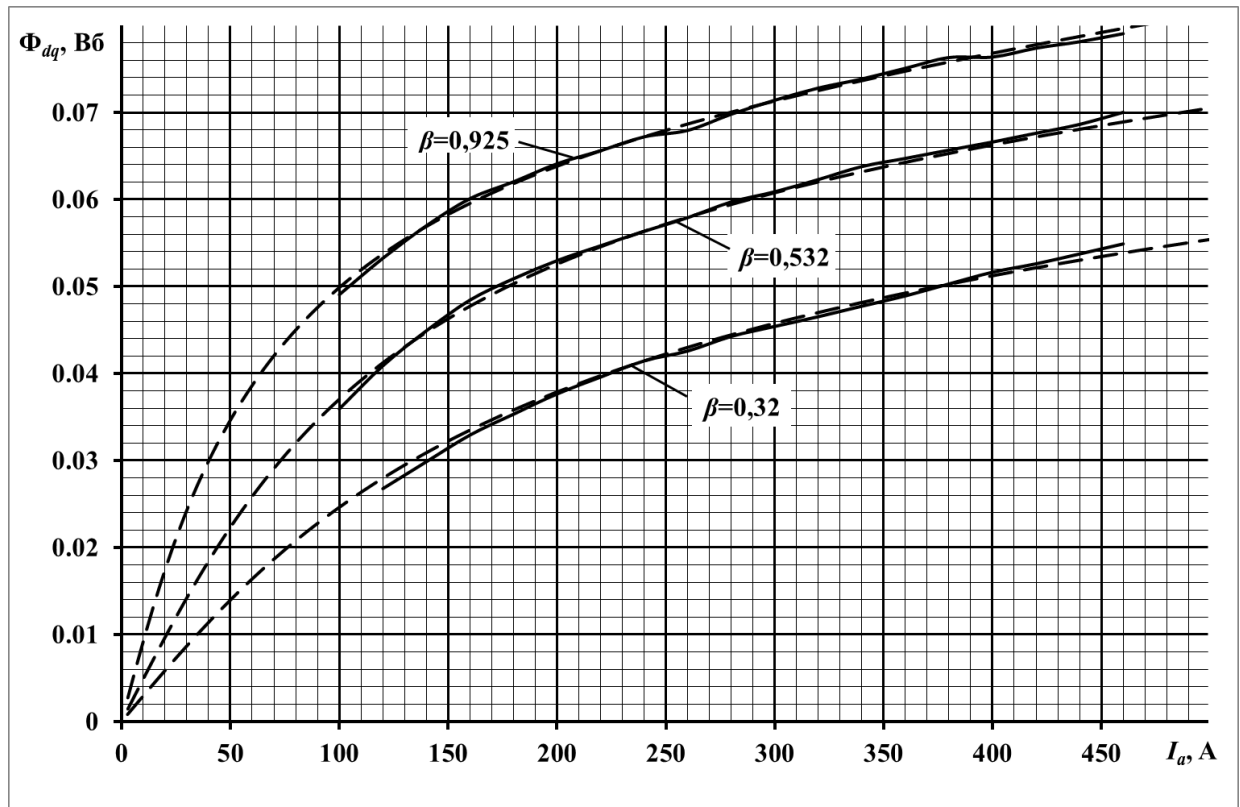


Рисунок 4.3 – Магнітні характеристики РТ-51Д, побудовані за виразом (4.26)

з прикладів розрахунків характеристик за виразом (4.26), для кожної конкретної машини необхідно визначати коефіцієнти апроксимації. Такий підхід неприйнятний для інженерної практики, так як навіть при наявності сучасних прикладних математичних програмних пакетів, знаходження коефіцієнтів апроксимації займає досить тривалий час. Особливо сильно це проявляється при проектуванні тягових електричних машин, коли під час розрахунку доводиться кілька разів уточнювати параметри машини. Отже, виразу (4.26) необхідно надати таку форму, при якій відпадає необхідність у визначенні коефіцієнтів апроксимації окремо для кожної тягової електричної машини. Для вирішення цього завдання підходить форма вираження вдосконаленої УМХ, у якій в якості аргументу виступає МРС обмотки збудження.

Вихідна формула для вдосконаленої УМХ в абсолютних одиницях представлена у розділі 4.2, вираз (4.6)

Застосуємо методи приведення виразу (4.6) до функції однієї змінної. Беручи до уваги, що вид отриманого виразу в відносних одиницях аналогіч-

ний такому в абсолютних одиницях, отримаємо вираз для вдосконаленої УМХ з МРС обмотки збудження в якості аргументу

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}_{dq}(\tilde{F}_3) = & \frac{p_1}{2 \cdot 0,316} \left[(\beta + 0,316) \operatorname{arctg}(p_2 \tilde{F}_3 (\beta + 0,316)) - (\beta - 0,316) \times \right. \\ & \left. \times \operatorname{arctg}(p_2 \tilde{F}_3 (\beta - 0,316)) - \frac{1}{2 \cdot p_2 \tilde{F}_3} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 (\tilde{F}_3 (\beta + 0,316))^2}{1 + p_2^2 (\tilde{F}_3 (\beta - 0,316))^2} \right) \right] + p_3 \tilde{F}_3 \beta, \end{aligned} \quad (4.31)$$

де \tilde{F}_3 – МРС обмотки збудження в відносних одиницях.

Коефіцієнти апроксимації для виразу (4.31) мають значення $p_1 = 0,6431392636$, $p_2 = 5,4546969368$, $p_3 = 0,1075124679$, і є єдиними для всіх типів некомпенсованих тягових електродвигунів.

Тут варто відзначити, що якщо в якості аргументу по осі абсцис відкладається МРС обмотки збудження, то зображення сімейства характеристик (магнітних або швидкісних) для різних ступенів ослаблення збудження, є велими складним. Це відбувається через те, що неможливо, як у випадку з струмом якоря, для одного і того ж значення МРС визначити кілька значень магнітного потоку.

Щоб подолати це утруднення, в методику побудови магнітних характеристик за виразом (4.31) введено допущення, що МРС обмотки збудження не змінюється при зміні β , тобто вона пропорційна струму якоря, а не збудження. В іншому, методика розрахунку характеристик за виразом (4.31) аналогічна тій, яка була розглянута для виразу (4.26).

Виконаємо побудову магнітних характеристик за виразом (4.31) для тягових двигунів НБ-406 і РТ-51Д. Значення коефіцієнтів насичення були визначені в попередньому розрахунку. На рисунку 4.4 і рисунку 4.5 показані магнітні характеристики для відповідно НБ-406 і РТ-51Д.

Як видно з рисунку 4.4 та 4.5 точність розрахунку за виразом (4.31) така ж, як і за виразом (4.26). Однак, вираз (4.31), на відміну від виразу (4.26), може бути застосовано для всіх типів некомпенсованих ТЕД постійного

струму, не вимагаючи визначення коефіцієнта апроксимації для кожної машини окремо.

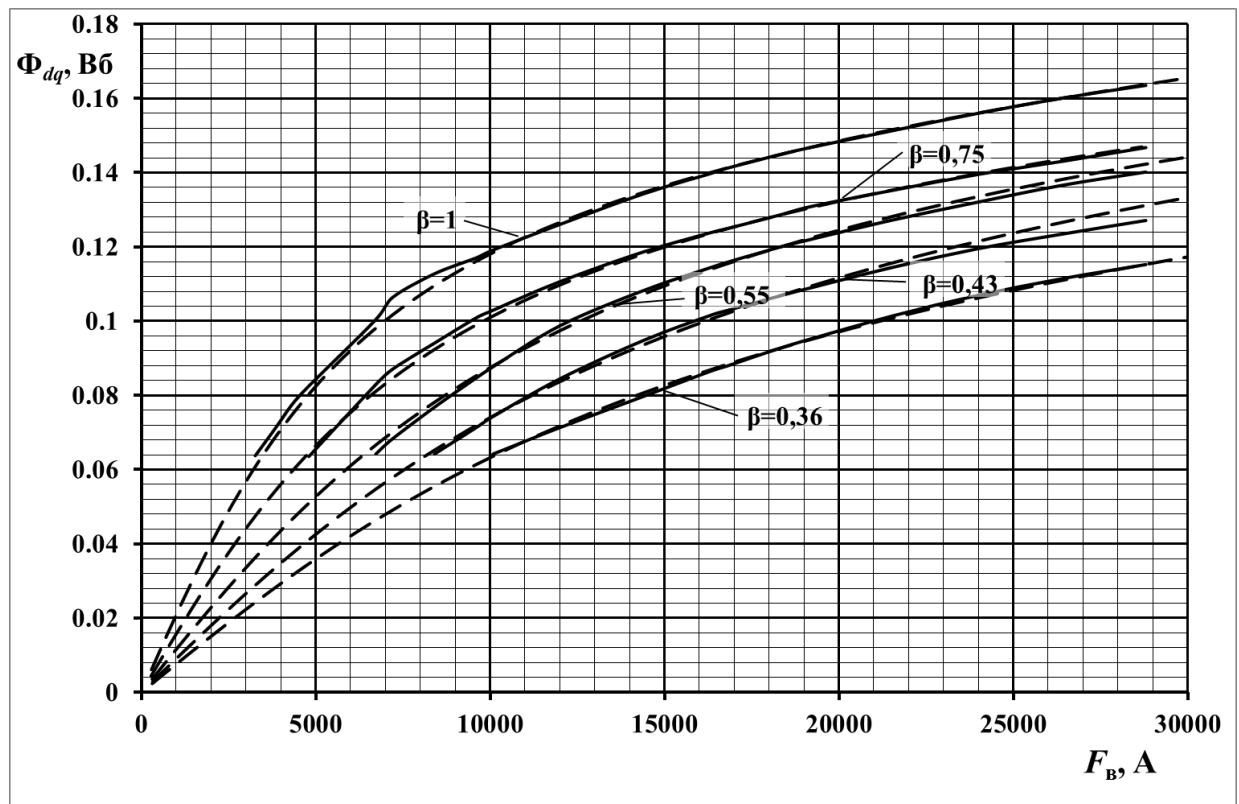


Рисунок 4.4 – Магнітні характеристики НБ-406, побудовані за виразом (4.31)

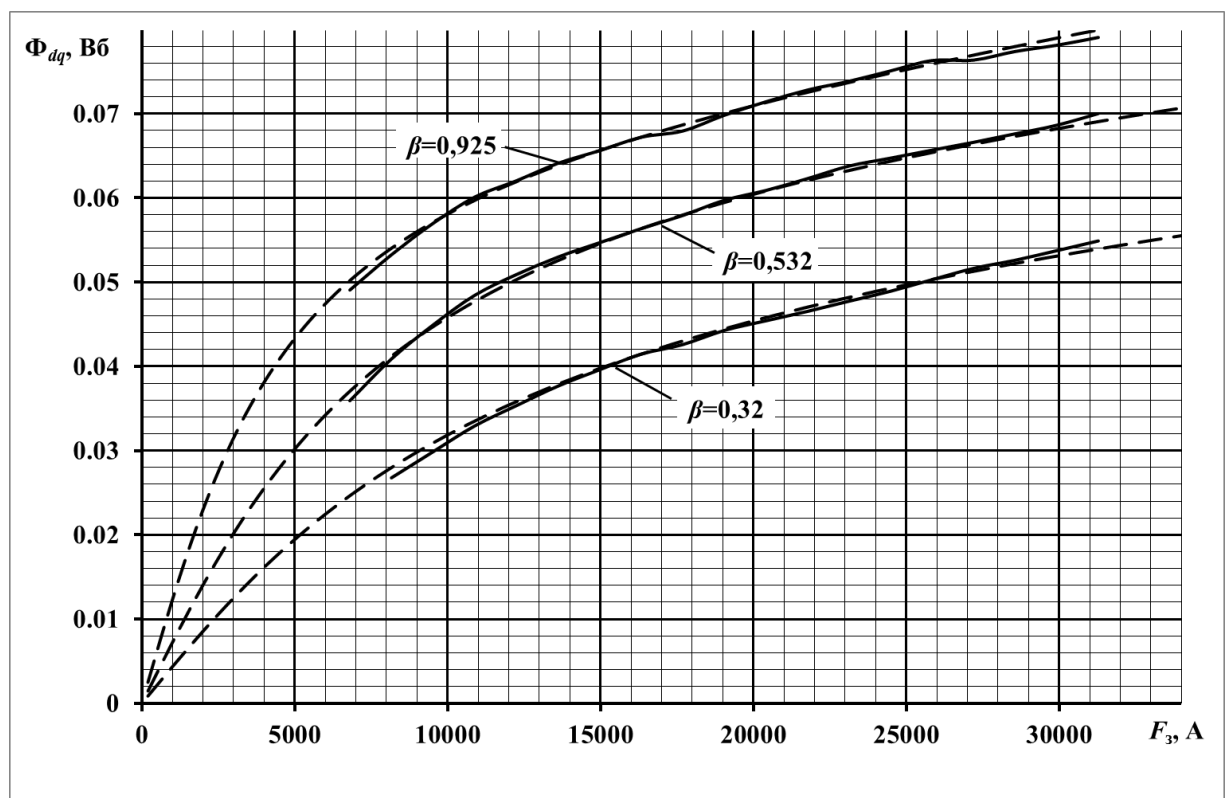


Рисунок 4.5 – Магнітні характеристики РТ-51Д, побудовані за виразом (4.6)

Очевидно, щоб отримати магнітні характеристики в функції струму якоря необхідно отриману МРС обмотки збудження розділити на число її витків w_3 [133].

4.3 Розробка методики розрахунку індуктивностей обмоток тягових двигунів

Строго кажучи, вираз (4.7) лише наближено відображає електромагнітні процеси, що відбуваються у тягових двигунах (з масивним осердям статора), на відміну від системи рівнянь Фетісова-Сидельникова, розглянутої у розділі 2. Проте, існує цілий ряд задач, де потрібно оцінити індуктивність кола тягових двигунів без врахування дії вихрових струмів, але з врахуванням її зміни в залежності від значення струму. В такому разі, значно зручнішим буде використання універсальних формул для індуктивностей обмоток, які підходять для всіх типів тягових двигунів.

4.3.1 Методика розрахунку індуктивностей некомпенсованих двигунів

Для визначення індуктивностей обмотки збудження та обмотки якоря скористаємось апроксимаційним виразом для вдосконаленої УМХ.

Визначимо індуктивність обмотки збудження. Для цього виконаємо перетворення у виразі 4.22, замінивши абсолютні величини відносними та враховуючи, що при $\beta = 1$, $\tilde{F}_{aq}^* = 0,316\tilde{F}_3$ отримаємо

$$\tilde{L}_3(\tilde{F}_3) = 2pw_3^2 \left(\frac{p_1}{2\tilde{F}_3 \cdot 0,316} \left(\arctg(p_2\tilde{F}_3(\beta + 0,316)) - \arctg(p_2\tilde{F}_3(\beta - 0,316)) \right) + p_3 \right), \quad (4.32)$$

Масштаб для визначення індуктивності в абсолютних одиницях отримаємо із загального виразу для індуктивності довільної котушки:

$$L = w^2 \frac{d\Phi}{dF}. \quad (4.33)$$

Згідно 4.33, масштаб для індуктивності L_3 має вигляд

$$m_{L_3} = \frac{m_\Phi}{m_F}, \quad (4.34)$$

де m_Φ та m_F – масштаби для магнітного потоку та МРС, визначені для побудови магнітної характеристики по УМХ.

Слід зазначити, що індуктивності визначаються для $\beta = 1$ незалежно від типу двигуна (постійного чи пульсуючого струму).

Індуктивність обмотки якоря можна визначити двома способами:

- виконавши перетворення, аналогічні тим, що були зроблені для виразу індуктивності обмотки збудження;
- використовуючи вираз для наближеного значення індуктивності обмотки якоря [79].

В першому випадку, враховуючи, що при $\beta = 1$

$$F_3 = i_a \cdot w_3 \cdot \beta, \quad i_a = \frac{F_3}{w_3 \cdot \beta} \Big|_{\beta=1} = \frac{F_3}{w_3};$$

$$F_{aq}^* = i_a \cdot w'_a, \quad i_a = \frac{F_{aq}^*}{w'_a};$$

$$\frac{F_{aq}^*}{w'_a} = \frac{F_3}{w_3}, \quad F_{aq}^* = F_3 \cdot \frac{w'_a}{w_3} = F_3 \cdot 0,316;$$

$$i_a \cdot w'_a = i_a \cdot w_3 \cdot 0,316,$$

$$w'_a = w_3 \cdot 0,316,$$

вираз для індуктивності \tilde{L}_{aq} має вигляд

$$\tilde{L}_{aq}(\tilde{F}_3) = 2p(w_3 \cdot 0,316)^2 \left(\frac{p_1}{p_2(\tilde{F}_3 \cdot 0,316)^2} \left(1 + \frac{p_2^2 \tilde{F}_3^2 - 1}{2p_2 \tilde{F}_3 \cdot 0,316} (\arctg(p_2 \tilde{F}_3 (\beta + 0,316)) - \arctg(p_2 \tilde{F}_3 (\beta - 0,316))) - \frac{1}{2 \cdot 0,316} \ln \left(\frac{1 + p_2^2 (\tilde{F}_3 (\beta + 0,316))^2}{1 + p_2^2 (\tilde{F}_3 (\beta - 0,316))^2} \right) \right) + \frac{p_3}{3} \right). \quad (4.34)$$

В другому випадку вираз для індуктивності має вигляд

$$\tilde{L}_{aq}(\tilde{F}_3) = 0,316^2 \frac{2}{3} \tilde{L}_3(\tilde{F}_3) = 0,066571 \cdot \tilde{L}_3(\tilde{F}_3). \quad (4.35)$$

У виразі (4.34) масштаб для індуктивності розраховується за такою формулою

$$m_{L_{aq}} = \frac{m_{\Phi}}{m_{F_{aq}}}, \quad (4.36)$$

де $m_{F_{aq}}$ – масштаб для МРС реакції якоря

$$m_{F_{aq}} = \frac{I_H \cdot w'_a}{\tilde{F}_{3H} \cdot \beta_H}, \quad (4.37)$$

де I_H – номінальний струм двигуна, відповідає годинному струму;

\tilde{F}_{3H} – значення МРС обмотки збудження у відносних одиницях, яка відповідає заданому коефіцієнту насичення (визначене графічно, або за виразом 4.30, в якому замість \tilde{i}_a підставлено \tilde{F}_3);

β_H – номінальний ступінь ослаблення збудження, наприклад для РТ-51Д $\beta_H = 0,532$.

Враховуючи, що

$$m_F = \frac{I_H \cdot w_3}{\tilde{F}_{3H}}, \quad \tilde{F}_{3H} = \frac{I_H \cdot w_3}{m_F},$$

вираз (4.37) можна представити у вигляді

$$m_{F_{aq}} = \frac{I_H \cdot w'_a \cdot m_F}{I_H \cdot w_3 \cdot \beta_H} = \frac{0,316}{\beta_H} \cdot m_F, \quad (4.38)$$

а вираз (4.36) буде мати вигляд

$$m_{L_{aq}} = \frac{m_{\Phi}}{m_F} \frac{\beta_H}{0,316}. \quad (4.39)$$

Масштаб для 4.35, аналогічний як і для L_3 .

Виконаємо розрахунок індуктивностей для двигуна РТ-51Д.

При розрахунку магнітних характеристик (за допомогою вдосконаленої УМХ) на повному полі були отримані такі значення масштабів для магнітного потоку та МРС обмотки збудження: $m_{\Phi} = 0,074$, $m_F = 20328,7$, а згідно з 4.38 масштаб для МРС реакції якоря $m_{F_{aq}} = 10710,8$ [134].

Результати розрахунків приведено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати розрахунку індуктивностей за універсальними формулами для некомпенсованих машин

I_a , по розрахованим значенням МРС, А	L_3 дійсне, мГн	L_3 за виразом (4.32), мГн	δ_{L_3} , %	L_{aq} дійсне, мГн	L_{aq} за виразом (4.34), мГн	$\delta_{L_{aq}}$, %	L_{aq} за виразом (4.35), мГн	$\delta_{L_{aq}}$, %
0	216.85	220	1.453	13.49	13.26	1.705	13.99	3.714
22,4	192.51	210.22	9.202	11.96	13.1	9.541	13	8.705
44,8	145.62	150.56	3.396	9.08	9.57	5.361	9.9	9.043
67,3	105.25	104.62	0.595	6.62	6.74	1.788	6.97	5.164
89,7	77	74.86	2.775	4.89	4.88	0.168	4.98	1.881
112	58.1	55.91	3.763	3.72	3.68	1.097	3.72	0.081
134,5	45.35	43.54	4.003	2.92	2.88	1.331	2.89	0.651
156,9	36.55	35.17	3.764	2.36	2.33	1.169	2.34	0.721
179,4	30.28	29.31	3.217	1.96	1.94	0.696	1.95	0.307
201,8	25.71	25.07	2.472	1.66	1.66	0.013	1.67	0.421
224,2	22.28	21.93	1.598	1.44	1.45	0.799	1.46	1.389
246,6	19.66	19.53	0.654	1.27	1.29	1.643	1.3	2.362
269,1	17.61	17.67	0.328	1.14	1.17	2.52	1.18	3.43
291,5	15.99	16.2	1.323	1.03	1.07	3.527	1.08	4.66
313,9	14.68	15.02	2.308	0.945	0.986	4.372	1	5.82
336,3	13.61	14.05	3.274	0.874	0.921	5.374	0.935	6.979
358,7	12.72	13.25	4.203	0.816	0.867	6.244	0.882	8.088
381,2	11.98	12.59	5.096	0.768	0.822	7.007	0.838	9.115

Так як розрахунок масштабів для магнітного потоку та МРС виконується при $\beta = 1$, бажано використовувати УМХ, отриману проф. Находкіним [81, 132]. В такому разі, можна застосовувати будь-який із способів (графічний, аналітичний) визначення масштабів магнітного потоку і МРС.

4.3.2 Методика розрахунку індуктивностей компенсованих двигунів

При розробці методики для компенсованих двигунів приймемо наступні допущення:

- МРС реакції якоря повністю компенсується у всіх режимах роботи двигуна;
- дією комутаційної МРС нехтуємо.

В такому випадку, залежність основного магнітного потоку від струму збудження (або МРС обмотки збудження) описується рівнянням з однією змінною. Важливо зазначити, що індуктивність обмотки якоря, що створюється потоком реакції якоря дорівнює нулю. Також, відсутній взаємоіндуктивний зв'язок між обмоткою якоря і збудження ($M_{a-3} = 0$) У колі якоря, крім індуктивності додаткових полюсів діють лише індуктивності лобового розсіювання обмотки якоря та компенсаційної обмотки. Вищезазначені індуктивності лінійні і їх можна розрахувати за формулами приведеними у [81].

Таким чином, у випадку компенсованих машин, необхідно отримати універсальну формулу тільки для розрахунку індуктивності обмотки збудження.

Апроксимуючий вираз для УМХ може мати вигляд одного з виразів, описаних у [109]. Критерії вибору раціональної функції такі ж, як і у розділі 4.1. Таким чином, для апроксимації УМХ компенсованих машин найбільш раціональною є формула Дрейфуса (4.1), у відносних одиницях вона має вигляд

$$\tilde{\Phi}_d(\tilde{F}_3) = b_1 \arctg(b_2 \tilde{F}_3) + b_3 \tilde{F}_3. \quad (4.40)$$

Коефіцієнти апроксимації, згідно з [109] $b_1 = 0,634174$, $b_2 = 5,451962$, $b_3 = 0,116353$.

Підставляючи (4.40) у (4.15) отримаємо універсальний вираз для індуктивності обмотки збудження компенсованих машин постійного струму у відносних одиницях:

$$\tilde{L}_3(\tilde{F}_3) = 2pw_3^2 \left(\frac{b_1 \cdot b_2}{(b_2 \tilde{F}_3)^2 + 1} + b_3 \right), \quad (4.41)$$

в абсолютних одиницях

$$L_3(F_3) = \tilde{L}_3(\tilde{F}_3) \frac{m_\Phi}{m_F}. \quad (4.41)$$

4.4 Розробка методики визначення раціонального постійного шунтуючого резистора для блоку ослаблення збудження

В схемі блоку ослаблення збудження, що зображена на рисунку 2.4, в загальному випадку, необхідно включення постійного шунтуючого резистору $r_{\text{шп}}$ для зменшення комутаційних перенапружень. Величина опору $r_{\text{шп}}$ вибирається з урахуванням максимально допустимих перенапружень при роботі БОЗ, що можуть вивести з ладу силовий ключ або спричинити пробій ізоляції обмотки збудження.

При роботі БОЗ у схемі взаємного навантаження на вибір величини $r_{\text{шп}}$ накладаються додаткові обмеження. Це викликано тим, що БОЗ використовується для регулювання частоти обертання якорів випробовуваних машин [118-120]. Тому, величина $r_{\text{шп}}$ повинна бути такою, щоб можна було забезпечити регулювання частоти обертання від 0 до n_{max} .

Таким чином, величина $r_{\text{шп}}$ знаходиться у діапазоні значень, нижня границя яких обмежена максимальним моментом, рівним статичному моменту опору двох машин, а верхня границя – максимально допустимою величиною перенапружень при роботі БОЗ.

4.4.1 Визначення верхньої границі допустимих значень шунтуючого резистора

Слід зазначити, що при випробуваннях тягових двигунів, у яких режим ослабленого збудження є номінальним, додатковий шунтуючий резистор не потрібен. Але, якщо схема стенду допускає можливість відключення резисторів ослаблення збудження, тоді БОЗ повинен бути обов'язково обладнаний $r_{\text{шп}}$. Отже, при визначенні величини $r_{\text{шп}}$ прийнято, що випробовувані машини завжди працюють в режимі повного поля ($\beta = 1$).

Розрахункова схема для визначення впливу величини $r_{\text{ШП}}$ на комутаційні перенапруження зображена на рисунку 4.6.

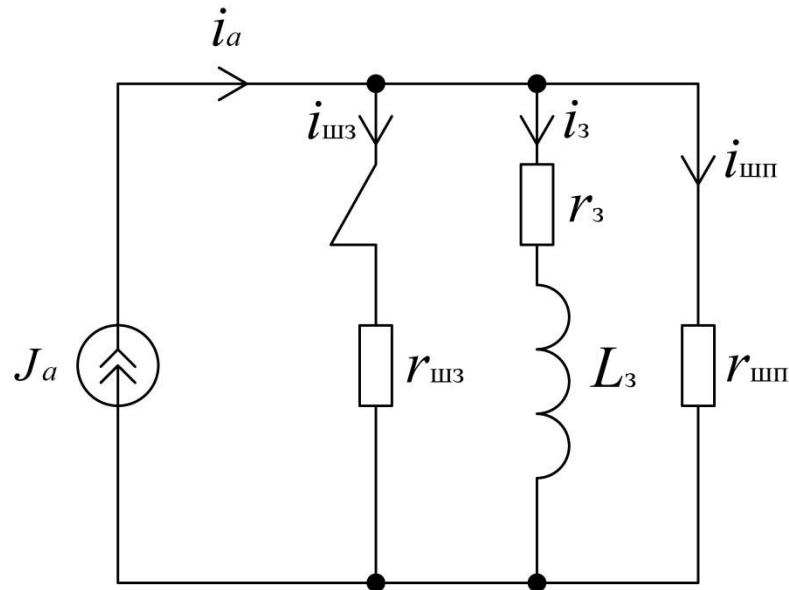


Рисунок 4.6 – Розрахункова схема для визначення впливу величини $r_{\text{ШП}}$ на комутаційні перенапруження

Так як у випробувальному стенді використовується стабілізація струму, то допустимо джерело живлення представити у вигляді джерела струму J_a .

Розрахунок схеми ведеться при умові, що струм $i_{\text{ШЗ}}$ досягає усталеного значення, що може виникнути, наприклад, при розгоні випробовуваних машин. Очевидно, що в перший період початку роботи БОЗ у режимі ШПР буде максимальне перенапруження на обмотці збудження.

Вираз залежності напруги від опору $r_{\text{ШП}}$, при нехтуванні падінням напруги на активному опорі обмотки збудження, має вигляд

$$U_{\text{max}}(r_{\text{ШП}}) = (r_{\text{ШП}} + r_3) \frac{r_{\text{ШП}}^2 \cdot (2 \cdot r_{\text{ШЗ}} + r_3) + 2 \cdot r_{\text{ШЗ}} \cdot r_{\text{ШП}} \cdot r_3}{r_{\text{ШП}}^2 \cdot (r_{\text{ШЗ}} + r_3) + 2 \cdot r_{\text{ШЗ}} \cdot r_{\text{ШП}} \cdot r_3 + r_3^2 \cdot (r_{\text{ШП}} + r_3)} \cdot J_a, \quad (4.42)$$

Як видно з (4.42) для визначення $r_{\text{ШП}}$ при відомих інших параметрах схеми та заданій гранично допустимій напрузі, необхідно вирішити рівняння четвертої степені.

Для точного знаходження $r_{\text{шп}}$ можна скористатись будь-яким прикладним математичним пакетом програмного забезпечення.

Також, можна скористатись наближеним методом, так як, графік функції $U_{\text{max}}(r_{\text{шп}})$ в області допустимих значень $r_{\text{шп}}$ (при $r_{\text{шп}} > 0$) представляє собою практично пряму лінію, що виходить з початку координат, тобто задовільно описується рівнянням

$$y(x) = k \cdot x,$$

де у ролі аргументу x виступає $r_{\text{шп}}$.

Спочатку визначається кутовий коефіцієнт у довільній точці. Далі, при заданому значенні U_{max} розраховується $r_{\text{шп}}$. Відносна похибка розрахунку $r_{\text{шп}}$ не перевищує 4% в меншу сторону у всьому діапазоні можливих значень U_{max} .

4.4.2 Визначення нижньої границі допустимих значень шунтуючого резистора

Для визначення статичного моменту опору в інженерних розрахунках можна скористатись методом, описаним у [3]. У зазначеній роботі доведено, що механічний момент опору у відносних одиницях задовільно описується рівнянням виду

$$\Delta \tilde{m}_{\text{мех}} = a \cdot \tilde{\omega} + b, \quad (4.43)$$

де $\tilde{\omega}$ – відносна кутова частота обертання якоря машини;

a та b – коефіцієнти апроксимації.

Значення коефіцієнтів апроксимації:

- $a = 0,65$ $b = 0,35$ для машин із самовентиляцією;
- $a = 0,35$ $b = 0,65$ для машин із незалежною вентиляцією.

Таким чином, механічний момент опору при нерухомих якорях у відносних одиницях буде:

- $\Delta \tilde{m}_{\text{мех}0} = 0,35$ для машин із самовентиляцією;
- $\Delta \tilde{m}_{\text{мех}0} = 0,65$ для машин із незалежною вентиляцією.

Знаючи механічний момент опору у годинному режимі можна визначити механічний момент опору при нерухомих якорях в абсолютних одиницях.

Для визначення механічного моменту опору у годинному режимі можна скористатись наближеною формулою для визначення механічних втрат

$$\Delta P_{\text{мех}} = (0,5 - 2\%) P_{\text{год}}. \quad (4.44)$$

При розрахунку $r_{\text{шп}}$ втрати доцільно прийняти якомога більшими. Поділивши $\Delta P_{\text{мех}}$ на кутову частоту обертання $\omega_{\text{год}}$ отримаємо механічний момент опору в годинному режимі.

Так як у виразі 4.43

$$\Delta \tilde{m}_{\text{мех}} = \frac{\Delta M_{\text{мех}}}{\Delta M_{\text{мех год}}},$$

тоді

$$\Delta M_{\text{мех0}} = \Delta \tilde{m}_{\text{мех0}} \cdot \Delta M_{\text{мех год}}. \quad (4.45)$$

Визначивши $\Delta M_{\text{мех0}}$, можна визначити різницю магнітних потоків, при якій небалансний момент, створюваний випробовуваними машинами, буде рівним $\Delta M_{\text{мех0}}$.

Для схеми, зображеної на рисунку 2.3 різниця магнітних потоків згідно з [3] визначається за виразом

$$\Delta \Phi_0 = \frac{2 \cdot \Delta M_{\text{мех0}}}{C_M I_a}, \quad (4.46)$$

де C_M – машинна стала;

I_a – струм якоря, при якому визначається $\Delta \Phi_0$.

Якщо, випробувальний стенд допускає проводити випробування із подвійним часовим струмом то вираз (4.46) приймає вигляд

$$\Delta \Phi_0 = \frac{\Delta M_{\text{мех0}}}{C_M I_{\text{год}}}, \quad (4.46)$$

Далі, по магнітним характеристикам машини, що відповідають ступеню ослаблення збудження при якому будуть проводитись випробування, визначаються струми збудження і їх відношення

$$\Delta\beta = \frac{I_{вг}}{I_{вд}} = \frac{I_{a2}}{I_{a1}}, \quad (4.47)$$

де $I_{вг}$ та $I_{вд}$ – струм обмотки збудження машини, що працює у режимі генератора та режимі двигуна;

I_{a1} – струм якоря, що відповідає струму I_a , при якому проводяться випробування машин;

I_{a2} – струм якоря, що відповідає по магнітній характеристиці різниці між магнітними потоками $\Phi(I_{a2}) = \Phi(I_a) - \Delta\Phi_0$.

Знаючи $\Delta\beta$, визначається значення $r_{шп}$

$$r_{шп} = \frac{\Delta\beta}{1 - \Delta\beta} \cdot r_3 \cdot \beta, \quad (4.48)$$

де β – коефіцієнт ослаблення збудження при якому проводяться випробування.

Із виразу (4.46) видно, що чим більший струм, тим менша різниця магнітних потоків потрібна, щоб компенсувати механічний момент опору. Таким чином, значення $r_{шп}$ буде зростати із збільшенням I_a .

В такому випадку, значення $r_{шп}$, розраховане за виразом (4.48) може перевищити аналогічне значення, розраховане за виразом (4.42). В такій ситуації, значення $r_{шп}$ приймається тим, яке було отримане за виразом (4.42), так як обмеження по максимальному комутаційному перенапруженню більш важливе з точки зору працездатності стенда, ніж втрата можливості регулювання частоти обертання у деякому діапазоні.

4.5 Визначення раціональної частоти роботи ключових елементів БОЗ

Рекомендації з вибору раціональної частоти джерела живлення з точки зору мінімізації додаткових пульсаційних втрат було зроблено в розділі 2.5. Проте, як видно із схеми заміщення тягового двигуна, працюючого в режимі генератора, при роботі БОЗ змінюється конфігурація схеми, що, в свою чергу, змінює її вхідні параметри.

Наслідками роботи БОЗ можуть бути:

- зміна гармонійного складу струму випробовуваних машин;
- вплив на роботу каналу регулювання струму якорів випробовуваних машин.

У зв'язку з цим, необхідно вирішити задачу із дослідження впливу роботи ключових елементів БОЗ вищевказані наслідки. Дослідження проводилось при частотах вищих та нижчих від частоти роботи джерела живлення стенда.

Загальний вигляд моделі MATLAB Simulink для дослідження впливу БОЗ на гармонійний склад струму якорів ТЕД та роботу системи управління, при різних схемах джерел живлення, зображена на рисунках 4.7 та 4.8

Частоти роботи джерела живлення стенда (у варіанті ІППН) f_d та БОЗ при дослідженні були вибрані, виходячи з можливості експериментального підтвердження результатів моделювання: 30, 122, 490 та 980 Гц, – тобто такі ж самі, як і у розділі 2.4 при дослідженні адекватності вибраної математичної моделі тягового двигуна.

Коефіцієнт заповнення імпульсів БОЗ при моделюванні встановлено 0,5. Таким чином, ступінь впливу на струм якорів ТЕД буде максимальним.

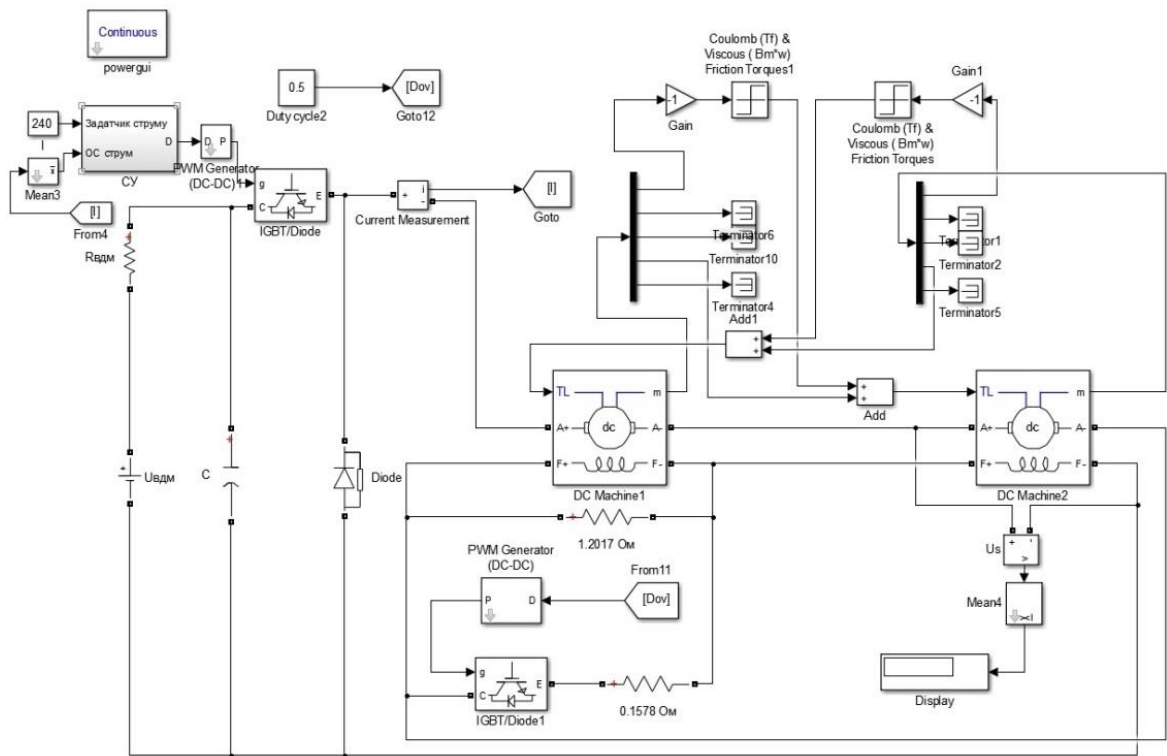


Рисунок 4.7 – Модель MATLAB Simulink для дослідження впливу роботи БОЗ при живленні системи взаємного навантаження від ІППН

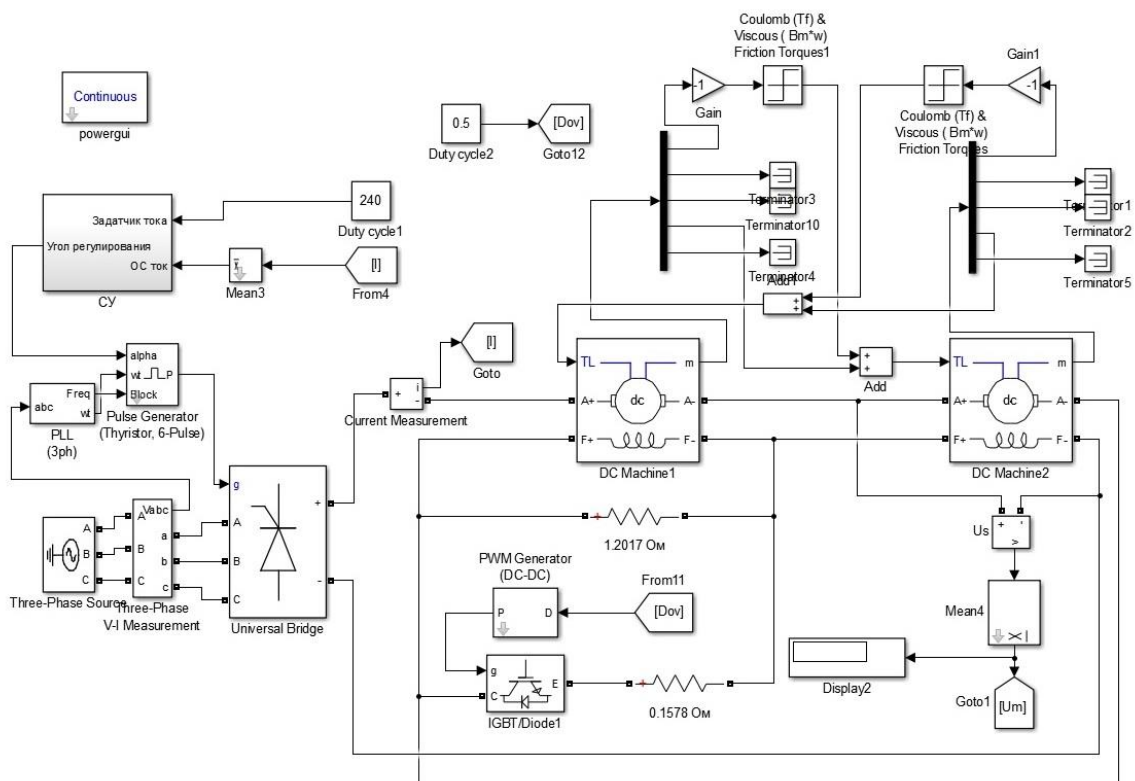


Рисунок 4.8 – Модель MATLAB Simulink для дослідження впливу роботи БОЗ при живленні системи взаємного навантаження від трифазного керованого випрямляча

Для оцінки впливу частоти роботи БОЗ виконано порівняння коефіцієнту гармонік струму якорів при включеному замість БОЗ постійному резистору ослаблення поля, з опором еквівалентним роботі БОЗ із коефіцієнтом заповнення імпульсів 0,5 (THD_{f_0}) із даними, отриманими при включеному БОЗ із різними частотами ($THD_{f_{БОЗ}}$):

$$K = \frac{|THD_{f_0} - THD_{f_{БОЗ}}|}{THD_{f_0}} \cdot 100\% .$$

Результати дослідження приведені у таблиці 4.2.

На рисунку 4.9 зображена залежність $K = f\left(\frac{f_d}{f_{БОЗ}}\right)$ однофазного

ППН та трифазного керованого випрямляча.

Таблиця 4.2 – Результати дослідження впливу частоти БОЗ на гармонійний склад струму джерела живлення СВН

Схема джерела живлення	Частота джерела живлення f_d , Гц	Частота БОЗ $f_{БОЗ}$, Гц	Коефіцієнт гармонік струму якорів (THD), %	K , %
Однофазний ППН	980	980	24,07	59,7
		490	27,1	79,8
		122	31,54	109,3
		30	25,42	68,7
		0	15,07	0
	490	490	24,53	68,1
		122	27,14	86
		30	30,9	111,8
		0	14,59	0
	122	490	28,76	63,8
		122	20,76	18,1
		30	28,43	61,7
		0	17,58	0
	30	490	27,87	19,6
		122	32,66	40,2
		30	19,14	17,9
0		23,3	0	
Трифазний керований мостовий випрямляч (схема Ларіонова)	300	980	24,49	11,1
		490	28,95	5,1
		300	25,95	5,8
		122	24,09	12,5
		30	25,33	8
		0	27,54	0

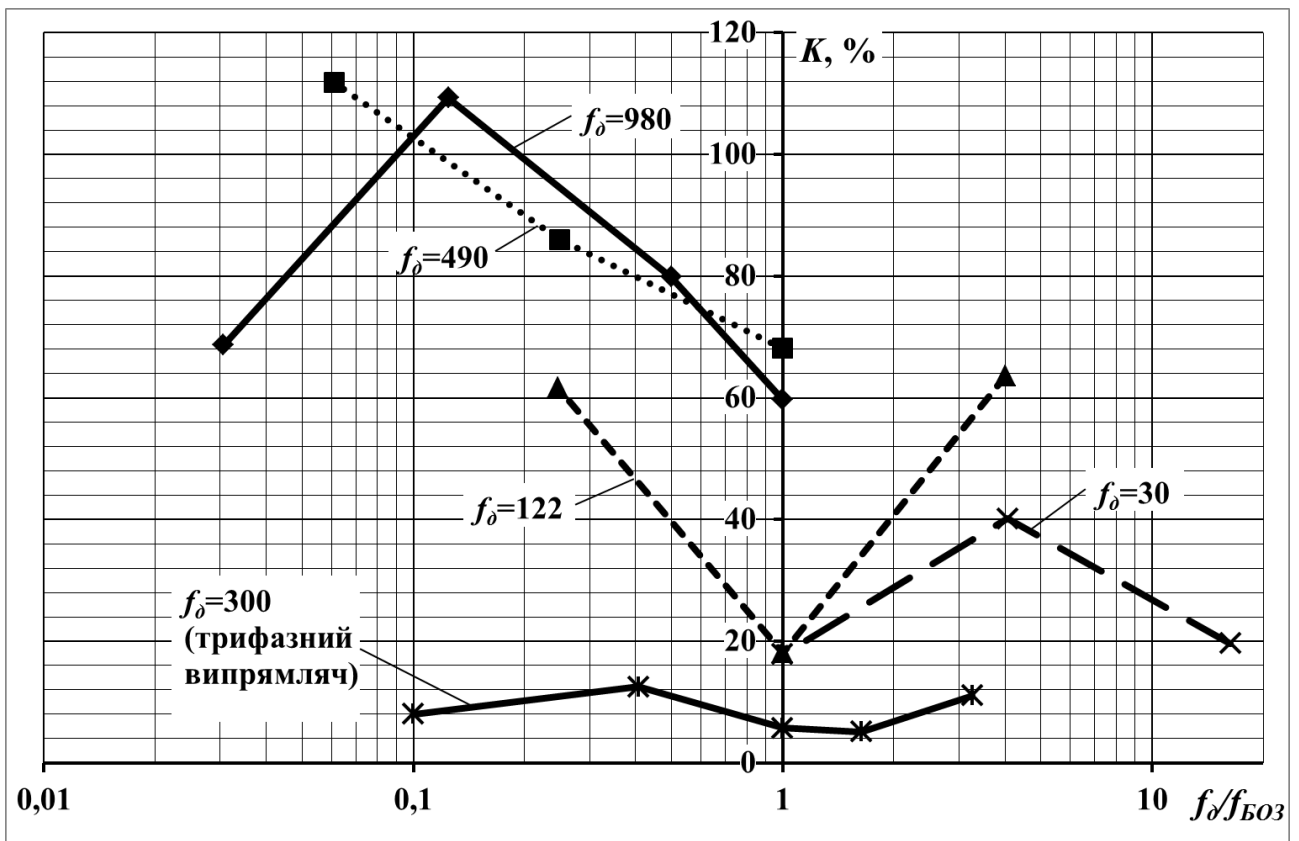


Рисунок 4.9 – Залежність коефіцієнту гармонік струму якорів ТЕД від відношення частот роботи джерела живлення СВН та БОЗ

З рисунку 4.9 видно, що для ІППН коефіцієнт гармонік досягає мінімуму коли частота роботи БОЗ дорівнює частоті джерела живлення. В той же час, для джерела живлення, виконаного у вигляді трифазного керованого випрямляча, коефіцієнт гармонік майже не залежить від частоти роботи БОЗ.

Також, як було зазначено, важливим показником частоти роботи БОЗ, є вплив на систему автоматичного управління СВН. Так, при роботі БОЗ з частотою нижче, ніж частота джерела живлення виникають субгармонійні коливання струму якорів. Це явище є наслідком коливання небалансної ЕРС за частотою роботи БОЗ. Миттєві значення струму якорів при роботі БОЗ з частотою 30 Гц та роботі джерела живлення з частотою 490 Гц, зображені на рисунку 4.10.

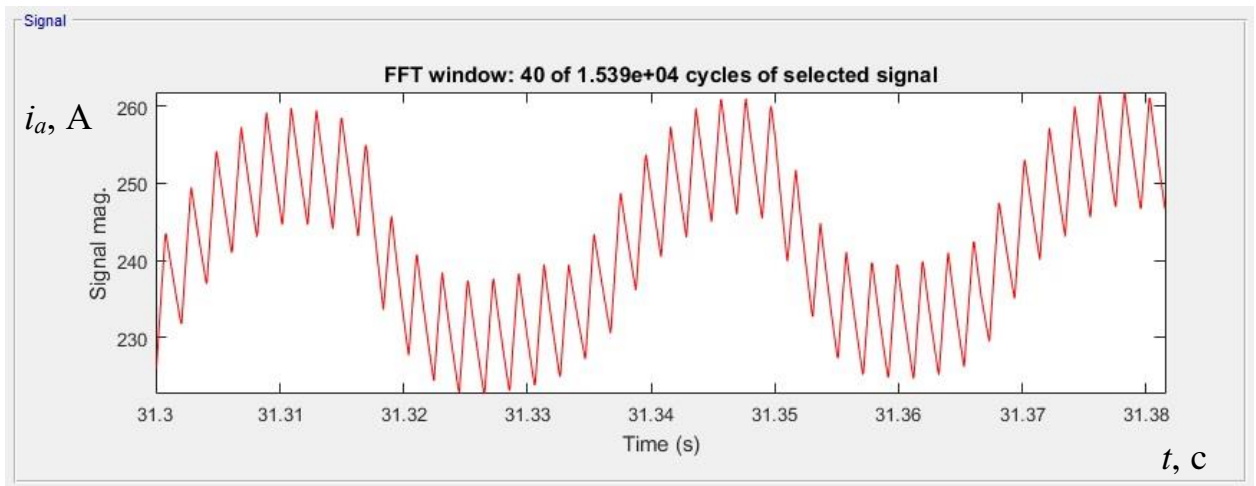


Рисунок 4.10 – Вплив частоти роботи БОЗ на роботу систему управління СВН

Таким чином, за результатами дослідження впливу частоти роботи БОЗ на струм якорів випробовуваних машин, можна зробити висновок, що:

- для всіх типів джерел живлення вибір частоти роботи БОЗ нижче ніж частота основної гармоніки джерела живлення призводить до значного впливу на роботу каналу регулювання частоти обертання;
- для схеми джерела живлення у вигляді ІППН, частоту роботи БОЗ необхідно вибирати рівною частоті імпульсної напруги джерела живлення;
- для схеми джерела живлення у вигляді трифазного керованого випрямляча, частоту роботи БОЗ можна вибирати довільною, обмежуючись лише верхньою границею обмеження частоти по умовам працездатності ключових елементів.

Висновки по розділу 4

1. Розроблена методика побудови магнітних характеристик некомпенсованих ТЕД при довільному значенні ступеня ослаблення збудження на базі вдосконаленої універсальної магнітної характеристики.

2. Розроблена методика та отримані універсальні формули для визначення індуктивностей обмоток ТЕД (компенсованих та некомпенсованих). Розходження між дійсними значеннями та розрахованими не перевищують 9,5 %.

3. Розроблено метод визначення раціональної величини постійного шунтуючого резистору $r_{\text{шп}}$ блоку ослаблення збудження. Визначено, що нижня границя допустимих значень розраховується за умови забезпечення можливості регулювання частоти обертання у діапазоні від 0 до n_{max} . Верхня границя розраховується з умови обмеження величини комутаційних перенапружень. Величину опору верхньої границі $r_{\text{шп}}$ можна визначити за допомогою апроксимації залежності $U_{\text{max}}(r_{\text{шп}})$ прямою, що виходить з початку координат.

4. Визначено, що для зменшення впливу роботи БОЗ на гармонійний склад струму випробовуваних ТЕД та роботу системи керування частоту роботи ключових елементів БОЗ треба вибирати рівною частоті основної гармоніки струму.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

Дисертаційна робота є закінченою науковою працею, у якій на основі теоретичних і експериментальних досліджень вирішена актуальна науково-технічна задача покращення експлуатаційних характеристик системи взаємного навантаження тягових двигунів постійного та пульсуючого струму. Отримані результати у сукупності мають суттєве значення в області електричного транспорту та випробувань тягових електродвигунів. У результаті досліджень одержано такі основні наукові результати, висновки та практичні рекомендації.

1. Сучасний стан рішення проблеми удосконалення систем взаємного навантаження має суттєві результати в області вдосконалення систем взаємного навантаження та вибору раціональних методів випробувань для класичної схеми із лінійним генератором та вольтодобавочною машиною. У свою чергу, не вирішені питання щодо визначення раціональних параметрів СВН за новими схемами з одним джерелом живлення.

2. Під час аналізу відомих методів моделювання машин постійного струму було визначено, що найбільш доцільним для вирішення задачі моделювання електромагнітних процесів та додаткових пульсаційних втрат у тягових електродвигунах, що випробуються методом взаємного навантаження, є використання моделі електромашини постійного струму, що базується на системі рівнянь Фетісова–Сидельникова. Дана модель дозволяє моделювати додаткові пульсаційні втрати із відповідною для даних розрахунків відносною похибкою до 6 %.

3. За результатами моделювання на імітаційній моделі додаткових пульсаційних втрат в випробовуваних шляхом взаємного навантаження ТЕД з живленням від імпульсного перетворювача було визначено, що мінімальна частота струму, яка забезпечує зменшення додаткових пульсаційних втрат до рівня, при якому їхнім впливом на нагрівання ТЕД можна знехтувати, має значення 500 Гц. При живленні від трифазного керованого випрямляча дода-

ткові пульсаційні втрати мінімальні у всьому реальному діапазоні значень середньої вихідної напруги.

4. В результаті кластерного аналізу множини можливих варіантів схем джерела живлення СВН в якості раціональної вибрано схему двофазного імпульсного перетворювача напруги із нульовою точкою. Залежно від режиму роботи втрати потужності в даному перетворювачі можуть бути знижені у 2–3 рази в порівнянні із однофазним імпульсним перетворювачем. Пульсації вихідного струму двофазного імпульсного перетворювача на 26 – 92 % менші ніж однофазного при одній і тій же частоті струму.

5. Використання в розрахунках та моделюванні роботи тягових електродвигунів розробленої в дисертації методики побудови магнітних характеристик некомпенсованих ТЕД дозволяє збільшити точність розрахунків та результатів моделювання для режимів ослабленого поля таких ТЕД на 15–20 %.

6. Методика та удосконалені універсальні вирази для індуктивностей обмоток ТЕД, що запропоновані в дисертації, дозволяють визначати ці індуктивності лише за заданим значенням коефіцієнту насичення в номінальному режимі та числом витків обмотки збудження, а за рахунок врахування насичення магнітопроводу та дії реакції якоря забезпечують мінімальне розходження між дійсними та розрахунковими значеннями індуктивностей, яке не перевищує 9,5 %.

7. В результаті моделювання режимів регулювання ослаблення поля випробувального генератора розроблено метод визначення раціональної величини опору постійного шунтуючого резистора блока ослаблення збудження та встановлено, що нижню границю допустимих значень цього опору слід розраховувати за умови забезпечення можливості регулювання частоти обертання в діапазоні від нуля до максимального значення. Верхня границя опору постійного шунтуючого резистора розраховується з умови обмеження величини комутаційних перенапружень в випробуваних тягових двигунах.

8. В результаті моделювання електромеханічних процесів в системі взаємного навантаження визначено, що для зменшення впливу імпульсного регулювання ослаблення збудження випробувального генератора на гармонійний склад струму випробовуваних тягових електродвигунів та роботу системи керування, частота імпульсного регулювання ослаблення збудження повинна дорівнювати частоті основної гармоніки струму навантаження.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. А.М. Афанасов. «Развитие научных основ и совершенствование энергоэффективных методов испытания тяговых электрических машин постоянного и пульсирующего тока.» Диссертация на соискание ученой степени доктор технических наук, Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта имени академика В. Лазаряна, Украина, 2013.
2. ГОСТ 2582-81. «Машины электрические вращающиеся тяговые.» СССР, 1981.
3. ЦТ-0204. «Правила ремонту электрических машин электровозів і електропоїздів.» Україна. 2012.
4. Г.К. Жерве. *Промышленные испытания электрических машин* Ленинград: Энергоатомиздат, 1984, 408 с.
5. Д.Д. Захарченко, Н. А. Ротанов. *Тяговые электрические машины: учебн. пособие для вузов.* Москва: Транспорт, 1991, 343 с.
6. Г.В. Нюрнберг. *Испытание электрических машин.* Москва-Ленинград: Госэнергоиздат, 1959, 336 с.
7. Н.В. Астахов и др. *Испытание электрических машин.* Москва: Высшая школа, 1984, 269 с.
8. Я. Башта и др. *Испытания электрических машин.* Прага: Издательство SNTL, 1960, Т. 5.
9. О.Д. Гольдберг. *Испытания электрических машин.* Москва: Высшая школа, 2000, 255 с.
10. З.И. Гуревич. *Тепловые испытания и исследования электрических машин.* Ленинград: Энергия, 1977, 294 с.

11. М.Л. Каминский. *Проверка и испытание электрических машин*. Москва: Энергия, 1977, 102 с.
12. Н.Ф. Котеленец, Н.Л. Кузнецов. *Испытания и надежность электрических машин*. Москва: Высшая школа, 1988, 232 с.
13. Е.М. Коварский, Ю.И. Янко. *Испытание электрических машин*. Москва: Энергоатомиздат, 1990. 317 с.
14. В.К. Волков. «Контроль качества ремонта тяговых двигателей.» *Железнодорожный транспорт*, № 1, сс. 52-54, 1990.
15. В.К. Волков, А. Г. Суворов. *Повышение эксплуатационной надежности тяговых двигателей*. Москва: Транспорт, 1988, 128 с.
16. М.Д. Глущенко. «Проблемы эксплуатационной диагностики тяговых электродвигателей подвижного состава и пути их решения» Диссертация на соискание ученой степени доктор технических наук, Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) Министерства путей сообщения Российской Федерации, Российская Федерация, 1999.
17. В.В. Артеменко. «Вдосконалення ефективності контролю при ремонті тягових електричних машин в умовах депо.» Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидат технічних наук, Українська державна академія залізничного транспорту, Україна, 2006.
18. С.Н. Должиков. «Совершенствование системы контроля и испытаний тяговых электродвигателей локомотивов» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Омский институт инженеров железнодорожного транспорта (ОМИИТ), СССР, 1984.
19. А.Е. Друбецкий. «Автоматизированный измерительный комплекс для проведения приемо-сдаточных испытаний тяговых электродвигателей постоянного и пульсирующего тока» *Наука та прогрес транспорту. Вісник*

Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту, № 6 (66), сс. 88-95, 2016.

20. Н.В. Белоусова, В.П. Калягин, А.В. Мозгалеvский. *Опыт применения тестового диагностирования обмоток электрических машин.* Ленинград: ЛДНТП, 1989. 213 с.
21. А.В. Долгова. «Совершенствование технологии диагностирования коллекторно-щеточного узла тяговых электродвигателей магистральных электропоездов» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Омский государственный университет путей сообщения (ОмГУПС), Российская Федерация, 2013.
22. А.Б. Бабанин, В.В. Артеменко. «Совершенствование технологии испытаний тяговых электрических машин.» *Коммунальное хозяйство городов, №55 сс. 171-177, 2004.*
23. Д.Л. Сушко. «Удосконалення післяремонтних випробувань тягових двигунів рухомого складу.» Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидат технічних наук, Українська державна академія залізничного транспорту, Україна, 2005.
24. П.О. Лоза. «Енергозбереження при випробування тягових електричних машин.» *Тези другої міжнародної науково-практичної конференції «Електрифікація залізничного транспорту», 2008, сс. 14-15.*
25. П.О. Лоза. «Удосконалення стенду для випробувань тягових двигунів локомотивів.» *Тези доповідей 68-ої міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми та перспективи розвитку залізничного транспорту.»*, 2008, с. 43.
26. П.О. Лоза. «Покращення методів випробувань тягових двигунів та допоміжних машин електропоезів постійного струму.» Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидат технічних наук, Дніпропетровський націона-

льний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна, Україна, 2010.

27. А.М. Афанасов. «Принципы автоматического управления системами взаимного нагружения тяговых электрических машин.» *Збірник наукових праць ДонІЗТ*, вип. 29, с. 205-211, 2012.
28. А.М. Афанасов. «Энергетические принципы обеспечения взаимной нагрузки электрических машин постоянного тока.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, вип. 26, сс. 34-38, 2009.
29. А.М. Афанасов. «Электромеханические принципы обеспечения взаимной нагрузки электрических машин постоянного тока.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, вип. 27. с. 42-46, 2009.
30. А.М. Афанасов. «Регулирование магнитных потоков тяговых электрических машин при их взаимном нагружении.» *Збірник наукових праць Державного економіко-технологічного університету транспорту: Серія «Транспортні системи і технології»*, вип. 19, сс. 62-72, 2011.
31. А.М. Афанасов. «Принципы синтеза схем взаимной нагрузки тяговых электромашин постоянного тока.» *Науково-технічний збірник «Гірнична електромеханіка та автоматика»*, вип. 85, сс. 183-189, 2010.
32. А.М. Афанасов. «Проблемы и перспективы модернизации станций для испытания тяговых электрических машин постоянного и пульсирующего тока.» *Тези 69 Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми та перспективи розвитку залізничного транспорту»*, 2009, с. 127.
33. А.М. Афанасов. «Пути снижения энергозатрат на испытания тяговых электрических машин постоянного и пульсирующего тока.» *Тези III Міжна-*

родної науково-практичної конференції «Електрифікація транспорту «ТРАНСЕЛЕКТРО-2009», 2009, с. 6-7.

34. А.М. Афанасов. «Выбор рациональных схем испытания тяговых электромашин постоянного и пульсирующего тока.» *Матеріали IV Міжнародної науково-практичної конференції «Електрифікація транспорту «ТРАНСЕЛЕКТРО-2010», 2010. сс. 7-8.*
35. А.М. Афанасов. «Синтез схем взаимной нагрузки тяговых электромашин постоянного и пульсирующего тока.» *Матеріали V Міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми та перспективи розвитку транспортних систем в умовах реформування залізничного транспорту: управління, економіки і технології», 2011. с. 6.*
36. А.М. Афанасов. «Теоретический анализ энергетических процессов при взаимной нагрузке тяговых электрических машин постоянного тока.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць, вип. 25, с. 258-262, 2008.*
37. А.М. Афанасов. «Повышение информативности результатов тепловых испытаний тяговых электромашин методом взаимной нагрузки.» *Тези Міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні інформаційні технології на транспорті, в промисловості та освіті», 2011, с. 37.*
38. А.М. Афанасов. «Расхождение тепловых факторов обмоток якорей тяговых электрических машин при испытании на нагрев методом взаимной нагрузки» *Електротехніка і електромеханіка, № 6. сс. 16-19, 2012.*
39. А.М. Афанасов. «Регулирование небалансной мощности в системах взаимного нагружения тяговых электромашин.» *Науково-технічний збірник «Гірнична електромеханіка та автоматика». вип. 87, сс. 84-87. – 2011.*
40. А.М. Афанасов. «Компенсация электрических потерь при взаимной нагрузке тяговых электромашин по схеме Гопкинсона.» *Вісник Дн. нац. ун-*

ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць, вип. 28, с. 34-37, 2009.

41. А.М. Афанасов. «Условия компенсации механических и магнитных потерь при взаимной нагрузке тяговых электрических машин по схеме Потье.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, вип. 29, сс. 59-62, 2009.
42. А.М. Афанасов. «Выбор рациональных схем и режимов нагружения тяговых электрических машин при приемо-сдаточных испытаниях.» *Локомотив-информ*, № 10. сс. 14-19, 2012.
43. А.М. Афанасов. «Энергетическая эффективность нагревания обмоток тяговых электромашин при приёмо-сдаточных испытаниях.» *Восточно-европейский журнал передовых технологий*. № 5/8(59), сс. 6-9, 2012.
44. А.М. Афанасов. «Энергетическая эффективность нагревания обмоток тяговых электрических машин при приёмо-сдаточных испытаниях.» *Матеріали VI Міжнародної науково-практичної конференції «Електрифікація транспорту «ТРАНСЕЛЕКТРО-2012»*, 2012, с. 52.
45. А.М. Афанасов. «Универсальные характеристики магнитных потерь в тяговых электрических машинах.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, Вип. 31, сс. 77-80, 2010.
46. А.М. Афанасов. «Определение расхода электроэнергии на проведение приемо-сдаточных испытаний тяговых электрических машин» *Електрифікація транспорту*, № 1, сс.10-14, 2011.
47. А.М. Афанасов. *Системы взаимного нагружения тяговых электрических машин постоянного и пульсирующего тока: монография*. Днепропетровск: Изд-во Маковецкий, 2012, 248 с.

48. Д.И. Родькин. «Системы динамического нагружения электрических двигателей при их испытаниях (теория, исследование и разработка).» Диссертация на соискание ученой степени доктор технических наук, Криворожский технический университет, Украина, 1995.
49. А.Л. Перекрест, А.И. Ломонос, И.С. Конох, В.В. Найда. «Автоматизированная система управления процессом испытания машин постоянного тока.» *Электротехнические и компьютерные системы*, № 3 (79), сс. 300-304, 2011.
50. С.Г. Шантаренко. «Влияние технологических факторов на качество функционирования коллекторных тяговых электродвигателей магистрального электроподвижного состава.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Омский государственный университет путей сообщения (ОмГУПС), Российская Федерация, 2000.
51. А.А. Осадченко. «Мониторинг искрения тяговых электрических машин постоянного тока.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, ГОУ ВПО «Томский политехнический университет», Российская Федерация, 2010.
52. Ш. К. Исмаилов, В. О. Мельк, А. В. Раздобаров, С. В. Смыков, И. Г. Шахов. «Испытательная станция ТЭД как объект автоматизации: материалы временных коллективов.» *Современные тенденции в развитии и конструировании коллекторных и других электромеханических преобразователей энергии: материалы XIII всерос. науч.-техн. конф.*, 2003, сс. 105–109.
53. А.В. Сорокин. «Специальный комплекс для послеремонтных испытаний электрических машин горного оборудования, эксплуатирующегося в условиях Севера.» *Горные машины и автоматика*, № 2, сс. 48–49, 2005.

54. А.В. Сорокин. «Система управления испытательного стенда тяговых двигателей постоянного тока.» *Вестник ИрГТУ*, №6, сс. 133–137, 2012.
55. А.В. Сорокин. «Моделирование систем управления автоматизированного электропривода» *Вестник ИрГТУ. Серия: Кибернетика*, вып. 4, сс.13–18, 2000.
56. А.И. Ломонос. «Система экстремального управления взаимным нагружением машины постоянного тока» *Наук. праці ДНТУ. Серія: «Електротехніка і енергетика»*, вип. 8(140), сс. 31-37, 2008.
57. А.В. Красулин. «Алгоритм цифрового нелинейного управления приводом постоянного тока в системах технического диагностирования.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Омский государственный технический университет, Российская Федерация, 2007.
58. А.Г. Брук и др. «Автоматизированная испытательная система (теория, комплексное проектирование электрических машин)» *Труды ВНИИЭМ*, с. 84, 1987.
59. С. Е. Castaneda, A. G. Loukianov, E. N. Sanchez. «Discrete-Time Neural Sliding-Mode Block Control for a DC Motor With Controlled Flux» *IEEE Transactions. Industrial Electronics*, vol. 59, issue 2, pp. 1194-1206, 2012.
60. С.Е. Castañeda, P. Esquivel. «Decentralized neural identifier and control for nonlinear systems based on extended Kalman filter» *Neural Networks*, vol. 31, pp. 81-87, 2012.
61. С.Е. Castañeda. «Direct current motor control based on high order neural networks using stochastic estimation» *Neural Networks (IJCNN), The 2010 International Joint Conference on*, 2010, pp. 1-8.
62. С.Е. Castañeda P. Esquivel. «Discrete-time recurrent neural DC motor control using Kalman learning» *Neural Networks, 2008. IJCNN 2008.(IEEE World*

Congress on Computational Intelligence). *IEEE International Joint Conference on*, 2008, pp. 1930-1937.

63. C.E. Castañeda, A. Loukianov, E. Sanchez, B. Castillo-Toledo. «Real-time torque control using discrete-time recurrent high-order neural networks» *Neural Computing and Applications*, vol. 22, issue 6, pp. 1223-1232, 2013.
64. M. Farahani, A.R. Zare Bidaki, M. Enshaeieh. «Intelligent control of a DC motor using a selfconstructing wavelet neural network» *Systems Science & Control Engineering: An Open Access Journal*, vol. 2, issue 1, pp. 261-267, 2014.
65. J. El. Hayek, T.J. Sobczyk, G. Skarpetowski. «Experiences with a traction drive laboratory model» *Electromotion*, vol. 17, issue 1, pp. 30-36, 2010.
66. Г. Крон. *Применение тензорного анализа в электротехнике*. Москва: Госэнергоиздат, 1955, 276 с.
67. Р. Рюденберг. *Переходные процессы в электроэнергетических системах*. Москва: Издательство иностранной литературы, 1955. 715 с.
68. Н.П. Ермолин. *Переходные процессы в машинах постоянного тока*. Москва-Ленинград: ГЭИ, 1951. 191 с.
69. Б. Адкинс. *Общая теория электрических машин*. Москва: Госэнергоиздат, 1960. 270 с.
70. Д. Уайт, Г. Вудсон. *Электромеханическое преобразование энергии*. Москва-Ленинград: Энергия, 1964. 527 с.
71. Н. Шмитц, Д. Новотный. *Введение в электромеханику*. Москва: Энергия, 1969. 336 с.
72. А.В. Иванов-Смоленский. *Электромагнитные процессы в электрических машинах и их физическое моделирование*. Москва: Энергия, 1969. сс. 312.

73. И.П. Копылов. *Математическое моделирование электрических машин*. Москва: Высшая школа, 2001. 327 с.
74. И.П. Копылов. *Электромеханические преобразователи энергии*. Москва: Энергия, 1973. 400 с.
75. И.М. Постников. *Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин*. Москва: Высшая школа, 1975. 319 с.
76. В.В. Фетисов. «Переходные режимы машин постоянного тока.» Диссертация на соискание ученой степени доктор технических наук, Ленинградский политехнический институт, СССР, 1962.
77. В.В. Фетисов. *Переходные режимы машин постоянного тока. Физические и теоретические основы*. Санкт-Петербург: изд-во СПбГТУ, 1993, 120 с.
78. М. З. Жиц *Переходные процессы в машинах постоянного тока* Москва: Энергия, 1974, 118 с.
79. М. Х. Бельман. *Переходные процессы в микродвигателях постоянного тока при импульсном питании*. Ленинград: Энергия, 1975, 184 с.
80. А. Б. Иоффе. *Тяговые электрические машины (теория, конструкция, проектирование)*. Москва-Ленинград: Энергия, 1965, 232 с.
81. М.Д. Находкин, Г.В. Василенко, В.И. Бочаров, М.А. Козорезов. *Проектирование тяговых электрических машин. Учебное пособие для вузов ж.-д. транспорта*. Москва: Транспорт, 1976, 624 с.
82. А.С. Курбасов, В.И. Седов, Л.Н. Сорин. *Проектирование тяговых электродвигателей*. Москва: Транспорт, 1987, 536 с.
83. В.Е. Скобелев *Двигатели пульсирующего тока*. Москва: Энергия, 1968, 231 с.

84. В. П. Феоктистов. «Режимы работы электропоездов постоянного тока с импульсными преобразователями.» Диссертация на соискание ученой степени доктор технических наук, Московский ордена Ленина и ордена Трудового Красного Знамени институт инженеров железнодорожного транспорта Министерства путей сообщения СССР, СССР, 1981.
85. И.Я. Ранькис. *Оптимизация параметров тиристорных систем импульсного регулирования тягового электропривода.* Рига: Зинатне, 1985, 183 с.
86. А.С. Тугарев. «Исследование динамики многорежимных систем тяговых электроприводов постоянного тока с широтно-импульсным управлением.» дис. к.т.н
87. В.Б. Бедассо. «Квазипериодические автоколебания в цифровых системах импульсного регулирования электроприводов с двигателями постоянного тока.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) Министерства путей сообщения Российской Федерации,
88. Ко Ко Хтет. «Импульсное регулирование электродвигателей постоянного тока электропоездов в режимах тяги и электрического торможения.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Московский государственный университет путей сообщения (МГУПС (МИИТ)), Российская Федерация, 2014.
89. Абдул-Садах Али Мухссен. «Синтез и реализация оптимальных регуляторов скорости для двигателей постоянного тока.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Казанский государственный технический университет, Российская Федерация, 2009.
90. А.С. Алексеев. «Система автоматического регулирования тока коллекторных тяговых двигателей электровоза.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Московский государственный уни-

верситет путей сообщения (МИИТ) Министерства путей сообщения Российской Федерации, Российская Федерация, 2009.

91. А.О. Линьков. «Совершенствование выпрямительной установки возбуждения тяговых двигателей электровоза переменного тока в режиме рекуперативного торможения.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Иркутский государственный университет путей сообщения (ИрГУПС), Российская Федерация, 2015.
92. Л.В. Дубинець, А.В. Шаповалов. «Вплив відхилень параметрів тягових двигунів на якість комутації під час перехідних процесів з урахуванням ослабленого поля» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, №26, сс. 51-56, 2009.
93. Л.В. Дубинець, Д.В. Устименко, Р.В. Краснов, А.В. Шаповалов. «Моделювання процесу пуску електропривода поршневого компресора (ЕК-7Б) з двигуном ДК-406 (ДК-409) електропоїзда ЕР-2 з урахуванням вихрових струмів» *Збірник статей Харківської національної академії міського господарства*. вип. 97, сс. 251-256, 2011.
94. И.Ю. Седова. «Анализ режимов работы двигателей постоянного тока при импульсном питании» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Ленинградский политехнический институт имени М. И. Калинина, СССР, 1982.
95. Э.Г. Владимирова, А.В. Сидельников, Б.В. Сидельников, В.В. Фетисов. «Исследование переходных процессов машин постоянного тока с помощью ЭЦВМ.» *Труды ЛПИ*, вып.301, сс. 103-113, 1969.
96. И.Г. Романенко. «Моделирование двигателя постоянного тока последовательного возбуждения, работающего в составе вентильного электропривода.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Иркутский государственный университет путей сообщения (ИрГУПС), Российская Федерация, 2009.

наук, Северо-Кавказский государственный технический университет, Российская Федерация, 2009.

97. О.И. Юдина. «Математическое моделирование добавочных потерь в двигателях постоянного тока при пульсирующем питании.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Северо-Кавказский государственный технический университет, Российская Федерация, 2008.
98. В. І. Сенько, М. В. Панасенко, Є. В. Сенько, М. М. Юрченко, Л. І. Сенько, В. В. Ясінський. *Електроніка і мікросхемотехніка: У 4-х т. Том 4. Книга 1. Силова електроніка: Навч. посібник* Київ: Каравела, 2013, 640 с.
99. Ф.Е. Пашков, А.И. Зинюк. «Анализ гармонических в кривой тока тягового двигателя при широтно-импульсном регулировании напряжения.» *Труды Днепропетровского ин-та инженеров жел. транспорта*, вып. 135, сс. 163-169, 1972.
100. О.Н. Шапиро. «Об эквивалентности массивного магнитопровода и короткозамкнутого контура в переходных процессах.» *Вестник электропромышленности*, № 4, 1946.
101. В.Д. Флора. «Определение токов якоря двигателя последовательного возбуждения при широтно-импульсном питании и постоянном моменте сопротивления на валу.» *Труды Днепропетровского ин-та инженеров жел. транспорта*, вып. 66, сс. 16-27, 1966.
102. В.В. Фетисов. Об эквивалентности массивного участка магнитопровода системе короткозамкнутых катушек с расслоенными сердечниками // *Труды ЛПИ. – Ленинград: ЛПИ, 1960, № 209. – С. 77.*
103. В.В. Фетисов, Б.В. Сидельников, Н.А. Малышевич. «Схемы замещения поперечной цепи машины постоянного тока и расчет переходных процессов.» *Известия ВУЗов. Электромеханика*, №6, сс. 646-652, 1972.

104. В.В. Фетисов, И.Ю. Седова. «Анализ параметров эквивалентных вихревых контуров при произвольных геометрических характеристиках массивных участков магнитопровода.» *Известия ВУЗов. Электромеханика*, №10, сс. 65-71, 1989.
105. В.В. Фетисов, И.Ю. Седова. «Расчет переходных процессов в цепи возбуждения машин постоянного тока с учетом вихревых токов в массивных участках магнитопровода.» *Электротехника*, № 2, сс. 49-53, 1992.
106. В.Ф. Матюк, А.А. Осипов. «Математические модели кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса. Часть I. Анализ моделей.» *Не разрушающий контроль и диагностика*, №2, сс. 3-35, 2011.
107. Г.К. Гетьман, С.Л. Марікуца «Аналіз аналітичних функцій для апроксимації універсальної магнітної характеристики тягових двигунів постійного та пульсуючого струму.» *Вісник Дн. нац. ун-ту залізн. трансп. ім. акад. В. Лазаряна: Збірник наукових праць*, вип. 37, сс. 63-71, 2011.
108. А. М. Афанасов «Аппроксимация магнитных характеристик тяговых двигателей электроподвижного состава.» *Електромагнітна сумісність та безпека на залізничному транспорті*, № 4, сс. 25-29, 2012.
109. Е.Н. Белкина, С.А. Жуков. «Анализ способов аппроксимации кривой намагничивания электротехнической стали.» *Инновационная наука*, №5, сс. 22-27, 2015.
110. В.В. Фетисов. «Расчет н.с. коммутационной реакции в машинах постоянного тока при щеточном перекрытии, большем единицы.» *Электричество*, №5, сс.25-31, 1960.
111. Б.В. Сидельников «Коммутационная реакция якоря машин постоянного тока в переходных режимах.» *Известия ВУЗов. Электромеханика*, №5. сс. 394-400, 1979.

112. И.Ю. Седова, Е.А. Аванесова. «Расчет и исследование трансформаторной ЭДС машины постоянного тока, работающей в составе вентильного электропривода.» *Известия ВУЗов. Электромеханика.* №3, сс. 28-32, 2013.
113. А.Ю. Друбецкий «Компьютерна програма “Керування окремими функціями автоматизованого випробувального стенду тягових двигунів постійного струму (для магістральних електровозів)”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74304, жовтень, 20, 2017 р.
114. Д.Н. Дудченко «Плавное бесконтактное регулирование тока в обмотках возбуждения тяговых электродвигателей при помощи импульсных преобразователей.» Диссертация на соискание ученой степени кандидат технических наук, Московский государственный университет путей сообщения (МИИТ) Министерства путей сообщения Российской Федерации, Российская Федерация, 2010.
115. А.И. Тищенко. *Справочник по электроподвижному составу тепловозам и дизель-поездам.* Москва: Транспорт, 1976, 432 с.
116. *Правила тяговых расчетов для поездной работы.* Москва: Транспорт, 1985, 287 с.
117. Г.Г Жмеров, О.И. Ковальчук. «Характеристики мощного шетипульсового мостового неуправляемого выпрямителя с ёмкостным фильтром.» *Електротехніка і електромеханіка*, №1, сс. 19-24, 2011.
118. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий. «Регулирование небалансного электромагнитного момента в системе взаимного нагружения тяговых электрических двигателей постоянного тока.» *Електромагнітна сумісність та безпека на залізничному транспорті*, № 12, сс. 19-23, 2016.
119. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий, А.С. Мясников. «Покрытие потерь холостого хода в системе взаимного нагружения тяговых двигателей с

- одним источником электрической мощности.» *Електрифікація транспорту*, № 10, сс. 44-48, 2015.
120. А.М. Афанасов, А.Е. Друбецкий. «Определение расхождения тепловых нагрузок обмоток возбуждения взаимно нагруженных тяговых электромашин.» *Електрифікація транспорту*, № 11, сс. 71-74, 2016.
121. ГОСТ 13109-97. «Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.» Российская Федерация, 1999.
122. И.В. Жежеленко, А.К. Шидловский, Г.Г. Пивняк, Ю.Л. Саенко, Н.А. Нойбергер *Электромагнитная совместимость потребителей*. Москва: Машиностроение, 2012, 351 с.
123. А.М. Афанасов, А.Ю. Друбецкий «Перетворювач трифазної змінної напруги.» Патент України № 117876 МПК H02M 9/06 (2006.01), липень, 10, 2017.
124. А.Е. Друбецкий. «Аппроксимация универсальной магнитной характеристики для моделирования тяговых электрических машин.» *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту*, № 1 (67), сс. 106-116, 2017.
125. А.Е. Друбецкий. «Расчет магнитных характеристик тягового электродвигателя с помощью усовершенствованной универсальной магнитной характеристики.» *Наука та прогрес транспорту. Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту*, № 3 (69), сс. 66-76, 2017.
126. А.И. Вольдек. *Электрические машины: учеб. для студ. высш. техн. учебн. заведений*. Ленинград: Энергия, 1978, 832 с.
127. А.В. Иванов-Смоленский. *Электрические машины: учебник для вузов*. Москва: Энергия, 1980, 928 с.

128. М.П. Костенко, Л.М. Пиотровский *Электрические машины. В 2-х ч. Ч. 1 – Машины постоянного тока. Трансформаторы. Учебник для студентов высш. техн. учеб. заведений.* Ленинград: Энергия, 1972. 544с.
129. А. А. Шавелкин, И. А. Костенко, В. А. Герасименко, А. Н. «Мовчан Моделирование тягового электропривода с двигателями постоянного тока последовательного возбуждения.» *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*, № 1(2), сс. 42-48, 2016.
130. A. Drubetsky «Determination of inductive parameters of the uncompensated DC machines taking into account the reaction of the armature.» *Problemy kolejnictwa (Railway reports)*, vol. 60, issue 173, pp. 9-17, Dec. 2016.
131. П.Л. Калантаров, Л.А. Цейтлин *Расчет индуктивностей: Справочная книга.* Ленинград: Энергоатомиздат, 1986, 488 с.
132. М.Д. Находкин, В.С. Хвостов. «Универсальная магнитная характеристика.» *Вестник электропромышленности*, №1, сс. 44-48, 1958.
133. А.Ю. Друбецкий «Літературний твір наукового характеру “Методика розрахунку магнітних характеристик некомпесованих тягових електродвигунів”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74321, жовтень, 20, 2017 р.
134. А.Ю. Друбецкий «Літературний твір наукового характеру “Методика розрахунку індуктивних параметрів некомпесованих тягових електродвигунів”» Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір №74320, жовтень, 20, 2017 р.

Додаток А

Результати досліджень роботи перетворювача для живлення схеми взаємного навантаження

Перетворювач було розроблено автором разом із керівником дисертаційної роботи для дослідження електромагнітних процесів у СВН при живленні від джерела імпульсної напруги.

Силкові елементи перетворювача розраховані на постійну напругу до 800 В і струм до 400 А. Для первинної перевірки працездатності, перетворювач було підключено до СВН через знижувальний трифазний трансформатор, параметри якого приведені у таблиці А.1. Загальний вигляд трансформатора зображено на рисунку А.1

Параметри перетворювача приведені у таблиці А.2.

Таблиця А.1 – Параметри трансформатора, що живить імпульсний перетворювач

Параметр	Значення
Число фаз	3
Номінальна частота, Гц	50
Номінальна первинна напруга, В	380
Номінальна вторинна напруга, В	127
Активний опір первинної обмотки, Ом	0,0018
Активний опір вторинної обмотки, Ом	0,00017
Коефіцієнт трансформації	3

Таблиця А.2 – Параметри імпульсного перетворювача

Параметр		Значення
Вхідна трифазна напруга, В		127...380
Частота вхідної напруги, Гц		50...2000
Діапазон вихідної напруги, В		0...546
Діапазон вихідного струму, А		0...400
Конденсатори фільтра	Тип	B43550-S5478-M1
	Ємність, мкФ	4700
	Номінальна напруга, В	450
	Кількість, шт	4
Силові транзис- тори	Тип	CM600HA-24H
	Номінальний струм, А	600
	Номінальна напруга, В	1200
	Діапазон робочих частот, Гц	0...25000
Силові діоди	Тип	UDA40040A
	Номінальний струм, А	400
	Номінальна напруга, В	400
	Час відновлення, нс	150
Опір зарядного резистора, Ом		10

Принципова схема перетворювача із трансформатором зображена на рисунку А.2.

На рисунку 2.6 (розділ 2) зображено загальний вигляд перетворювача. На рисунках А.3 та А.4 більш детально зображено його основні частини.

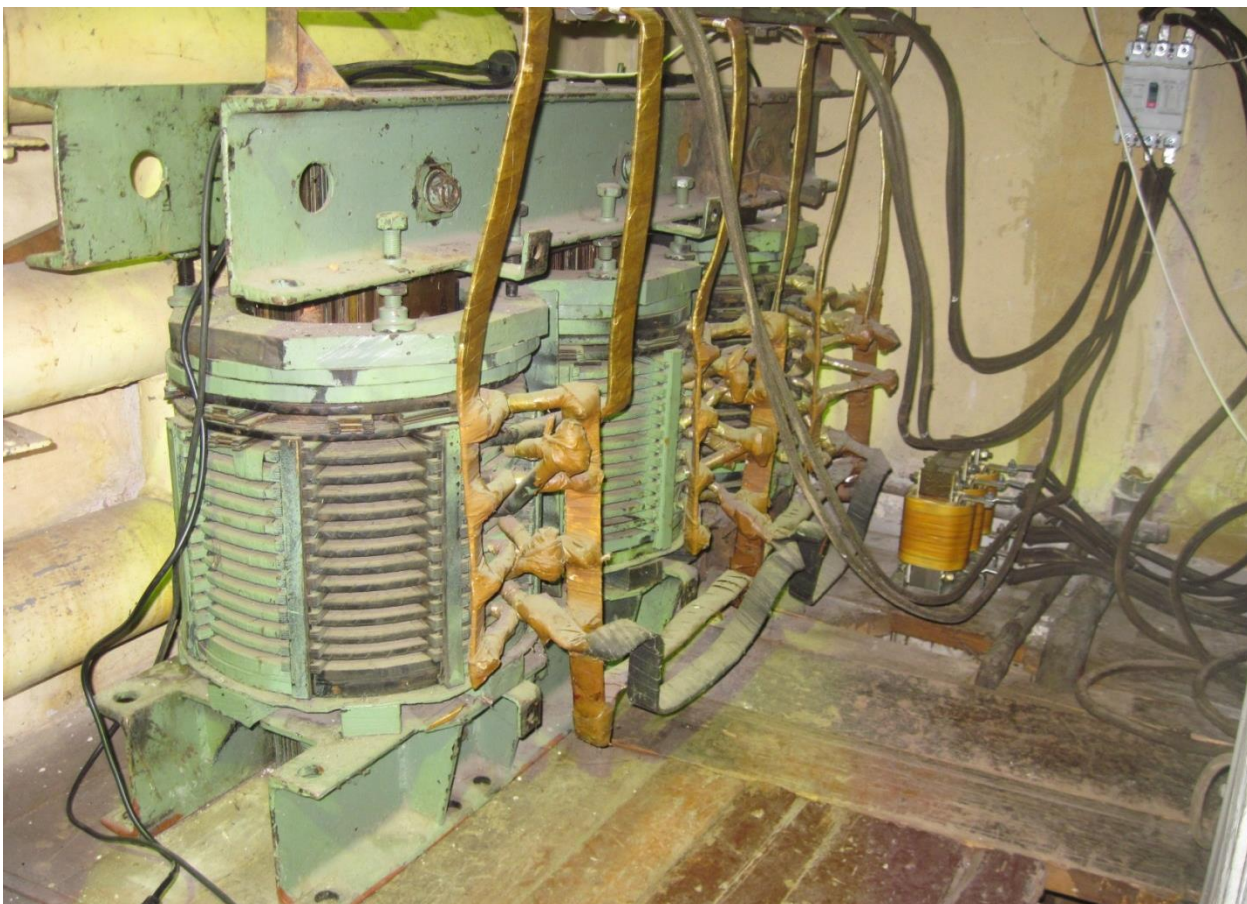


Рисунок А.1 – Загальний вигляд силового трансформатора

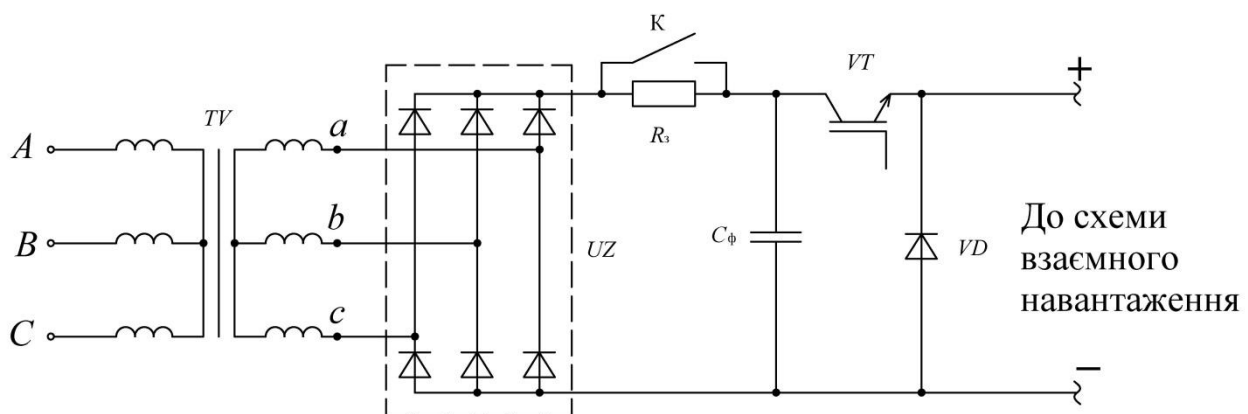


Рисунок А.2 – Принципова схема перетворювача, підключеного до мережі через трансформатор.

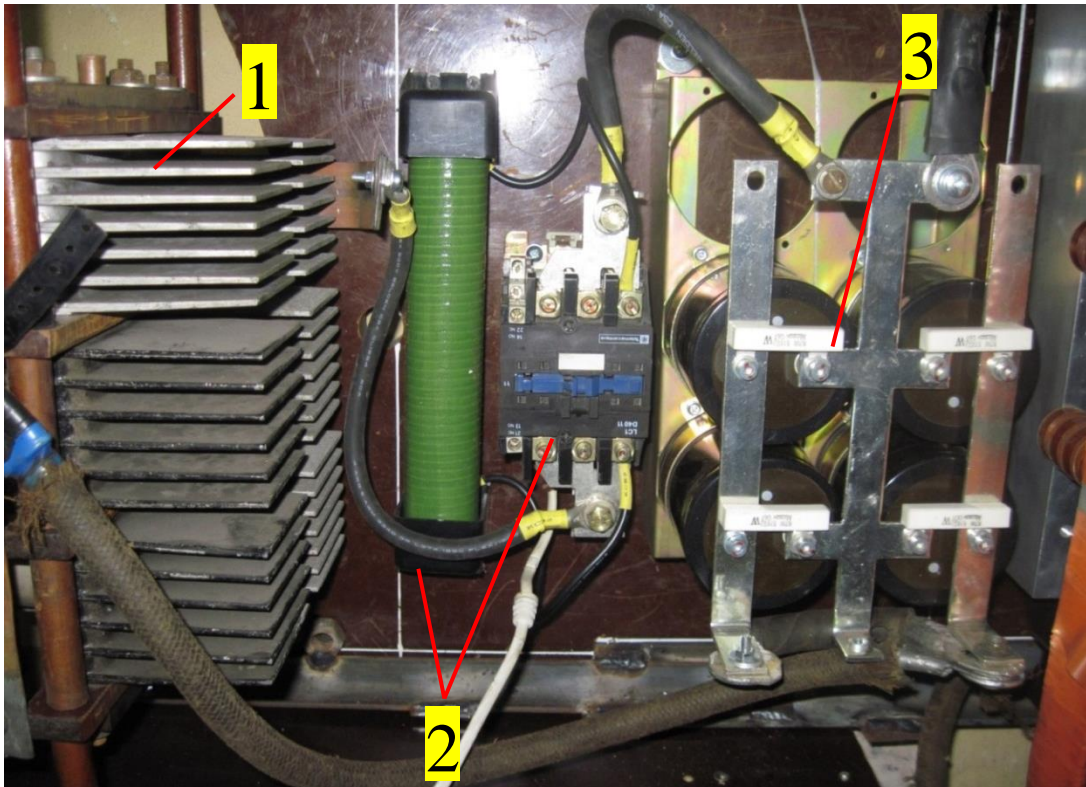


Рисунок А.3 – Вхідний випрямляч UZ (1), схема заряду конденсатора R_3 і К (2) та конденсатор фільтра C_ϕ (3)

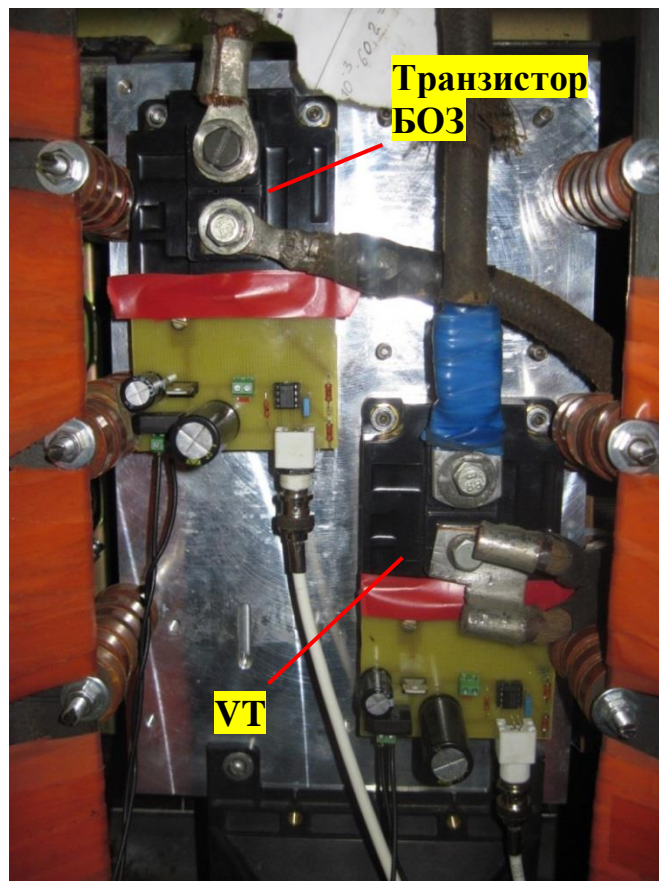


Рисунок А.4 – Блок силових транзисторів

Перевірка працездатності проводилась при частоті роботи перетворювача 490 Гц зі струмами 150, 200, 250 та 300 А. Фіксація та запис даних проводилось на вимірювальному комплексі, основні технічні дані якого приведено у таблиці А.3.

Таблиця А.3 – Основні технічні дані вимірювального комплексу

Найменування вимірювального засобу	Діапазон вхідних (вихідних) значень	Клас точності (відносна похибка)
Датчик струму НОР 800-SB	± 1600 А (± 8 В)	($\leq 2\%$)
Датчик напруги LV 200-AW/2/1600	± 2400 В (± 120 мА)	($\pm 1\%$)
Аналогово-цифровий перетворювач NI 9205	± 10 В, розрядність 16 біт	$6,23 \cdot 10^{-5}$

Схема підключення вимірювального комплексу до схеми взаємного навантаження приведена на рисунку А.5.

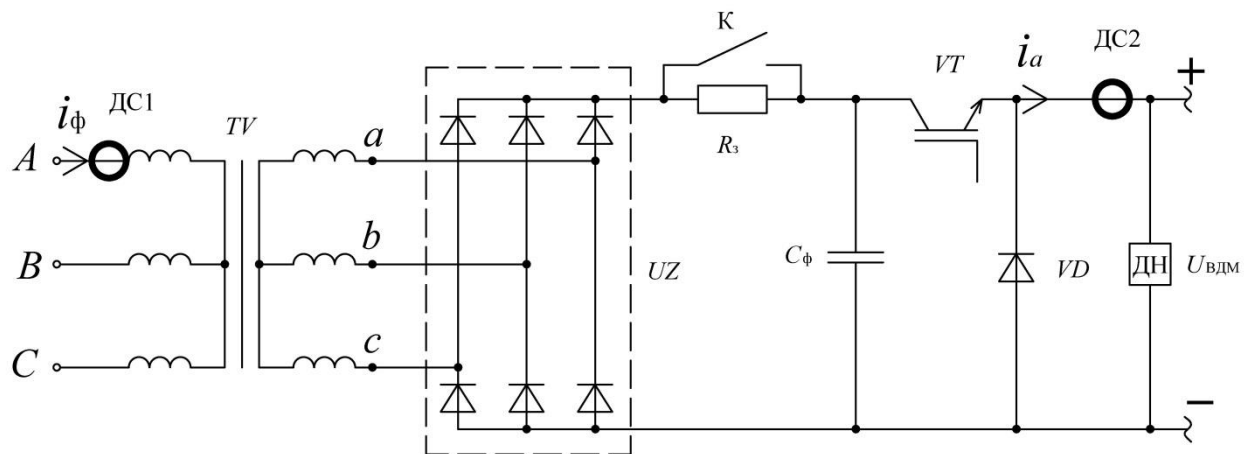


Рисунок А.5 – Схема підключення вимірювального комплексу до елементів силової частини перетворювача схеми взаємного навантаження

На рисунку А.5 зображено:

- ДС1, ДС2 – датчики струму НОР 800-SB для виміру фазного струму первинної обмотки трансформатора i_ϕ та струму якорів випробовуваних машин i_a ;

- ДН – датчик напруги LV 200-AW/2/1600 для виміру напруги джерела живлення $U_{ВДМ}$.

Осцилограми струмів i_ϕ , i_a та напруги $U_{ВДМ}$ зображені на рисунках

А.6 – А.9.

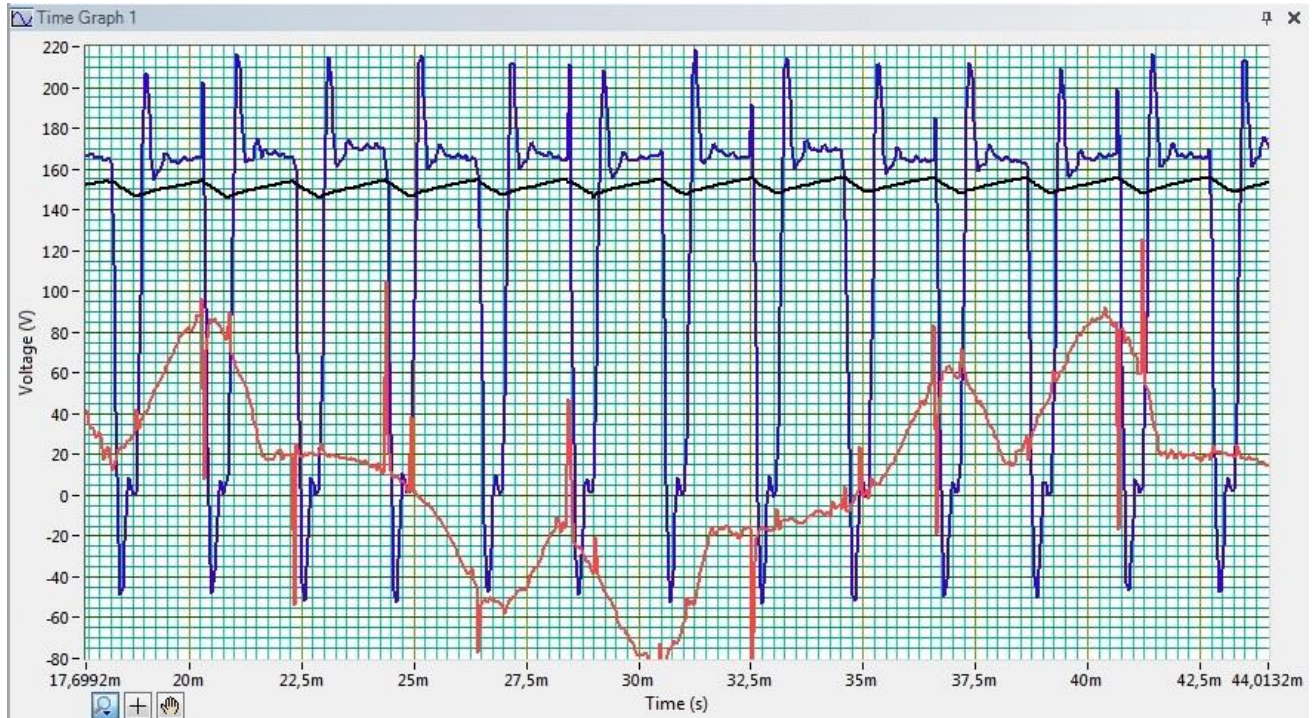


Рисунок А.6 – Осцилограма роботи перетворювача із струмом 150 А

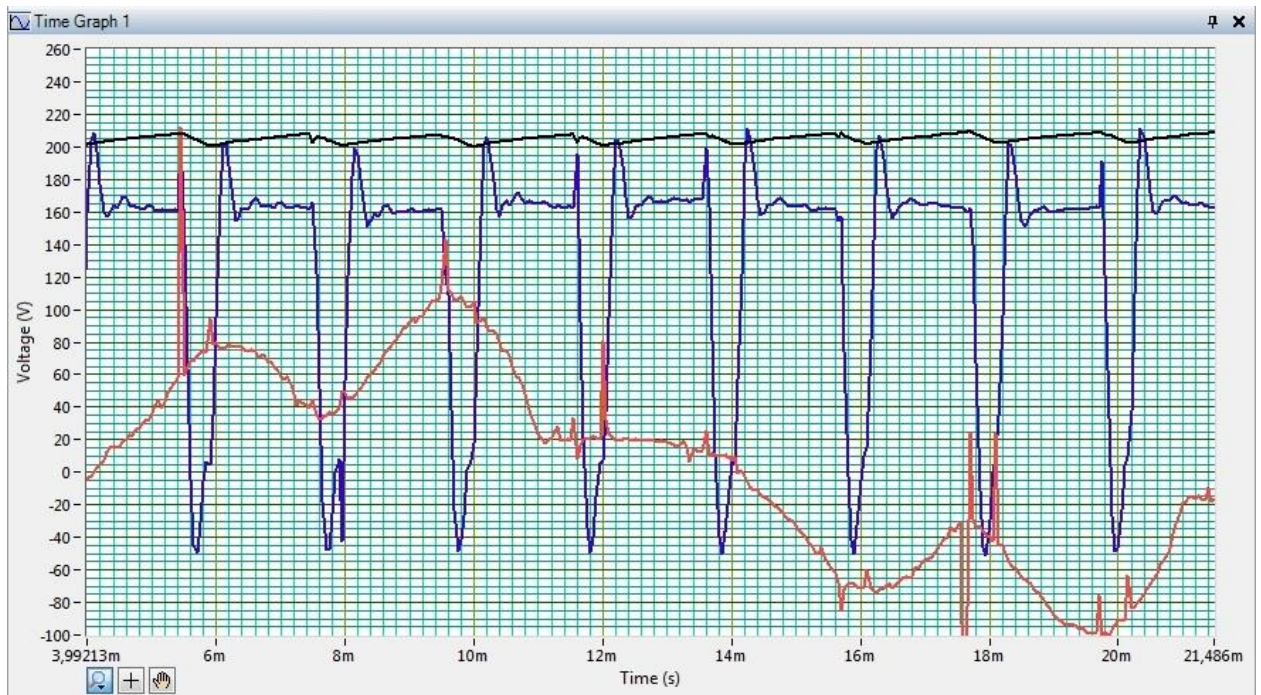


Рисунок А.7 – Осцилограма роботи перетворювача із струмом 200 А

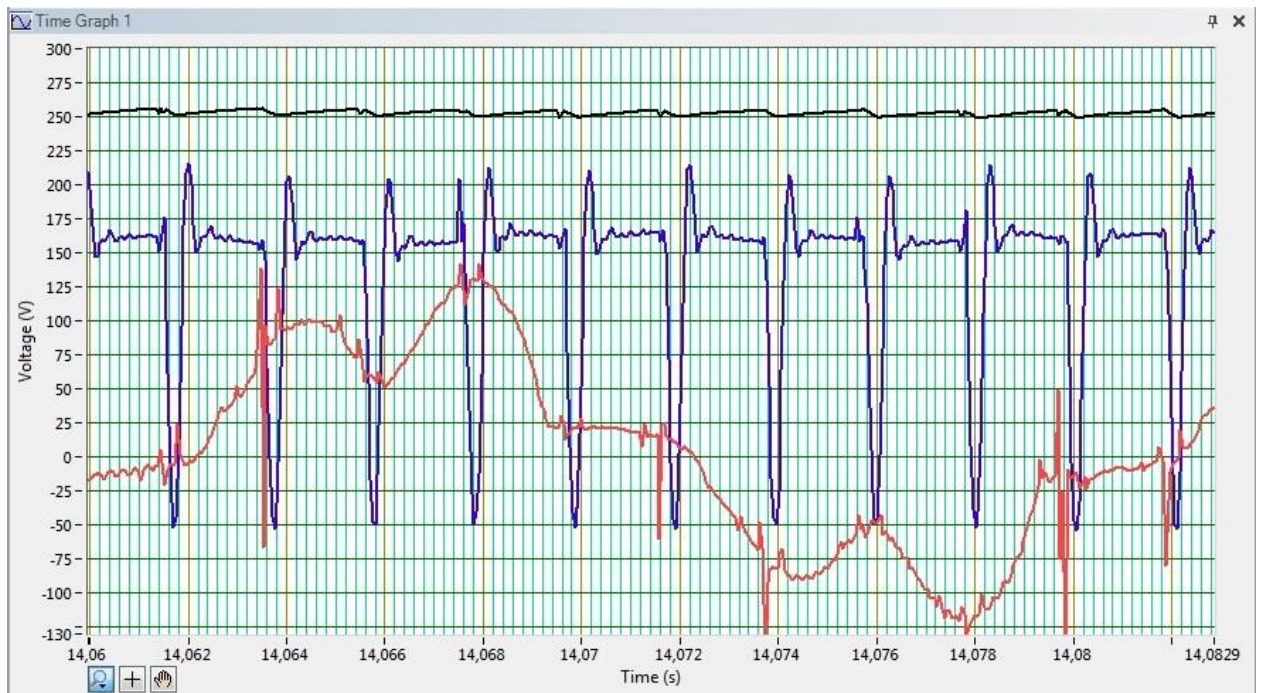


Рисунок А.8 – Осцилограма роботи перетворювача із струмом 250 А

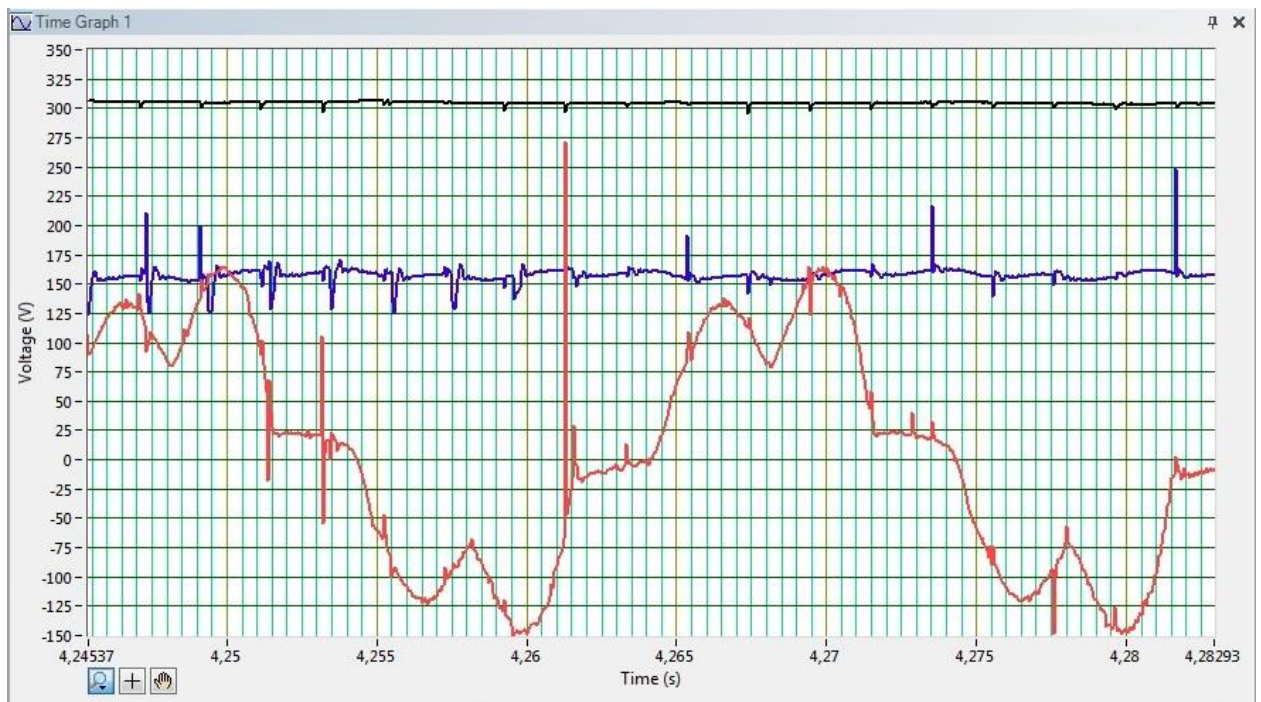


Рисунок А.9 – Осцилограма роботи перетворювача із струмом 300 А

Як видно із осцилограм, перетворювач в повній мірі може забезпечити випробування тягових двигунів типу РТ-51Д у режимі із часовим та пусковим струмом (при підключенні без трансформатора до мережі 380 В). Завдяки модульності конструкції можливо встановлення додаткових силових еле-

ментів і збільшення верхньої границі можливих струмів до 1200 А. Тобто, з'являється можливість проводити випробування в режимі із подвійним часовим струмом майже для всіх типів ТЕД.

Додаток Б

Патенти та авторські свідоцтва



УКРАЇНА



СВІДОЦТВО
про реєстрацію авторського права на твір

№ 74320

Літературний письмовий твір наукового характеру "Методика розрахунку індуктивних параметрів некомпенсованих тягових електродвигунів"
(вид, назва твору)

Автор(и) **Друбецький Антон Юхимович**
(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації 20.10.2017

 Державний секретар Міністерства економічного розвитку і торгівлі України **О. Ю. Перевезенцев**

УКРАЇНА



СВІДОЦТВО
про реєстрацію авторського права на твір

№ 74321

Літературний письмовий твір наукового характеру "Методика розрахунку магнітних характеристик некомпенсованих тягових електродвигунів"
(вид, назва твору)

Автор(и) Друбєцький Антон Юхимович
(повне ім'я, псевдонім (за наявності))

Дата реєстрації 20.10.2017



Державний секретар Міністерства економічного розвитку і торгівлі України О. Ю. Перевезенцев

УКРАЇНА • UKRAINE • УКРАЇНА • UKRAINE • УКРАЇНА • UKRAINE • УКРАЇНА • UKRAINE • УКРАЇНА • UKRAINE • УКРАЇНА • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE • UKRAINE

Додаток В

Акт впровадження результатів дисертаційної роботи в учбовий процес

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Перший проректор

Дніпропетровського національного

університету залізничного транспорту

імені академіка В. Лазаряна

д.т.н, проф.

Б. Є. Боднар

15 лютого 2017 р.



АКТ

використання результатів дисертаційної роботи

Друбецького Антона Юхимовича

на тему: «Удосконалення системи взаємного навантаження тягових двигунів постійного та пульсуючого струму»

Цей акт складено про те, що у навчальному процесі, який ведеться в університеті (дисципліна «Теорія тягового електроприводу» для студентів четвертого курсу спеціальності 6.05070203 «Електромеханіка» спеціалізації «Електротранспорт»), прийняті до використання наукові результати, викладені у кандидатській дисертації Друбецького А.Ю.:

1. Метод розрахунку магнітних характеристик некомпенсованих тягових двигунів постійного та пульсуючого струму.
2. Метод розрахунку індуктивності обмоток тягових двигунів постійного та пульсуючого струму.
3. Автоматизований стенд для випробувань тягових двигунів постійного та пульсуючого струму.

Начальник НВ університету

Л.Є. Андрашко

Декан факультету «УЕП»

д.т.н, проф.

А.М. Афанасов

Завідувач кафедри «ЕРС»

д.т.н, проф.

П. К. Гетьман

ЗАТВЕРДЖУЮ

начальник локомотивного депо

«Нижньодніпровськ-Вузол»

Хитрий О. В.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи Друбецького Антона Юхимовича на тему «Удосконалення системи взаємного навантаження тягових двигунів постійного та пульсуючого струму»

м. Дніпро

30 жовтня 2017 р.

Цей акт складено про те, що результати дисертаційних досліджень Друбецького Антона Юхимовича прийнято до розгляду щодо впровадження у локомотивному депо «Нижньодніпровськ-Вузол».

Найбільш важливими результатами з точки зору доцільності їх впровадження у процес приймально-здавальних випробувань є:

- визначення раціональної схеми джерела живлення для системи взаємного навантаження (СВН) тягових двигунів постійного струму;
- визначення раціональної частоти імпульсного джерела живлення для СВН;
- визначення раціональних параметрів та режимів роботи блоку регулювання збудження СВН.

Головний інженер локомотивного депо
Нижньодніпровськ-Вузол

Боев Є. В.