

Заклад вищої освіти «Подільський державний університет»
Факультет енергетики та інформаційних технологій
Кафедра електротехніки, електромеханіки і електротехнологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

Удосконалення системи управління електроприводом електронавантажувача

Виконав:

здобувач вищої освіти денної форми навчання освітнього ступеня «Магістр», освітньо-професійної програми «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

_____ **Артем ЗАБАЧИНСЬКИЙ**

Керівник: кандидат техн. наук, доцент

_____ **Юрій ПАНЦИР**

Оцінка захисту:

Національна шкала _____
Кількість балів _____ Шкала ECTS _____

Допускається до захисту:

« ____ » _____ 2025 р.

Гарант освітньої програми
«Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
спеціальності 141 «Електроенергетика,
електротехніка та електромеханіка»
кандидат технічних наук, доцент _____

Павло ПОТАПСЬКИЙ

м. Кам'янець-Подільський, 2025 р.

ЗМІСТ

РЕФЕРАТ	6
ВСТУП.....	9
1 Напрямки підвищення рівня енергоефективності електронавантажувачів	11
1.1 Загальні відомості та типи вилючних навантажувачів	11
1.2 Умови роботи навантажувача.....	14
1.3 Вибір електроприводу для електронавантажувача	19
1.4 Порівняння основних характеристик приводів постійного і змінного струму електронавантажувача.....	20
1.5 Шляхи підвищення рівня енергоефективності електронавантажувача	33
2 Електропривод з вентильним двигуном електронавантажувача	40
2.1 Стан питання.....	40
2.2 Аналіз систем електроприводів з вентильними двигунами	41
2.3 Способи управління вентильним двигуном	48
2.4 Математична модель синхронної машини	51
2.5 Математична модель вентильного двигуна	55
2.6 Дослідження статичних режимів роботи вентильного двигуна	65
2.8 Представлення вентильного двигуна як об'єкта автоматичного управління	71
3 Дослідження впливу способів управління на рівень енергоефективності вентильного двигуна	77
3.1 Гармонічний аналіз струмів і напруги	77
3.2 Оцінка якості перетворення енергії перетворювачами і визначення раціонального закону управління.....	83
4 Оптимальне управління електроприводом з вентильним двигуном електронавантажувача	88
4.1 Моделювання системи автоматичного регулювання вентильним двигуном з підпорядкованим керуванням	88
4.2 Моделювання системи автоматичного регулювання вентильним двигуном з fuzzy-регулятором швидкості.....	100
5. СТАРТАП ПРОЕКТ ВИКОРИСТАННЯ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ МОДУЛІВ ДЛЯ ЗАРЯДУ АКУМУЛЯТОРІВ ЕЛЕКТРОНАВАНТАЖУВАЧА	105

5.1 Обґрунтування актуальності та новизна інноваційної ідеї стартап-проекту	105
5.2 Аналіз конкурентного середовища.....	106
5.3 Обґрунтування ресурсного забезпечення проекту	107
5.6 Оцінка ефективності впровадження стартап-проекту та пропозиції інвестору	116
Загальні висновки.....	121
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	121

АНОТАЦІЯ

Роботу присвячено дослідженню оптимізації системи керування регульованим електроприводом електронавантажувача.

Представлені шляхи покращення енергетичних показників систем електропривода електронавантажувачів на базі двигуна змінного струму. Розглянуті напрямки підвищення рівня енергоефективності електронавантажувачів, проведено дослідження електроприводу з вентильним двигуном електронавантажувача, проаналізовано способи керування вентильним двигуном та вибрано енергоефективний, який полягає в підтриманні сталої величини кута запасу δ перетворювача на мінімальному рівні. Удосконалено систему керування електропривода електронавантажувача, шляхом використання двигуна постійного струму з регулятором швидкості з нечіткою логікою та за рахунок третього закону керування ВД.

SUMMARY

The paper is devoted to the study of optimization of the control system for an adjustable electric drive of an electric forklift.

The purpose of the work is to improve the energy performance of electric drive systems based on AC motors. The directions of increasing the level of energy efficiency of electric forklifts are considered, the electric drive with the valve motor of the electric forklift is investigated, the ways of control of the valve engine are analyzed and the energy efficient is selected, which consists in maintaining a constant magnitude of the reserve angle δ of the converter at the minimum level. The control system of the electric forklift truck electric motor has been improved by the use of a DC motor with a speed controller with fuzzy logic and due to the third law of VD control.

РЕФЕРАТ

ЗАБАЧИНСЬКИЙ А.Ю. «Удосконалення системи управління електроприводом електронавантажувача» // Магістерська робота. ЗВО «ПДУ», 2025 – 126 с.

Метою роботи є покращення енергетичних показників систем електропривода електронавантажувачів на базі двигуна змінного струму. Розглянуті напрямки підвищення рівня енергоефективності електронавантажувачів, проведено дослідження електроприводу з вентильним двигуном електронавантажувача, проаналізовано способи керування вентильним двигуном та вибрано енергоефективний, який полягає в підтриманні сталої величини кута запасу δ перетворювача на мінімальному рівні. Удосконалено систему керування електропривода електронавантажувача, шляхом використання двигуна постійного струму з регулятором швидкості з нечіткою логікою та за рахунок третього закону керування ВД.

За результатами досліджень віртуальних моделей ВД з підпорядкованим керуванням та з використанням ПІ-регулятора з нечіткою логікою вибрано модель з fuzzy-регулятором швидкості, оскільки підтримання сталої величини кута запасу δ на мінімальному рівні потребує переналагодження параметрів регуляторів. Отже для побудови енергоефективного привода електронавантажувача доцільне використання в регуляторах швидкості нечіткої логіки. Також на основі результатів зроблені відповідні висновки і надані рекомендації.

Ключові слова: вентильний двигун, енергоефективність, електропривод, електронавантажувач, нечітка логіка.

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ, ТЕРМІНІВ, СИМВОЛІВ, ПОЗНАЧЕНЬ

ККД – коефіцієнт корисної дії;
ВД – вентильний двигун;
СД – синхронний двигун;
АД – асинхронний двигун;
ЧРП - частотно-регульований привод;
ЕМС – електромеханічна система;
ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;
СДПМ – синхронний двигун з постійними магнітами;
ВГ – вищі гармоніки;
АФ – активні фільтри;
АКБ - акумуляторна батарея;
СК – синхронний компенсатор;
ККП – коректор коефіцієнта потужності;
ДПР - датчик положення ротора;
СІФУ - системи імпульсно-фазового управління;
СМ – синхронна машина;

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасною тенденцією розвитку електропривода електронавантажувачів є все більше застосування синхронних машин з постійними магнітами, що живляться від вентильних перетворювачів частоти з інверторами струму керованих за положенням ротора - вентильних двигунів (ВД).

ВД найбільш перспективний тип електропривода змінного струму для електронавантажувачів, у якому регулювання швидкості і моменту обертання здійснюється напругою, що підводиться, струмом збудження і кутом випередження включення вентилів при самокеруванні за частотою живлення [1]. Він має регулювальні якості машин постійного струму і надійність систем змінного струму.

Технологічні досягнення силової електроніки дозволили створити нові прилади, що мають властивості повністю керованих ключів з високими рівнями комутованих струмів при малих втратах, незначних потужностях управління і часі перемикання. Такими приладами є біполярні транзистори з ізольованим затвором IGBT та комутовані за управляючим електродом тиристори IGCT, які знаходять широке застосування в електроприводах, що живляться від низьковольтних джерел. Тому тема магістерської дисертації «Оптимальне керування електроприводом електронавантажувача з вентильним двигуном» є актуальною.

Мета магістерської дисертації. Покращення енергетичних показників систем електропривода електронавантажувачів на базі синхронного двигуна з постійними магнітами.

Задачі магістерської дисертації:

- провести аналіз існуючих сучасних систем електроприводів електронавантажувачів та вибрати енергоефективний.
- дослідити енергетичні показники електроприводу з вентильним двигуном електронавантажувача.

- розробити засади оптимального управління електроприводом з вентильним двигуном електронавантажувача.
- дослідити вплив способів управління на рівень енергоефективності вентильного двигуна.
- провести дослідження статичних та динамічних режимів роботи ВД за допомогою віртуальних моделей в середовищі MATLAB.

Об'єктом дослідження є електромеханічні, електромагнітні та енергетичні процеси в системах електропривода електронавантажувача з вентильним двигуном на постійних магнітах.

Предметом дослідження є системи керування синхронними двигунами з постійними магнітами електронавантажувачів.

Методи дослідження. В основу досліджень покладені методи теорії оптимального керування для розробки алгоритмів керування електроприводу електронавантажувача з ВД, метод математичного моделювання для аналізу систем керування на математичних моделях, експериментальні дослідження для перевірки адекватності математичних моделей та результатів, одержаних аналітичними методами.

1. НАПРЯМКИ ПІДВИЩЕННЯ РІВНЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОНАВАНТАЖУВАЧІВ

1.1 Загальні відомості та типи виловних навантажувачів

В Україні виловні навантажувачі з двигуном внутрішнього згорання більш популярні, ніж їх аналоги з електроприводом. Однак так справа йде далеко не скрізь. В останнє десятиліття у багатьох країнах, особливо європейських, різко посилюються вимоги до поліпшення умов роботи людей з автотранспортною технікою, наприклад, у відношенні рівнів шуму та вібрації, змісту вихлопних газів, запаху. Величезною проблемою у всьому світі стало і забруднення навколишнього середовища, пов'язане зі збільшенням кількості транспортних засобів. Ефективно вирішити ці питання дозволяють машини з електричним приводом, альтернативи яким в цілому ряді областей, наприклад, при виробництві та зберіганні харчових продуктів, ліків, в приміщеннях з підвищеною пожежо- і вибухонебезпечністю, не існує. Важливий чинник – кількість енергії, споживаної двигуном навантажувача. В останні роки спостерігається значне зростання цін на енергоносії на основі нафти, що все більше схиляє вибір споживача на користь електронавантажувача. Цілий ряд незаперечних переваг цього типу техніки можна виявити при більш докладному розгляді особливостей його роботи.

Шуми. Величина шуму на відстані 10 м від працюючого бензинового (дизельного) автонавантажувача становить 90 фонів. Це відповідає рівню шуму в машинному відділенні, при якому важко навіть розмовляти. При роботі акумуляторного навантажувача він знижується до 60 фонів, що відповідає тиші на рівні звичайного робочого відділення.

Відпрацьовані гази і запах. У відпрацьованих газах бензинового автонавантажувача містяться вуглекислий газ CO₂, чадний газ CO, вуглеводень HC, оксид азоту NO₂, оксид сірки SO₄ та інші шкідливі компоненти. В особливості шкідливий чадний газ, який справляє негативний вплив на людину, а при певній концентрації можливий летальний наслідок.

При використанні на складі бензинових автотранспортувачів вихлопні гази і запах накопичуються в приміщенні, отруюючи повітря. У таких випадках згідно з Правилами безпеки та гігієни потрібно проводити періодичну примусову вентиляцію, що можливо далеко не скрізь. Крім того, струмінь вихлопних газів піднімає пил, що додатково забруднює повітря в приміщеннях. При роботі чотиритактного дизельного двигуна робочим об'ємом 3000 см^3 з частотою обертання 1500 хв^{-1} об'єм вихлопних газів становить 4500 л в хвилину, причому на частку CO в них припадає $0,9 \dots 1,35 \text{ л}$. За годину в приміщення викидається $54 \dots 81 \text{ л}$ чадного газу, за 8 год - $430 \dots 650 \text{ л}$. Якщо навантажувач працює в замкнутому просторі, концентрація CO стає досить високою.

Акумуляторний навантажувач не забруднює навколишнє середовище, а значить, оптимальний для роботи в закритому приміщенні або в недостатньо добре провітрюваних місцях відкритих майданчиків.

Застосування на заморожувальних і холодильних складах. Зараз все більше магазинів обладнуються холодильними установками, росте число заморожувальних і холодильних складів, призначених в основному для зберігання і переробки харчових продуктів – м'яса, риби, молока. Їх робочі приміщення повністю герметизовані, а тому виключено застосування бензинових або дизельних автотранспортувачів, які активно генерують вихлопні гази і запах і є джерелами тепла.

Приблизно така ж ситуація на підприємствах і складах фармацевтичних та лікарських препаратів. Проблему в таких випадках вирішують, використовуючи акумуляторні автотранспортувачі. В даний час багато виробників вже серійно випускають різні моделі акумуляторних автотранспортувачів в специфікаціях для холодильних складів не тільки зі звичайною для них температурою до $-25 \text{ }^\circ \text{C}$, але і для роботи в умовах глибокої заморозки продуктів ($-45 \dots -55 \text{ }^\circ \text{C}$).

Порівняння витрат енергії. У таблиці 1.1 наведено порівняння добових витрат енергії 1,5-тонним бензиновим і акумуляторним навантажувачами при усереднених робочих умовах.

З наведених даних випливає, що добові витрати на енергоносії у акумуляторного автотранспорту приблизно рівні 0,1 аналогічних витрат у бензинового автотранспорту. Таке ж порівняння можна провести і для дизельних автотранспорту, що працюють в різних режимах.

Таблиця 1.1 – Порівняння енергетичних витрат різних типів автотранспорту

Двигун	Бензиновий	Дизельний	Газовий	Акумуляторний
Енергоносії	Бензин АИ92	Дизпаливо	Пропан	Електроенергія
Одиниця виміру	Л	Л	Л	кВт·год
Вартість одиниці енергоносія, грн	28	20	12	0,70
Витрата енергоносія	5,5	5	5	3,4
Тривалість робочої зміни, час	8	8	8	8
Вартість витрат на енергоносії на добу, грн	1232	800	480	19,04

З таблиці видно, що добові витрати на електроенергію для акумуляторного автотранспорту в Україні складають приблизно 0,1 затрат на паливо для дизельного автотранспорту. Треба враховувати й те, що витрата палива в двигуні внутрішнього згорання з часом тільки збільшується, а потужність, споживана на зарядку батареї, залишається постійною. Крім того, термін служби сучасних акумуляторів, якими комплектують електротранспорту, при правильній експлуатації складає 8 ... 10 років.

Підрахуємо тепер різницю у витратах на енергоносії за рік. Припустимо, що в році 300 робочих днів. Тоді річний витрата для різних типів автотранспорту складе:

для бензинового автотранспорту:

$$5,5 \text{ л} \cdot 8 \text{ год} \cdot 300 \text{ днів} = 13\,200 \text{ л/год};$$

$$13\,200 \text{ л} \cdot 28 \text{ грн./л} = 369\,600 \text{ грн.};$$

для дизельного автотранспорту:

$$5 \text{ л} \cdot 8 \text{ год} \cdot 300 \text{ днів} = 12\,000 \text{ л};$$

$$12\,000 \text{ л} \cdot 12 \text{ грн./л} = 144\,000 \text{ грн.};$$

для електротранспорту:

$$3,4 \text{ кВт} \cdot \text{год} \cdot 8 \text{ год} \cdot 300 \text{ днів} = 8160 \text{ кВт}$$

$$8160 \text{ кВт} \cdot 0,70 \text{ грн./кВт} = 5720 \text{ грн.}$$

Подібним чином можна визначити витрати при двозмінній роботі.

У цьому розрахунку використані тільки витрати на паливо без обліку технічного обслуговування, вартість якого приблизно однакова для всіх типів навантажувачів. Таким чином, з урахуванням того, що експлуатаційні витрати на техобслуговування «механіки» навантажувачів приблизно однакові, з наших розрахунків випливає, що використання одного електричного навантажувача замість дизельного в середньому дозволяє заощадити 5300 USD в рік. Враховуючи те, що 1,5-тонний електротранспорту з акумуляторною батареєю стандартної ємності (390 ... 460 А • год) і укомплектований зарядним пристроєм зазвичай всього на 3 ... 5 тис. USD дорожче свого дизельного аналога, різниця в ціні окупиться вже за рік. Термін служби батарей кращих виробників 10 років, в окремих випадках вони працюють до 17 років. Таким чином, протягом усього терміну служби навантажувач з електроприводом не вимагатиме яких-небудь додаткових витрат у порівнянні з дизельним або бензиновим навантажувачем, крім витрат на ТО і поточний ремонт. Більш того, деякі останні моделі електротранспорту з живленням від акумуляторів напругою 72 В можуть практично безперервно експлуатуватися від однієї підзарядки (з годинною підзарядкою в обідню перерву) до 22 год, тобто цілком придатні для двозмінної роботи і не вимагають придбання додаткової батареї.

1.2 Умови роботи навантажувача

Від конкретних умов експлуатації, тобто від того, чи буде навантажувач працювати в закритому чи відкритому приміщенні, доведеться йому виїжджати

з приміщення на вулицю, особливо в холодну пору року і т.д. перш за все і буде залежати, який тип двигуна потрібний вашому навантажувачу.

Як відомо, двигун є найважливішим компонентом, серцем машини і його характеризує цілий ряд параметрів (особливо, це стосується ДВС),

- рівень шуму;
- економічність;
- екологічність;
- номінальна вихідна потужність;
- номінальний крутний момент;
- обсяг двигуна.

Як правило, на відкритих майданчиках використовують дизельні або бензинові навантажувачі (автонавантажувачі), їх же іноді застосовують і в добре провітрюваних приміщеннях з високими стелями. Електронавантажувачі живляться від акумуляторної тягової батареї і частіше застосовуються в закритих приміщеннях. Оскільки електрика - значно більш чистий енергоносіє, ніж рідке або газоподібне паливо, ці навантажувачі використовуються значно частіше, ніж дизельні, в країнах Європи (у зв'язку з прийнятими там більш жорсткими нормативами з екології та охорони навколишнього середовища).

Останнім часом на зміну двигунів, що працюють на постійному струмі, прийшли асинхронні та синхронні двигуни змінного струму. Основною особливістю асинхронного приводу є те, що постійний струм, створений тягової акумуляторною батареєю, у них спочатку перетворюється на змінний і лише після цього подається на обмотку електродвигуна. У результаті в таких конструкціях відпадає необхідність у щітковому вузлі, а тому і в заміні щіток.

Крім того, перевагами асинхронного двигуна є:

- герметичність конструкції, що виключає можливість потрапляння у двигун вологи, бруду та пилу (навантажувач з таким приводом може працювати в найважчих умовах);
- знижений знос завдяки автоматичного регулювання частоти обертання і зменшення кількості тертьових деталей;

- велика потужність і знижене енергоспоживання;
- можливість автоматичного гальмування при відпусканні педалі газу, як на прямий, так і на похилій площині (гарантія проти самовільного відкату навантажувача).
- частота обертання і крутний момент можуть регулюватися незалежно один від одного, що дозволяє здійснювати плавний розгін і гальмування
- електродвигуном при використанні однієї тільки педалі газу.

В даний час електронавантажувачі з приводом змінного струму випускаються всіма провідними виробниками навантажувачів. Передбачається, що роль цих агрегатів в техніці в найближчому майбутньому збільшиться ще більше: за різними оцінками частка регульованих приводів змінного струму до 2011 року складе від 66 до 97% всього ринку регульованих приводів.

Важливим чинником при виборі навантажувача є також і маршрут перевезення:

- довжина траси,
- наявність підйомів і поворотів, рамп, спусків,
- ширина проїзду,
- розміри стелажів,
- наявність сторонніх предметів над проходом (лампи, металоконструкції).

При роботі з не дуже важкими вантажами, у вузьких проходах і на невисоких швидкостях зазвичай використовуються більш маневрені триколісні електронавантажувачі.

У разі необхідності вести роботи на підвищених швидкостях і з більш важкими вантажами застосовують чотириколісні автонавантажувачі, відрізняються більшою стійкістю.

Аналіз маршруту в сукупності з умовами роботи підкаже, чи потрібен навантажувачу сигнал заднього ходу, додаткова освітлювальна апаратура та інші опції, які зазвичай доводиться оплачувати додатково.

Для визначення продуктивності в конкретних умовах розраховують за операціями цикл роботи, який виражається графіком (рис. 1.1), де 1 – підхід до пакету; 2 - нахил вантажопідійомника вперед, 3 - опускання вил; 4 - захоплення пакета; 5 – підйом пакету на 0,3 м; 6 – нахил вантажопідійомника назад; 7 – рух заднім ходом з поворотом на 90; 8 – пересування з вантажем; 9 – нахил вантажопідійомника до вертикального положення; 10 – підхід до місця укладання пакета; 11 – опускання пакета; 12 – пересування заднім ходом з поворотом на 90 °; 13 – пересування без вантажу; 14 – нахил вантажопідійомника назад.

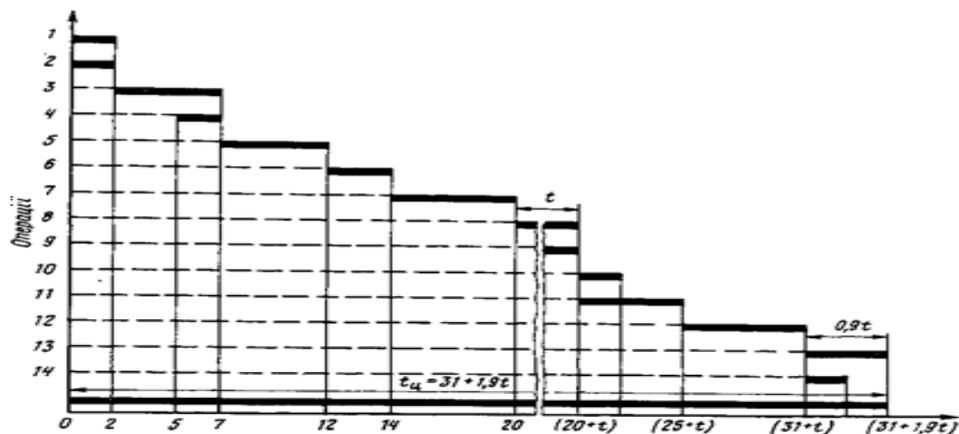


Рисунок 1.1 – Цикл роботи електронавантажувача

Тривалість циклу залежить від витрат часу в основному на захоплення вантажу, установку його на місце, на пересування з вантажем і без нього. При роботі без заміни вантажозахоплювального пристосування тривалість двох перших операцій у середніх умовах практично постійна. Виняток становлять випадки захоплення вантажу і встановлення на місце в обмежених умовах, зокрема, поряд з дверима в критому вагоні. Установка в цих умовах ящикового піддона або пакета, навіть за наявності у навантажувача механізму поперечного зміщення вил, займає 1–2 хв. Час встановлення на підлозі вагона інших піддонів 18–20 с. Розміщення піддонів на підлозі в складі займає приблизно такий же час. Для піддонів, встановлюваних у другий ярус, зазначений час збільшується в середньому на 20 с, а для встановлюваних в третій ярус на 40 с. Захоплення піддонів вилами в аналогічних умовах займає приблизно такий же час.

Для забезпечення найкращих умов роботи навантажувача необхідно також враховувати тип диференціалу ведучих коліс. Розглянемо можливі варіанти (рис.1.2):

- 1) Модель з одним двигуном змінного струму та механічним диференціалом (рис.1.2 а)
- 2) Модель з одним двигуном змінного струму та механічним диференціалом (рис.1.2 б)
- 3) Модель з двома двигунами змінного струму (рис.1.2 в)

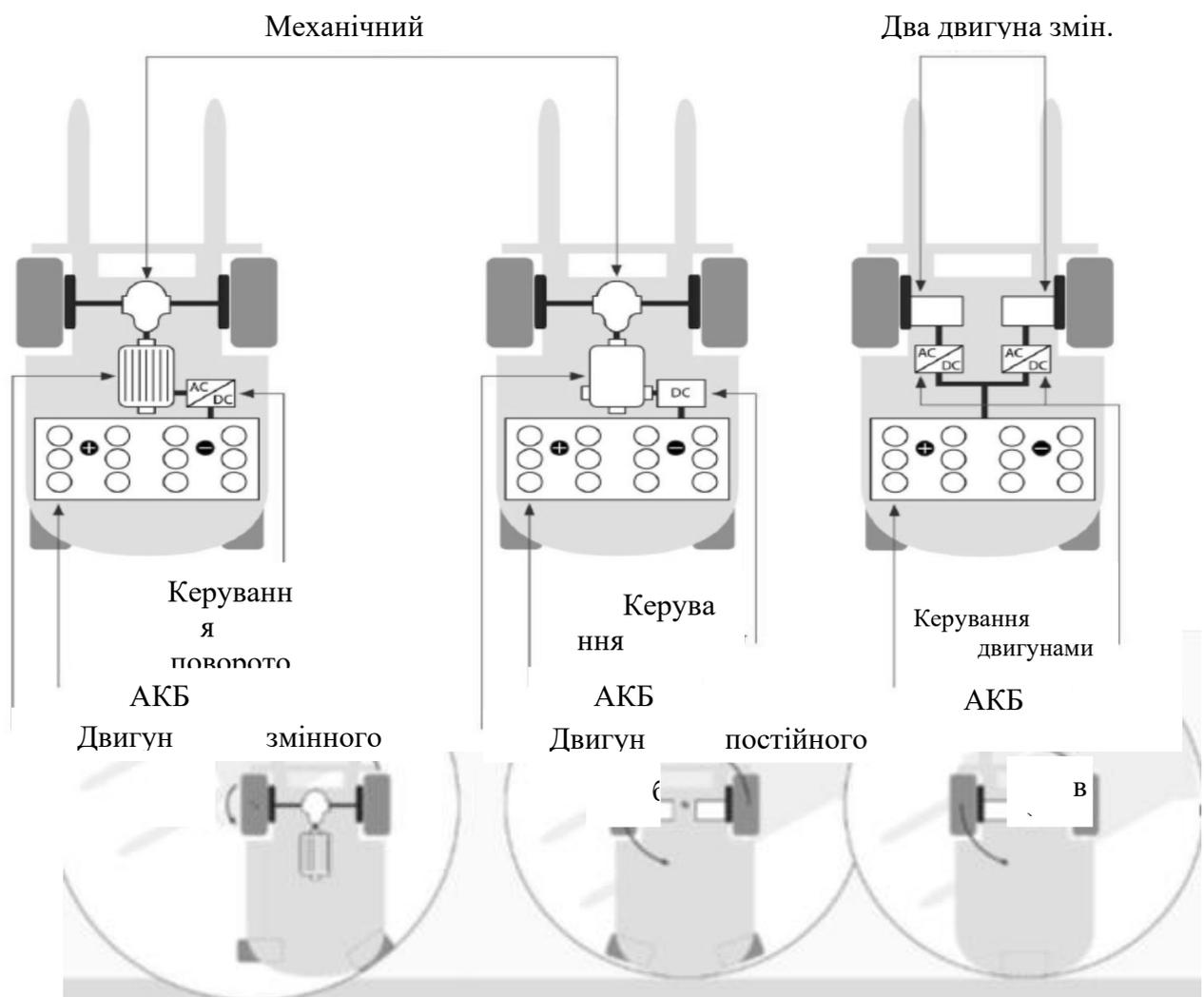


Рисунок 1.2 – Варіанти диференціалів ведучих коліс електронавантажувача

В залежності від потрібних умов їзди обирається один з даних типів диференціалів. Система з двома двигунами дає більшу мобільність та зручність керування. При використанні даної системи навантажувач може розгоратися на місті (рис. 1.3). В той час як системи з механічним диференціалом такої

можливості не мають. Отже, якщо при керуванні навантажувачем де є важливим кожний сантиметр, доцільніше буде використання саме систем з двома двигунами змінного струму.

1.3 Вибір електроприводу для електронавантажувача

Для початку проаналізуємо два основні типи електроприводів, котрі були передовими до теперішнього часу, знайдемо їх головні переваги, недоліки та рішення щодо покращення їх роботи.

Силові статичні перетворювачі на базі мікропроцесорів, що застосовуються як в приводах змінного, так і постійного струму, в даний час досягли дуже високого технічного рівня, який (в допустимих технологічних межах) у більшості програм дозволяє використовувати електропривод змінного струму, там де раніше застосовувався привід постійного струму. Однак, традиційний привід постійного струму (1-а й 4-х квадрантний) продовжує відігравати важливу роль, особливо в тих додатках, де потрібно забезпечити високодинамічні режими з постійним моментом обертання, жорсткими вимогами по перевантажувальній здатності в широкому діапазоні швидкостей і рекуперацію енергії назад у мережу.

Перше, що треба зробити, це об'єктивно оцінити варіанти, відомих регульованих приводів, які технічно відповідають вимогам прикладної задачі / процесу. Головними критеріями цієї оцінки повинні бути:

1. Сукупна вартість регульованого приводу і необхідного додаткового обладнання.
2. Поточні експлуатаційні витрати: обслуговування, виробничі витрати, ККД, необхідна площа розміщення.
3. Технологічні та інноваційні аспекти: динамічний відгук, час розгону; 4-х квадранті операції; аварійний стоп, масо-габаритні характеристики.

4. Експлуатаційна надійність, придатність приводів: відповідність міжнародним вимогам і стандартам IEC, ГОСТ Р, EN, CE-EMC; CSA, UL, і т.д.; умови навколишнього середовища; ступінь захисту корпусу; ремонт "по-місцю".
5. Вплив на зовнішнє середовище: спотворення мережевої напруги ЕМС.
6. Необхідний простір для перетворювача і двигуна.
7. Відведення тепла.

1.4 Порівняння основних характеристик приводів постійного і змінного струму електронавантажувача

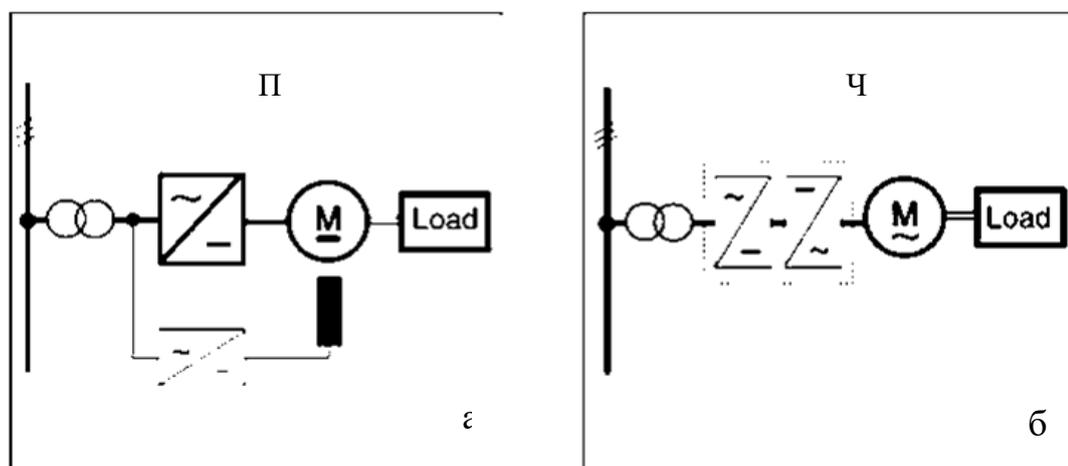
Порівняння проводиться між 6-пульсними 3-фазними тиристорними приводами постійного струму з незалежним збудженням (далі званими ППС), 3-фазними електроприводами змінного струму на базі перетворювача частоти з широтно-імпульсною модуляцією і асинхронного двигуна (далі званими ЧРП – частотно регульований привод) та вентильного електропривода в наступних типових категоріях:

ППС : $P = 11 \text{ kW} \dots 5200 \text{ kW}$; $U = 200 \text{ V} \dots 1190 \text{ V}$

ЧРП : $P = 0.75 \text{ kW} \dots 2000 \text{ kW}$; $U = 380 \text{ V} \dots 690 \text{ V}$

Привод з ВД: $P = 1 \text{ kW} \dots 3000 \text{ kW}$; $U = 380 \text{ V} \dots 690 \text{ V}$

На рисунку 1.4 схематично зображені привод постійного струму (рис.1.4 а) та частотно регульований привод (рис.1.4 б) та привод з вентильним двигуном (рис.1.4 в).



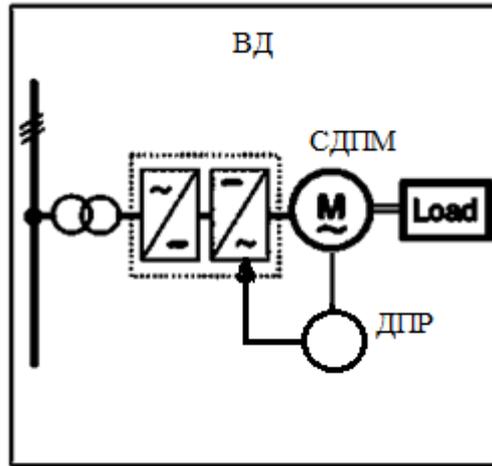


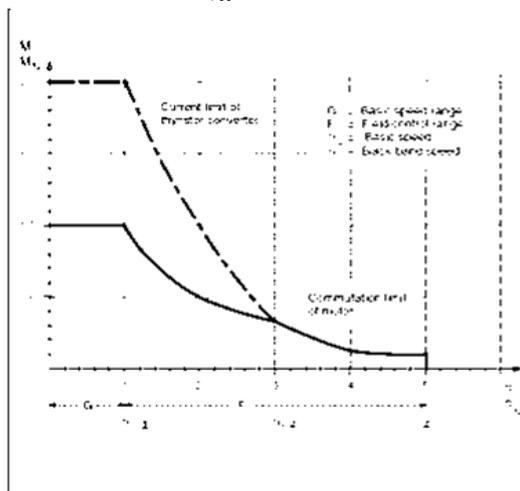
Рисунок 1.4 – Схеми ППС, ЧРП та приводу з ВД

На перший погляд істотних відмінностей між цими приводами не так і багато, проте, при більш детальному розгляді, виявляються характерні особливості приводів і відмінність фізичних принципів функціонування. Далі в статті розкриваються аспекти відмінності приводів за наступними пунктами:

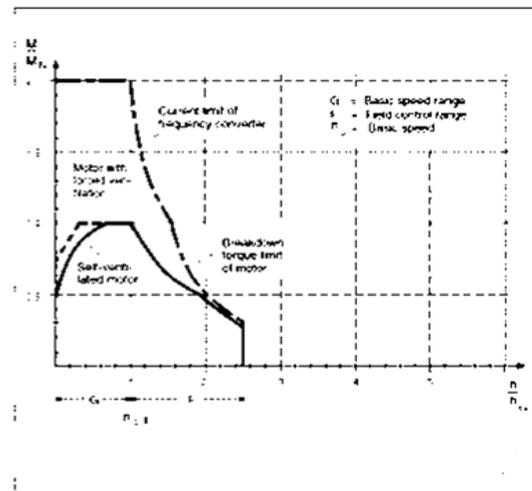
- характеристики двигунів, як електромеханічних перетворювачів;
- характеристики перетворювач B ктричної енергії;
- вплив на зовнішнє середовище;

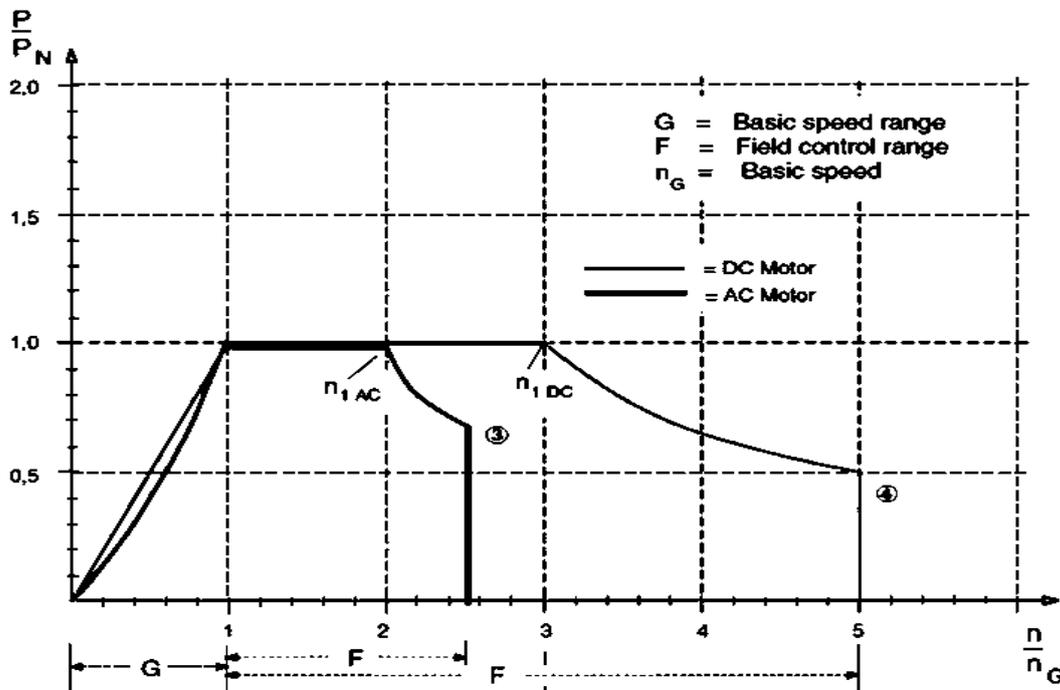
Відмінності між двигунами постійного і змінного струму. Розглянемо механічні характеристики приводів постійного струму та частотно регульованих приводів змінного струму (рис.1.5). Зазвичай у ППС використовується

Механічні характеристики приводів



Механічні характеристики частотно регульованих приводів





незалежна вентиляція (десь у 85% регульованих приводів до 250 kW) гарантує хороший відвід тепла від ротора двигуна постійного струму у всьому діапазоні швидкостей, а у ЧРП, зазвичай використовується самовентиляція (десь у 90% регульованих приводів до 250 kW) в стандартних асинхронних двигунах, яка не є ефективною у всьому діапазоні швидкостей. На низьких швидкостях відвід тепла фактично не можливий.

Рисунок 1.5 – Механічні характеристики ППС та ЧРП

Типові застосування ППС – це установки, що вимагають забезпечення постійного моменту в широкому діапазоні швидкостей: волочильні стани, поршневі компресори, підйомні механізми, канатні дороги, екструдери (рис.1.5 а). В той час як ЧРП застосовують в установках зі зниженим моментом на низькій швидкості, відповідні характеристики на рис.1.5 б: насоси, вентилятори, та ін. з квадратичною залежністю навантаження від швидкості.

Рисунок 1.6 – Характеристики відношення потужності і швидкості в режимі S1 двигунів постійного та змінного струму

Розглядаючи характеристики відношення потужності і швидкості в режимі S1 двигунів постійного та змінного струму (рис.1.6) маємо:

1) На відміну від стандартного асинхронного двигуна з фіксованою базовою (номінальною) частотою обертання (синхронні швидкості 3000/1500/1000 / ... об /хв на 50 Гц), двигун постійного струму може бути спроектований з базовою частотою обертання в діапазоні приблизно від 300 до 4000 об/хв для кожної робочої точки.

2) В залежності від типорозміру двигуни постійного струму можуть мати область роботи з ослабленням поля 1: 3 або 1: 5.

3) Обмеження потужності пов'язане з максимальним моментом асинхронного двигуна, який зменшується обернено квадрату швидкості ($1/n^2$).

4) Обмеження потужності пов'язане зі зменшенням комутаційної здатності колекторного двигуна постійного струму.

Порівняння робочих характеристик двигунів показує, що двигун постійного струму вигідніше ДЗС лише при тривалій роботі на низьких швидкостях і для широкого діапазону швидкостей при постійній потужності. Перевантажувальна здатність в короткочасному режимі залежить не тільки від параметрів двигуна, але у великій мірі від характеристик перетворювача частоти / тиристорного перетворювача.

Чим ширше діапазон швидкостей, в якому двигун може видати максимальну потужність, тим він краще може бути адаптований до процесів, що вимагає забезпечення постійного моменту у всьому діапазоні швидкостей.

Типорозміри, моменти інерції і час розгону. Основні технічні відмінності двигунів постійного та змінного струму, методи формування магнітного потоку

і розсіювання втрат потужності також зумовлюють різні розміри (висоту осі обертання вала H) і момент інерції ротора (J_{rotor}), при одному і тому ж номінальному моменті обертання двигуна.

Двигуни постійного струму мають значно меншу висоту осі обертання H і масу ротора, ніж асинхронні двигуни, і отже володіють більш низьким моментом інерції ротора J_{rotor} , що є суттєвою перевагою в високодинамічних застосуваннях, таких як випробувальні стенди, летючі ножиці, і реверсивні приводи, так як це впливає на час розгону і динамічний відгук двигуна в 4-х квадрантних додатках (в рухових і гальмівних режимах).

Широкий діапазон швидкостей при постійній потужності (робота з ослабленням поля або діапазон регулювання збудження). Для спеціалізованих приводних додатків, як привід намотувальника і розмотувачі, випробувальний стенд, лебідка і т.д., потрібно дуже широкий діапазон швидкостей при постійній потужності. У цьому випадку, традиційний режим роботи з ослабленням поля двигуна постійного струму з незалежним збудженням є особливо економічно ефективним. Це означає: широкий діапазон швидкостей, при якому двигун може видавати максимальну потужність (довжина горизонтальної лінії характеристики на рис.1.6 від n_G до n_1), потрібно менший запас по потужності двигуна $P_{\text{max}}(\text{motor}) / P_{\text{max}}(\text{load})$.

Обслуговування двигуна. В даний час, в залежності від складності додатка, ресурс щіток двигуна постійного струму становить, приблизно, 7000 ... 12000 годин, завдяки сучасному колекторному вузла, вуглецевих щіткам і оптимізованому полю збудження. Але усе це – додаткові витрати коштів і часу на їх обслуговування, в той час як двигуни змінного струму цього не потребують.

Ступінь захисту двигуна. Історично склалося так, що починаючи з 20-х років, двигуни постійного струму розроблялися в основному для регульованих приводів, що зумовило застосування в них внутрішньої форсованої незалежної вентиляції (прим. в 85% двигунів до 250 kW). Стандартні вентильні двигуни активно почали застосовуватися в 70-х/80-х роках і в більшості своїй (прим. 90% до 250 kW) вироблялися з поверхневою самовентиляцією, так як частотно-

регульовані приводи тоді не були широко поширені. Фактично всі вентильні двигуни потужністю, прим. до 1400 kW мають ступінь захисту IP 54, як стандарт, завдяки їх простій і міцній конструкції. Для експлуатації в зонах з підвищеною небезпекою, практично виключно використовуються вибухозахищені вентильні двигуни. Вентильний двигун відіграв для себе провідну позицію і довів свою ефективність в тих секторах промисловості, які характеризуються агресивними умовами навколишнього середовища, високим ступенем забрудненості та запиленості.

Маса і місце для установки двигуна. Більш низькі маса і габарити вентильних двигунів в порівнянні з асинхронними двигунами та ДПС особливо важливі для додатків, де двигун повинен переміщатися разом з вантажем (напр., для великих підйомних, мостових кранів), або в системах, де важливо компактне розміщення (бурові установки, підйомники для гірськолижних трас, морські застосування і т.д.).

Комутація та перетворення електричної енергії. Розглянемо комутацію та перетворення електричної енергії приводу з ВД, ППС та ЧРП.

Вентильний електродвигун є аналогом колекторного двигуна постійного струму і до нього застосовні всі способи регулювання, що застосовуються при регулюванні ДПТ. Більшість положень способів регулювання частоти обертання справедливі і для ВД.

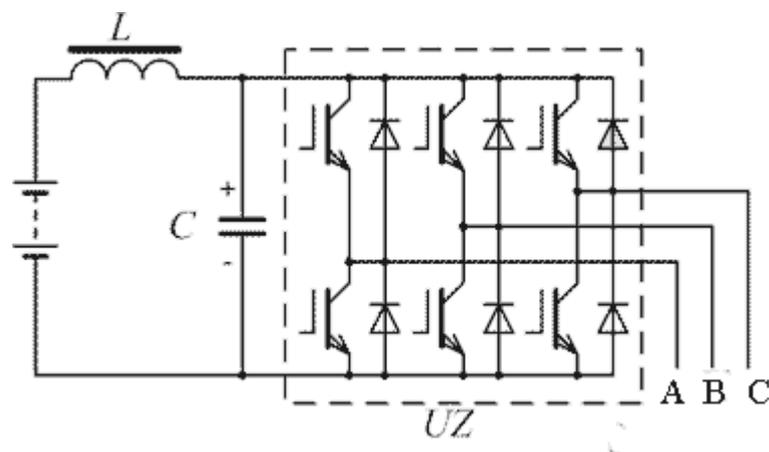


Рисунок 1.7 – Структурна схема приводу з ВД

На практиці застосовують такі способи:

1) Регулювання і стабілізація частоти обертання шляхом зміни напруги, що подається на фази двигуна (якірне управління).

ВД, як і інші двигуни, проектується на максимальну напругу живлення. Тобто напругу можна змінювати лише у бік зменшення від його номінального значення і, як наслідок, частота обертання при цьому способі також може регулюватися тільки у бік зменшення.

Здійснюється це за допомогою широтно-імпульсних перетворювачів (ШП).

В якості ШП може виступати імпульсний регулятор напруги, включений в ланцюг постійного струму (амплітудне керування) або безпосередньо сам інвертор.

Наявність додаткового РН ускладнює реалізацію. Тому частіше регулювання здійснюється шляхом впливу на управляючі ланцюги комутатора, реалізуючи імпульсне регулювання. Схема управління інвертором при цьому дещо ускладнюється. Регулюючим елементом ШП є ключ (транзистор), який з великою частотою (10-20 кГц) комутується (включається і вимикається).

При використанні ШІМ ключ інвертора в межах дозволеного інтервалу на включення по сигналу від ДПР включений не постійно, а періодично.

У результаті формується імпульсний сигнал постійної частоти і змінної тривалості імпульсу.

З допомогою завдання тривалості імпульсів можна змінювати середню напругу на виході ШІМ.

2) Регулювання частоти обертання шляхом зміни потоку (полюсне управління) для двигунів з електромагнітним збудженням.

ВД, як і інші двигуни, проектується на максимальний магнітний потік у номінальному режимі. Тобто магнітний потік можна змінювати лише у бік зменшення від номінального значення і, як наслідок, частота обертання при цьому способі може регулюватися тільки в бік збільшення. При цьому двигун не повинен працювати при потужності вище номінальної (тобто при збільшеній частоті обертання двигун зможе працювати лише при неповному моменті навантаження: $M = P_{\text{ном}} / \Omega$).

3) Регулювання частоти обертання шляхом зміни кута включення фази.

Теоретично в колекторному ДПТ цей спосіб міг би бути реалізований шляхом зміни положення щіток. Практично це здійснити важко і тому для колекторних ДПТ такий спосіб не використовується.

Що стосується ППС (рис.1.8), то перехід струму від одного тиристора до іншого починається з пускового імпульсу, і після цього продовжується в лінійно взаємопов'язаному режимі. Це означає, що напруга між комутованими фазами мережі поляризується таким чином, що струм знову відкривається тиристора збільшується, і замикає попередній тиристор, знижуючи його струм до нуля.

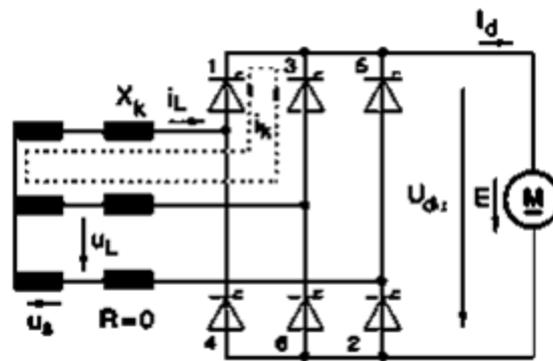


Рисунок 1.8 – Схема 1-квadrантного ППС

Комутація тиристорів проводиться природним шляхом (напругою мережі) при переході струму через нуль і замикання тиристорів відбувається без будь-яких проблем навіть при значному перевантаженні. Тому тиристири можуть вибиратися не за піковому току, а по середньодіючому номінальному струму навантаження.

Хоча вхідний випрямний міст перетворювача частоти працює подібно приводу постійного струму, однак випрямлений ім струм повинен бути перетворений назад в 3-х фазний змінний за допомогою інвертора. Так як у постійного струму немає ніяких переходів через нуль, то перемикаючі елементи (IGBT транзистори) повинні переривати повний струм навантаження. Коли IGBT транзистор закривається, струм проходить через зворотний діод на протилежний полюс напруги постійного струму. Перемикання відбувається без контролю

напруги, але воно можливе у будь-який час незалежно від форми мережевої напруги (рис.1.9).

Отже, комутація в перетворювачах частоти відбувається з великою частотою і в вихідній напрузі з'являється високочастотна складова, і можуть виникнути проблеми з електромагнітною сумісністю.

У перетворювачах постійного струму є тільки один контур перетворення енергії (AC → DC). У перетворювачах частоти два контури перетворення енергії (AC → DC і DC → AC), тобто втрати потужності подвоюються в порівнянні з приводами постійного струму.

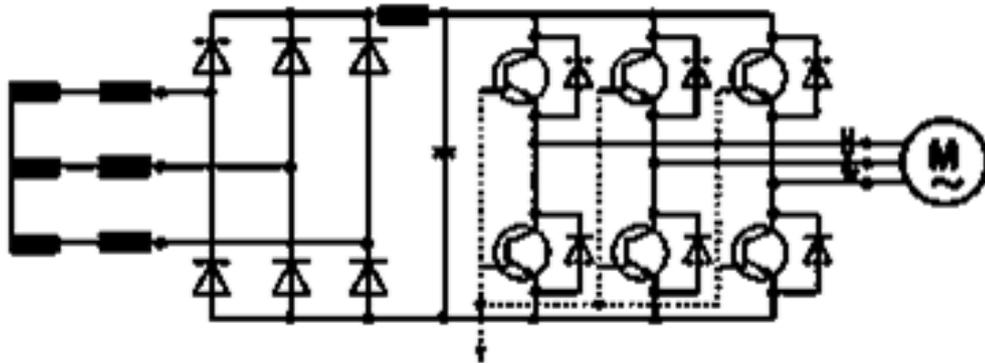


Рисунок 1.9 – Схема перетворювача частоти

Втрати потужності, отримані емпіричним шляхом наступні: привод з ВД – 0,7%...1,3% від номінальної потужності, ППС – 0,8% ... 1,5% від номінальної потужності; ЧРП – 2% ... 3,5% від номінальної потужності.

Місце, необхідне для розміщення шафи перетворювача потужністю від 100 kW: привод з ВД – 90%, ППТ - 100%, ЧРП – 130% ... 300%. Ця перевага вентильних приводів зумовлює зменшення розміру і вартості електрошафи і системи охолодження.

Зробимо порівняння за вихідними струмами перетворювачів у ВД (рис.1.10), ППС (рис. 1.11) та ЧРП (рис.1.12).

Силова частина інвертора ВД виконується на силових напівпровідникових приладах:

– На транзисторах (у випадку малих і середніх потужностях – до десятків кіловат, до декількох десятків ампер);

– На тиристорах (для середніх і великих потужностях – від десятків до тисяч кіловат. Довгий час тільки вони і могли застосовуватися при великих потужностях);

– На базі біполярних транзисторів з ізольованим затвором – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), розрахованих на струми до декількох кілоампер, напруга до декількох кіловольт і мають частоту комутації 30 кГц і вище.

Транзистори або тиристори працюють у ключовому режимі, який характеризується двома стійкими положеннями – відкритим для проходження струму або закритим. Перехід з одного положення в інше відбувається залежно від просторового положення ротора або сигналів з інших датчиків.

Для забезпечення симетричності завантаження m -фазної ОЯ, повторюваності процесів і нормальної роботи ключів інвертора необхідно, щоб фазовий зсув між управляючими сигналами ключів анодної (верхньої) і катодного (нижньої) групи інвертора дорівнював $2\pi / m$, а фазовий зсув між управляючими сигналами ключів однієї стійки дорівнював π .

Поширеними варіантами роботи ключів інвертора трифазного ВД є два:

1) 120-градусна комутація, тобто в межах періоду (360 градусів) кожен ключ працює 120 градусів.

2) 180-градусна (синусна комутація).

Час відкритого стану ключа не залишається незмінним протягом напівперіоду вихідної частоти, а змінюється за синусоїдальним законом (рис. 1.10, а). На вхід компаратора подається сигнал несучої синусоїди і сигнал пілкоподібної напруги. У наведеному прикладі, транзистор буде включений, коли значення напруги несучої синусоїди буде перевищувати значення пилоподібного напруги (рис.1.10, б).

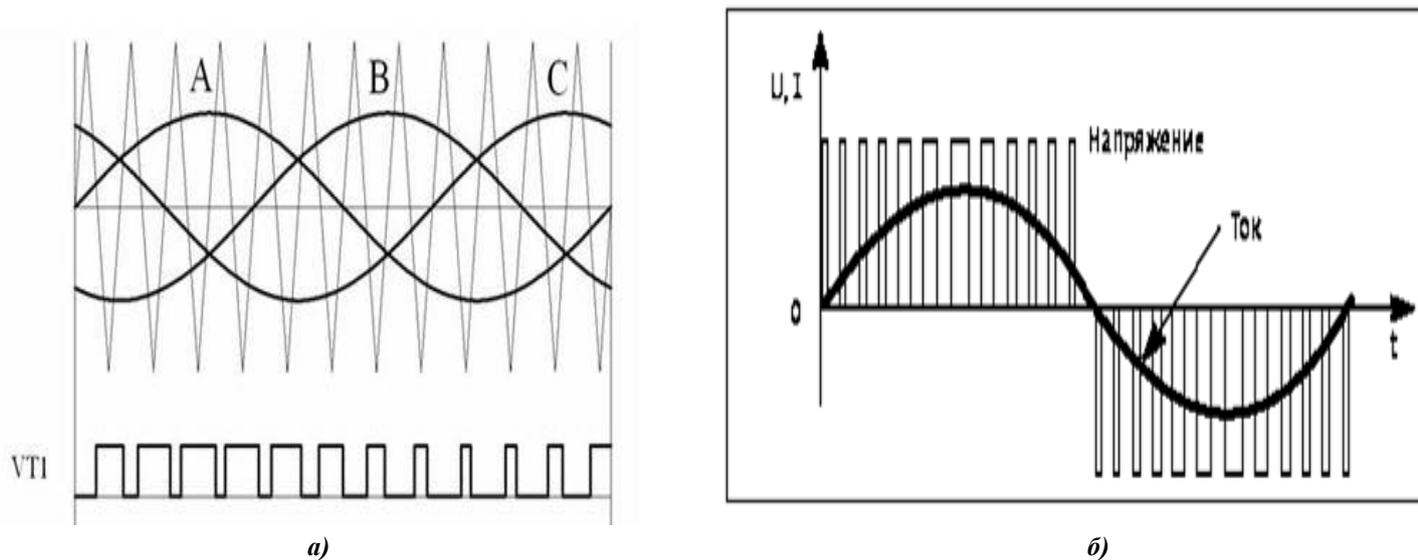


Рисунок 1.10 – Формування синусоїдальної напруги при ШІМ

Що ж до ППС – напруга, що подається на двигун, складається з сегментів синусоїдальної мережевої напруги. Струм двигуна є постійним з накладеною змінною складовою від мостового випрямляча, тому проблем випромінювання шуму в привід постійного струму немає.

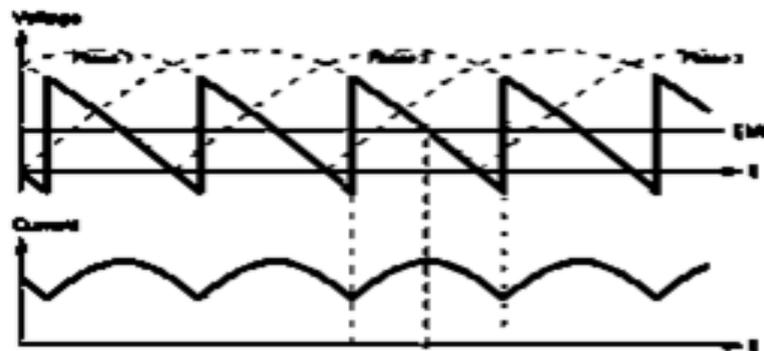


Рисунок 1.11 – Вихідні струми та напруга перетворювача постійного струму

Пульсуючий момент, що з'являється в результаті пульсацій струму, накладається на основний момент і за частотою значно перевищує механічні резонансні частоти. З цієї причини не буде жодних проблем для таких додатків, як намотувачі/розмотувачі та ін.

Максимальна напруга, що подається на клеми двигуна постійного струму еквівалентно піковому значенню мережевої напруги ($U_N \cdot \sqrt{2}$).

Отже, інсталяційні витрати, необхідні для зменшення електромагнітної емісії (для забезпечення вимог по ЕМС) є порівняно невеликими в приводах постійного струму.

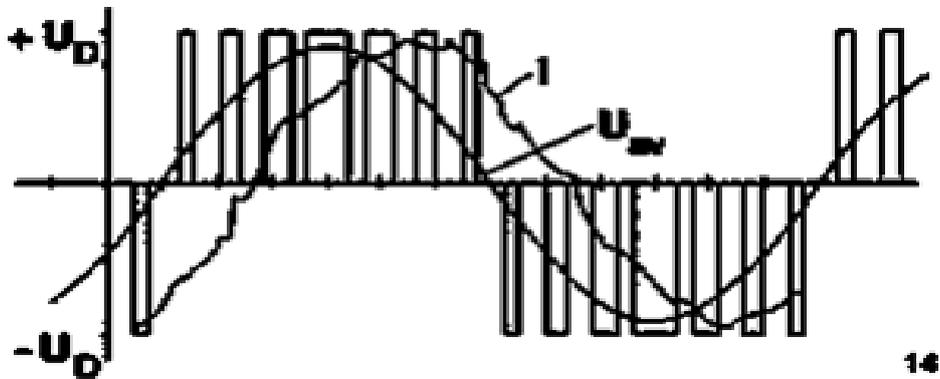


Рисунок 1.12 – Вихідні струми та напруга перетворювача змінного струму у ЧРП

Випромінювання шуму в частотно регульованих приводах дуже залежить від обраної тактової частоти в кожному конкретному випадку.

Пульсуючий обертаючий момент, в результаті гармонійних складових струму і напруги (відхилення від ідеального синуса) по амплітуді і частоті дуже залежить від робочої точки і принципу функціонування перетворювача частоти. Ймовірність індукованих коливань у приводній системі (двигун, муфта зчеплення, трансмісія, механічні компоненти, і т.д.) відповідно більше.

Вихідний сигнал інвертора з ШІМ на IGBT транзисторах містить круті фронти напруги, які в разі довгого моторного кабелю (> 10 м) можуть призвести до 2-кратним піковим перенавантаження двигуна. У результаті цього збільшується вплив на ізоляцію обмоток двигуна, що може привести до її старіння і пробоя. Цю ситуацію можна виправити, застосувавши двигун з підвищеним класом ізоляції, або поставивши на виході перетворювача частоти, дросель.

Електромагнітна емісія в частотно регульованих приводах, особливо пов'язана з довгим кабелем, може вимагати застосування додаткових заходів та обладнання. Лінійні струми приводів постійного струму з 6-імпульсним тиристорним мостом будуть завжди містити крім основної гармоніки ще 5-у, 7-

у, 11-у і 13-у гармоніки у відповідному процентному відношенні: 22%, 14%, 9%, 7.6% . У разі роботи декількох приводів постійного струму, підключених у одного джерела мережевої напруги, вони трохи урівноважать один одного за рахунок різної фазової послідовності, і загальне спотворення мережевої напруги буде знижене. У перетворювачах частоти перемикання IGBT транзисторів практично не створює низькочастотних гармонійних спотворень, але істотними є високочастотні складові.

Усі три типи приводів споживають реактивну потужність з мережі. Її розмір не значний в вентильних та частотно-регульованих приводах, а в приводах постійного струму більш значний і залежить від частоти обертання двигуна. Перевагу в цьому питанні мають вентильні приводи.

Отже, зазначивши усе вище сказане, можна сказати, що основним недоліком аналогового приводу постійного струму є низька перешкодостійкість, складність в налаштуванні і нестабільність параметрів. В якості датчика зворотнього зв'язку по швидкості застосовується тахогенератор, що має ті ж недоліки, що і колекторний двигун. Для реверсивних приводів після тахогенератора доводиться встановлювати діодний міст, що обмежує діапазон регулювання на малих швидкостях через зникнення зворотного зв'язку. У разі синхронізації механізмів з різними приводами в режимі «ведучий – ведений» частотний перетворювач набагато краще, тому в якості датчика швидкості застосовуються цифрові датчики типу енкодера, резольвера або sin/cos перетворювачі, що дозволяє будувати системи з електричними валами. Наявність додаткових пристроїв (опцій) частотних перетворювачів дозволяють нарощувати функції останніх: збільшувати число входів виходів, використовувати сучасні шини і протоколи обміну, застосовувати привід у пристроях позиціонування, стежити за температурним режимом двигуна і приводу, використовувати привід в режимі віртуального кулачка (змінна швидкість обертання за один оборот валу) і багато іншого.

Сучасні мікроконтролери, керуючі перетворювачем ВД, дозволяють обробляти дані за період у кілька десятків мікросекунд, (десять років тому цей

час становило 200 мс), що дозволило розширити діапазон регулювання із зворотним зв'язком до 1:1000 з точністю підтримки швидкості 0,2 обороту в усьому діапазоні, що наближає вентильні приводи до сервоприводів.

У таблиці 1.2 наведені дані проведеного аналізу основних порівняльних характеристик тягових електроприводів з асинхронним тяговим двигуном, вентильним і постійного струму.

Таблиця 1.2 – Основні порівняльні характеристики тягових електроприводів з асинхронним, вентильним і постійним тяговими двигунами

Порівняльний аналіз тягових електроприводів показав, що найбільш перспективним є електропривод з ВД з постійними магнітами, який в 1,5-2,5 рази легше порівнюваних електроприводів, має максимальний ККД і кращі регулювальні характеристики.

1.5 Шляхи підвищення рівня енергоефективності електронавантажувача

Означимо напрямки та заходи підвищення рівня енергоефективності електронавантажувачів (рис.1.13).

Перший напрямок полягає в економії електроенергії електронавантажувачами за рахунок підвищення ефективності виконання

Параметри	Тип тягового електроприводу з двигуном		
	постійного струму	з асинхронним двигуном (ЧРП)	з ВД зі збудженням від постійних магнітів
Максимальна потужність, кВт	40	40	40
Максимальний струм, А	410	500	192
- Маса тягового двигуна, кг	92	70	26,4
Маса вентильного перетворювача, кг	8	22	22
Маса ТЕП, кг	109	92	48,4
ККД, %	75	85	94
Вартість ТЕП, у.о.	3500	5000	5400

технологічного процесу.

Для цього потрібно взяти такі заходи: контроль стану електронавантажувача; узгодження режимів роботи установки при зміні навантаження; підвищення ККД електронавантажувача; забезпечення нормованого завантаження; контроль стану електронавантажувача; регулювання продуктивності електронавантажувача; застосування літійних

Основною складовою частиною ВД є СДПМ, що володіє більш високими техніко-економічними показниками, ніж інші машини змінного струму. Вона характеризується високим ККД, можливістю роботи з випереджальним коефіцієнтом потужності, високою надійністю внаслідок значної величини повітряного зазору, пропорціональною залежністю статичної перевантажувальної здатності від напруги живлення. Втрати електричної потужності в ній менше, ніж в АМ, навіть при зниженні магнітних навантажень активних частин останньої в результаті збільшення їх довжини.

Новітні інноваційні розробки у сфері тягових акумуляторних батарей привели до створення нових літійних АКБ з великою потужністю та ємністю. Вони мають малий час зарядки 1-1,5 год., малий саморозряд (до 10% на місяць), дуже низький внутрішній опір. Тобто при їх експлуатації електронавантажувач зможе працювати навіть у дві зміни з перервою лише 1,5 години. Також літійні АКБ мають значну перевагу в вазі, що набагато зменшує загальну масу навантажувача. Їх питома енергія перевищує у три рази питому енергію свинцево-кислотних батарей, що дозволяє застосовувати їх у електронавантажувачах з великою потужністю. На сьогоднішній день літійні АКБ є найкращим вибором для електронавантажувача по всім показникам.

Другий напрямок полягає у виборі раціонального типу електропривода для електронавантажувача.

Сюди входять: удосконалення процедури вибору двигуна для конкретної технологічної установки з метою дотримання номінального теплового режиму двигуна при експлуатації; перехід на енергозберігаючі двигуни та двигуни поліпшеної конструкції; використання вентильного двигуна; підвищення швидкодії електропривода; повернення енергії до АКБ при гальмуванні.

Удосконалювання технологічних процесів безпосередньо пов'язано із застосуванням регульованого електропривода. Це сприяє вирішенню завдань забезпечення оптимальних режимів роботи механізмів, зростання продуктивності праці, підвищення ефективності використання енергії, надійності й строку служби устаткування.

Двигун заниженої потужності швидко виходить з ладу, а двигун завищеної потужності перетворює енергію неефективно, тобто з високими питомими втратами в самому двигуні (низький ККД) і в мережі живлення (низький $\cos\varphi$). Розв'язання задачі не завжди елементарне, часті помилки, а оскільки найпростіших електроприводів мільйони, то можливі великі збитки. У випадках, коли навантаження незмінне, помилки викликані лише низькою кваліфікацією проектувальників. Коли навантаження змінюється, вибір виявляється значно складнішим, що додатково ускладнюється недостатністю вихідної інформації, паспортних і каталожних даних.

В енергозберігаючих двигунах за рахунок збільшення маси активних матеріалів (заліза і міді) підвищені номінальні значення ККД і $\cos\varphi$. Енергозберігаючі двигуни дають ефект при постійному навантаженні. Доцільність застосування енергозберігаючих двигунів повинна оцінюватися з урахуванням додаткових витрат, оскільки невелике (до 5%) підвищення номінальних ККД і $\cos\varphi$ досягається за рахунок збільшення маси заліза на 30-35%, міді на 20-25%, алюмінію на 10-15% і в цілому двигуна на 25-30% відносно звичайних двигунів.

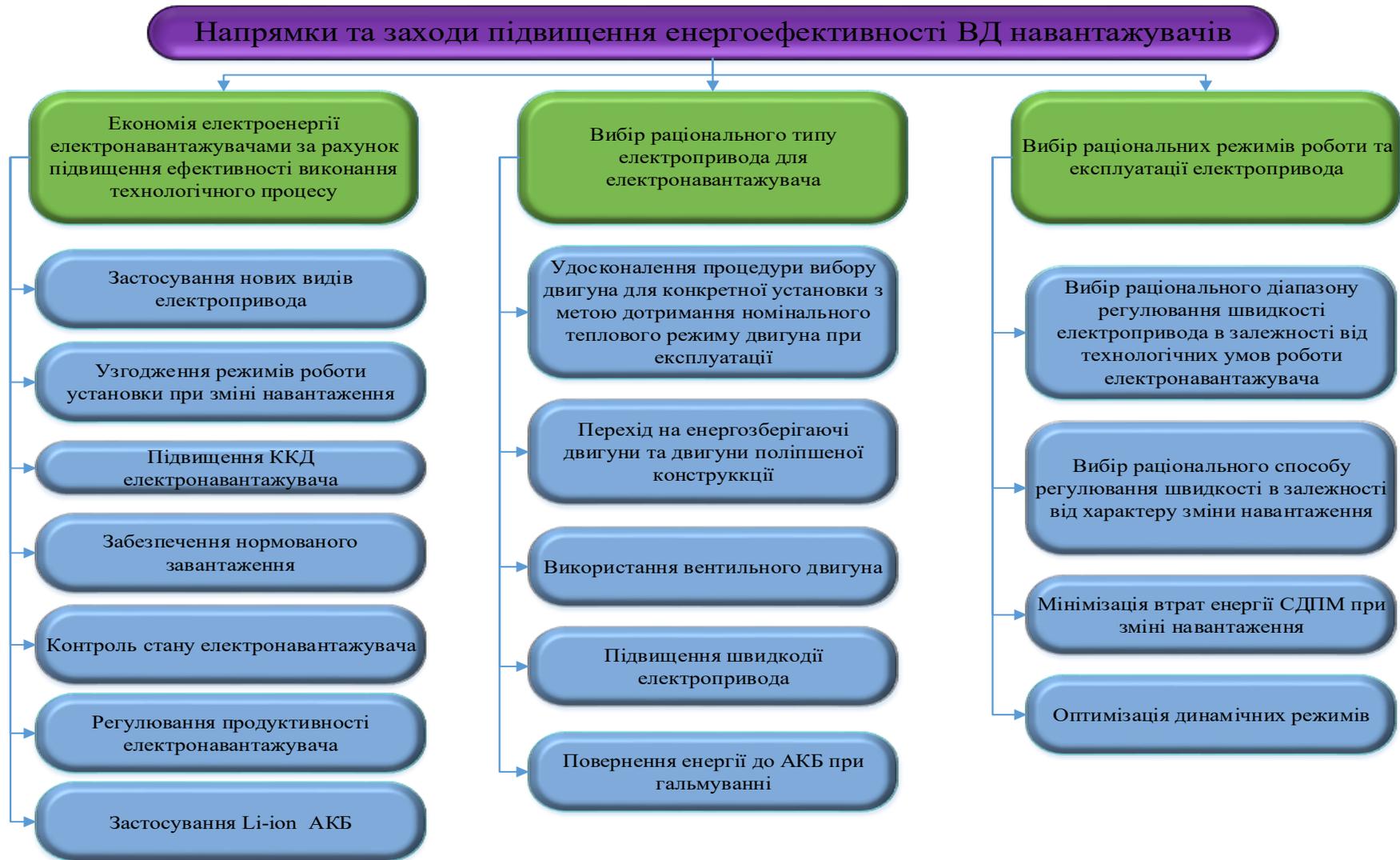


Рисунок 1.13 – Напрямки та заходи підвищення рівня енергоефективності електронавантажувачів

В енергозберігаючих двигунах за рахунок збільшення маси активних матеріалів (заліза і міді) підвищено номінальні значення ККД і $\cos\varphi$. Енергозберігаючі двигуни дають ефект за постійного навантаження. Доцільність застосування енергозберігаючих двигунів повинна оцінюватися з урахуванням додаткових витрат, оскільки невелике (до 5%) підвищення номінальних ККД і $\cos\varphi$ досягається за рахунок збільшення маси заліза на 30-35%, міді на 20-25%, алюмінію на 10-15% і в цілому двигуна на 25-30% відносно звичайних машин.

Залежності ККД і $\cos\varphi$ від номінальної потужності для звичайних і енергозберігаючих двигунів наведено на рис. 1.14.

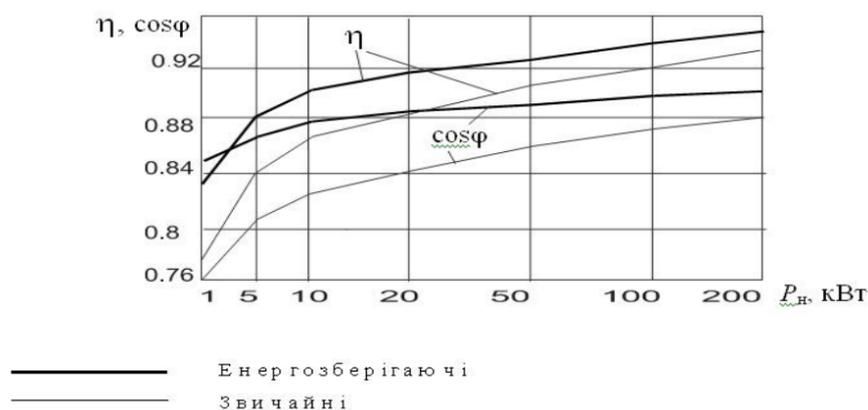


Рисунок 1.14 – Залежності ККД і $\cos\varphi$ від номінальної потужності для звичайних і енергозберігаючих двигунів

Електронавантажувач з вентильним двигуном буде також оснащено системою генераторного або рекуперативного гальмування, що дозволяє заощадити від 10 до 15% енергії. Гальмування здійснюється через електродвигун, який у цей момент переходить в режим генератора, створює гальмівне зусилля, а вироблювана енергія надходить назад до акумулятора. Ті ж процеси відбуваються при реверсуванні (зміні напрямку руху на протилежне), зняття ноги з педалі газу і навіть при опусканні вантажу. За рахунок регенерації енергії навантажувач набуває більший радіус дії на одній зарядці АКБ або дозволяє застосувати АКБ меншої ємності. Зрозуміло, крім

гальмування електродвигуном передбачено і механічне гальмування. Однак комбінована схема дає і такі переваги, як зниження зносу гальм, а значить, скорочення витрат на техобслуговування і збільшення терміну служби вузлів гальмівної системи.

Підвищення ККД енергозберігаючих електродвигунів досягається шляхом таких змін в конструкції:

- подовжуються сердечники, що складаються з окремих пластин електротехнічної сталі з малими втратами. Такі сердечники зменшують магнітну індукцію, тобто втрати в сталі;
- зменшуються втрати в міді за рахунок максимального використання пазів і провідників більшого перерізу в статорі та роторі;
- додаткові опори зводяться до мінімуму за рахунок ретельного вибору числа та геометрії зубців і пазів.

Найбільш перспективним і універсальним є вентиляльний двигун, у якому регулювання швидкості й моменту обертання здійснюється напругою, яка підводиться, струмом зрушення і кутом випередження вмикання вентилів при самокеруванні по частоті живлення. Він має регулювальні якості машин постійного струму і надійність систем змінного струму.

Третій напрямок полягає у виборі раціональних режимів роботи й експлуатації електропривода. Сюди входять: вибір раціонального діапазону регулювання швидкості електропривода в залежності від технологічних умов роботи електронавантажувача; вибір раціонального способу регулювання швидкості в залежності від характеру зміни навантаження; мінімізація струму і втрат енергії СДПМ при зміні навантаження; оптимізація динамічних режимів.

Необхідність дослідження технологічного режиму робочої машини є основою для можливого комплексу заходів, що забезпечують ефективність енергозбереження. Необхідно враховувати, що в умовах істотного зниження продуктивності агрегатів, відсутності можливості використання

регульованого електропривода резервом економії електроенергії є періодичні відімкнення енергоємних споживачів.

За неповного навантаження робота з постійною швидкістю характеризується підвищеною питомою витратою електроенергії в порівнянні з номінальним режимом. Зниження швидкості механізмів з недовантаженням дозволяє виконати необхідну роботу з меншою питомою витратою електроенергії. У цьому випадку економічний ефект з'являється також за рахунок поліпшення експлуатаційних характеристик технологічного устаткування. Ефект у сфері технології часто виявляється істотно вищим, ніж за рахунок економії електроенергії.

Висновки до розділу 1

1. Були розглянуті загальні відомості та типи вилочних навантажувачів. Найефективнішим виявився електронавантажувач.
2. Після порівняння основних характеристик приводів постійного і змінного струму в якості тягового двигуна для електронавантажувача був обраний вентильний привод.
3. Означено основні напрямки енергозбереження для електронавантажувачів:
 - економія електроенергії електронавантажувачами за рахунок підвищення ефективності виконання технологічного процесу;
 - вибір раціональних режимів роботи й експлуатації електропривода;
 - вибір раціонального типу електропривода для електронавантажувача;
4. Визначено, що найбільш перспективним і універсальним є вентильний двигун.

2 ЕЛЕКТРОПРИВОД З ВЕНТИЛЬНИМ ДВИГУНОМ ЕЛЕКТРОНАВАНТАЖУВАЧА

2.1 Стан питання

ВД характеризується незалежністю частоти обертання валу від частоти живильної мережі, забезпечує роботу приводу у всіх чотирьох квадрантах, а завдяки відсутності колектора, має більшу надійність і довговічність, вимагає менших витрат на обслуговування.

Крім того, ВД має регульовальні властивості, яких немає в жодного з відомих електроприводів – це тризонне регулювання частоти обертання (за напругою, струмом збудження і кутом випередження включення вентилів інвертора), а також можливість здійснення двома шляхами безконтактного реверсу без втручання в силові кола приводу (збільшенням кута випередження або реверсом двох фаз в колах датчика положення ротора). ВД також мають найвищі енергетичні характеристики і пускові моменти.

ВД є універсальним типом приводу з найкращими регульовальними і енергетичними характеристиками і сьогодні використовується для найрізноманітніших систем електроприводів: потужних і мікромашин, тихохідних і швидкохідних, що мають різні умови роботи і режими експлуатації. Використання ВД відкриває нові можливості щодо пуску надпотужних СМ і створення низько- і високошвидкісних регульованих приводів великої потужності. Пуск за схемою ВД забезпечує будь-яку необхідну плавність розгону.

Основною складовою частиною ВД є СМ, що володіє більш високими техніко-економічними показниками, ніж інші машини змінного струму. Вона характеризується високим ККД, можливістю роботи з випереджальним коефіцієнтом потужності, високою надійністю внаслідок значної величини повітряного зазору, пропорційальною залежністю статичної перевантажувальної здатності від напруги живлення. Втрати електричної

потужності в ній менше, ніж в АМ, навіть при зниженні магнітних навантажень активних частин останньої в результаті збільшення їх довжини.

2.2 Аналіз систем електроприводів з вентильними двигунами

Регульований електропривод з СМ, з перетворювачами частоти будується за принципом зовнішнього чи внутрішнього управління. При зовнішньому управлінні здійснюється принцип частотного регулювання при змінній частоті мережі, аналогічно частотно-регульованим приводу (ЧРП) з АМ. У ВД управління інвертором перетворювача частоти здійснюється в функції кутового положення ротора двигуна, тобто здійснюється принцип внутрішнього управління. При цьому в будь-якому сталому режимі вихідна частота інвертора співпадає з частотою ЕРС обертання СМ. Таким є принцип дії електромеханічного перетворювача енергії в ВД.

Самокерований синхронний двигун має властивості машини постійного струму і тому називається безколекторним двигуном або ВД. Напівпровідниковий інвертор, керований розташованим на валу СМ датчиком положення ротора (ДПР), виконує функції механічного колектора, а вентилі інвертора струму – функції ковзаючого щіткового контакту машини постійного струму.

Режим роботи ВД за принципом дії істотно відрізняється від частотно-регульованого і СМ, котрий живиться від мережі. У порівнянні з СМ, що живиться від перетворювача частоти з зовнішнім управлінням, в якому частота інвертора струму (напруги) задається примусово, привід з ВД має такі переваги:

- має властивість автокомутації, тобто перетворення живлячої напруги (струму) в частоту і фазу ротора, завдяки чому у ВД неможливий асинхронний режим коли частота ЕРС обертання СМ не співпадає з частотою джерела живлення;

- трьохзонне регулювання частоти обертання і можливість здійснення безконтактного реверса двома шляхами без втручання в силові кола приводу;
- перевантажувальна здатність ВД не залежить від перекидного моменту СМ, а визначається встановленою потужністю перетворювача. При перевантаженні ВД знижує швидкість, але не виходить з синхронізму;
- ВД має високий пусковий момент.

На основі аналізу літератури можна запропонувати класифікаційну схему ВД за такими ознаками (рис.2.1): способу управління збудженням, схемою і структурі комутатора, а також способу комутації.

Найбільшого поширення набули ВД з перетворювачем з ланкою постійного струму (ВД постійного струму) і з перетворювачем з безпосереднім зв'язком (ВД змінного струму), що працюють в режимі джерела струму (рис. 2.2) [9,17]. Якщо в схемі (рис. 2.2, а, штрихові лінії) включити обмотку збудження СМ в ланцюг дроселя або регулювати струм збудження у функції струму статора, то ВД набуває властивостей ВП послідовного збудження. Якщо ж обмотку збудження живити від окремого джерела, то характеристики ВД подібні характеристикам ВП незалежного збудження. Регулювання швидкості можливо в обидві сторони від синхронної, а режим реверсування встановлюється без перемикачів в силових ланцюгах приводу.

Відомо, що вентилі перетворювача вибираються за величинами максимального струму і напруги мережі. Умови вибору вентилів для живлення АМ і РМ по напрузі аналогічні, а по струму істотно відрізняються. При одному і тому ж електромагнітному моменті, швидкості і напруги струм СМ при перевантаженні може бути зменшений в порівнянні зі струмом перевантаження АМ в 1,5-2 рази.

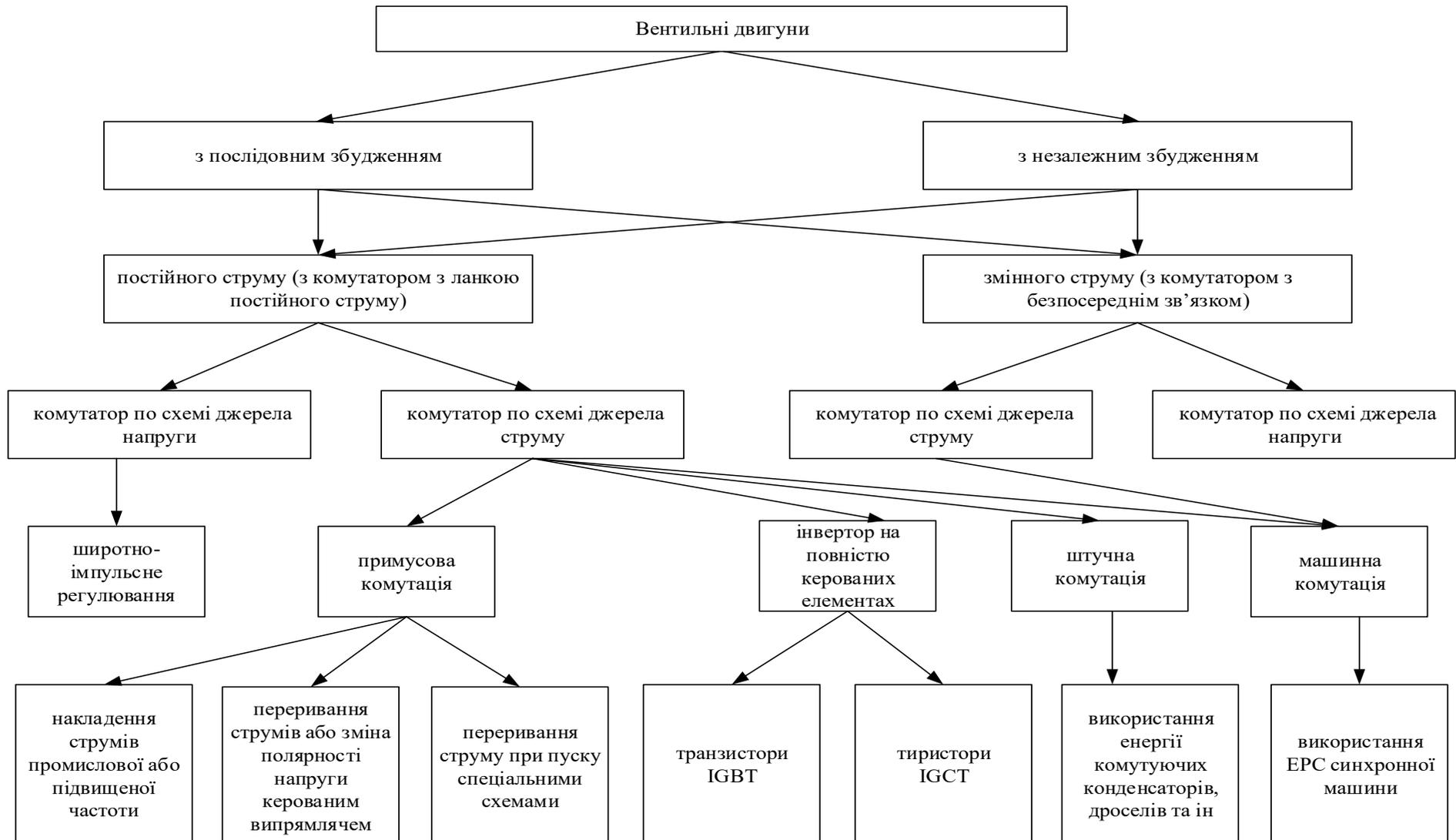


Рисунок 2.1 – Класифікація схем ВД

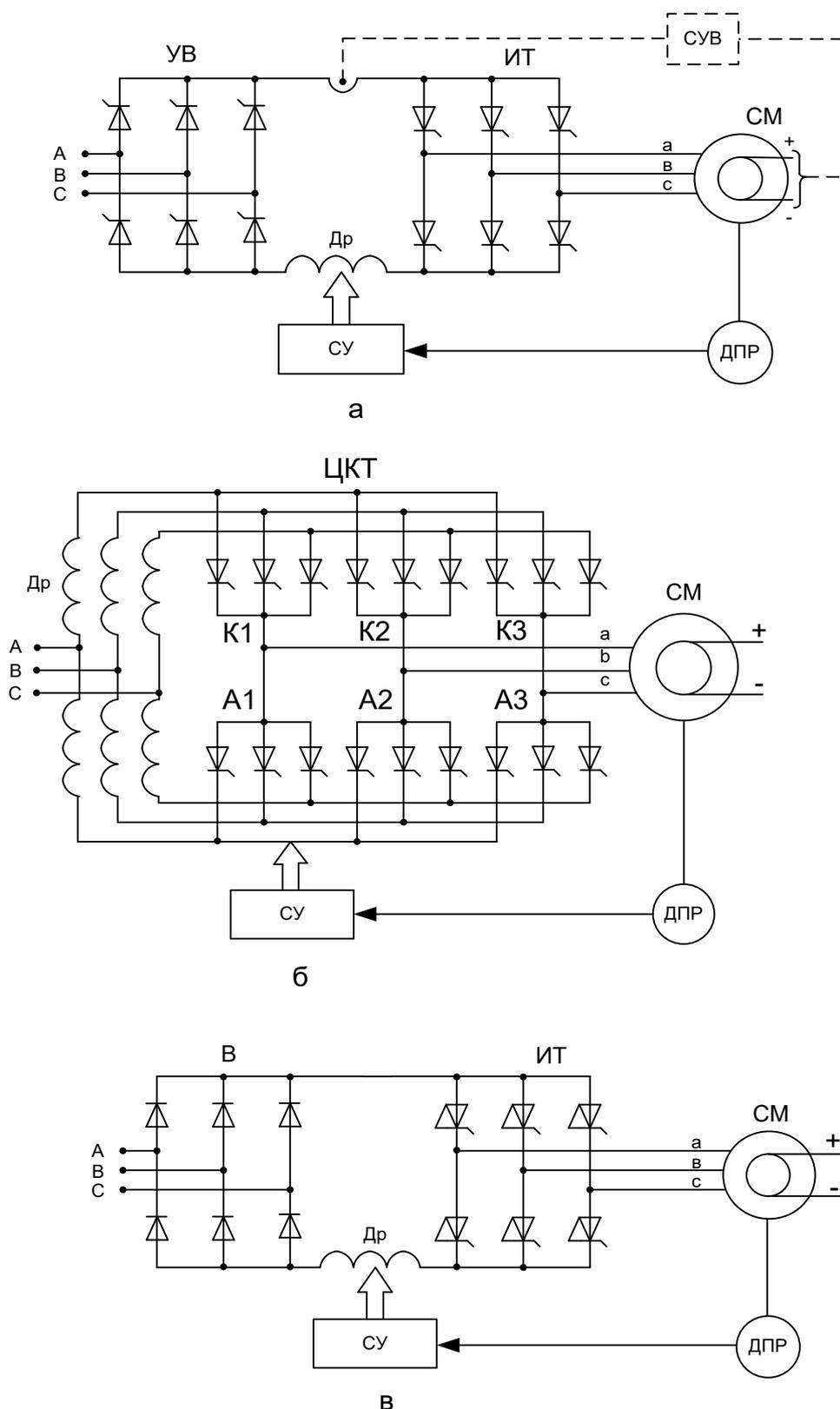


Рисунок 2.2 – Схеми ВД постійного (а), (в) і змінного (б) струму: КВ, ІС, ЦКТ – керовані випрямляч, інвертор струму і циклоконвертор, СН, СУЗ – системи управління відповідно напругою і струмом збудження; Др – дросель; СМ – синхронна машина, ДПР – датчик положення ротора

У перетворювачах зі штучною комутацією, що забезпечують локалізацію енергії магнітних полів окремих фаз СМ за допомогою внутрішніх кіл інвертора, створюються умови для спрощення вхідної частини перетворювача – випрямляча. На відміну від АМ, СМ при роботі в генераторному режимі не потребує споживання від мережі реактивної потужності, тому при виключенні зворотних діодів зі схеми інвертора відпадає необхідність в установці другої групи вентилів випрямляча. Один і той же керований випрямляч може бути використаний як для передачі потужності від мережі, так і для повернення її в мережу.

Таким чином, при заміні ЧРП на ВД сумарна потужність вентилів перетворювача з ланкою постійного струму зменшується майже в два рази. У ще більшій мірі зменшується потужність комутуючого конденсатора і згладжувального дроселя.

На відміну від ЧРП в ВД постійного струму на тиристорах SCR (рис. 2.2, а, б) комутація інвертора здійснюється за рахунок реактивної енергії двигуна. Висока перевантажувальна здатність СМ у схемі ВД з машинною комутацією дозволяє спростити вихідну частину перетворювача, силову схему інвертора – виключити з його складу зворотні діоди і комутуючі вентиля, що робить систему енергоефективною. Але під час пуску і за низьких швидкостей ($f_{гр} \leq (0,1-0,2) f_0$, де $f_{гр}$ – гранична частота машинної комутації; f_0 – частота мережі) відбувається зрив комутації через відсутність або малої величини ЕРС.

Для схеми ВД постійного струму можливі наступні способи пуску: асинхронний, як у звичайної СМ, з штучної або примусової комутацією; із застосуванням некерованого випрямляча і інвертора на повністю керованих силових елементах IGBT або IGCT (рис. 2.2, в).

Перший спосіб може використовуватися в приводах з рідкими пусками, але при своїй простоті він має серйозні недоліки, наприклад, перевантаження в мережі, додаткове нагрівання двигуна, ускладнення силової схеми.

Другий спосіб пуску здійснюється декількома шляхами: використанням енергії комутуючих елементів [14,15], накладенням струмів промислової або підвищеної частоти [14], перериванням струму спеціальними схемами примусової комутації [14,15,16], перериванням струму або зміною полярності напруги за допомогою керованого випрямляча [6,18]. Найбільш широке застосування отримав останній спосіб, який здійснюється відсіченням керуючих імпульсів або циклічним переключенням випрямляча в інверторний режим з частотою проходження сигналів від ДПР [17,19].

Для схем з примусовим замиканням тиристорів комутатора можна виділити наступні режими: кроковий при частотах $0 < f < f_{ш}$ і безперервний при $f_{ш} < f < f_{гр}$. В кроковому режимі в момент чергової примусової комутації швидкість і струм дорівнюють нулю. Характерних для зазначених систем є зменшення пускового моменту двигуна на 20-30% [17,18], що вимагає збільшення потужності машини для забезпечення заданих пускових характеристик. Крім цього, нестационарне завантаження мережі реактивною потужністю призводить до субгармонійних пульсацій напруги живлення і до нерівномірного завантаження вентилів перетворювача, а також обмоток трансформатора мережі.

ВД зі штучною комутацією (з автономним інвертором) вільних від недоліків схем з машинною комутацією [14,20]. В такому приводі можлива робота з нульовим кутом випередження і малими значеннями пульсацій моменту. Крім того, можливий режим з відстаючим струмом, коли реакція якоря є намагнічуючою. Проте використання штучної комутації істотно ускладнює силові ланцюги і системи управління, що значно підвищує вартість і знижує надійність приводу.

Третій спосіб пуску не використовує корисні властивості СМ – машинну комутацію і є більш дорогим у порівнянні зі схемами на традиційних тиристорах SCR. При використанні некерованого випрямляча і інвертора на

повністю керованих силових елементах IGBT або IGCT (рис. 2.2, в) застосовується широтно-імпульсне регулювання напруги на статорі двигуна.

Найбільш просто проблема пуску вирішується в системі з циклоконвертором (рис. 2.2, б), в якій функції випрямлення і інвертування виконують одні й ті самі тиристори, чим досягається перетворення напруги і частоти джерела безпосередньо в напругу і частоту двигуна [14,21,22]. Така система містить більше число тиристорів, ніж двигун з ланкою постійного струму, але, завдяки відсутності пускових пристроїв, однократному перетворенню енергії та зменшенню теплового струму тиристора, вона енергоефективна та надійна [23].

Трифазний мостовий циклоконвертор складається з шести груп тиристорів. Катодні групи формують позитивні напівхвилі струму навантаження, анодні – негативні. Різнопольярні тиристорні групи кожної фази двигуна включаються по черзі, таким чином можна виключити появу в навантаженні постійної складової зрівняльного струму.

Послідовність включення груп визначається датчиком положення і залежить від заданого напрямку обертання і положення ротора двигуна щодо магнітних осей фаз статора. Тиристори всередині груп відмикаються сигналами, синхронізованими з частотою мережі живлення. Число включень кожного тиристора в групі залежить від співвідношення частот мережі і двигуна. Ланцюг протікання струму через статорні обмотки двигуна створюється одночасним включенням двох тиристорів в різних фазах мережі і статора.

У наведеній схемі природна комутація здійснюється у всьому швидкісному діапазоні роботи ВД між тиристорами як однієї групи, так і різних груп. Останнє відбувається при збігу в часі сигналів на перемикання фаз мережі і двигуна. Машинна комутація виконується за допомогою ЕРС двигуна між тиристорами однополярних груп при частотах $F \geq f_{\text{тр}}$.

Аналіз систем електроприводів з ВД показує, що найбільш енергоефективними і надійними є схеми з комутаторами, що працюють в режимі джерела струму з природною і машинною комутацією.

2.3 Способи управління вентильним двигуном

На рис. 2.3 представлена векторна діаграма, а на рис. 2.4 показано схематичне розташування магнітних осей, обмоток і векторів ВД з струмовим комутатором. Смуга пропускання комутатора регулюється зміною кута випередження β_0 або β (тут β_0 , β – кути між струмом і відповідно ЕРС холостого ходу і напругою машини). Існують наступні способи управління комутатором ВД [14,20,25].

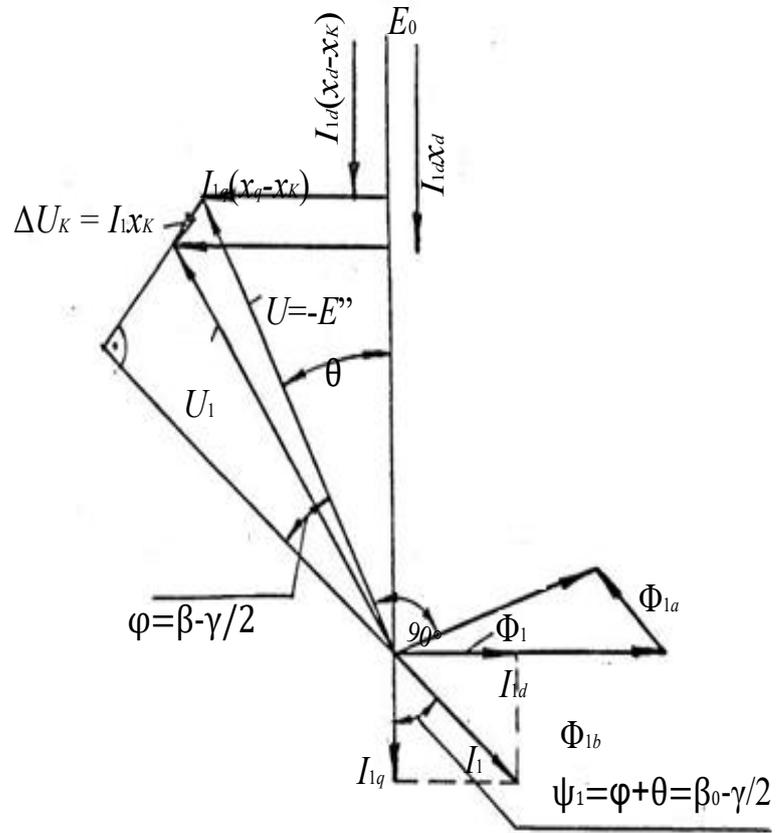


Рисунок 2.3 – Векторна діаграма ВД

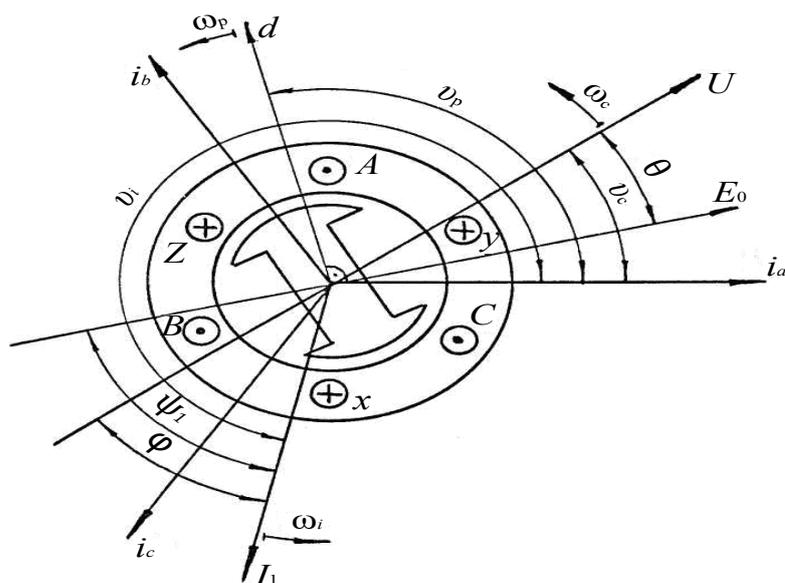


Рисунок 2.4 – Схематичне розташування магнітних осей, обмоток і векторів ВД

Перший (найпростіший) спосіб управління полягає в підтриманні постійного значення кута випередження $\beta_0 = \text{const}$. При цьому джерелом напруги синхронізації служить ДПР. З векторної діаграми ВД (рис. 2.3) фазовий зсув між першою гармонікою струму і ЕРС холостого ходу визначається наступним чином

$$\psi_1 = \varphi + \theta = \beta_0 - \frac{\gamma}{2}, \quad (3.1)$$

де φ – кут зсуву між векторами основної гармоніки струму і фазної напруги;
 θ – кут навантаження СМ; γ – кут комутації.

При другому способі управління підтримується постійним кут випередження $\beta = \text{const}$. Джерелом напруги синхронізації є датчик напруги статора (ДНС) [25]. В цьому випадку вираз (3.1) набуде вигляду

$$\psi_1 = \beta - \frac{\gamma}{2} + \theta. \quad (3.2)$$

Третій спосіб полягає в підтримці постійної величини кута запасу δ на мінімальному рівні

$$\beta_0 = \beta_{0_{\min}} = f(\gamma, \theta) \text{ при } \delta = \delta_{\min} = \text{const} \quad (3.3)$$

$$\beta = \beta_{\min} = f(\gamma) \text{ при } \delta = \delta_{\min} = \text{const}. \quad (3.4)$$

При цьому

$$\psi_1 = \frac{\gamma}{2} + \delta_{\min} + \theta. \quad (3.5)$$

Останній спосіб управління вимагає наявності датчиків кутів комутації та навантаження, а також системи імпульсно-фазового управління (СІФУ) синхронізованою від ДПР (2.3) або ДНС (2.4).

2.4 Математична модель синхронної машини

Електропривод з ВД представляє собою багатовимірну ЕМС з нелінійним багатомірним об'єктом керування. Однак для інженерних розрахунків при проектуванні, виборі та оптимізації електрообладнання, аналізі і синтезі систем автоматичного регулювання (САР) необхідно мати моделі та структурні схеми ВД з досить простими передавальними функціями.

Основою такого підходу є об'єднання математичних моделей СМ, перетворювача і способів управління ними. При цьому автори виходять з положень сучасної математичної теорії електричних машин, загальних основ розрахунку напівпровідникових перетворювачів і теорії автоматичного управління.

Формування результуючого магнітного потоку в залежності від кута повороту ротора ВД пояснює рис. 2.5. Завдяки згладжуючій дії магнітної системи СМ в діапазоні частот машинної комутації магнітний потік наводить в обмотках статора машини практично синусоїдальні ЕРС.

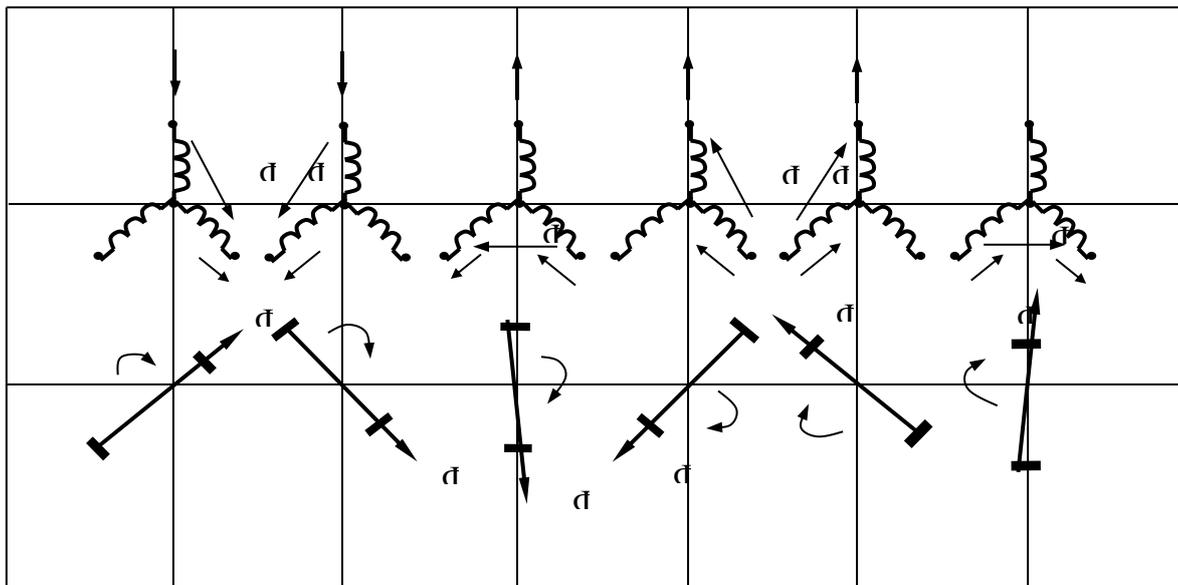


Рисунок 2.5 – Формування результуючого магнітного потоку в залежності від кута повороту ротора ВД

Відомо кілька видів моделей СМ – на основі узагальненої двофазної машини ($\alpha - \beta$, $x - y$, $d - q$) і в природних трифазних осях на основі лінійних або фазних напруг. Моделі $x - y$, $d - q$ синхронізовані з частотою поля статора або ротора і частіше застосовуються в разі живлення СМ синусоїдальною напругою.

Для складання моделі скористаємося системою нелінійних диференціальних рівнянь Парка-Горева для ідеалізованої явнополусної СМ [26,27,28].

$$\begin{aligned}
 U_d &= \frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p; \\
 U_q &= \frac{d\psi_q}{dt} + i_q r - \psi_d \omega_p; \\
 U_f &= \frac{d\psi_f}{dt} + i_f r_f; \\
 U_{kd} &= \frac{d\psi_{kd}}{dt} + i_{kd} r_{kd}; \\
 U_{kq} &= \frac{d\psi_{kq}}{dt} + i_{kq} r_{kq}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\frac{d\omega_p}{dt} = \frac{1}{H_J} (M - M_C);$$

$$M = \Psi_d i_q - \Psi_q i_d;$$

$$\frac{dv_p}{dt} = \omega_p,$$

де $\psi_d, \psi_q, U_d, U_q, i_d, i_q$ – відповідно потокозчеплення, напруги і струми обмоток статора по осях d і q ; r – активний опір фази статора; ψ_f, U_f, i_f – відповідно потокозчеплення, напруга і струм обмотки збудження; r_f – активний опір обмотки збудження; $\psi_{kd}, \psi_{kq}, U_{kd}, U_{kq}, i_{kd}, i_{kq}$ – відповідно потокозчеплення, напруги і струми компенсаційних обмоток ротора СМ по осях d і q ($U_{kd} = U_{kq} = 0$); r_{kd}, r_{kq} – активні опори компенсаційних обмоток ротора по осях d і q ; H_J – інерційна постійна.

Потокозчеплення визначається наступним чином

$$\begin{aligned} \Psi_d &= x_d i_d + x_{ad} (i_f + i_{kd}); \\ \Psi_q &= x_q i_q + x_{aq} i_q; \\ \Psi_f &= x_f i_f + x_{ad} (i_d + i_{kd}); \\ \Psi_{kd} &= x_{kd} i_{kd} + x_{ad} (i_d + i_f); \\ \Psi_{kq} &= x_{kq} i_{kq} + x_{aq} i_q, \end{aligned} \tag{3.7}$$

де x_d, x_q, x_{kd}, x_{kq} – індуктивності обмоток статора і ротора по осях d і q ; x_f – індуктивність обмотки збудження; x_{ad}, x_{aq} – взаємоіндуктивності за поздовжньою і поперечною осями.

При запису рівнянь (3.6), (3.7) враховувалися припущення [28,29]: магнітна ланцюг машини не насичена, фазні обмотки симетричні, просторові гармоніки намагнічуючих сил ротора і статора відсутні, демпферні обмотки ротора можуть бути замінені двома еквівалентними контурами, відсутні

втрати в сталі, вентиля комутатора представляють собою ідеальні ключі, джерелом живлення служить генератор трифазної системи синусоїдальних ЕДС.

Всі параметри і змінні в рівняннях (3.6), (3.7) представлені у відносних одиницях. Для приведення роторних величин до статорні, використовується «система x_{ad} » [26,30].

В якості базисних величин прийняті: амплітудні значення перших гармонік номінальної фазної напруги $U_{H(1)}$ і струму $I_{H(1)}$; синхронна частота обертання поля статора $\omega_0 = 2\pi f_0/p$; потокозчеплення, яке індукуює в обмотці статора при ω_0 амплітудне значення першої гармоніки номінального фазної напруги; опір статора $Z_H = U_{H(1)} / I_{H(1)}$; номінальна потужність $P_H = 1,5U_{H(1)}I_{H(1)}$; номінальний момент $M_H = P_H / \omega_0$; індуктивність статора $L_0 = Z_H / \omega_0$.

Стосовно до СМ, яка працює на мережу, наведені рівняння розглядаються за умови сталості частоти обертання ротора. Для ВД в рівняннях напруг нелінійність з'являється зі зміною частоти обертання, а в рівняннях моментів – через добуток струмів. Якщо характер зміни частоти обертання відомий, то рівняння напруг стають лінійними, а рівняння моментів відпадає. Якщо він невідомий, то з урахуванням припущення про незначну зміну напруги живлення і навантажувального моменту можна отримати наближені рішення нелінійних рівнянь після введення деяких спрощень (не враховуються активний і комутаційний опір, кути комутації і запасу, кут навантаження приймається постійним).

При дослідженні перехідних процесів в замкнутих системах або в декількох машинах необхідно вирішити систему нелінійних рівнянь, що містить рівняння електричних машин і регуляторів. Тому для розв'язання рівнянь (3.6) і (3.7) найбільш доцільно скористатися апаратом чисельних методів.

2.5 Математична модель вентиляльного двигуна

ВД за електромеханічними характеристиками подібний приводу постійного струму, у якого механічний колектор і щітки замінені напівпровідниковим комутатором, є складною нелінійною системою, керованою підведеною напругою, кутом випередження і струмом збудження [52]. Вентильний комутатор за схемою джерела струму характеризується тим, що крива напруги машини близька до синусоїдальної форми, а струму – до трапецеїдальної. Величину напруги і її положення по фазі встановлюються у відповідності до необхідної швидкості і навантаження.

ВД з комутатором струму характеризується двома режимами роботи: міжкомутаційним і комутаційним. У міжкомутаційному режимі струм протікає по двох фазах статора, в комутаційному – за трьома. Тривалість першого режиму для кожної фази становить $\frac{2\pi}{m} - \gamma$, другого – γ (тут m – число фаз комутатора). Рівняння напруг і струмів для цих двох режимів відрізняються один від одного, і визначити тривалість кожного з них аналітично вельми складно.

На рис. 2.5 показані схеми електричних ланцюгів ВД постійного струму з комутатором на тиристорах SCR, а на рис. 2.6 – його фазні напруги, ЕРС і струми. Нехай у довільний момент часу, відповідний черговому міжкомутаційному періоду, тиристри 2 і 6 відкриті, решта – закриті. СМ навантажена по двох гілках b і c , тобто

$$i_a = 0; i_b = I_d; i_c = -I_d, \quad (2.1)$$

де I_d – середнє значення струму на вході інвертора.

У момент проходження напруги U_{ca} через нуль напруга на тиристорі 4 стає позитивною, і після подачі на його керуючий електрод імпульсу починається комутаційний режим

$$i_a = -i_k; i_b = I_d; i_c = -I_d + i_k; U_c - U_a = 0, \quad (2.2)$$

де i_k – миттєве значення струму комутації.

При $i_c = 0$ тиристор 6 закривається, і починається наступний міжкомутаційний період

$$i_a = -I_d; i_b = I_d; i_c = 0. \quad (2.3)$$

Порівняння рівнянь (2.1) і (2.3) показує, що вони відрізняються індексами, котрі циклічно змінюються залежно від положення ротора. Момент переходу від першого інтервалу до другого завжди можна визначити, тому що він задається системою управління і визначається кутовим положенням ротора по відношенню до осей статора і кутом випередження. Початок же міжкомутаційного періоду визначається закінченням процесу комутації і залежить від величин струму і комутаційних опорів.

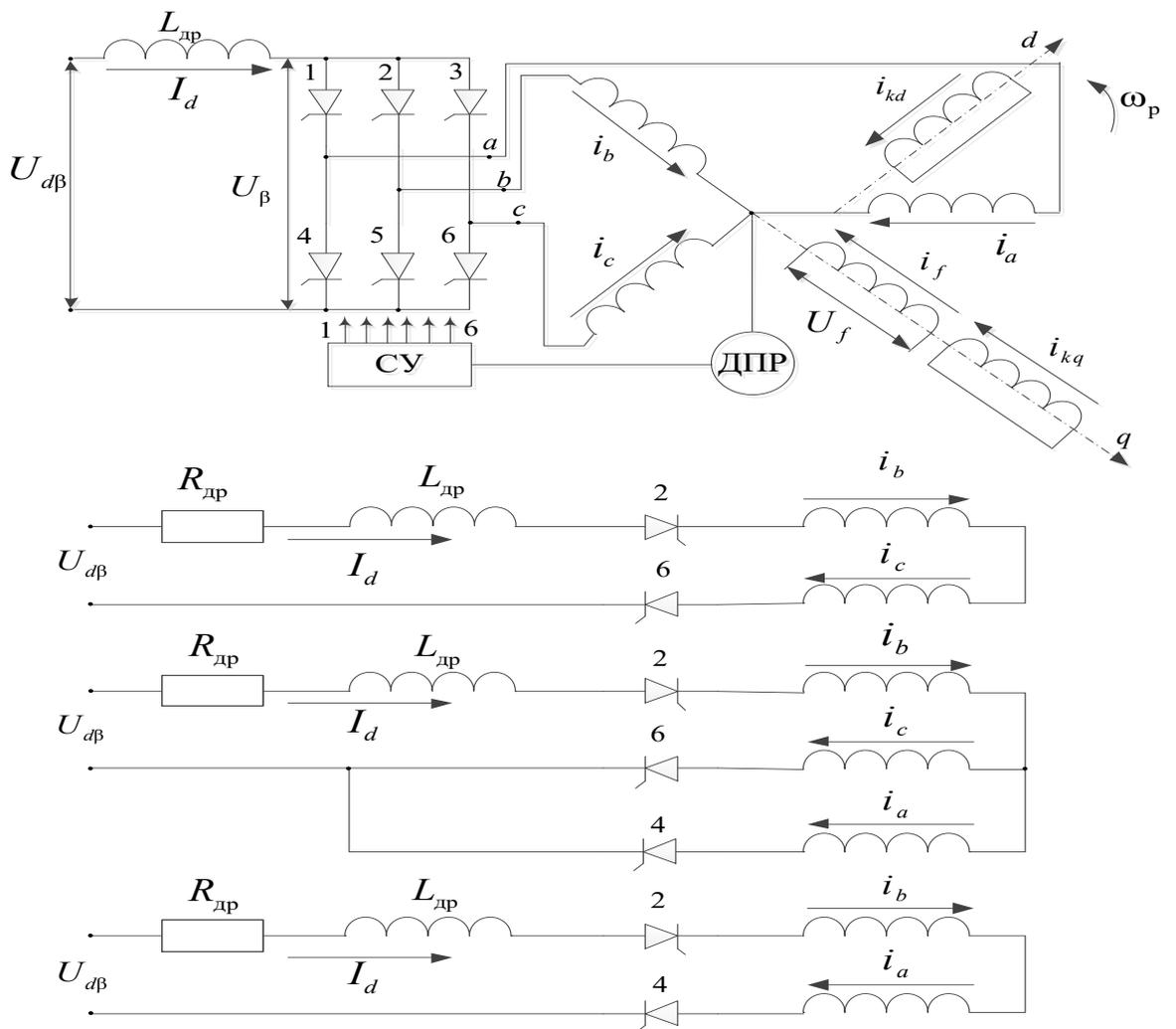


Рисунок 2.5 – Схема електричних кіл ВД

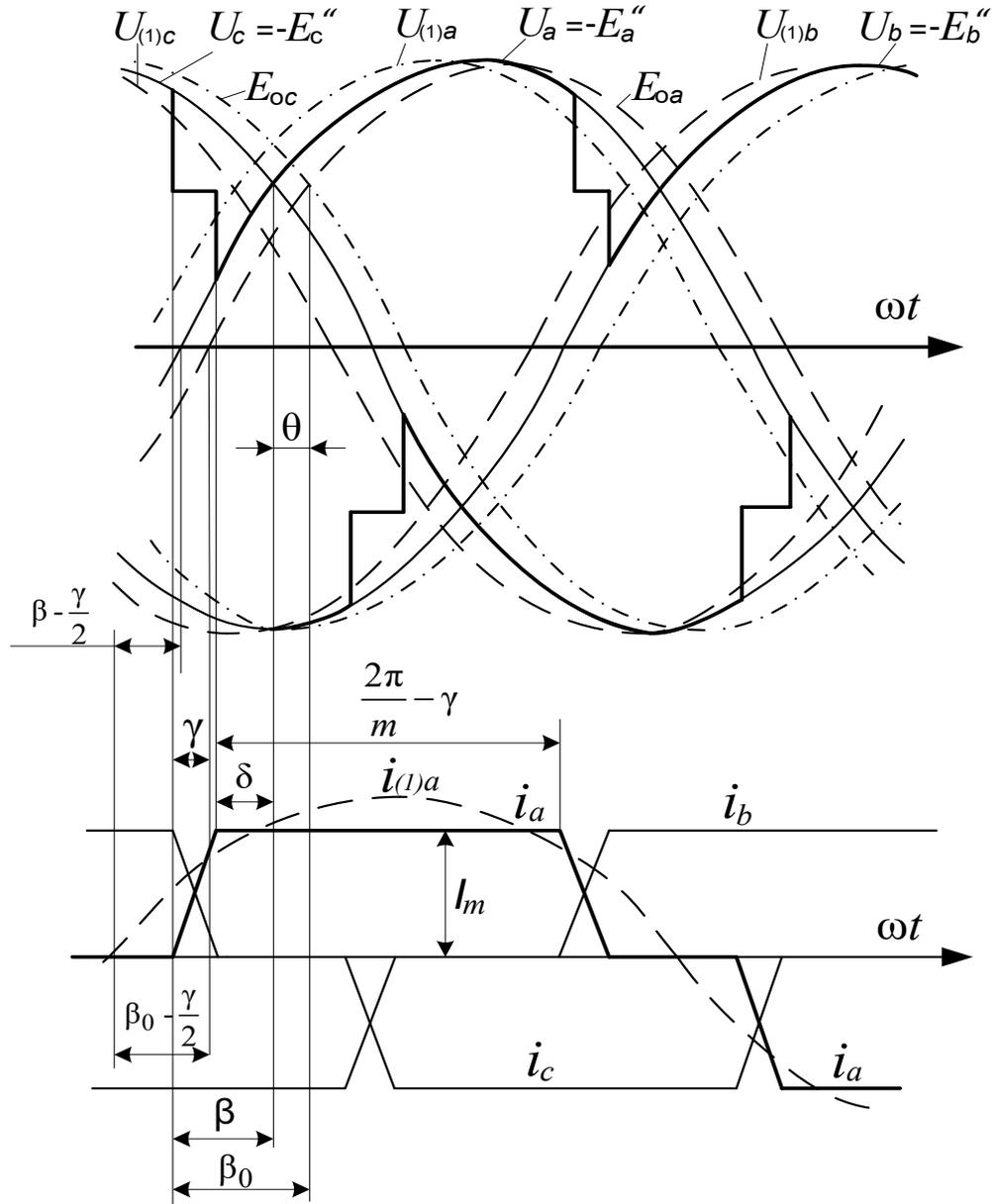


Рисунок 2.6 – Форма кривих напруги, ЕРС і струмів ВД

Робота СМ спільно з вентиляним комутатором, керованим за положенням ротора, являє собою циклічну тимчасову послідовність нормальної роботи двох фаз і міжфазних коротких замикань. У трифазній машині у позакомутаційні інтервали МДС статора залишається нерухомою, а за час комутації вона робить поворот на 60° . При цьому в демпферних обмотках наводиться ЕРС. Під її дією протікає струм, ЕРС якого спрямована зустрічно магнітному потоку статора. У результаті в повітряному зазорі СМ знаходяться два нерухомих один щодо одного потоку – індуктора і реакції

якоря, що обертаються в статичному режимі рівномірно з кутовою частотою ротора. У шестипульсній схемі МДС статора за один оборот валу займає шість дискретних положень.

Експериментальні дослідження ВД, а також результати досліджень, опубліковані в деяких джерелах [9,17] показали, що завдяки згладжувальній, дії статорних обмоток, обмотки збудження і замкнених контурів в сталі ротора в діапазоні частот машинної комутації магнітний потік наводить в обмотках статора практично синусоїдальні ЕРС. Причому пульсуюча складова моменту майже не робить впливу на електромеханічні характеристики ВД, так як частота пульсацій досить висока, і вони можуть бути повністю згладжені. У серійних СМ з комутаторами по шестипульсній схемі обертовий момент завдяки інерційності системи досить рівномірний [9,10].

Крім цього доведено, що перехідні електромагнітні процеси в СМ з короткозамкненими обмотками на роторі, зумовлені комутаційними процесами, проходять настільки швидко, що в більшості випадків не роблять впливу на частоту обертання машини. Це дозволяє розглядати в якості робочого режиму тільки позакомутаційний, а явища і процеси в інтервалах комутації – як еквівалентні середньому падінню напруги в ланцюгах.

Таким чином, при складанні математичного опису ВД вважаємо, що в повітряному зазорі СМ існує тільки перша гармоніка поля, а момент обертання, струм і напруга можуть бути представлені середніми величинами. Прийmemo також, що кути випередження, комутації та запасу змінюються настільки швидко в порівнянні з іншими параметрами, що можуть розглядатися як безперервні величини з середніми значеннями [1].

Наведені припущення впливають з фізики роботи ВД і дозволяють пояснити рівномірне обертання ротора в діапазоні частот машинної комутації. При такому підході математична модель ВД буде відповідати середнім режимам і може бути представлена безперервними динамічними рівняннями Парка-Горєва (1.6) - (1.7), а також виразами, що зв'язують частоти струму, поля

статора і обертання ротора з внутрішніми кутовими параметрами і способом управління ВД [32].

Записуємо для $\beta_0 = \text{const}$ кутові координати узагальнених векторів струму статора, поля статора і ротора

$$\begin{aligned} v_i &= v_P + \psi_1 + \frac{\pi}{2}; \\ v_C &= v_P + \theta - \frac{\pi}{2}; \\ v_i &= v_C + \psi_1 - \theta + \pi, \end{aligned} \quad (2.4)$$

де v_i, v_C, v_P - кути між магнітною віссю фази а статора і відповідно вектором струму, вектором напруги і віссю ротора d.

Кути повороту векторів визначаються з виразів

$$\begin{aligned} v_i &= \int_0^t \omega_i dt + v_{i0}; \\ v_C &= \int_0^t \omega_C dt + v_{C0}; \\ v_P &= \int_0^t \omega_P dt + v_{P0}, \end{aligned} \quad (2.5)$$

де $\omega_i, \omega_C, \omega_P$ – частоти відповідно струму, поля статора і обертання ротора; v_{i0}, v_{C0}, v_{P0} , – значення кутів при $t = 0$, з яких два останніх знаходимо наступним чином

$$\begin{aligned} v_{C0} &= \frac{7}{6}\pi - \beta; \\ v_{P0} &= \frac{7}{6}\pi - \beta_0. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Значення кута v_{i0} в початковий момент часу визначається типом джерела синхронізації. Так, для ДПР $v_{i0} = 300^\circ$, для ДНС $v_{i0} = 390^\circ$.

Диференціюючи виразу (2.4), знаходимо

$$\begin{aligned}\omega_i &= \omega_p; \\ \omega_c &= \omega_i + \frac{d\theta}{dt}; \\ \omega_c &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}.\end{aligned}\tag{2.7}$$

Для закону управління $\beta = \text{const}$ кутові координати визначаємо наступним чином

$$\begin{aligned}v_i &= v_p + \varphi + \theta + \frac{\pi}{2}; \\ v_c &= v_p + \theta - \frac{\pi}{2}; \\ v_i &= v_c + \varphi + \pi.\end{aligned}\tag{2.8}$$

Після диференціювання

$$\begin{aligned}\omega_i &= \omega_c; \\ \omega_i &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}; \\ \omega_c &= \omega_p + \frac{d\theta}{dt}.\end{aligned}\tag{2.9}$$

Аналіз виразів (2.7) і (2.9) показує, що при законі $\beta_0 = \text{const}$ вентиляльний комутатор створює таке поле реакції якоря, частота струму якого синхронно пов'язана з частотою обертання ротора у всіх режимах роботи ВД. При цьому СМ втрачає властивість коливальності, притаманне машині змінного струму, і набуває властивості машини постійного струму. Навпаки, при $\beta = \text{const}$ частота струму в обмотках статора гнучко пов'язана з частотою обертання ротора. У цьому випадку можуть виникати коливальні процеси, характер яких аналогічний процесам у звичайних СМ, що живляться від мережі.

З наведених виразів видно, що незалежно від способу управління до ВД частота обертання ротора в перехідних режимах не дорівнює частоті поля статора. Різниця між частотами визначається значенням першої похідної кута навантаження машини. Особливість роботи ВД полягає в тому, що частота обертання поля статора є невідомою величиною, в той час як у звичайній СМ – це частота мережі, а в ЧРП вона відома і задається електронним генератором.

Оскільки рівняння Парка-Горєва записані в системі координат $d, q, 0$, жорстко пов'язаної з ротором, то трифазна система синусоїдальних напруг представляється у вигляді одного обертового вектора напруги, проєкції якого на осі d і q визначаються наступним чином [15,39]

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{2}{3} \left[U_a \cos v_p + U_b \cos(v_p - \frac{2}{3}\pi) + U_c \cos(v_p + \frac{2}{3}\pi) \right]; \\ U_q &= \frac{2}{3} \left[U_a \sin v_p + U_b \sin(v_p - \frac{2}{3}\pi) + U_c \sin(v_p + \frac{2}{3}\pi) \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Підставляючи у вирази (2.10) рівняння трифазної системи синусоїдальних напруг

$$\begin{aligned} U_a &= U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0}); \\ U_b &= U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0} - \frac{2}{3}\pi); \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$U_c = U_{m(1)} \sin(\omega_c t + v_{c0} + \frac{2}{3}\pi),$$

отримуємо

$$\begin{aligned} U_d &= U_{m(1)} \sin[(\omega_c - \omega_p)t + v_{c0} - v_{p0}]; \\ U_q &= U_{m(1)} \cos[(\omega_c - \omega_p)t + v_{c0} - v_{p0}], \end{aligned} \quad (2.12)$$

де $U_{m(1)}$ – амплітудне значення першої гармоніки напруги.

З урахуванням рівнянь (2.7), (2.9) і рівності

$$\beta_0 = \beta + \theta \quad (2.13)$$

записуємо вирази (2.12) в остаточному вигляді

$$\begin{aligned}
 U_d &= U_{m(1)} \sin\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right); \\
 U_q &= U_{m(1)} \cos\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right).
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

Як видно з останніх рівнянь, для визначення проєкцій вектора напруги необхідно знати величину кута навантаження СМ і його динамічну складову. З рівнянь Парка-Горєва з урахуванням виразів (2.14) знаходимо

$$\operatorname{tg}\left(\theta + \frac{d\theta}{dt}t\right) = \frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_q \omega_p},
 \tag{2.15}$$

звідки

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_q \omega_p} \right) - \frac{d\theta}{dt}t.
 \tag{2.16}$$

При інтегруванні системи рівнянь ВД, для визначення динамічної складової кута навантаження доцільно використовувати метод лінійної апроксимації, для чого необхідно знати значення кута навантаження на попередньому кроці і величину кроку інтегрування H

$$\frac{d\theta}{dt} \approx \frac{\Delta\theta}{H} = \frac{\theta_i - \theta_{i-1}}{H}.
 \tag{2.17}$$

Підставляючи вираз (2.17) у рівняння (2.16), остаточно одержуємо

$$\theta = \frac{\operatorname{arctg} \left(\frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_q}{dt} + i_q r + \psi_q \omega_p} \right) + \frac{\theta_{i-1}}{H} t}{1 + \frac{t}{H}}.
 \tag{2.18}$$

Якщо вважати демпферну обмотку ідеальною, то на підставі теореми сталості потокозчеплення [48,55] можна припустити, що ЕРС за комутаційним реактансом не спотворюється під дією струмів комутації. Таке припущення дозволяє використовувати відомий вислів з теорії залежного інвертора, що зв'язує струм машини з параметрами схеми, а саме

$$\cos\beta = \cos\delta - \frac{2I_m x_k}{\sqrt{3}x_{ad}i_f}, \quad (2.19)$$

де I_m – максимальне значення гладкої складової струму фази статора (в перетворювачі з ланкою постійного струму $I_m \approx I_d$); $x_k = \omega L_k / Z_H$ – комутаційний опір; $\sqrt{3}x_{ad}i_f = E_m$ – амплітудне значення лінійної комутаційної ЕРС.

Кут випередження визначається за формулою

$$\beta = \gamma + \delta. \quad (2.20)$$

Вирази (2.13), (2.16), (2.19) і (2.20) пов'язують способи управління комутатором з внутрішніми кутовими параметрами СМ.

Так як рівняння Парка–Горєва записані під обертається системі координат, а реальні струми і напруги – в нерухомій, то перехід до перших гармонік їх величин здійснюється за допомогою зворотних перетворень, скоригованих з урахуванням виразів (2.7) і (2.9).

Для закону $\beta_0 = \text{const}$ ($\omega_i = \omega_p$) [17,21]

$$\begin{aligned} i_a &= i_d \cos v_p - i_q \sin v_p; \\ i_b &= i_d \cos(v_p - \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p - \frac{2}{3}\pi); \\ i_c &= i_d \cos(v_p + \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \frac{2}{3}\pi). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Для закону $\beta = \text{const}$ ($\omega_i = \omega_c$)

$$\begin{aligned} i_a &= i_d \cos(v_p + \theta) - i_q \sin(v_p + \theta); \\ i_b &= i_d \cos(v_p + \theta - \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \theta - \frac{2}{3}\pi); \end{aligned}$$

$$i_c = i_d \cos(v_p + \theta + \frac{2}{3}\pi) - i_q \sin(v_p + \theta + \frac{2}{3}\pi). \quad (2.22)$$

Рівняння переходу до перших гармонік напруги не залежать від прийнятого закону і мають вигляд

$$\begin{aligned} U_a &= U_d \cos v_c - U_q \sin v_c; \\ U_b &= U_d \cos(v_c - \frac{2}{3}\pi) - U_q \sin(v_c - \frac{2}{3}\pi); \\ U_c &= U_d \cos(v_c + \frac{2}{3}\pi) - U_q \sin(v_c + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Амплітудні значення перших гармонік струму і напруги знаходяться за відомими формулами

$$\begin{aligned} I_{m(1)} &= \sqrt{i_d^2 + i_q^2}; \\ U_{m(1)} &= \sqrt{U_d^2 + U_q^2}. \end{aligned} \quad (2.24)$$

У свою чергу, зв'язок між амплітудним I_m (1) чинним I і середнім I_d значеннями струму визначається виразами

$$I = F_1 I_{m(1)}; \quad I_d = I_m = F_2 I_{m(1)}, \quad (2.25)$$

$$\text{де } F_1 = \frac{\gamma}{12 \sin \frac{\gamma}{2}} \sqrt{\pi(2\pi - \gamma)}; \quad F_2 = \frac{\pi\gamma}{4\sqrt{3} \sin \frac{\gamma}{2}}.$$

Аналітичне вираз, що пов'язує амплітудне значення першої гармоніки з діючим значенням фазної напруги, відсутнє. При орієнтовній оцінці можна прийняти наступне емпіричне вираження, що дає похибку не більше 3% при $\beta \leq 50^\circ$ і 5% при $\beta \geq 60^\circ$

$$U = \varepsilon U_{m(1)}, \quad (2.26)$$

де $\varepsilon = 0,765$ при $\beta \leq 50^\circ$; $\varepsilon = 0,83$ при $\beta \geq 60^\circ$.

Амплітудні значення напруги U_m і його першої гармоніки $U_{m(1)}$ пов'язані наступним чином (3.12)

$$U_{m(1)} = F \text{ та } U_m, \quad (2.27)$$

де

$$F_{\text{и}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{F(\gamma) + F(\beta, \gamma) - F(\delta, \gamma)};$$

$$F(\gamma) = \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)^2 + 0.25 \sin^2 \gamma + \sin^2 \frac{\gamma}{2};$$

$$F(\beta, \gamma) = \sin \beta \left[0.5 \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)(1 + \cos \beta) \right]$$

$$F(\delta, \gamma) = \sin \delta \left[0.5 \sin \gamma + \left(\frac{\pi}{2} - \gamma\right)(1 + \cos \delta) \right].$$

Рівняння напруг ВД постійного струму (рис. 2.1) можна записати

$$U_{d\beta} = r_{\text{дп}} i_{\beta} + L_{\text{дп}} \frac{di_{\beta}}{dt} + U_{\beta};$$

$$U_{d\beta} = K_{\text{сх.в}} U_{\text{с}} \cos \alpha; \quad (2.28)$$

$$U_{\beta} = K'_{\text{сх.и}} U_m \cos\left(\beta - \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2},$$

де $U_{d\beta}$, U_{β} , $U_{\text{с}}$ – відповідно середнє значення випрямленої напруги, напруга на вході інвертора і діюче значення лінійної напруги мережі; i_{β} – миттєве значення струму на вході інвертора; $K_{\text{сх.в}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}$, $K'_{\text{сх.и}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$ – коефіцієнти схем відповідно випрямляча і інвертора; α – кут управління випрямлячем.

Представлені рівняння відповідають середнім режимам і характеризують електромагнітні та електромеханічні процеси в ВД з урахуванням всіх параметрів і залежностей системи, а також реальних величин струмів і напруг. Повна система рівнянь ВД складається з нелінійних диференціальних рівнянь сьомого порядку і алгебраїчних.

2.6 Дослідження статичних режимів роботи вентиляного двигуна

Статичний режим роботи ВД описується векторними діаграмами струмів, напруг і магнітних потоків, причому при зміні швидкості під дією постійного навантаження характер діаграм не змінюється. Рівняння Парка-Горєва (1.6) і (1.7) для статичного режиму приймуть вид

$$U_d = i_d r - i_q x_q \omega_p; \quad (2.29)$$

$$U_q = i_q r + (x_d i_d + x_{ad} i_f) \omega_p; \quad (2.30)$$

$$M = i_q [(x_{ad} i_f + x_d i_d) - x_d i_d]. \quad (2.31)$$

Використовуючи векторну діаграму ВД (рис.2.6) і рівняння (2.14), записуємо вирази для проєкцій векторів струму і напруги на осі d і q

$$i_d = I_{m(1)} \sin \psi_1; \quad (2.32)$$

$$i_q = I_{m(1)} \cos \psi_1; \quad (2.33)$$

$$U_d = U_{m(1)} \sin \theta; \quad (2.34)$$

$$U_q = U_{m(1)} \cos \theta. \quad (2.35)$$

З рівнянь (2.30), (2.32), (2.33) і (2.35) отримуємо вираз для частоти обертання

$$\omega_p = \frac{U_{m(1)} \cos \theta - I_{m(1)} r \cos \psi_1}{x_{ad} i_f + x_d I_{m(1)} \sin \psi_1}. \quad (2.36)$$

Електромагнітний момент знаходимо з рівнянь (2.31), (2.32) і (2.33)

$$M = i_f x_{ad} I_{m(1)} \cos \psi_1 + I_{m(1)}^2 \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2\psi_1 \quad (2.37)$$

Використовуючи рівняння (2.25), (2.27) і (2.28), наводимо напругу і струм перших гармонік у виразах (2.36) і (2.37) до реальних величин, наприклад, до U_C і I_d

$$\omega_p = \frac{K_{СХВ} U_C \cos \alpha - I_d \left(r_{ДР} + \frac{S_{II}}{F_2} r \cos \psi_1 \right)}{S_{II} \left(i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin \psi_1 \right)}; \quad (2.38)$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos \psi_1 + \frac{I_d^2}{F_2^2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2\psi_1, \quad (2.39)$$

де $S_{\text{И}} = K'_{\text{СХ.И}} \frac{\cos(\beta - \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2}}{F_{\text{И}} \cos \theta}$ – функція, що враховує процес інвертування.

Для режиму ідеального холостого ходу рівняння (2.38) прийме вигляд

$$\omega_{\text{P0}} = \frac{K_{\text{СХ.В}} U_{\text{С}} \cos \alpha}{K_{\text{СХ.И}} E \cos \beta}, \quad (2.40)$$

де E – діюче значення лінійної ЕРС.

Аналіз виразу (2.40) показує, що частота обертання ідеального холостого ходу прямо пропорційна напрузі живлення і обернено пропорційна ЕРС і $\cos \beta$. При кутах випередження близьких до 90° частота обертання досягає максимального значення, а при $\beta = 0$ – мінімального.

Випрямлений струм ВД визначаємо з виразу (2.38)

$$I_d = \frac{K_{\text{СХ.В}} U_{\text{С}} \cos \alpha - \omega_{\text{P}} S_{\text{И}} i_f x_{ad}}{r_{\text{ДР}} + \frac{S_{\text{И}}}{F_2} (\omega_{\text{P}} x_d \sin \psi_1 + r \cos \psi_1)}. \quad (2.41)$$

Електромеханічні характеристики (2.38), (2.39) і (2.41) залежать від прийнятого закону керування і кутових параметрів ВД, які визначаються комутаційними опорами перетворювача і індуктивностями СМ. Нехтуючи активним опором фази, з рівняння (2.15) з урахуванням виразів (2.25), (2.32) і (2.33) отримуємо

$$\text{tg} \theta = \frac{I_d x_q \cos \psi_1}{I_d x_d \sin \psi_1 + F_2 i_f x_{ad}}. \quad (2.42)$$

Вирази (2.13), (2.19), (2.20) і (2.42) пов'язують в статичних режимах кутові параметри СМ із законами управління комутатором.

Остаточно кутові і електромеханічні характеристики ВД записуємо в наступному вигляді.

Для закону $\beta_0 = \text{const}$

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{I_d x_q \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right);$$

$$\gamma = \arccos \left(\cos \delta - \frac{2I_d x_k}{\sqrt{3} i_f x_{ad}} \right) - \delta;$$

$$\delta = \beta_0 - \gamma - \theta;$$

(2.43)

$$\beta = \beta_0 - \theta;$$

$$\omega_p = \frac{K_{\text{CX.B}} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{\text{ДР}} + \left(\frac{S_{\text{И}}}{F_2} \right) r \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{\text{И}} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) \right]};$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\beta_0 - \frac{\gamma}{2}).$$

Для закону $\beta = \text{const}$

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{I_d x_q \cos(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right);$$

$$\delta = \arccos \left(\frac{2I_d x_k}{\sqrt{3} i_f x_{ad}} + \cos \beta \right);$$

$$\gamma = \beta - \delta;$$

(2.44)

$$\beta_0 = \beta + \theta;$$

$$\omega_p = \frac{K_{\text{CX.B}} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{\text{ДР}} + \left(\frac{S_{\text{И}}}{F_2} \right) r \cos(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{\text{И}} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\beta + \theta - \frac{\gamma}{2}) \right]};$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\beta_0 + \theta - \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\beta_0 + \theta - \frac{\gamma}{2}).$$

Для закону $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$

$$\theta = \operatorname{arctg} \left(\frac{I_d x_q \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2})}{I_d x_d \sin(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) + F_2 i_f x_{ad}} \right);$$

$$\beta = \arccos \left(\cos \delta - \frac{2I_d x_k}{\sqrt{3} i_f x_{ad}} \right);$$

$$\gamma = \beta - \delta; \quad (2.45)$$

$$\beta_0 = \beta + \theta;$$

$$\omega_p = \frac{K_{CX.B} U_C \cos \alpha - I_d \left[r_{ДР} + \left(\frac{S_{II}}{F_2} \right) r \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) \right]}{S_{II} \left[i_f x_{ad} + \frac{I_d}{F_2} x_d \sin(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) \right]};$$

$$M = i_f x_{ad} \frac{I_d}{F_2} \cos(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}) + \frac{I_d^2}{F_2} \left(\frac{x_d}{2} - \frac{x_q}{2} \right) \sin 2(\delta + \theta + \frac{\gamma}{2}).$$

Отримані рівняння (2.43) - (2.45) описують статичні режими ВД з урахуванням всіх лінійних і кутових параметрів, законів управління і реальних величин струмів і напруг. Вони можуть бути вирішені чисельними методами на ЕОМ, наприклад, за допомогою ітераційних процедур [55]. Для їх вирішення з заданою точністю і розрядністю необхідно мати такі вихідні дані: параметри СМ і комутатора x_d , x_q , x_{ad} , x_k , r , $r_{ДР}$, $K_{CX.I}$; спосіб керування комутатором і початкове значення відповідного кутового параметра; закон зміни струму збудження; напруга джерела живлення U_C , коефіцієнт схеми $K_{CX.B}$ і закон зміни кута управління випрямляча.

Блок-схема програми обчислення електромеханічних і кутових характеристик ВД для $\beta = \text{const}$ представлена на рис. 2.7. Тут додаткові пояснення необхідні до блоків перевірки комутаційної стійкості (3,6), замикання циклу ітерацій (8,9) і автоматичного завдання кроку (13,14).

Так як кути навантаження і комутації визначаються струмом, то програма побудована за принципом автоматичного завдання заздалегідь обраного кроку струму. Формування чергового кроку струму здійснюється

блоком 14 за умови виконання комутаційного процесу ($\gamma \leq 60^\circ$, $\delta \geq \delta_{\min}$). Замикання циклу ітерацій виконується в блоці 8 порівнянням заданої точності E_T з абсолютною величиною різниці знову обчисленого і попереднього значень кута навантаження. Програми обчислення статичних характеристик ВД для двох інших законів будуються аналогічним чином.

Наведена методика дозволяє визначити вплив всіх параметрів системи на статичні режими роботи ВД. Розглянемо залежності статичних характеристик ВД від керуючих і комутаційних параметрів. На рис. 2.8 показані кутові характеристики ВД при способах управління $\beta_0 = \text{const}$ (а), $\beta = \text{const}$ (б) і $\beta_{\min} = f(\gamma)$ (в), розраховані на ЕОМ для машини з параметрами $x_d = 1.15$, $x_q = 0.8$, $x_{ad} = 1$.

Аналіз рисунків показує, що жорсткість характеристик і максимальне значення струму, при якому відбувається опрокидання комутатора, збільшуються з ростом струму порушення і зменшенням комутаційного реактансу. При цьому зменшуються кути комутації та навантаження, що призводить до збільшення перевантажувальної здатності ВД. Жорсткість характеристик і перевантажувальна здатність ростуть також при збільшенні кута випередження (рис. 2.8, б).

З порівняння рис. 2.8 видно, що по надійності інвертування найбільш раціональним є закон керування $\beta_{\min} = f(\gamma)$, потім – $\beta = \text{const}$. Дослідження показують, що зменшення кута запасу до нульового значення не призводить до якісної зміни кутових характеристик, в той час як зі збільшенням $\delta > 10^\circ$ помітно погіршується характер залежностей. Тому мінімальний час, необхідний для відновлення вентилів, обмежений, з одного боку, комутаційною стійкістю перетворювача ($\delta_{\min} = 3^\circ - 5^\circ$), а з іншого – жорсткістю характеристик і знаходиться в межах $5^\circ - 10^\circ$.

На рис. 2.9 представлені електромеханічні характеристики ВД для способів керування $\beta_0 = \text{const}$ (а), $\beta = \text{const}$ (б) і $\beta_{\min} = f(\gamma)$ (в), а на рис. 2.10 – експериментальні електромеханічні характеристики при різних кута

випередження, зняті при випробуванні ВД постійного струму ($x_d = 1.15$; $x_{ad} = 1$; $r = 0.05$; $x_q = 0,8$).

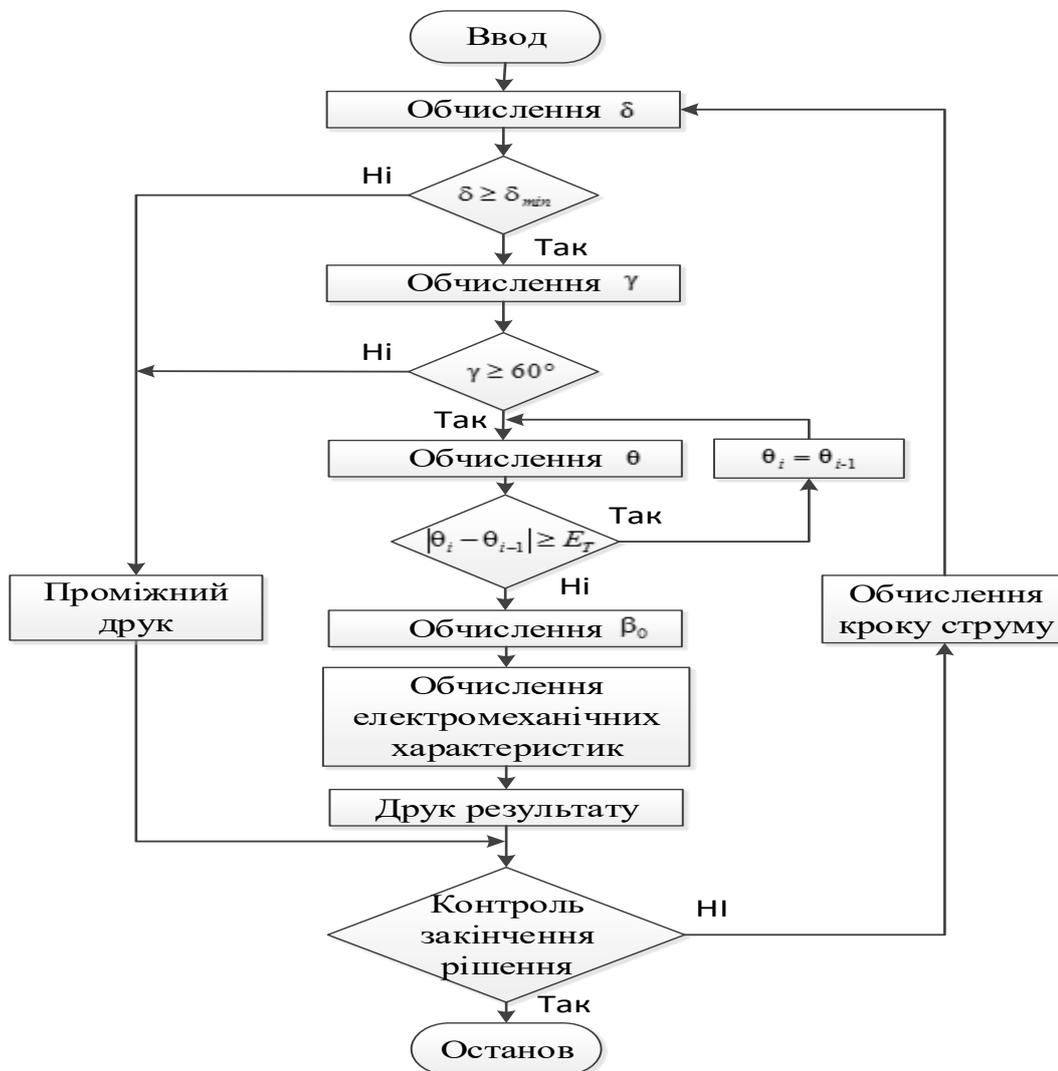


Рисунок 2.7 – Блок-схема обчислення електромеханічних і кутових характеристик ВД для $\beta = \text{const}$

2.8 Представлення вентильного двигуна як об'єкта автоматичного управління

Управління регульованим електроприводом, як правило, здійснюється замкнутої САК. Для її синтезу необхідно мати лінійну (лінеаризовану) передавальну функцію. ВД як об'єкт автоматичного управління можна уявити передавальною функцією $W_{ВД}(p)$. Він описується системою нелінійних диференціальних та алгебраїчних рівнянь високого порядку, отримати

аналітичне рішення якої в загальному вигляді неможливо. При моделюванні завдань, пов'язаних зі зміною швидкості, систему можна лінеаризувати за умови малих відхилень змінних від робочої точки і різних припущеннях, наприклад, $r = 0$, $x_k = 0$, $\gamma = 0$, $\delta = 0$, $\theta = \text{const}$. Але таке рішення буде наближеним

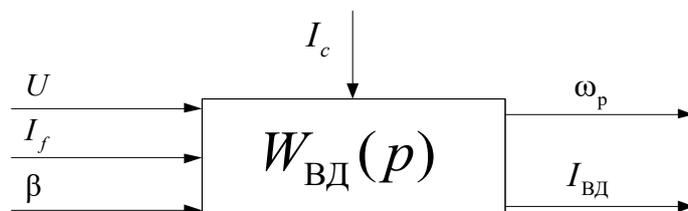


Рисунок 2.8 – ВД як об'єкт автоматичного управління

Розрахунки й експерименти, показують, що при постійних струмі збудження і вугіллі випередження, що лежать в межах

$$i_f \geq 0.8i_{fH} \text{ та } 20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ, \quad (2.46)$$

ВД можна представити лінійним об'єктом.

За зазначених умов складна система нелінійних рівнянь приводиться до лінійної передавальної функції, для чого необхідно апроксимувати розрахункові криві перехідного процесу лінійними диференціальними рівняннями необхідного порядку. Отримані в результаті реальної апроксимації передавальні функції ВД з коефіцієнтами в чисельному вигляді будуть враховувати весь набір вихідних параметрів і залежностей системи без додаткових припущень, що призводять до істотної відмінності їх від реального об'єкта. Такий підхід є досить точним і достовірним, тому що враховує миттєві зміни енергії магнітних полів і механічну.

Перехідних функціях (2.44) і (2.45) відповідають стандартні диференціальні рівняння другого порядку

$$T_3 T_4 \frac{d^2 \omega_p}{dt^2} + (T_3 + T_4) \frac{d\omega_p}{dt} + \omega_p = K_d U - K_{d1} I_c \quad (2.47)$$

$$T_3 T_4 \frac{d^2 I_{ВД}}{dt^2} + (T_3 + T_4) \frac{dI_{ВД}}{dt} + I_{ВД} = I_c,$$

де K_d і K_{d1} – коефіцієнти передач.

Якщо ввести позначення

$$\begin{aligned} T_M &= T_3 + T_4; \quad T_\Delta T_M = T_3 T_4; \\ T_M &= J \frac{R_\Delta}{K_E K_M}; \quad T_\Delta = \frac{L_\Delta}{R_\Delta}; \\ K_M &= C_M \cos\beta; \quad K_E = C_E \cos\beta, \end{aligned} \quad (2.48)$$

де T_M, T_Δ – еквівалентні електромеханічна і електромагнітна постійні часу ВД; R_Δ, L_Δ – еквівалентні активне і індуктивний опори перетворювального ланцюга, то можна отримати передавальні функції ВД, аналогічні приводу постійного струму.

Передавальні функції ВД за регулюючому впливу визначаються з рівнянь (2.49) при нульових початкових умовах і відсутності зовнішнього збурення. Уявімо їх у операторної формі запису як відношення зображень по Лапласа (або Карсона) частоти обертання та струму машини до напруги, що підводиться

$$\left. \begin{aligned} W_{ВД}(p) &= \frac{\omega_p(p)}{U(p)} = \frac{1}{T_\Delta T_M p^2 + T_M p + 1} \frac{C_E \cos\beta}{C_E \cos\beta}; \\ W'_{ВД}(p) &= \frac{I_{ВД}(p)}{U(p)} = \frac{Jp}{T_\Delta T_M p^2 + T_M p + 1} \frac{C_E C_M \cos^2\beta}{C_E C_M \cos^2\beta}. \end{aligned} \right\} \quad (2.49)$$

При постійній напрузі знаходимо передавальні функції по обуренню

$$\begin{aligned} F_{ВД}(p) &= \frac{\omega_p(p)}{I_C(p)} = \frac{R_\Delta}{C_E \cos\beta} \frac{(T_\Delta p + 1)}{T_\Delta T_M p^2 + T_M p + 1}; \\ F'_{ВД}(p) &= \frac{I_{ВД}(p)}{I_C(p)} = \frac{1}{T_\Delta T_M p^2 + T_M p + 1}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Регульовані величини запишемо в наступному вигляді

$$\omega(t) = W_{ВД}(p)U(t) - F_{ВД}(p)I_C; \quad (2.51)$$

$$I_{ВД}(t) = W'_{ВД}(p)U(t) + F'_{ВД}(p)I_C.$$

Після перетворень

$$\omega(t) = \frac{1}{C_E \cos \beta} [U - I_C R_{\Omega} (T_{\Omega} p + 1)] \frac{1}{T_{\Omega} T_M p^2 + T_M p + 1}; \quad (2.52)$$

$$I_{ВД}(t) = (U \frac{jp}{C_E C_M \cos^2 \beta} + I_C) \frac{1}{T_{\Omega} T_M p^2 + T_M p + 1}.$$

Представленим передавальним функціям відповідає лінеаризована структурна схема ВД, зображена на рис. 2.9.

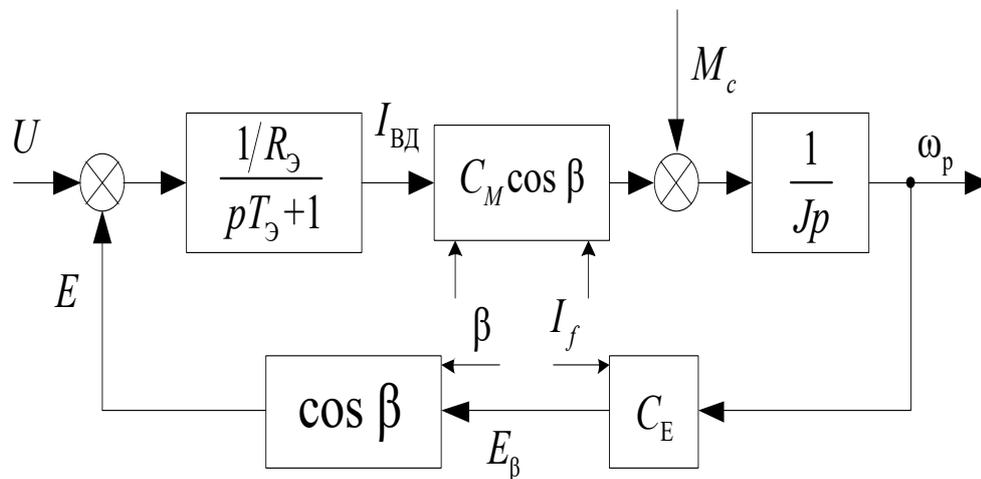


Рисунок 2.9 – Лінеаризована структурна схема ВД

Тут пояснення вимагають залежності K_M і K_E від кута випередження. З ростом кута випередження за рахунок зменшення коефіцієнта K_E в ланці постійного струму збільшується різниця між напругою, що підводиться і ЕРС. Під її дією збільшується струм, а потім частота обертання і ЕРС. Знову встановлюється рівність напруги і ЕРС. Якби коефіцієнт K_M був постійним, то рівновазі напруги відповідала б більш висока швидкість при тому ж значенні струму. Але так як коефіцієнт K_M змінний і містить $\cos \beta$, то зі збільшенням β він зменшується, в результаті чого новому значенню швидкості відповідає більший струм. Залежності величин еквівалентних конструктивних постійних K_E і K_M від кута випередження підтверджуються експериментально

зростанням сталих значень швидкості і ЕРС статора, а також появою струму холостого ходу.

Дослідження показали, що залежність еквівалентних постійних від кута комутації за вказаних умов ($i_f \geq 0,8i_{fH}$, $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$) несуттєва. Її необхідно враховувати тільки при малих токах збудження і великих кутах випередження, оскільки саме в цих режимах найбільш проявляється розмагнічуюча дія реакції якоря і струм холостого ходу досягає значної величини.

Висновки до розділу 2:

1. Розроблена математична модель ВД з комутатором, що працює в режимі джерела струму з природною і машинною комутацією, є універсальною, оскільки дозволяє реалізувати необхідний спосіб управління і абстрагуватися від конкретної структури перетворювача, враховує всі параметри і залежності приводу, величини реальних струмів і напруг.

2. Розроблено методики та складено програми розрахунку на ЕОМ статичних і динамічних режимів роботи ВД. Встановлено, що найбільш раціональними законами, що забезпечують найбільші жорсткість і лінійність статичних характеристик ВД, комутаційну стійкість і перевантажувальну здатність, є закони $\beta_{\min} = f(\gamma)$ і $\beta = \text{const}$.

3. Також встановлено, що при постійному струмі збудження і куті випередження, що знаходяться в межах відповідно $i_f \geq 0,8 i_{fH}$ і $20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ$, ВД з параметрами характерними для звичайних СМ може бути представлений лінійним об'єктом. Похибка при такому допущенні не перевищує 3%.

Встановлено, що закон управління не робить істотного впливу на характер перехідних процесів ВД. Різниця у швидкодії при кутах випередження 60° не перевищує 7%.

З'ясовано, що регулювання струму збудження і кута випередження призводить до зміни часових, динамічних і сталих параметрів системи. Так, ослаблення потоку збудження або збільшення кута випередження затягує

перехідний процес, а також підвищує динамічну складову струму і стає значення швидкості.

4. Розроблений метод розрахунку коефіцієнтів лінеаризованої передавальної функції ВД, що враховує весь набір вихідних параметрів і залежностей системи, дозволяє без додаткових припущень, що викликають істотна відмінність моделі від реального об'єкта, привести систему складних нелінійних рівнянь високого порядку до лінеаризованої передавальної функції ВД з чисельними значеннями коефіцієнтів. Похибка методу не перевищує 5%.

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ СПОСОБІВ УПРАВЛІННЯ НА РІВЕНЬ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГУНА

3.1 Гармонічний аналіз струмів і напруги

Для найбільш достовірної оцінки гармонічного складу електричних величин використовуються електронні гармонічні аналізатори, на вхід яких подаються реальні параметри. Проте з метою виявлення загальних закономірностей проведемо аналітичне дослідження вихідних параметрів перетворювача з урахуванням реальних форм кривих струмів і напруги [31].

Для аналізу приймаємо наступні припущення:

- падіння напруги на тиристорах перетворювача відсутнє;
- перетворювач складено за мостовою схемою і працює він без урівнювальних струмів;
- напруга синусоїдальна з комутаційними провалами і викидами, амплітуда яких дорівнює середньому значенню двох сусідніх напруг, а тривалість визначається кутом комутації;
- струм змінюється лінійно в процесі комутації, ідеально згладжений і має трапецеїдальну форму, причому напівперіод струму складається з ділянки провідності $120^\circ + \gamma$ і паузи $60^\circ - \gamma$;
- кут навантаження, будучи внутрішнім параметром СМ, майже не чинить впливу на енергетичні характеристики перетворювача, тому розглядається один із законів $\beta = \text{const}$, а для переходу до значень в необхідно скористатися виразом (2.13).

Для визначення гармонічного складу струму статора розкладемо його криву в ряд Фур'є, розміщуючи початок координат в середині ділянки $60^\circ - \gamma$ (рис.3.1). Оскільки крива симетрична як щодо осі абсцис, так і відносно початку координат, ряд не містить постійної складової, парних гармонік і косинусоїдальних складових. Знаходимо коефіцієнт Фур'є для синусоїдального ряду

$$\begin{aligned}
 bn = 2 \frac{I_m}{\pi} & \left[\int_{\frac{\pi}{6} - \frac{\gamma}{2}}^{\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2}} \frac{1}{\gamma} \left(\frac{\gamma}{2} - \frac{\pi}{6} + \omega t \right) \sin n \omega t d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6} + \frac{\gamma}{2}}^{\frac{5}{6}\pi + \frac{\gamma}{2}} \sin n \omega t dt + \right. \\
 & \left. + \int_{\frac{5}{6}\pi - \frac{\gamma}{2}}^{\frac{5}{6}\pi + \frac{\gamma}{2}} \frac{1}{\gamma} \left(\frac{5}{6}\pi + \frac{\gamma}{2} - \omega t \right) \sin n \omega t d\omega t \right], \quad (3.1)
 \end{aligned}$$

де $n = 1, 2, 3, \dots$ - номер гармоніки струму. Інтегруючи вираз (3.1), отримуємо

$$bn = 8 \frac{I_m}{\pi \gamma} \cdot \frac{\sin \frac{\gamma}{2} \sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3}}{n^2}. \quad (3.2)$$

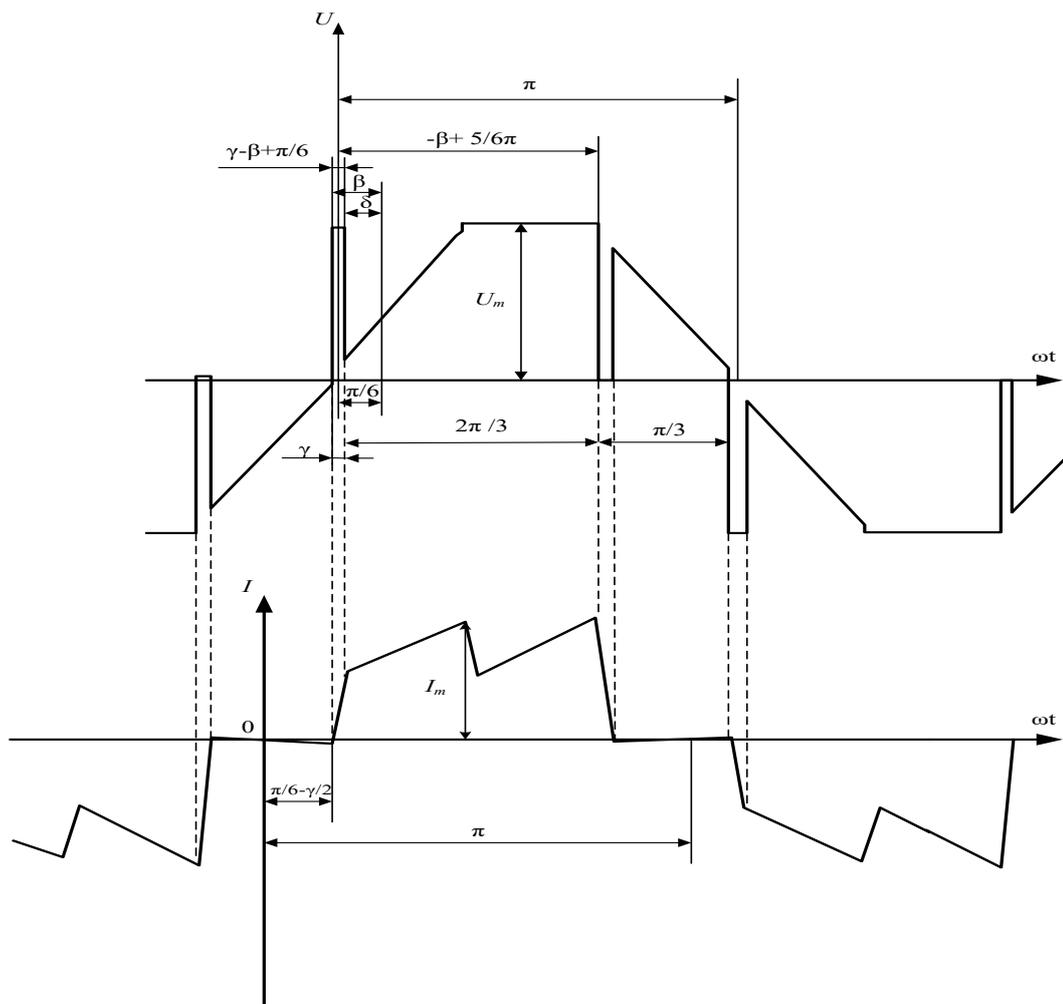


Рисунок 3.1 – Криві фазної напруги і струму ВД

З формули (3.2) видно, що при $n=3a$ ($Q = 1,2,3\dots$) коефіцієнт дорівнює нулю, тобто в кривій струму відсутні гармоніки кратні 3. Таким чином, струм якоря ВД містить гармоніки порядку $n = 6p \pm 1$ ($p = 0,1,2\dots$), або 1,5,7...

Враховуючи, що $\sin n \frac{\pi}{2} \sin n \frac{\pi}{3} = \pm \frac{\sqrt{3}}{2}$, записуємо

$$b(6p \pm 1) = \pm I_{m(1)} \frac{\sin(6p \pm 1) \frac{\gamma}{2}}{(6p \pm 1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}}, \quad (3.3)$$

де $I_{m(1)} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma}{2} I_m$ – амплітуда першої гармоніки струму.

Миттєве і діюче значення струмів мають вигляд

$$i = I_{m(1)} \left[\sin \omega t + \sum_{p=1}^{\infty} \left(\pm \frac{\sin(6p+1) \frac{\gamma}{2}}{(6p+1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}} \sin(6p+1)\omega t \right) \right]; \quad (3.4)$$

$$I = I_{(1)} \sqrt{1 + \sum_{p=1}^{\infty} \left(\pm \frac{\sin(6p+1) \frac{\gamma}{2}}{(6p+1)^2 \sin \frac{\gamma}{2}} \right)^2}, \quad (3.5)$$

де $I_{(1)} = \frac{2\sqrt{6}}{\pi\gamma} \sin \frac{\gamma}{2} I_m$ – діюче значення струму першої гармоніки.

Дослідження за допомогою ЕЦОМ спектрального складу кривої струму двигуна до 43-го порядку довели, що явище резонансу відсутнє (рис.3.2). При цьому максимальне значення амплітуда 1-ої гармоніки складає $1,1 I_m$ ($\gamma=10^\circ$) і майже не залежить від кута комутації, зменшуючись до 95,5% при $\gamma=60^\circ$ (рис.3.3). Помітно зменшуються амплітуди вищих гармонічних помітно зменшуються із збільшенням γ , причому ступінь загасання збільшується із зростанням номера гармоніки. У режимі критичних перевантажень приводу ($\gamma=60^\circ$) форма струму наближається до синусоїдальної і з вищих гармонік залишається 5-а ($I_{m(5)}=0.04I_m$). Як видно з формули (3.5) і рис.3.3, діюче

значення струму двигуна зменшується із збільшенням кута комутації і при $\gamma=60^\circ$ визначається практично величиною 1-ої гармоніки. Наведені теоретичні положення добре узгоджуються з експериментом.

Для визначення гармонічного складу вихідної напруги перетворювача приймаємо початок координат в точці перетину кривої напруги з віссю абсцис (рис.3.1). Оскільки крива має симетрію III роду $f(x + \pi) = -f(x)$, то вона не містить парних гармонік. Знаходимо коефіцієнти Фур'є $a_{(2k+1)}$ і $b_{(2k+1)}$ перед членами ряду, які містять косинуси і синуси:

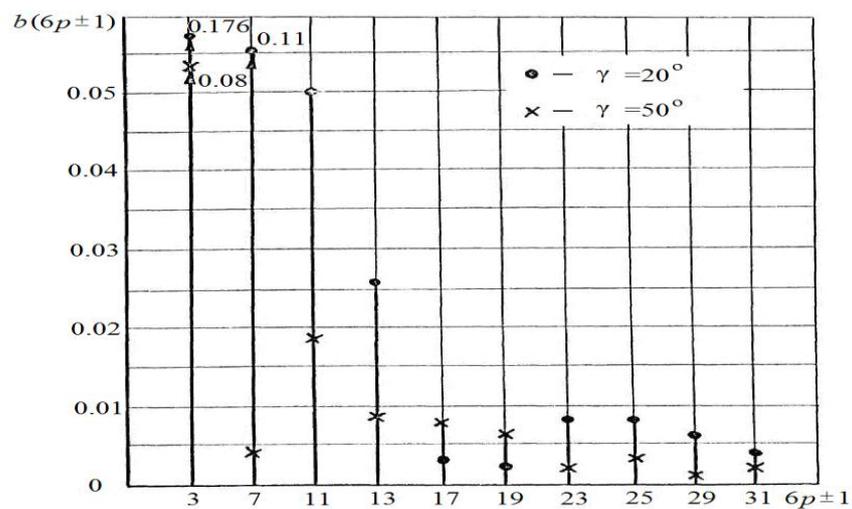


Рисунок 3.2 – Лінійчатий спектр струму ВД

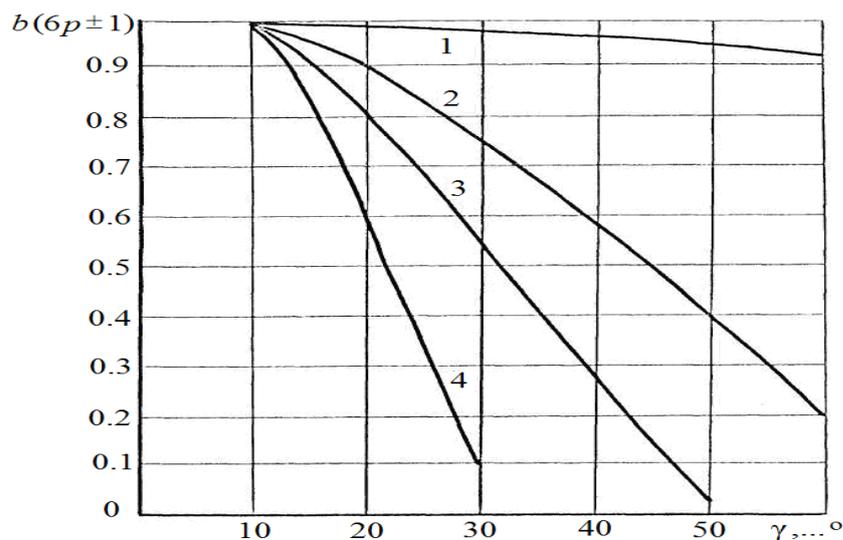


Рисунок 3.3 – Криві, що ілюструють ступінь загасання гармонік струму при збільшенні кута комутації: 1, 2, 3, 4 - відповідно перша, п'ята, сьома і одинадцята гармоніки

$$\begin{aligned}
a_{(2k+1)} = & \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{1}{2} \int_0^{\gamma-\beta+\frac{\pi}{6}} \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma-\beta+\frac{\pi}{6}}^{-\beta+\frac{5}{6}\pi} \sin \omega t \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \int_{-\beta+\frac{\pi}{6}}^{\gamma-\beta+\frac{5}{6}\pi} \cos(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma-\beta+\frac{5}{6}\pi}^{-\beta+\frac{7}{6}\pi} \sin \omega t \cos(2k+1)\omega t d\omega t - \frac{1}{2} \int_{-\beta+\frac{7}{6}\pi}^{\pi} \cos(2k+1)\omega t d\omega t \right] ; \\
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
b_{(2k+1)} = & \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{1}{2} \int_0^{\gamma-\beta+\frac{\pi}{6}} \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma-\beta+\frac{\pi}{6}}^{-\beta+\frac{5}{6}\pi} \sin \omega t \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \int_{-\beta+\frac{\pi}{6}}^{\gamma-\beta+\frac{5}{6}\pi} \sin(2k+1)\omega t d\omega t + \int_{\gamma-\beta+\frac{5}{6}\pi}^{-\beta+\frac{7}{6}\pi} \sin \omega t \sin(2k+1)\omega t d\omega t - \frac{1}{2} \int_{-\beta+\frac{7}{6}\pi}^{\pi} \sin(2k+1)\omega t d\omega t \right] , \\
\end{aligned} \tag{3.7}$$

де $k = 0, 1, 2, \dots$

Інтегруючи вирази (3.6) і (3.7), отримуємо

$$\begin{aligned}
a_{(2k+1)} = & \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{(-1)^k}{2k+1} \cos(2k+1)\delta \cos(2k+1) \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2k} \cos 2k\beta \cos 2k \frac{\pi}{6} - \right. \\
& - \frac{(-1)^k}{2k} \cos(2k+1)\delta \cos 2k \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2(k+1)} \cos 2(k+1)\beta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{6} + \\
& \left. + \frac{(-1)^{k+1}}{2(k+1)} \cos 2(k+1)\delta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{3} - \frac{1}{2k+1} \cos(2k+1)\beta \sin(2k+1) \frac{\pi}{6} \right] ; \\
\end{aligned} \tag{3.8}$$

$$b_{(2k+1)} = \frac{2}{\pi} U_m \left[\frac{(-1)^{k+1}}{2k+1} \cos(2k+1)\delta \cos(2k+1) \frac{\pi}{3} + \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\beta \sin(2k+1) \frac{\pi}{6} - \right.$$

$$\begin{aligned}
& -\frac{1}{2k} \sin 2k\beta \cos 2k \frac{\pi}{6} + \frac{(-1)^{k+1}}{2k} \sin 2k\delta \cos 2k \frac{\pi}{3} - + \frac{(-1)^{k+1}}{2(k+1)} \sin 2(k+1)\delta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{3} + \\
& + \frac{1}{2k+1} \sin 2(k+1)\beta \cos 2(k+1) \frac{\pi}{6}
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Миттєве і діюче значення напруги мають вигляд

$$U = U_m(1) \sin(\omega t + \varphi_{(1)}) + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m(2k+1)} \sin[(2k+1)\omega t + \varphi_{(2k+1)}] ; \tag{3.10}$$

$$U = \sqrt{0.5(U_{m(1)}^2 + \sum_{k=1}^{\infty} U_{m(2k+1)}^2)} , \tag{3.11}$$

де

$$U_{m(1)} = \sqrt{a_{(1)}^2 + b_{(1)}^2} ;$$

$$U_{m(2k+1)} = \sqrt{a_{(2k+1)}^2 + b_{(2k+1)}^2} ;$$

$$\varphi_{(1)} = \arctg \frac{b_{(1)}}{a_{(1)}} ;$$

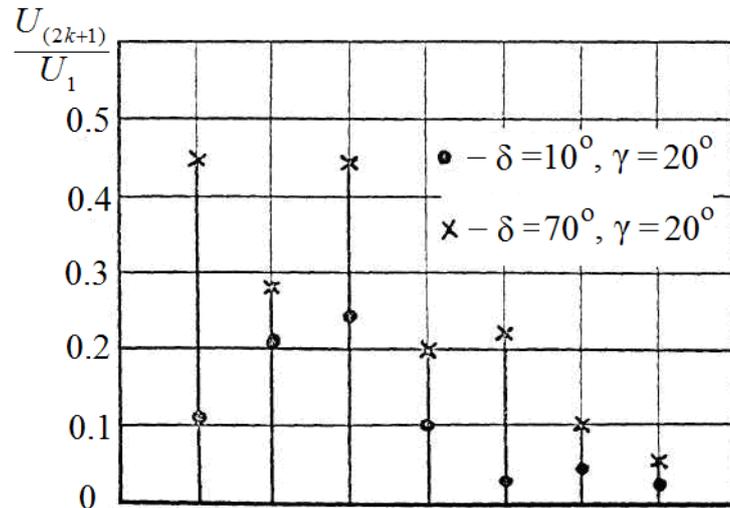
$$\varphi_{(2k+1)} = \arctg \frac{b_{(2k+1)}}{a_{(2k+1)}} .$$

Після тригонометричних перетворень знаходимо значення першої гармоніки діючої напруги

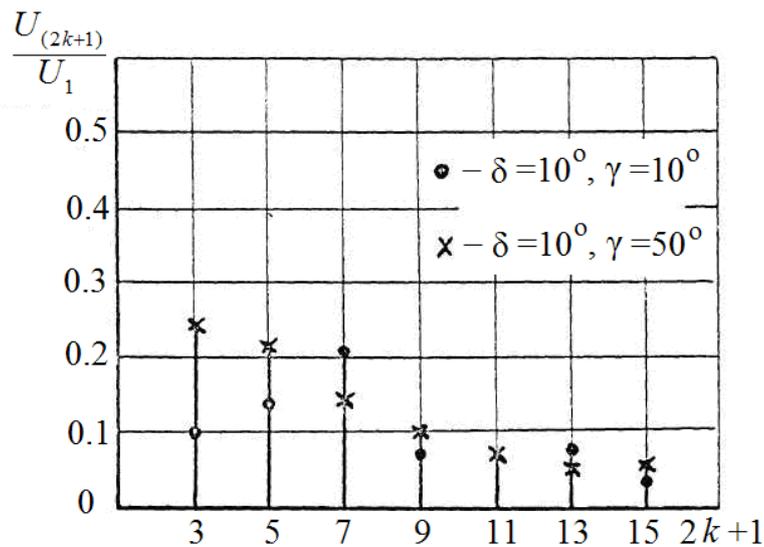
$$\begin{aligned}
U_{(1)} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_m \sqrt{(\frac{\pi}{2} - \gamma)^2 + \frac{1}{4} \sin^2 \gamma + \sin^2 \frac{\gamma}{2} + \sin \beta [\frac{1}{2} \sin \gamma + (\frac{\pi}{2} - \gamma)(1 + \cos \beta)] -} \\
- \sin \delta [\frac{1}{2} \sin \gamma + (\frac{\pi}{2} - \frac{\gamma}{2})(1 + \cos \delta)]} .
\end{aligned} \tag{3.12}$$

Проведений гармонічний аналіз вказує на доцільність при розробленні ВД створювати системи управління із законом $\beta_{\min} = f(\gamma)$ при $\delta_{\min} = \text{const}$, оскільки невиправдане збільшення кута запасу при $\beta = \text{const}$ призводить до

різкого зменшення 1-ої гармоніки напруги і збільшення амплітуд вищих гармонічних, таких, що чинять шкідливий вплив на джерело енергії і електропривод.



а



б

Рисунок 3.4 – Лінійчатий спектр кривої напруги ВД:

а – закон $\beta = \text{const}$; б – закон $\beta_{\text{min}} = f(\gamma)$

3.2 Оцінка якості перетворення енергії перетворювачами і визначення раціонального закону управління

Одним з критеріїв вибору типу регульованого електроприводу є якість перетворення електричної енергії, яка характеризується величинами вихідних струмів і напруги, їх гармонічним складом і енергетичними показниками

системи. З цією метою розробимо методичку розрахунку показників якості перетворення енергії ВД і проаналізуємо їх.

В порівнянні з ЧРП при аналізі враховуємо наступні особливості роботи ВД [95]:

- використання реактивної енергії СМ для комутації струму;
- відсутність обмежень по вихідній частоті перетворювача;
- робота перетворювача в режимі джерела струму з випереджаючим коефіцієнтом потужності;
- відсутність модуляції напруги управління й інверторного режиму в кінці кожного 84абл.84періоду вихідної напруги перетворювача (для циклоконвертора).

Зв'язок між амплітудним I_m , середнім I_d і що діє за половину періоду значеннями струму визначається коефіцієнтами форми K_ϕ і амплітуди K_a [34] обчислюваними за відомими формулами

$$K_\phi = \frac{I}{I_d}; \quad K_a = \frac{I_m}{I}, \quad (3.13)$$

Гармонічний склад струму якоря двигуна характеризується коефіцієнтами

$$\left. \begin{aligned} K_{\Pi} &= \frac{1}{I_d} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} I_{(6p\pm 1)}^2}; & K_{\text{И}} &= \frac{I_{(1)}}{I}; \\ K_{\Gamma} &= \frac{1}{I_{(1)}} \sqrt{\sum_{p=1}^{\infty} I_{(6p\pm 1)}^2}; & i^* &= \frac{1}{K_{\text{И}}}, \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

де K_{Π} , $K_{\text{И}}$, K_{Γ} – коефіцієнти відповідно пульсації, спотворення і гармонік;

i^* - відносна величина значення струму, що діє;

$I_{(1)}$ і $I_{(6p\pm 1)}$ значення 1-ої і вищих гармонік струму.

Для інженерних розрахунків при орієнтовній оцінці якості перетворення енергії перетворювачами тиристорів показники струму K_a , K_{Π} , $K_{\text{И}}$, K_{Γ} , i^* досить

визначити з урахуванням основної і декількох перших гармонік. Тоді для них запишемо наступні вирази:

$$\left. \begin{aligned}
 K_{\phi} &= \frac{3\sqrt{6}\sin\frac{\gamma}{2}}{\pi\gamma} ; & K_a &= \frac{\pi\gamma}{2\sqrt{6}\sin\frac{\gamma}{2}} ; \\
 K_{\Pi} &= \frac{0.1}{\gamma}\sin 5\frac{\gamma}{2} ; & K_{\text{И}} &= \frac{\sin\frac{\gamma}{2}}{\sqrt{\sin^2\frac{\gamma}{2} + 0.001\sin^2 5\frac{\gamma}{2}}} ; \\
 & & K_{\Gamma} &= 0.045 \frac{\sin 5\frac{\gamma}{2}}{\sin\frac{\gamma}{2}} .
 \end{aligned} \right\} (3.15)$$

Правомірність подібного підходу підтверджується порівнянням чисельника і знаменника умовного дроби, в знаменнику якого наведені ті самі коефіцієнти, обчислені за формулами (3.15). Похибка, яка допускається при такому розрахунку, не перевищує в середньому 5-10%, що цілком задовольняє вимогам орієнтовної оцінки.

Показники, які характеризують форму кривої напруги двигуна і її гармонічний склад, знаходяться в складній функціональній залежності від закону управління приводом, а також кутів випередження, комутації і запасу. Отримати аналітичні залежності для них, зважаючи на громіздкість виразів значень 1-ої гармоніки $U_{(1)}$, що діють, вищих гармонічних $U_{(2k+1)}$ і напруги U не є можливим. Тому з метою полегшення інженерних розрахунків рекомендовані значення коефіцієнтів розраховано з урахуванням гармонік напруги від 1-ої до 41-ої на ЕЦОМ за формулами

$$\left. \begin{aligned}
 K'_\phi &= \frac{U}{U_\phi}; & K'_a &= \frac{U_m}{U}; \\
 K'_\Pi &= \frac{1}{U_d} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)}^2}; & K'_I &= \frac{U_{(1)}}{U};
 \end{aligned} \right\} (3.16).$$

$$K'_\Gamma = \frac{1}{U_{(1)}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} U_{(2k+1)}^2}; \quad U^* = \frac{1}{K'_I};$$

Як видно, показники якості напруги погіршуються із збільшенням кутів випередження і запасу. При цьому для закону управління $\beta_{\min}=f(\gamma)$ характерні значно вищі показники, ніж для $\beta=\text{const}$ (рис.3.5). Невиправдане збільшення кута запасу призводить до збільшення коефіцієнтів, що характеризують змінну складову напруги K_Π , K_Γ і зменшення коефіцієнту спотворення, що особливо виявляється в номінальному режимі роботи приводу ($\gamma \approx 20$). Для реальних кутів комутації і закону $\beta_{\min}=f(\gamma)$ показники якості напруги ВД не гірші за кращі показники ЧРП з асинхронними машинами.

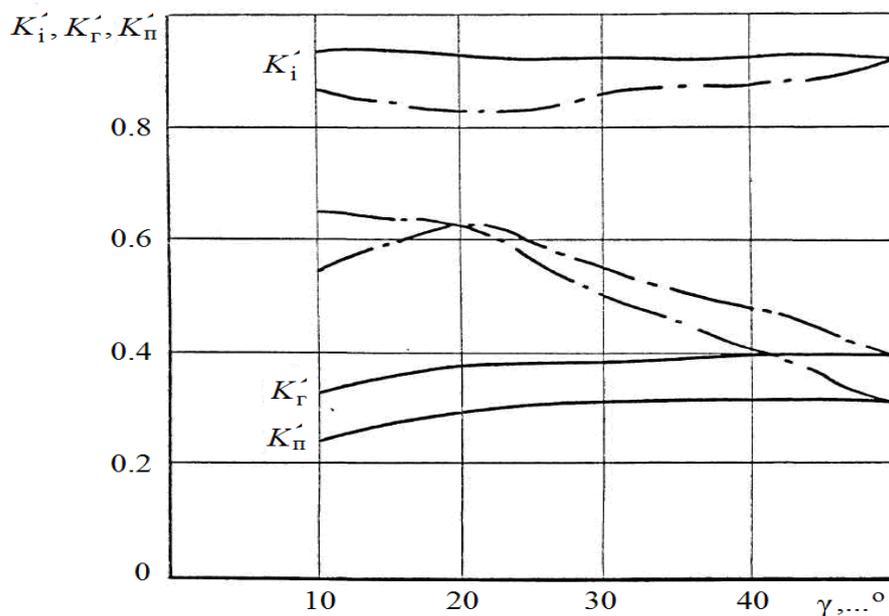


Рисунок 3.5 – Криві, які ілюструють характер зміни коефіцієнтів K_I , K_Γ , K_Π , ($-\beta_{\min}f(\gamma)$) при $\delta=10^\circ$; $\beta=60^\circ=\text{const}$)

Отримані результати дозволять конструктору при виборі електропривода і мінімізації встановленої потужності устаткування достатньо

просто і з високою точністю врахувати вплив параметрів комутатора, машини і закону управління на якість перетворення енергії у ВД.

Висновки до розділу 3

1. Досліджений спектральний склад кривих струмів і напруги ВД. З'ясовано, що явища резонансу відсутні, а закон управління вентиляним комутатором значно впливає на величини амплітуд гармонічних складових. Показано, що закону управління $\beta_{\min}=f(\gamma)$ при $\delta_{\min}=\text{const}$ відповідають найбільша величина 1-ої гармоніки напруги і найменші значення вищих гармонічних.

Встановлено, що максимальне значення амплітуди 1-ої гармоніки струму складає $1,1 I_m$ (при $\gamma=10^\circ$) і майже не залежить від кута комутації.

2. Показано, що із збільшенням кута комутації коефіцієнти форми, амплітуди і гармонічні коефіцієнти прагнуть до значень характерних для синусоїдального струму. Отримані аналітичні вирази для показників якості струму, похибка обчислення яких не перевищує 5-10 %.

3. З'ясовано, що показники якості напруги і потужності погіршуються із збільшенням кутів випередження і запасу. При цьому для закону управління $\beta_{\min}=f(\gamma)$ характерні вищі показники, ніж для $\beta=\text{const}$. Невиправдане збільшення кута запасу призводить до зростання коефіцієнтів, які характеризують змінну складову напруги, що особливо виявляється в номінальному режимі роботи приводу.

4. З'ясовано, що для реальних кутів комутації і закону управління $\beta_{\min}=f(\gamma)$ при $\delta_{\min}=\text{const}$ показники якості напруги і потужності не гірші за кращі показники ЧРП.

5. Встановлено, що оптимальним режимом ВД, при якому забезпечується найбільша величина коефіцієнта потужності СМ і якнайкращі енергетичні показники, є робота приводу з кутом випередження $\beta_{\min}=f(\gamma)$. При реальних кутах комутації і малому часі відновлення вентилів коефіцієнт потужності прямує до одиниці, а $\eta_{\text{ВД}} \approx \eta$.

4 ОПТИМАЛЬНЕ УПРАВЛІННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ З ВЕНТИЛЬНИМ ДВИГУНОМ ЕЛЕКТРОНАВАНТАЖУВАЧА

4.1 Моделювання системи автоматичного регулювання вентильним двигуном з підпорядкованим керуванням

Регульований електропривод, як правило, є виконавчим пристроєм замкнутої системи автоматичного керування (САК). Невивченість динамічних характеристик вентильного двигуна (ВД) і відсутність передатної функції утрудняють синтез САК приводом.

Вентильний двигун [1] - це система з електромеханічною частиною, що містить, силовий напівпровідниковий перетворювач, блоки керування і датчики.

З метою дослідження динамічних режимів приводу розроблена математична модель, яка складена з нелінійних диференціальних рівнянь синхронної машини (СМ) [2, 3, 4]:

$$\frac{d\psi_k}{dt} = U_k - i_k r_k, \quad k = 1 \dots 5, \quad (4.1)$$

рівняння руху:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M - M_c), \quad (4.2)$$

і рівнянь зворотного зв'язку по положенню ротора, що враховують закон керування комутатором і кутові характеристики ВД:

- для закону $\beta_0 = const$:

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega \\ \omega_0 &= \omega_i + \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_0 &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \gamma &= \arccos \left(\cos \delta - \frac{2I_d X_k}{\sqrt{3} X_{ad} i_f} \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

- для закону $\beta = const$:

$$\left. \begin{aligned} \omega_i &= \omega_c \\ \omega_i &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_0 &= \omega + \frac{d\theta}{dt} \\ \gamma &= \arccos \left(\frac{2I_d X_k}{\sqrt{3} X_{ad} i_f} + \cos \beta \right) \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

$$\theta = \arctg \left(\frac{\frac{d\psi_d}{dt} + i_d r - \psi_q \omega_p}{\frac{d\psi_d}{dt} + i_q r + \psi_d \omega_p} \right) - \frac{d\theta}{dt} t \quad (4.5)$$

де ψ_k, i_k, r_k - потокозчеплення, струми і активні опори окремих контурів;
 J, M - момент інерції і електромагнітний момент ВД; $\omega_i, \omega_0, \omega$ - частоти струму,
 поля статора і обертання ротора; θ - кут навантаження синхронної машини;
 г, д - кути комутації і запасу перетворювача; β_0, β - кути між струмом і
 відповідно ЕДС холостого ходу і напругою машини;

$$\beta_0 = \beta + \theta;$$

$$\beta = \gamma + \delta;$$

ψ_d, ψ_q, i_d, i_q - потокозчеплення і струми по осям d і q ; r - активний опір
 обмотки статора СМ; X_k - комутаційний реактанс перетворювального кола;

X_{ad} - взаємоіндуктивність по подовжній осі; I_d - середнє значення
 випрямленого струму.

Аналіз рівнянь (3) і (4) показує, що при законі $\beta_0 = const$ вентильний
 комутатор створює поле реакції якоря, частота струму якого синхронно
 пов'язана з частотою обертання ротора у всіх режимах роботи ВД. При цьому
 СМ втрачає властивість коливання, властиву машині змінного струму.

Навпаки, при $\beta = const$ частота струму в обмотках статора гнучко пов'язана з частотою обертання ротора. В цьому випадку можуть виникати коливальні процеси. Для перевірки достовірності отриманих за допомогою цифрової моделі розрахункових даних на лабораторному макеті зі СМ типу ЕСС-52-4 були проведені експериментальні дослідження перехідних процесів ВД [2]. Результати розрахунків і експериментів дозволили встановити, що при постійному струмі збудження і куті випередження, що лежить в межах:

$$i_f \geq 0.8i_{fn} \quad ; \quad 20^\circ \leq \beta \leq 60^\circ \quad (4.6)$$

ВД можна вважати лінійним об'єктом. За вказаних умов складна система нелінійних рівнянь (1) - (5) приводиться до достатньо простої лінійної передатної функції, для чого необхідно апроксимувати розрахункові криві перехідного процесу лінійними диференціальними рівняннями необхідного порядку. Отримана в результаті реальної апроксимації передатна функція ВД з коефіцієнтами в чисельному вигляді враховуватиме весь набір початкових параметрів і залежності системи без додаткових допущень, що приводять до суттєвої відмінності від реального об'єкту:

$$W(p) = \frac{K_d}{ap^2 + bp + c}, \quad (4.7)$$

де a, b, K_d - коефіцієнти передавальної функції ВД.

Якщо ввести позначення:

$$\left. \begin{aligned} T_M = b; T_e = \frac{a}{b} \\ C_e = \frac{1}{K_d \cos \beta}; C_m = \frac{\sqrt{3}U_{1n}}{3I_H} \\ R_e = \frac{T_M C_e C_m \cos^2 \beta}{J}; L_e = R_e T_e \end{aligned} \right\} \quad (4.8)$$

то можна отримати передавальні функції ВД у вигляді послідовно включених аперіодичної і інтегруючої ланок із зовнішнім негативним зворотним зв'язком:

- за регулюючою дією:

$$\left. \begin{aligned} W(p) = \frac{\omega_p(p)}{U(p)} &= \frac{\frac{1}{C_e \cos \beta}}{T_m T_e p^2 + T_m p + 1} \\ W'(p) = \frac{I(p)}{U(p)} &= \frac{\frac{J}{C_e C_m \cos^2 \beta}}{T_m T_e p^2 + T_m p + 1} \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

де T_m, T_e - еквівалентні електромеханічна і електромагнітна постійні часу ВД; C_m, C_e - еквівалентні конструктивні постійні; L_e — еквівалентний індуктивний опір перетворюючого ланцюга; η_n — номінальний КПД (визначається величиною кута випередження відповідно до закону керування).

Показаним передатним функціям відповідає структурна схема вентильного двигуна (рис.4.1) і наступні рівняння (перетворювач представлений аперіодичною ланкою 1-го порядку):

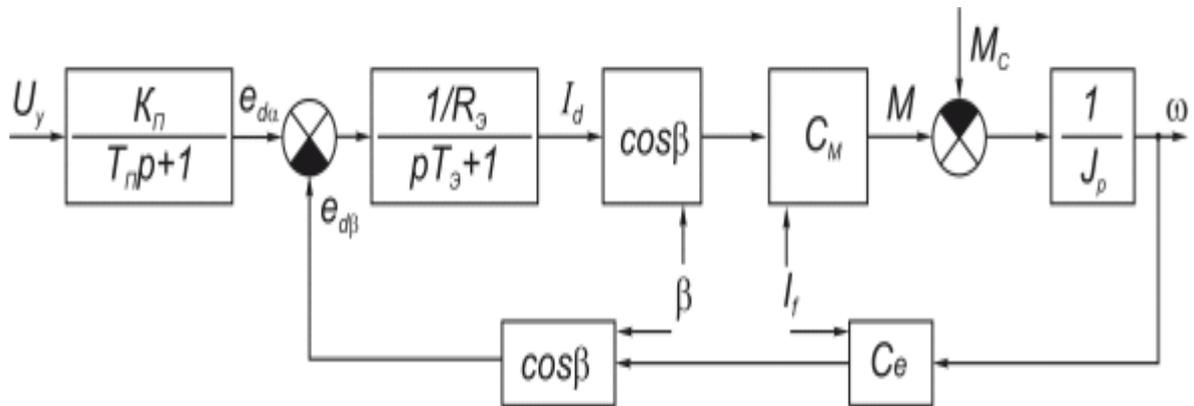


Рисунок 4.1 – Структурна схема ВД

$$\left. \begin{aligned} e_{d\alpha} &= e_{d\beta} + i_d R_e + L_e \frac{di_d}{dt} \\ M &= M_c + J \frac{d\omega}{dt} \\ M &= C_m I_d \cos \beta \\ e_{d\alpha} &= e_{d0} \cos \alpha \\ e_{d\beta} &= C_e \omega \cos \beta \\ T_{\Pi} \frac{e_{d\alpha}}{dt} + e_{d\alpha} &= K_{\Pi} U_y \end{aligned} \right\} \quad (4.10)$$

де $e_{d\alpha}, e_{d\beta}$ - середні значення ЕДС випрямляча і інвертування;
 K_{Π} - коефіцієнт передачі перетворювача; T_{Π} - електромагнітна постійна часу перетворювача; U_V - напруга управління перетворювача.

Номінальний струм двигуна визначається по формулам:

- для способу керування $\beta = const$:

$$I_H = \frac{P_H}{\sqrt{3}U_H \cos\left(\beta - \frac{\gamma_H}{2}\right)} \quad (4.12)$$

- для способу керування $\beta_{\min} = f(\gamma)$:

$$I_H = \frac{P_H}{\sqrt{3}U_H \cos\left(\delta_{\min} + \frac{\gamma_H}{2}\right)} \quad (4.13)$$

Для згладжування пульсацій випрямленого струму і обмеження швидкості наростання струму в ланцюзі двигуна при аварійних режимах роботи перетворювача використовують згладжуючий дросель, який вибирається по струму I_d і індуктивності L_{dp} . Індуктивність дроселя визначається з умови:

$$L_{dp} \geq 0.15L_K, \quad (4.17)$$

$$\text{де } L_K = (0,15 \dots 0,35) \frac{U_H}{I_H p \omega_H};$$

$$p = \frac{60f}{n_H} \text{ - число пар полюсів двигуна.}$$

Активний опір дроселю визначають за втратами ΔP_{dp} і струму I_d :

$$r_{dp} = \frac{\Delta P_{dp}}{I_d^2} \quad (4.18)$$

Еквівалентний опір перетвореного ланцюга:

$$R_e = r + r_{dp} + 4Nr_B + r_\gamma, \quad (4.19)$$

Опір обмоток двигуна орієнтовно можна визначити по формулі:

$$r = (0.0002 \dots 0.02) \frac{U_H}{\sqrt{3}I_H}, \quad (4.20)$$

Опір силового ключа у відкритому стані:

$$r_B = \frac{\Delta U_B}{I_d}, \quad (4.21)$$

де $\Delta U_B = (1,8 \dots 2,4), B$ — падіння напруги на вентилях у відкритому стані.

Для забезпечення необхідних динамічних і статичних характеристик електропривод побудовано за принципом системи підпорядкованого регулювання. Синтез регуляторів у системі підлеглого регулювання ВД здійснюється аналогічно, як і для двигуна постійного струму. Структурна схема наведена на рис. 6.5.

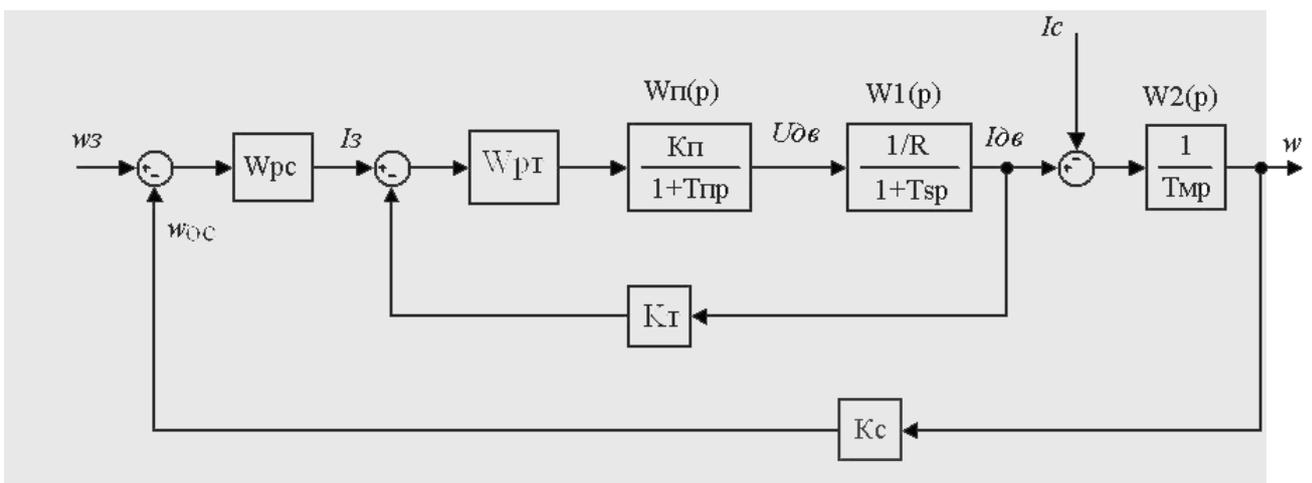


Рисунок 4,1 – Розрахункова структурна схему системи управління ВД

На схемі позначено: $W_p(p)$ – передаточна функція силового перетворювача; $W_1(p)$, $W_2(p)$ – передаточна функція вентильного двигуна, відповідно його електрична та механічна частини; K_p , T_p – коефіцієнт посилення та найменша стала часу силового перетворювача; T_m – електромеханічна стала часу двигуна; W_{pc} , W_{pt} – передаточна функція регулятора швидкості та струму; K_t , K_c – коефіцієнти зворотних зв'язків за струмом та швидкістю; ω_z , I_z – сигнал завдання за швидкістю та струмом.

Настроюючи систему управління ВД на модульний оптимум, передаточні функції регуляторів мають вигляд:

$$W_{pm}(p) = \frac{1}{2T_{np}} \frac{1+T_s p}{1/R} \frac{1}{K_c K_m}, \quad W_{pc}(p) = \frac{T_m p}{4T_{np}} \frac{K_m}{K_c}. \quad (4.22)$$

$$(4.23)$$

У нашому випадку задамося електродвигуном потужністю 20 кВт, що еквівалентний до двигуна постійного струму, який застосовується на рудничних локомотивах.

Відповідно до тягової діаграми (рис. 6.1) потужність, споживана двигуном, повинна залишатися незалежною при різному навантаженні на електродвигун. Виходячи з обмеженості енергоємності акумуляторної батареї, необхідна оптимізація споживаної потужності, що вирішується застосуванням блоку обмежувача струму (БОТ), струм обмеження визначається з виразу:

$$I_{огр} = \frac{2 \cdot P_{онт}}{3p_{II} \cdot \Phi_f \cdot \omega_{ос}} = \alpha \cdot \frac{P_{онт}}{\omega_{ос}} \quad (4.24)$$

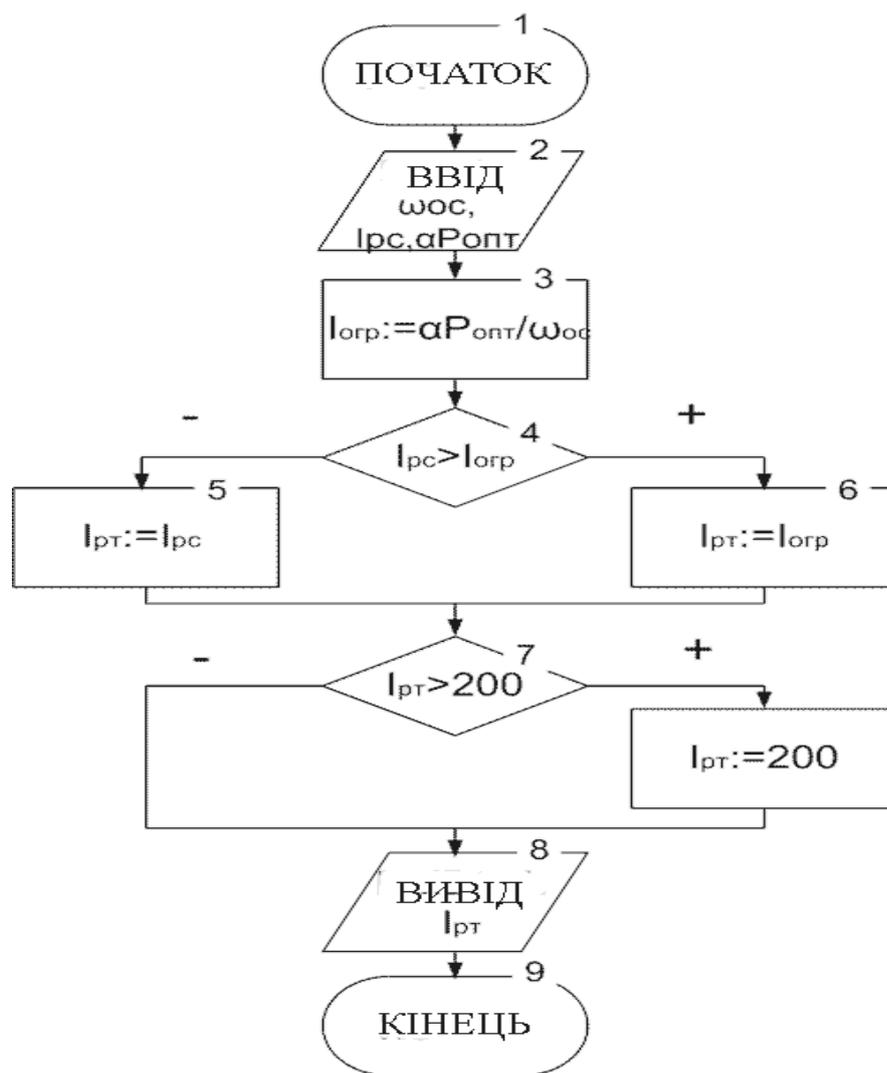


Рисунок 4.2 – Алгоритм роботи БОТ

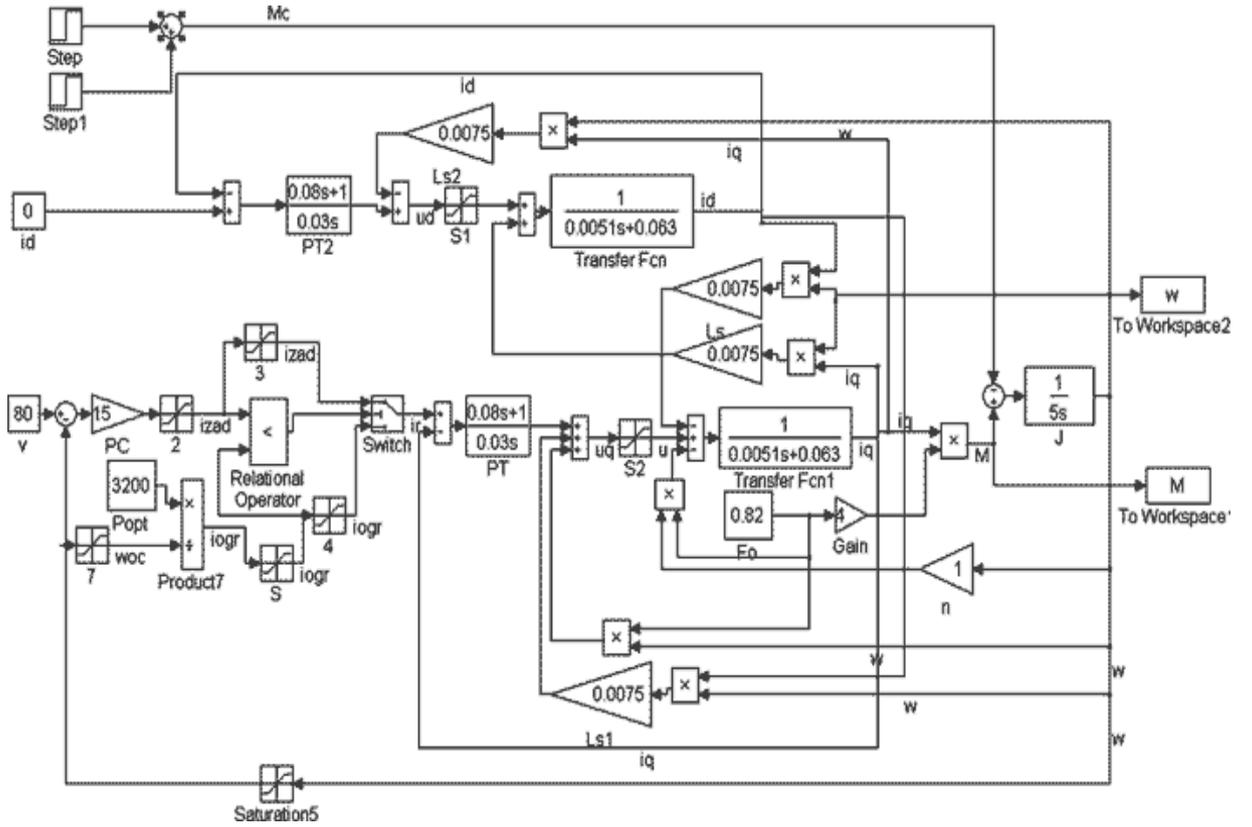


Рисунок 4.3 – Структурна схема досліджуваної моделі ВД

Сімейство природних і штучних механічних характеристик ВД з різними P_{opt} представлені на рисунку 4.4 а).

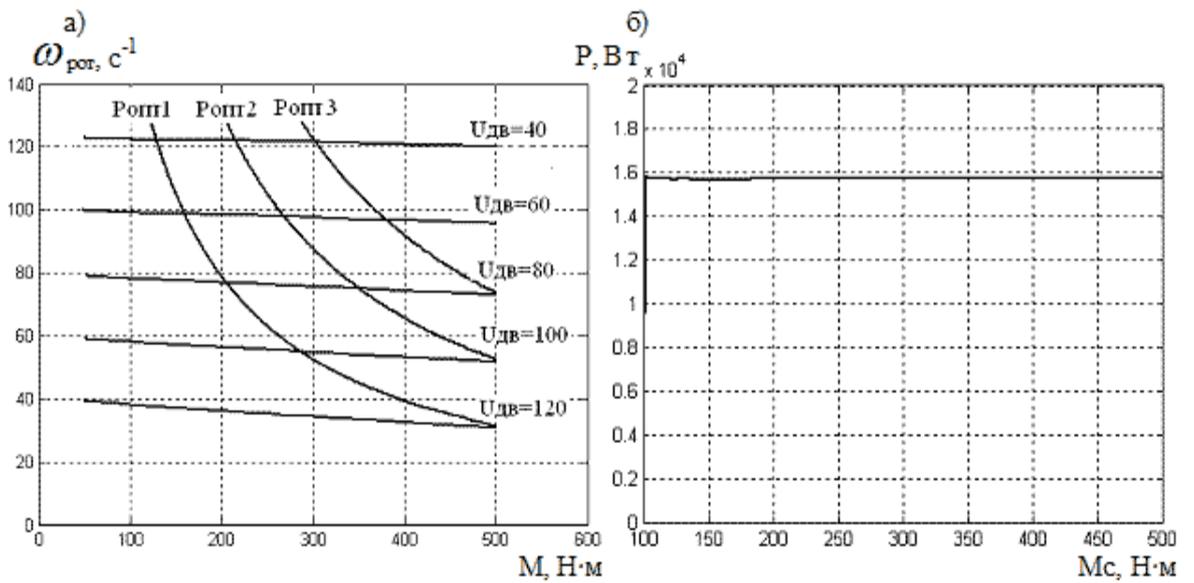


Рисунок 4.4 – Результати моделювання: а) тягові характеристики ВД; б) залежність споживаної потужності ВД від моменту опору на валу.

Природні механічні характеристики ВД при використанні системи управління з підлеглим регулюванням (рис. 6.5) досить жорсткі (рис. 6.8 а)), застосовуючи оптимізацію за струмом завдання на регуляторі струму РТ за допомогою блоку обмеження струму БОТ, отримуємо штучні механічні характеристики, аналогічні механічним характеристикам двигуна постійного струму з послідовним збудженням. Також у результаті моделювання була отримана графічна залежність між споживаною потужністю приводу та моментом опору на валу (рис. 6.8 б)), з якої видно, що при зміні навантаження, споживана потужність ВД залишається постійною.

Таким чином, отримані характеристики вентильного приводу, відповідають необхідним умовам управління тяговим приводом (рис. 6.1), при зміні навантаження на двигун споживання енергії залишається практично постійною, що підтверджує можливість використання ВД у системі приводу шахтного електровоза в умовах обмеженості електроємності акумуляторної батареї.

Структура системи керування моментом момент ВД є сумою добутків фазних ЕРС на фазні струми:

$$M_{em} = \psi_f Z_p (I_A E_{1A} + I_B E_{1B} + I_C E_{1C}) = Z_p (I_A E_A + I_B E_B + I_C E_C)$$

ψ_f - потікозчеплення

E_{1A} , E_{1B} , E_{1C} - одиничні форми фазних ЕРС ;

E_A , E_B , E_C - фазні ЕРС;

Z - число пар полюсів двигуна

Форма фазних ЕРС показана на рис

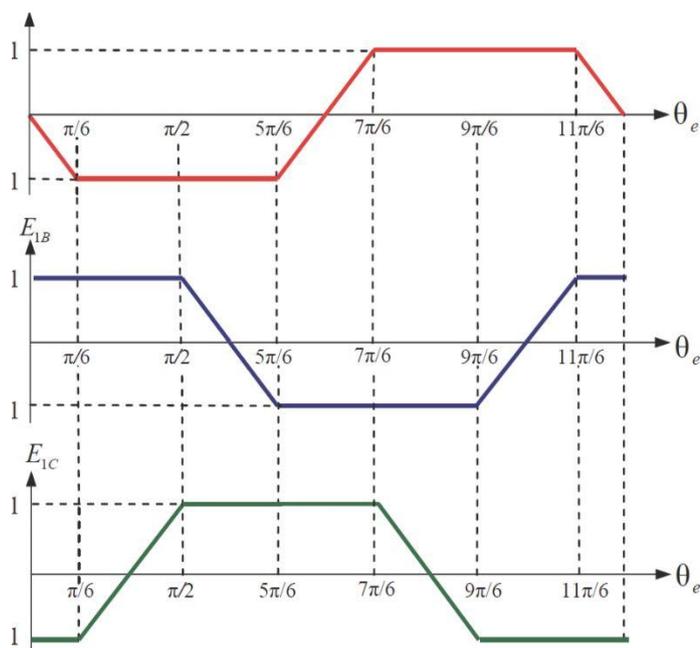


Рисунок 4.5 - Одиничні форми фазних ЕРС

Максимальна ЕРС обмотки відповідає плоским ділянкам трапеції. Якщо на цих ділянках кутової траєкторії зформувати в обмотках струми деякої амплітуди, які збігаються за знаком з знаком ЕРС, то це дозволяє зформувати при цих струмах максимальний момент. Максимальна ЕРС обмотки відповідає плоским частинам трапеції.

Для прикладу розглянемо ділянку кутової траєкторії от $\pi/6$ до $\pi/2$. На цій ділянці ЕРС у фазі *A* має максимально відмінне значення, а у фазі *B* максимально позитивне (див. рис.). Отже, для отримання позитивного моменту на цій ділянці кутової траєкторії треба забезпечити в фазі *A* негативне, а в фазі *B* позитивне значення струму. Для цього фазу *A* можна підключити на негативний, фазу *B* на позитивний полюси зовнішнього джерела напруги. При цьому фаза *C* не використовується, і її не треба підключати. Таким чином, можна скласти таблицю комутацій обмоток, що забезпечують в залежності від положення ротора момент потрібного корисного знака. Переключення фаз наведено у таблиці

Подключе- ние фаз	Положение ротора												
	...	30°	...	90°	...	150°	...	210°	...	270°	...	330°	...
M>0	A	-	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-					
	B	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-	$+U_{dc}$					
	C	$-U_{dc}$	-	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-				
M<0	A	-	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-					
	B	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-	$-U_{dc}$					
	C	$+U_{dc}$	-	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	-	$+U_{dc}$	$+U_{dc}$	-				

Обмотки двигуна можна комутувати на зовнішнє джерело напруги за допомогою трифазного мостового інвертора. Тобто стан інвертора треба поставити в залежність від положення ротора. Зазвичай це робиться за допомогою датчика положення ротора (ДПР).

ДПР дозволяє визначити положення ротора з точністю до 60°, що як раз і необхідно для здійснення комутацій обмоток. ДПР має три канали. Кожен канал видає за один оборот двигуна імпульс, відповідний половині періоду обертання, при цьому імпульси в каналах зміщені на 120°. Логічна обробка цих трьох сигналів дозволяє визначити, в якому з шести секторів (Табл.2) в даний момент знаходиться ротор і визначає момент та величину струму, що протікає через обмотки, Алгоритм, описаний в Табл.1, передбачає в один і той же момент протікання струму тільки в двох фазах двигуна.

Таблица Переключення фаз ДПР

	...	30°	...	90°	...	150°	...	210°	...	270°	...	330°	...
A	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
B	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
Сектор	1	2	3	4	5	6	1						

4.2 Моделювання системи автоматичного регулювання вентильним двигуном з fuzzy-регулятором швидкості

Розглянемо другу віртуальну модель, у якій використовується ПІ-регулятор з fuzzy-логікою (рис. 4.11).

В даній моделі використовується два контури керування: внутрішній відповідає за роботу інвертора, а зовнішній контролює швидкість двигуна зміною напруги живлення. Крива струму статора має пілкоподібну форму, фазна напруга – трапецеїдальну зі сплесками (викликаними спрацюванням ключів) та крива фазної ЕРС - трапецеїдальну.

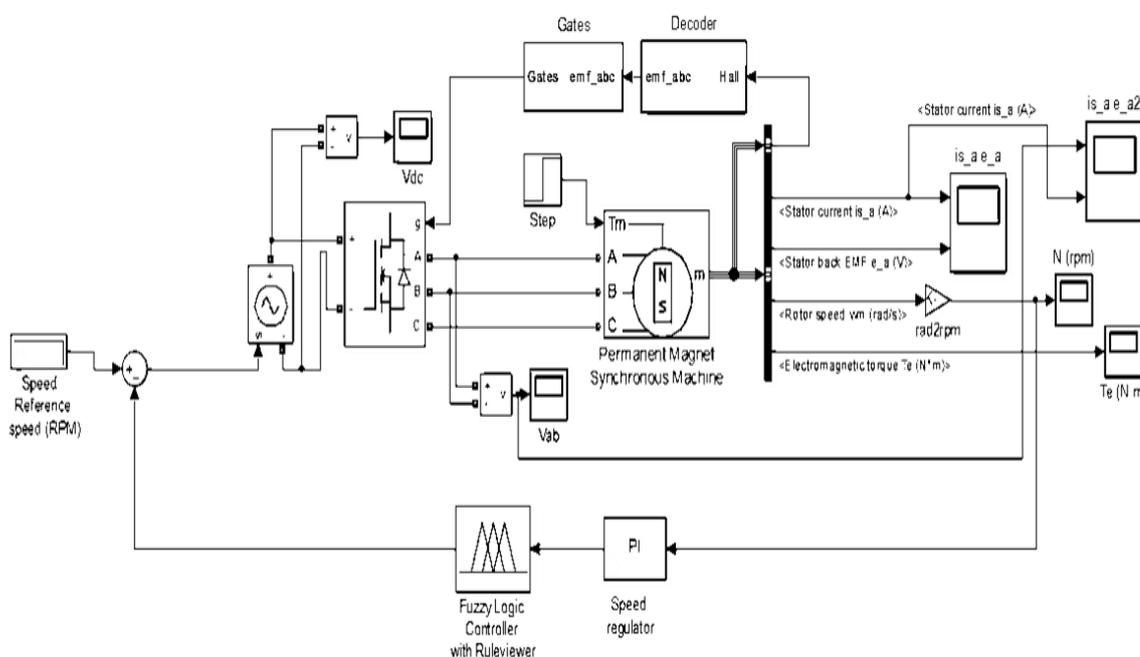
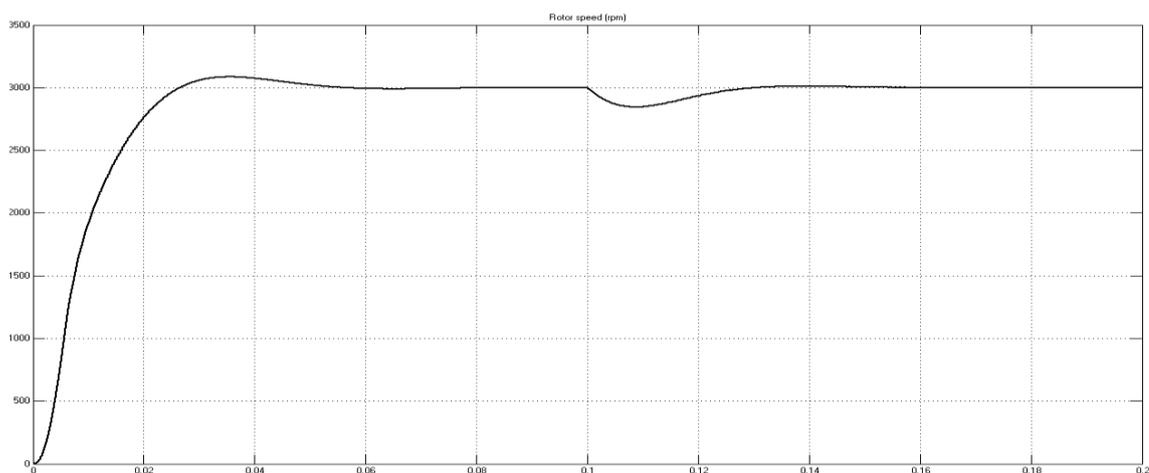
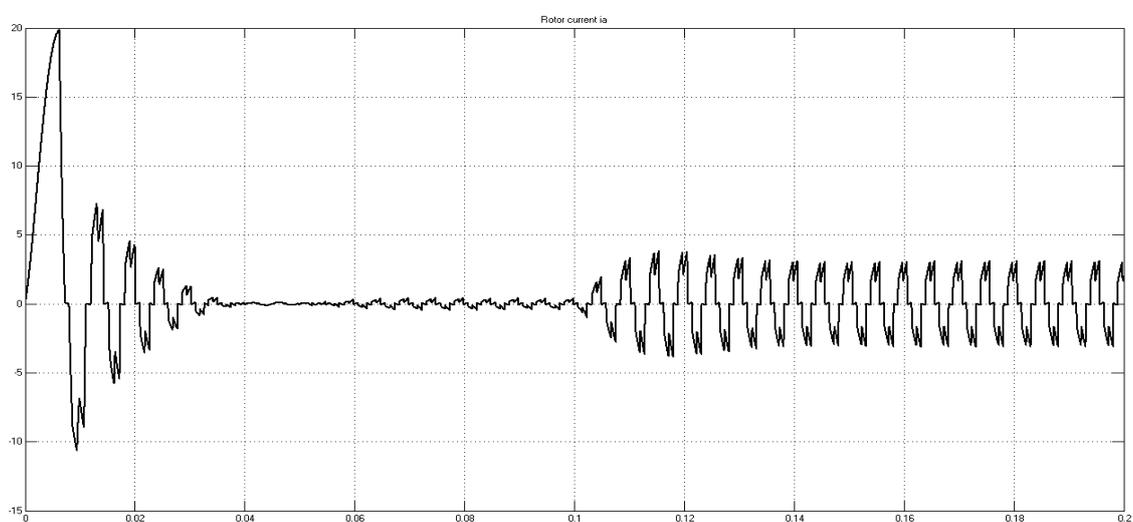


Рисунок 4.11 – Віртуальна модель електропривода електронавантажувача з ВД з постійними магнітами та ПІ-регулятором швидкості з fuzzy-логікою

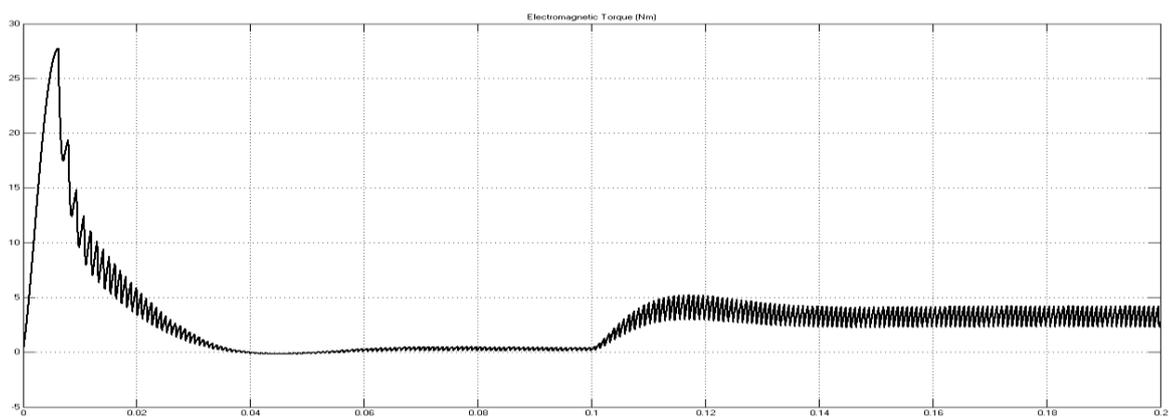
Навантаження, наведене до валу двигуна на початку симуляції дорівнює 0 Нм, а вже на 0,1 с симуляції досягає свого номінального рівня 11 Нм при цьому спостерігається стрибок у швидкості (рис.4.12а), зростання струму статора для підтримки номінальної швидкості та електромагнітного моменту (рис. 4.12б та рис. 4.12в).



а)



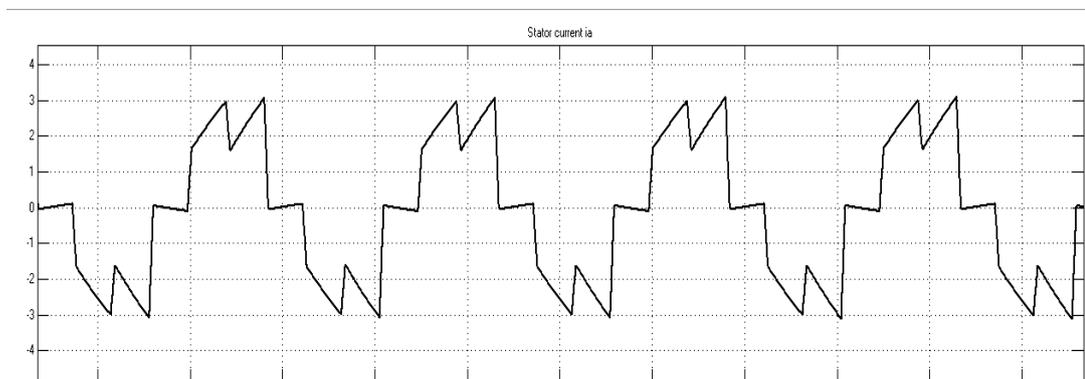
б)



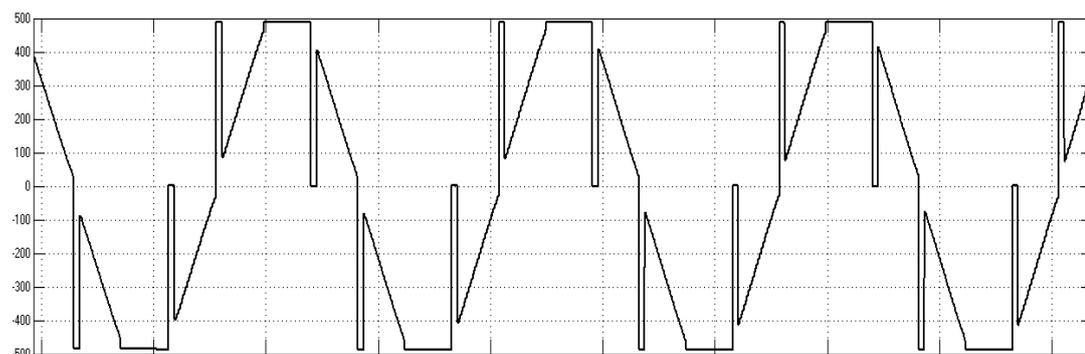
в)

Рисунок 4.12 – Результати моделювання: а) крива швидкості ВД, б) крива струму статора ВД, в) крива електромагнітного моменту ВД

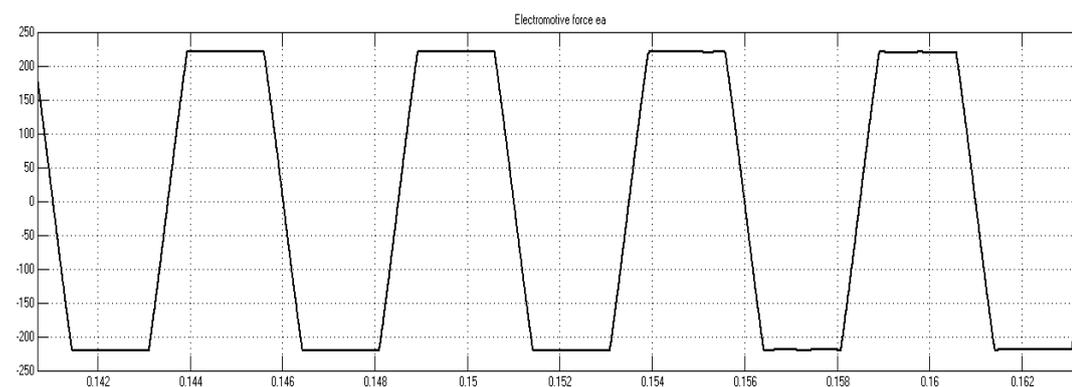
Крива струму статора має пилоподібну форму (рис.4.13а), фазна напруга – трапецеїдальну форму зі всплесками, викликаними спрацюванням діодів (рис. 4.13б) та крива фазної ЕРС має трапецеїдальну форму (рис. 4.13в).



а)



б)



в)

Рисунок 4.13 – Форми кривих струму (а), напруги (б), фазної ЕРС (в)

ПІ-регулятор з нечіткою логікою в залежності від навантаження змінює регульовальні параметри системи для підтримання сталої величини кута запасу

δ на мінімальному рівні. Таким чином, забезпечується високий рівень енергоефективності і динамічні показники в будь-якому режимі роботи ВД при зміні навантаження.

Результати комп'ютерного моделювання режимів пуску і гальмування віртуальної моделі електропривода електронавантажувача з ВД з постійних магнітів з ПІ-регулятором швидкості та fuzzy-логікою показана на рис. 4.14.

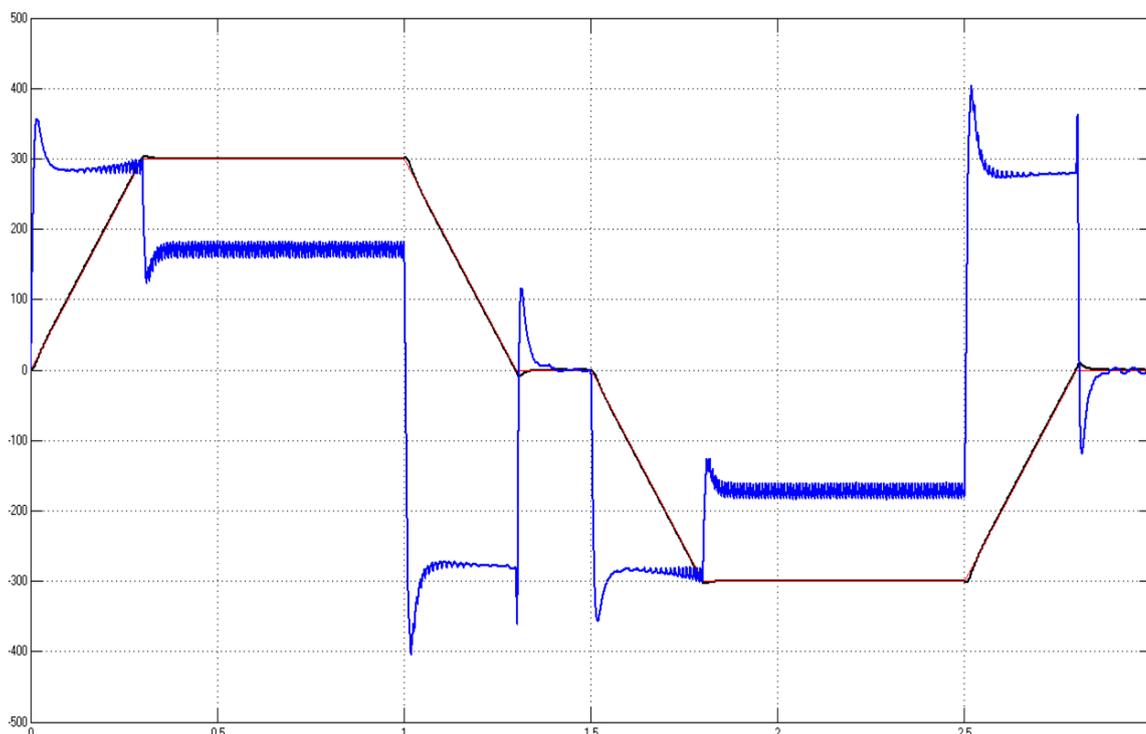


Рисунок 4.14 – Результати комп'ютерного моделювання режимів пуску і гальмування віртуальної моделі електропривода електронавантажувача з ВД на постійних магнітах з ПІ-регулятором швидкості та fuzzy-логікою

Дана модель також дозволяє робити реверс на повному ході. Результати моделювання реверсу на повному ході ілюструє рис. 4.15.

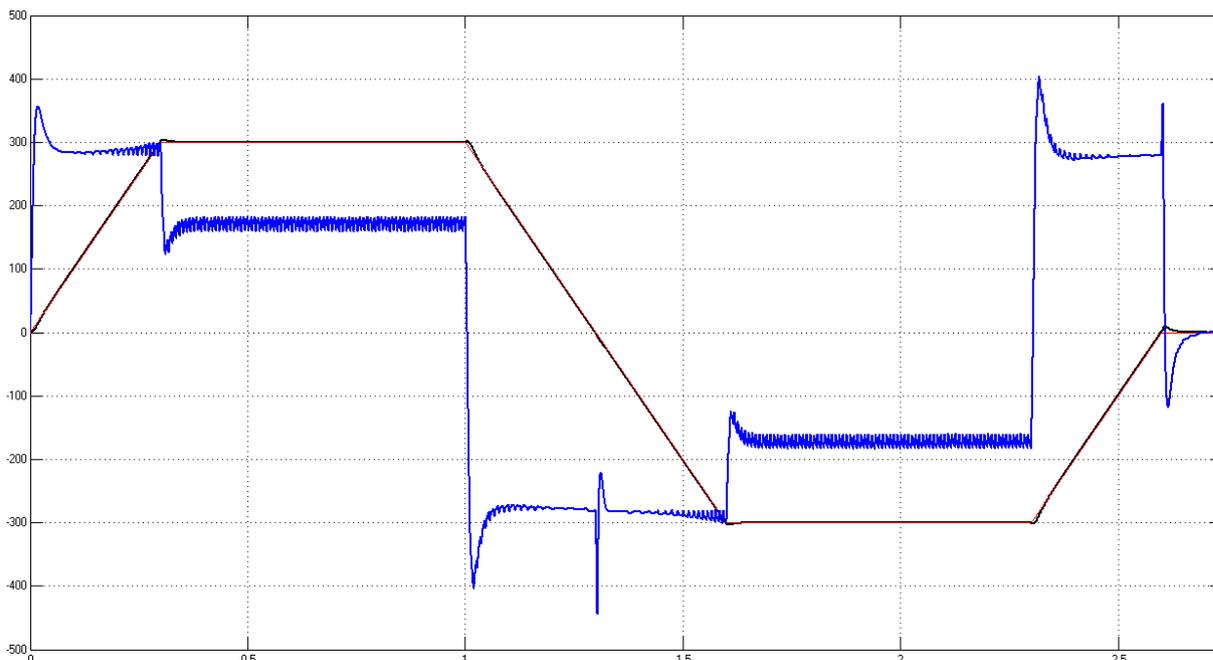


Рисунок 4.15 – Результати моделювання реверсу на повному ході

Висновки до розділу 4

1. Виходячи з результатів порівняння характеристик приводів постійного і змінного струму, як привод для електронавантажувача за масо-габаритними показниками та ККД найбільш доцільним є ВД з синхронними двигунами з постійними магнітами.

2. На основі аналізу способів керування ВД вибрано найбільш енергоефективний, який полягає в підтриманні сталої величини кута запасу δ перетворювача на мінімальному рівні.

3. За результатами досліджень моделей ВД з підпорядкованим керуванням та з використанням ПІ-регулятора з нечіткою логікою вибрано модель з fuzzy – регулятором швидкості, оскільки підтримання сталої величини кута запасу δ на мінімальному рівні потребує переналагодження параметрів регуляторів. Отже для побудови енергоефективного привода електронавантажувача доцільне використання в регуляторах швидкості нечіткої логіки.

5. СТАРТАП ПРОЕКТ ВИКОРИСТАННЯ ФОТОЕЛЕКТРИЧНИХ МОДУЛІВ ДЛЯ ЗАРЯДУ АКУМУЛЯТОРІВ ЕЛЕКТРОНАВАНТАЖУВАЧА

5.1 Обґрунтування актуальності та новизна інноваційної ідеї стартап-проекту

Ідея стартап-проекту полягає в тому, щоб встановити гібридну сонячну електростанцію на підприємстві. Це дасть змогу забезпечувати заряд акумуляторів електронавантажувачів, тим самим суттєво зменшити енергозатрати підприємства .

Зміст ідеї, можливі напрямки застосування та основні вигоди, що може отримати інвестор, занесені до таблиці 5.1.

Таблиця 5.1 – Актуальність та новизна ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Переваги та вигоди споживача
Встановлення фотоелектричних модулів на дах складського приміщення. За рахунок цього буде забезпечено заряд акумуляторів електронавантажувачів	Складські приміщення	Запропоноване джерело енергії забезпечить об'єкт дешевою електроенергією протягом 25-ти років, яку можна виконувати по різному в залежності від потреби: забезпечення заряду акумулятора електронавантажувача, власне споживання, продаж електроенергії по зеленому тарифу
	Гіпермаркети	
	Промислові заводи	

На сьогоднішній день ніша є відкритою. Нашими конкурентами

можуть стати компанії інсталювати звичайних китайських фотоелементів, котрі відрізняються якістю, низькою ціною за одиницю фотоелектричного модуля, та є державний постачальник електричної енергії, котра є в декілька разів дорожча.

5.2 Аналіз конкурентного середовища

На сьогоднішній день наш проект – це альтернатива для багатьох підприємств котрі користуються електроенергією від постачальника.

Таблиця 5.2 – Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

Техніко-економічні характеристики ідеї	Отримання електроенергії за рахунок СЕС на фотомодулях Sunpower	Отримання електроенергії від державного постачальника
Новизна	Новий	Не новий
Інвестиція	600000 грн	-
Ціна	80 коп/кВт	267коп/кВт
Економія	187 коп/кВт	-
Потенціал	Адаптовані на суміжні ринки та вихід на світовий ринок	Зростання ціни за кВт*год

Таблиця 5.3 – Матриця SWOT-аналізу

S (strength) – Сильні сторони	W (weaknesses) – Слабкі сторони
1.Фінансова вигідність 2.Унікальність проекту 3.Потреба у більшості цільової аудиторії 4.Енергетична незалежність 5.Впевненість та отримання енергії протягом мінімум 25-ти років	1.Залежність від кількості інсоляції 2.Залежність від сонця 3.Проект потребує інвестиції. ...
O (opportunities) – Можливості	T (threats) – Загрози
1.Необмежена кількість встановленої потужності СЕС 2.Вихід як на український так і на закордонні ринки 3.Оптимізація виробничого процесу. 4.Вдосконалення побудованої системи	1.Ситуація в країні. 2.Вихід з ладу фотоелектричного модуля чи інвертора може зупинити генерацію на час заміни обладнання

5.3 Обґрунтування ресурсного забезпечення проекту

5.3.1 Розрахунок капітальних інвестицій

Капітальні інвестиції для реалізації проектного технічного рішення включають:

- витрати на придбання обладнання, техніки, технології,
- технічних засобів контролю і обліку, пристроїв діагностики
- стану обладнання;
- витрати на будівельно-монтажні роботи;
- витрати на монтажні-налагоджувальні роботи;

• Інші витрати. При визначенні величини проектних капіталовкладень можна скористатися формулою:

$$K_{\text{пр}} = K_{\text{об}} \sum_{i=1}^k C_i + Z_{\text{тр}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{п}}, \quad (8.1)$$

Де $K_{\text{об}} \left(\sum_{i=1}^k C_i \right)$ - витрати на придбання обладнання, техніки, технології, технічних засобів контролю і обліку, пристроїв діагностики стану обладнання, сумарна вартість комплектуючих і-го виду, необхідних для реалізації прийнятого технічного рішення, грн.;

$Z_{\text{тр}}$ - транспортно-заготівельні витрати, $Z_{\text{тр}} = 0,05 \cdot K_{\text{об}}$, грн;

$Z_{\text{мн}}$ – монтажні роботи;

$Z_{\text{п}}$ - вартість підключення.

Вартість обладнання та комплектуючих взята на підставі прайс-лист компанії MBI Development

Таким чином, капітальні інвестиції, необхідні для установки системи на основі монокристала, згідно ф. 8.1. складуть:

$$\begin{aligned} K_{\text{пр1}} &= K_{\text{об}} \sum_{i=1}^k C_i + Z_{\text{тр}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{мн}} + Z_{\text{п}} \\ &= 600 + 110 + 42 + 72 + 5 + 42 + 5 + 20 = \\ &= 896 \text{ тис. грн.} \end{aligned}$$

Таблиця 5.4 – Обґрунтування капіталовкладень на реалізацію проекту

Статті капіталовкладень	Величина, тис. грн.
Прямі матеріальні затрати	
– витрати на фотоелектричні модулі Sunpower серії Performance у кількості 122 од.	600
– витрати на гібридний інвертор Huawei	110
– витрати на додаткове обладнання + кабелі	42

– витрати на монтажні конструкції	72
– інші матеріальні витрати	5
Прямі затрати на оплату праці виробничих працівників	
– оплата монтажної частини	42
– інші витрати	5
Затрати за реалізацію проектів	
- технічні умови РЕМ	20
Всього	896

5.3.2 Розрахунок амортизаційних відрахувань

Амортизаційні відрахування - відрахування частини вартості основних фондів для відшкодування їх зносу.

Амортизація об'єкта основних засобів нараховується виходячи і часу його використання. Час корисного використання об'єкта основних засобів нараховується виходячи з часу його корисного використання. Строк корисного використання об'єктів основних засобів і нематеріальних активів 5 років, виходячи з очікуваних економічних вигод, технічних і якісних характеристик основного засобу, фізичного зносу, а також інших факторів, які можуть вплинути на можливість використання. [63, с.50]Строк корисного використання впроваджуваного обладнання становить 25 років.

Норма амортизації при прямолінійному методі постійна протягом всього амортизаційного періоду і дорівнює:

$$H_a = \frac{\Phi_n}{\Phi_n \cdot T_n} \cdot 100, \%$$

Норма амортизації складе:

$$H_a = 896 / (869 \cdot 25) \cdot 100\% = 4\%,$$

Тоді річні амортизаційні відрахування АВ при прямолінійній методі:

$$AB = \frac{Ha \cdot \Phi}{100} \quad (8.2)$$

Річні амортизаційні відрахування складуть:

$$AB = (4 \cdot 896) / 100 = 35,84 \text{ тис. грн}$$

5.3.4 Визначення річних витрат на технічне обслуговування і поточний ремонт

Компанія, яка надає послуги з доставки / продажу енергетичних систем на основі сонячної енергії, виробляє тих. обслуговування згідно прайсу, в розмірі 100 грн / панель

Для варіанту з 123-ма сонячними панелями сума витрат на річне обладнання складе в 12,3 тис. Грн.

Також приймаємо витрати в розмірі 300 грн на місяць для персоналу, який буде протирати сонячні панелі від пилу.

$Ст = 12,3 + 0,3 \cdot 12 = 15,9$ тис. грн / рік Таким чином річні експлуатаційні витрати складуть:

$$C1 = Ca + Cp = 35,84 + 15,9 = 51,74 \text{ тис. грн};$$

5.4 Ключові види діяльності та ключові партнери

Для реалізації проекту ми будемо використовувати високотехнологічні американські сонячні панелі Sunpower, які придбаємо в офіційних дистриб'юторів на території України. А саме панелі з технологією Performance, які мають унікальну технологію при частковому затіненні та повну гарантію 25 років.

Таблиця 5.5 – Показники сонячної панелі Sunpower

Найменування параметру	Ном.	Струм КЗ	Напругах. х., В	Номінальна напруга, В	Робочий струм, А	Довж., мм	Шир., мм
	410	9,55	5,5	45,7	8,99	2067	998



Рисунок 5.1 – Монокристалічний модуль Performance P-19

Обиремо алюмінієві не анодовані кріплення українського виробництва компанії «Сплайн Системз»

Та придбаємо гібридний інвертор марки Huawei потужністю 50 кВт

Таблиця 5.6 – Показники гібридного інвертора Huawei

Модель інвертора	Huawei SUN2000-50KTL-M0
Номінальна потужність	50кВт
Форма вихідної напруги	Синусоїда
Вихідна напруга	230В±5 %
Вихідна частота	50Гц
Ефективність	90%

Захист від перенавантаження	5с при $\geq 150\%$ навантаженню., 10с при 110% - 150% навантаженню
-----------------------------	---



Рисунок 5.2 – Huawei SUN2000-50KTL-M0

5.5 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

У XX столітті один з найпоширеніших хімічних елементів на Землі зміг зробити глобальну революцію в енергетичній сфері. Його властивості надали людству можливість перетворювати сонячне світло в електроенергію. Зокрема, це стало початком процесу становлення альтернативної енергетики. Очевидно, що мова йде про аморфний кремній, чиї кристали формують сонячні батареї. А в свою чергу, фотоелектричні модулі є ключовим елементом сонячної електростанції (СЕС). Все частіше можна зустріти СЕС на полях, дахах та ділянках приватних домогосподарств.

Дійсно, розвиток сонячної енергетики досяг такого рівня, що сонячні електростанції стали багатofункціональними. Тепер певний тип станції відповідає ключовим завданням споживача. Тож після прийняття рішення про

покупку сонячної електростанції, перед майбутнім власником стоїть вибір: який тип станції вибрати?

Очевидно, що в майбутньому технології сонячної енергетики стануть одним з основних джерел енергії. Сонячна енергетика у світі зростає з прискоренням: за 2018 рік було побудовано рекордні 109 ГВт потужностей мережевих сонячних електростанцій (СЕС). Абсолютним лідером залишається Китай: він додав 44 ГВт. Загальна потужність сонячної енергетики перевищила 500 ГВт, а її частка у світовому виробництві струму наближається до 3%. В Україні збільшення потужностей СЕС так само відбувається із значним відривом від інших технологій відновлюваної енергетики. 3 849 МВт нових потужностей ВДЕ, підключених до енергосистеми України у 2018 році, на сонячну енергетику припадає 752 МВт. З них лєвова частка — це великі наземні промислові СЕС. Такі станції мають потужність від кількох мєгават до десятків мєгават та підключаються до високовольтних мереж. [67]



Рисунок 5.3 – Показники потужності встановлених СЕС

Висновки: на сьогоднішній день ми бачимо зростання попиту на СЕС в Україні. Приватний сектор вже охоплений, комерційні багатомегаватні станції теж, але наш сегмент – сонячні станції під власне споживання на виробництві ще є не опрацьованим. Наша пропозиція є рентабельною для будь-якого складського приміщення.

5.8 Цільові групи потенційних споживачів

Стартап розрахований на сегмент середній та вище середнього. Цільова аудиторія – власники складських приміщень, підприємства по виробництву продукції, будь-які споживачі електроенергії більше 100 кВт-год за місяць .

Таблиця 5.6 – Вибір цільових груп потенційних споживачів

№ п/п	Опис цільової групи потенційних клієнтів	Орієнтовний попит в межах цільової групи (сегменту)	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Складські підприємства	Високий	Висока	Вільний
2	Мегаполісбуд	Високий	Середня	Вільний
3	Заводи по виробництву	Високий	Середня	Вільний
4	Фермерські господарства	Високий	Середня	Вільний

За результатами аналізу потенційних груп можна зробити висновок, що дана послуга має високий попит в даному середовищі, певні групи споживачів готові сприймати новий продукт та його ефективні показники. Для роботи в даному сегменті потрібно сформулювати базову стратегію розвитку.

Таблиця 5.7 – Визначення базової стратегії розвитку

Обрана альтернатива розвитку проекту	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентні позиції відповідно до обраної стратегії	Базова стратегія розвитку*
Встановлення фотоелектричних модулів на дахи виробничих приміщень для забезпечення заряду акумуляторів електронавантажувачів чи іншого електричного обладнання.	Диференційований маркетинг	Якісне обладнання, ідея та реалізація бізнес моделі, постійний зворотній зв'язок з споживачами.	Стратегія диференціації

5.9 Бізнес-модель проекту

Визначимо ринкові можливості, які можемо очікувати після впровадження першого проекту, та ринкові загрози, які можуть перешкодити реалізації. Це дозволить оцінити можливості впровадження СЕС для підприємств під власне споживання.

Таблиця 5.8 – Структура бізнес моделі обладнання (технології)[65, с. 32-40]

Ключові партнери	Ключові види діяльності	Цінність пропозиції	Взаємовідносини з клієнтами	Споживчі сегменти
1.Постачальники фотомодулів офіційний дистриб'ютор Sunpower ТОВ «МБІ ДЕВЕЛОПМЕНТ».	1.Реалізація сонячної електростанції. 2.Інвестиційний розрахунок. 3.Надання консалтинг	1.Вузкий споживацький сегмент. 2.Цінність полягає в ідеї, яка дозволить отримувати дешеву електроенергію	1.Демонстрування можливостей, які відкриваються при інвестуванні в сонячну енергетику під	2.Складські приміщення 3.Виробничі підприємства 4.Будь-які

2.Виробники конструкції ТОВ «СПЛАЙН».	ових послуг в регіонах.	ю протягом 25-ти років. 3.Наявність продукції №1 в США, яка є найефективнішою в світі. 4.Незайманий сегмент ринку.	власне споживання.	організації, які споживають електроенергію більше 100кВт в місяць. 5.Фермерські господарства.
	Ключові ресурси		Канали збуту 1.Прямий продаж продукту, міжнародні форуми, семінари, виставки (SEF, агро виставки та інші), реклама контекстна та таргетингова, активні продажі.	
Структура собівартості 1.Витрати разові (капітальні): обладнання, монтажні роботи. 2.Витрати постійні: догляд за СЕС. 3.Витрати змінні: реклама, виставка.		Потоки надходження доходу 1.Активний продаж. 2.Тендер. 3.Конверсія з реклами.		

5.6 Оцінка ефективності впровадження стартап-проекту та пропозиції інвестору

Для економічних висновків нам потрібні в першу чергу показники генерації СЕС протягом гарантійного строку експлуатації. Порахували генерацію у програмі PVsyst. [5]

Табл.5.7 – Показники генерації

	кВт-год/рік
Генерація за 1-ий рік	60 000,00
Генерація за 5 років	291000
Генерація за 10 років	570000
Генерація за 25 років	1350000

Порахуємо ціну за кВт-год, яку ми будемо отримувати протягом 25-ти років:

$$E = W_{25} / K_{пр1} \quad (8.3)$$

$$E_{сес} = 1350000 / 969 = 70.6 \text{ коп/кВт-год}$$

Тариф електроенергії станом на 23.11.2019 $E_{держ} = 2,67$ грн.[6]

Тож підрахуємо скільки буде коштувати W_{25} по тарифу $E_{дер}$:

$$K_{прд} = E_{держ} * W_{25}$$

$$K_{прд} = 1350000 * 267 = 3645000 \text{ грн}$$

Різниця витрачених коштів на електроенергію :

$$K_{\sim} = K_{прд} - K_{пр1} \quad (8.4)$$

$$K_{\sim} = 3645000 - 969000 = 2676000 \text{ грн}$$

Висновок: виходячи з розрахунків наш проект по створенню сонячної електростанції може зекономити 2676000 грн підприємству. А виходячи з тенденції росту ціни за кВт-год за останні 10 років і те, що країна рухається в Європу, варто спрогнозувати, що ціна буде рости і економія для підприємства теж.

5.7 Оцінка ефективності впровадження стартап-проекту та пропозиції інвестору

Для того, щоб отримати зелений тариф потрібно отримати дозвіл від РЕМ.

В середньому отримати дозвіл на продаж генерованої електроенергії станції 50 кВт коштує 30% вартості СЕС. В нашому випадку 300000 грн.

Продаж генерованої електроенергії по зеленому тарифу з урахуванням щорічної деградації фотомодуля. Вартість кВт год за зеленим тарифом 0,165\$.

Графік 5.1 – Орієнтовний прибуток по закінченню строку експлуатації

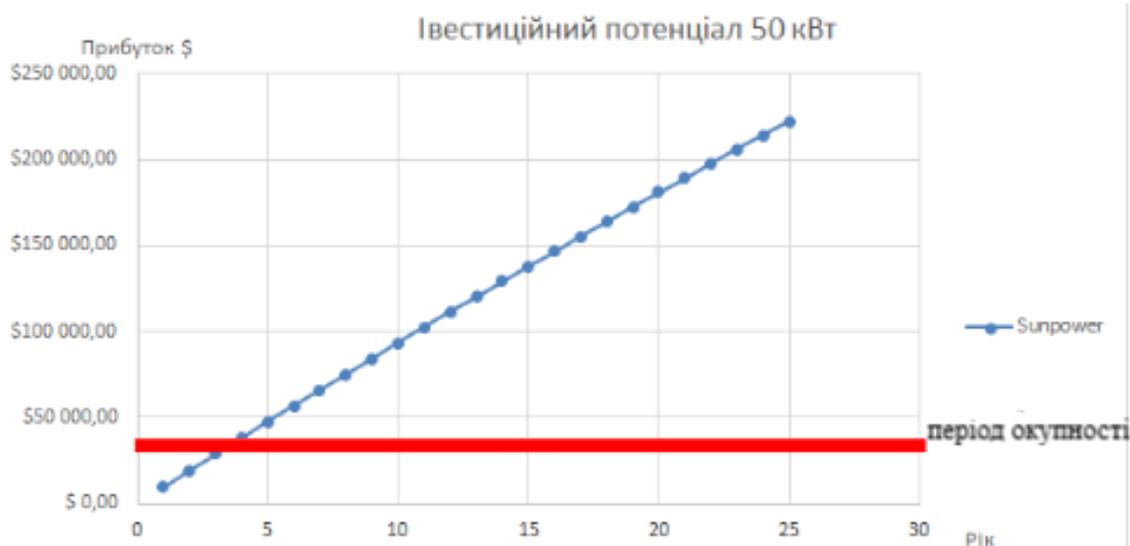


Табл 5.5 – CashFlow за 25 років

Інвестиції в СЕС, \$	\$35 080,00
Генерація за 1-ий рік	60 000,00
CashFlow за 1-ий рік	\$9 603,00
CashFlow за 2 роки	\$19 146,60
CashFlow за 3 роки	\$28 630,80
CashFlow за 4 роки	\$38 055,60
CashFlow за 5 років	\$47 421,00
CashFlow за 6 років	\$56 727,00
CashFlow за 7 років	\$65 973,60
CashFlow за 8 років	\$75 160,80
CashFlow за 9 років	\$84 288,60
CashFlow за 10 років	\$93 357,00
CashFlow за 11 років	\$102 366,00
CashFlow за 12 років	\$111 315,60
CashFlow за 13 років	\$120 205,80

CashFlow за 14 років	\$129 036,60
CashFlow за 15 років	\$137 808,00
CashFlow за 16 років	\$146 520,00
CashFlow за 17 років	\$155 172,60
CashFlow за 18 років	\$163 765,80
CashFlow за 19 років	\$172 299,60
CashFlow за 20 років	\$180 774,00
CashFlow за 21 років	\$189 189,00
CashFlow за 22 років	\$197 544,60
CashFlow за 23 років	\$205 840,80
CashFlow за 24 років	\$214 077,60
CashFlow за 25 років	\$222 255,00
Окупність IRR, років	4 роки 11 місяці

Розрахунки показують продаж по зеленому тарифу є більш вигідним, але є нюанс – зелений тариф закінчується в 2030 та першочергова інвестиція буде більшою на 30%. [72]

Висновок по розділу 5

В результаті проведених досліджень отримані наступні результати:

1. Аналіз сучасних літературних джерел показав, що галузь сонячної енергетики переживає стрімке зростання, по всьому світу, активно досліджуються можливості збільшення ефективності сонячних батарей.

2. В економічній частині вироблено техніко-економічне обґрунтування впроваджуваного проекту, що в свою чергу є доцільним, так як термін окупності склав 4 роки 9 місяців.

3. Проект передбачає отримання протягом 25 років електроенергії за ціною від 70-ти коп. за кВт-год.

4.Був проведений аналіз обраного обладнання для гібридної сонячної електростанції, визначено тип і потужність інвертора, а також обрані сонячні панелі з потужністю 410Вт.

5.Забезпечили гарантовано заряд акумуляторів електронавантажувачів.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

1. Виходячи з результатів порівняння характеристик приводів постійного і змінного струму, як привод для електронавантажувача за масо-габаритними показниками та ККД найбільш доцільним є ВД з синхронним двигуном з постійними магнітами.
2. На основі аналізу способів керування ВД вибрано найбільш енергоефективний, який полягає в підтриманні сталої величини кута запасу δ перетворювача на мінімальному рівні.
3. За результатами досліджень моделей ВД з підпорядкованим керуванням та з використанням ПІ-регулятора з нечіткою логікою вибрано модель з fuzzy-регулятором швидкості, оскільки підтримання сталої величини кута запасу δ на мінімальному рівні потребує переналагодження параметрів регуляторів. Отже, для побудови оптимального по швидкодії та енергоефективності електропривода електронавантажувача доцільне використання в регуляторах швидкості нечіткої логіки.
4. Згідно з розрахунків найбільш доцільно заряджати акумулятори електронавантажувачів використовуючи сонячну станцію.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Волков І. К., Загоруйко Є. А. Дослідження операцій : навч. посібник для технічних вишів. Харків : Вид-во МДТУ ім. М. Е. Баумана, 2010. 435 с.
2. Волков О. Д. Проектування вентиляції промислової будівлі: навч. посібник. Харків : Вища школа, вид-во при ХГУ, 2012. 240 с.
3. Глушков В. М., Іванов В. В., Яненко В. М. Моделювання розвиваючихся систем. Харків : Наука, 2013. 337 с.
4. Гмурман В. Є. Теорія ймовірностей і математична статистика : навч. посібник для вишів. 6-те вид., стереотип. Харків : Вища школа, 2008. 479 с.
5. Гряник Г. М., Лехман С. Д., Бутко Д. А. та ін. Охорона праці. Київ : Урожай, 2004. 273 с.
6. Довідник нормативних документів у сфері охорони праці, пожежної безпеки, гігієни праці та соціального страхування від нещасних випадків. Київ : Фонд соц. страхування від нещасних випадків, 2009. 244 с.
7. Дудник І. М. Вступ до загальної теорії систем : навч. посіб. Полтава, 2010. 129 с.
8. Жидецький В. Ц., Джигирей В. С., Мельников О. В. Основи охорони праці. 5-те вид. Львів : Афіша, 2017. 350 с.
9. Жуковський С. С., Жуковська З. С. Теплова потужність та енергоощадність систем опалення приміщень з переривчастим обігріванням // Ресурсоекономні матеріали, конструкції, будівлі та споруди. Вип. 4. Рівне : РДТУ, 2010. С. 181–187.
10. Жуковський С. С., Лабай В. Й. Системи енергопостачання і забезпечення мікроклімату будинків і споруд : навч. посіб. для ВЗО. Львів : Астрономо-геодезичне товариство, 2011. 123 с.
11. Кремер Н. Ш. Теорія ймовірностей і математична статистика. 3-тє вид., перероб. і допов. Харків, 2010. 551 с.
12. Кувшинов Ю. Я., Самарін О. Д. Розрахунок повітрообміну в приміщеннях будівлі для вентиляції та кондиціонування повітря. Харків, 2016. 60 с.

13. Лехман С. Д., Рубльов В. І., Рябцев В. І. Запобігання аварійності і травматизму у сільському господарстві. Київ : Урожай, 2013. 270 с.
14. Ліфшиц А. Л., Мальц Е. А. Статистичне моделювання систем масового обслуговування. Харків : Сов. радіо, 2008. 248 с.
15. Персиянов В. В. Шумоглушіння в системах вентиляції і кондиціонування повітря : навч.-метод. посібник до курсового і дипломного проектування. Харків, 2018. 264 с.
16. Уланова Е. С., Забелін В. Н. Методи кореляційного і регресійного аналізу в агрометеорології. Київ : Гідрометеоіздат, 2015. 146 с.
17. Іноземцев Г. Б., Паранюк В. О. Електросепарування насінневих сумішей та електростимулювання посівного матеріалу // Праці Таврійського державного агротехнічного університету. 2008. Вип. 8, т. 2. С. 56–63.
18. Паранюк В. О., Герман А. Ф. Електричні параметри робочої зони електросепаратора // Вісник Львівського НАУ. Вип. 12, т. 1. Львів : Вид-во ЛНАУ, 2008. С. 527–534.
19. Герман А. Ф. Обґрунтування електричних параметрів блока живлення електрокоронних насіннеобробних машин // Студентська молодь і науковий прогрес в АПК : тези доп. міжнар. студентського форуму, 24–25 вересня 2008 р. Львів : Львівський НАУ, 2008. С. 269.
20. Лехман С. Д., Рубльов В. І., Рябцев Б. І. Запобігання аварійності і травматизму у сільському господарстві. Київ : Урожай, 2003. 272 с.

ДОДАТКИ