Міністерство освіти і науки України
Луцький національний технічний університет

ЕЛЕКТРОПРИВІД ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ

Конспект лекцій
для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти
освітньої програми «Автомобільна електроніка»
галузі знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
спеціальності 171 Електроніка
денної та заочної форм навчання

Луцьк 2025

УДК 621.391(07)
Е50

Електронна копія друкованого видання передана для внесення в репозитарій ЛНТУ
Директор бібліотеки _____ Наталія ПОЛІЩУК

Рекомендовано до видання вченою радою факультету комп'ютерних та інформаційних технологій ЛНТУ, протокол № _ від «__» _____2025 року
Голова вченої ради ФКІТ _____ Інна КОНДІУС

Розглянуто і схвалено на засіданні кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ, протокол № ___ від «___» _____2025 року

Завідувач кафедри ЕіТК	_____	Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ к.т.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ
Укладачі:	_____	Віктор ЛИШУК к.т.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ
	_____	Микола ХВИЩУН, к.ф.-м.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ
Рецензент:	_____	Микола ЄВСЮК к.т.н., доц. кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ
Відповідальний за випуск:	_____	Валентин ЗАБЛОЦЬКИЙ к.т.н., доц., завідувач кафедри електроніки та телекомунікацій ЛНТУ

Е50 Електропривід транспортних засобів. Конспект лекцій для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автомобільна електроніка» галузі знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації спеціальності 171 Електроніка денної та заочної форм навчання / уклад. В. В. Лишук, М. В. Хвищун. Луцьк: ЛНТУ, 2025. 136 с.

Видання містить виклад основного теоретичного лекційного матеріалу з дисципліни «Електропривід траспортних засобів». Призначене для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автомобільна електроніка»

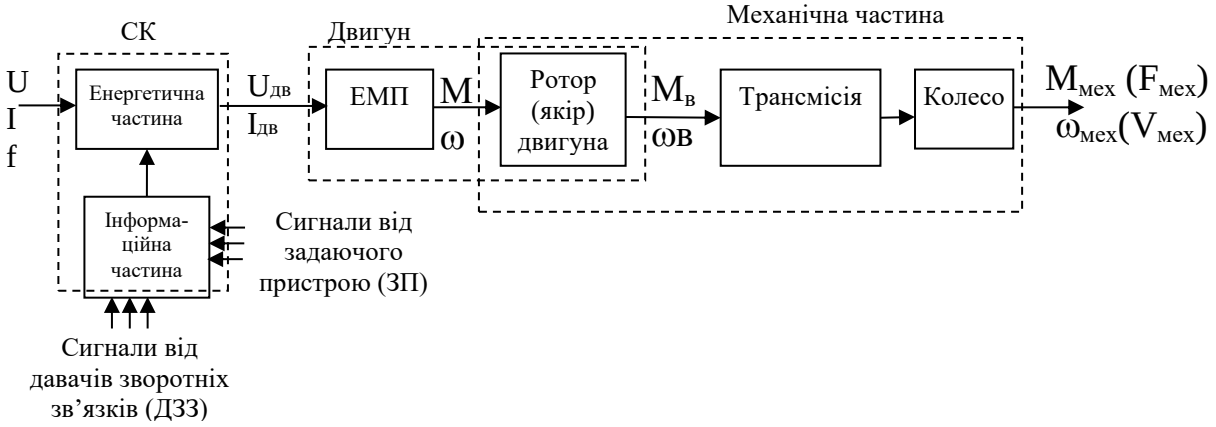
В. В. Лишук, М. В. Хвищун, 2025

Зміст

	Вступ……	4
1.	Лекція №1. Аналіз розвитку енергоустановок автотранспортних засобів	5
2.	Лекція №2. Тягові системи автотранспортних засобів……..	10
3.	Лекція №3. Основи механіки класичного електроприводу…….....	17
4.	Лекція №4. Механічні характеристики механізмів електроприводів…..	26
5.	Лекція №5. Тягові характеристики електроприводів автотранспортних засобів……..	33
6.	Лекція №6. Динамічні характеристики АТЗ…….…….	38
7.	Лекція №7. Електричні машини для електроприводів….....	48
8.	Лекція №8. Електроприводи постійного струму ……...	60
9.	Лекція №9. Асинхронні електроприводи змінного струму……..	69
10.	Лекція №10. Гальмівні режими асинхронного двигуна ……..…….	78
11.	Лекція №11. Синхронні електроприводи…….	86
12.	Лекція №12. Моделі електроприводів……. ……	94
13.	Лекція №13. Частотно-регульовані електроприводи…….……	103
14.	Лекція №14. Джерела живлення для тягових електроприводів …….	114
15.	Лекція №15. Вибір та перевірка двигунів для електроприводів транспортних засобів…….	122
	Список використаних джерел…….……	135

Вступ

Електроприводом називається сукупність електронної та електромеханічної системи, що служить для приведення в рух коліс автотранспортного засобу. Блок схема електроприводу як об'єкта керування може бути представлена в наступному вигляді:



Система керування (СК) електроприводом складається з енергетичної частини (тягова акумуляторна батарея, інвертор, перетворювач частоти) та інформаційної частини. Енергетична частина – це перетворювальний пристрій, призначення якого – керування потоком енергії, що надходить з бортової мережі, з метою регулювання режимами роботи двигуна і авто. Перетворювальний пристрій дозволяє розширити гнучкість керування, дозволяє надати характеристикам електроприводу потрібний вид, що досягається або шляхом перетворення постійної напруги у змінну промислової частоти.

Інформаційна частина СК призначена для фіксації та обробки інформації, що надходить від ЗП і ДЗЗ (порівняння сигналів від ЗП і ДЗЗ). На основі цієї інформації виробляються сигнали керування пристроєм і двигуном. Сама ж СК забезпечує електроприводу необхідні статичні і динамічні властивості.

Передавальний пристрій (передавальний механізм або трансмісія) служить для зміни швидкості або виду руху (з обертального в поступальний або навпаки).

Особливостями розвитку електропривода на сучасному етапі є розширення областей застосування частотно-регульованого електроприводу змінного струму, вентильного електропривода постійного струму, розширення та ускладнення його функцій, пов'язаних з керуванням технологічними процесами та відповідне ускладнення систем керування (САК), підвищення вимог до динамічних і точнісних показників, збільшення швидкодії, надійності, економічності, зниження габаритів. Особливістю розвитку електроприводу є також уніфікація його елементної бази, створення уніфікованих комплектних тиристорних і транзисторних електроприводів, що задовольняють вимогам широкого кола автотранспортних засобів.

Лекція №1. Аналіз розвитку енергоустановок автотранспортних засобів

1.1 Загальні поняття

Бурхливий розвиток автомобілебудування призвів до екологічних проблем, пов'язаних з викидами токсичних речовин, що містяться у відпрацьованих газах двигунів внутрішнього згоряння (ДВЗ). Створення ДВЗ нового покоління з камерами збідненого згоряння, використання нових видів палива (природного газу, метанолу) для поршневих ДВЗ, що покращують їх екологічні властивості; використання водню як паливо для ДВЗ тощо.

Однак результати від подальших робіт з покращення характеристик ДВЗ не дозволяють повністю вирішити проблеми економічності палива та зниження відпрацьованих токсичних газів у зв'язку з нераціональним використанням ДВЗ на борту автомобіля.

Як відомо, при підборі потужності ДВЗ зазвичай виходять із необхідності забезпечити прийнятні тягово-динамічні та швидкісні характеристики транспортного засобу. Для того щоб, наприклад, легковий автомобіль повною масою 1,2…1,5 т задовольняв даним вимогам, на нього встановлюють двигун потужністю 50…70 кВт (70…100 к.с). Але для рівномірного руху з дозволеною у місті швидкістю (60 км/год) йому потрібна потужність, що не перевищує 6 кВт (8,4 к.с), а зі швидкістю 100 км/год – 18 кВт (25 к.с).

Особливості роботи автомобільних ДВЗ породжують ці недоліки, зокрема, потужність, що розвивається, залежить від частоти обертання його колінчастого валу, і, отже, від швидкості руху автотранспортного засобу (АТЗ). При низькій частоті обертання ця потужність дуже мала, а при роботі на холостому ходу зовсім дорівнює нулю, і лише при високих частотах обертання ДВЗ розвиває максимальну потужність. Для міста характерні малі середні швидкості руху автомобіля, і значить, ДВЗ працює на малих та середніх частотах обертання колінчастого валу.

Такі режими, як відомо, неекономічні та неекологічні. Механічні коробки передач певною мірою компенсують цей недолік. Однак навіть при великій кількості передач вони не завжди в змозі забезпечити повне завантаження ДВЗ, тобто його роботу в режимі максимальної потужності. Існуючі безступінчасті коробки передач, які дозволяють ДВЗ працювати постійно на тих самих частотах і мати постійну задану потужність, дорогі і мають низький коефіцієнт корисної дії (ККД).

Далі, якщо розглянути рух АТЗ у міських умовах, то видно нераціональність використання енергії, що виробляється ДВЗ. При розгоні ця енергія витрачається на подолання сил інерції, сил опору коченню, при рівномірному русі сил опору коченню і опору повітря. енергії АТЗ. При гальмуванні сила тертя в гальмах перетворює кінетичну енергію на теплову, яка втрачається. На зупинках вироблена енергія ДВЗ не використовується. З п'яти фаз циклу руху АТЗ (розгону, усталеного руху, накату, гальмування, зупинки) лише на двох перших енергія витрачається, у трьох інших вона або не використовується, або втрачається, ДВЗ працює протягом усіх циклів зі

значно змінним коефіцієнтом завантаження, що призводить до суттєвого збільшення питомої витрати палива та шкідливих викидів у відпрацьованих газах. Правильніше, тут не було враховано енергію, витрачену на живлення електрообладнання автомобіля, яка не змінює вищенаведені параметри використання енергії ДВЗ на борту автомобіля.

Таким чином, зрозуміло, що застосування потужних двигунів на автомобілях, що експлуатуються у місті, де середні швидкості руху невеликі, вкрай нерентабельне. Звідси з'явилися раціональні шляхи вирішення еколого-економічної проблеми автотранспорту:

♦ застосування на автомобілі спільно з ДВЗ тягового електроприводу (ТЕП), що живиться від накопичувачів енергії різної фізичної природи;

♦ повністю заміна ДВЗ тяговим електроприводом, що має високий ККД (85…90%), «нульову» токсичність викидів, відсутність шуму.

Фахівці провідних світових автомобільних фірм та дослідницьких організацій провели важливі дослідження щодо впровадження альтернативних джерел енергії на борту АТЗ із тяговим електроприводом, результати яких дозволяють сформулювати такі основні напрямки досліджень:

1. Створення гібридних силових установок (ГСУ) із застосуванням в них ДВЗ, що функціонують в оптимальних робочих режимах, тягових електроприводів та різних електрохімічних (тягових акумуляторних батарей – ТАБ), електростатичних (ємнісних накопичувачів енергії – ЄНЕ), електромеханічних (маховикових накопичувачів енергії – МНЕ) буферних батарей.

2. Впровадження альтернативних енергетичних установок без використання ДВЗ:

– створення енергетичних установок на базі ТАБ, автомобілі з цими установками отримали назву електромобілів (ЕМ);

– створення комбінованих енергоустановок (КЕУ) з використанням електрохімічних генераторів (ЕХГ) на основі паливних елементів (ПЕ) як основне джерело енергії та ТАБ, ЄНЕ або МНЕ – буферних накопичувачів енергії. Розглянемо основні проблеми та перспективи впровадження перерахованих вище енергетичних установок на борту автотранспортних засобів.

1.2 Гібридні силові установки з використанням ДВЗ, тягового електроприводу та накопичувачів енергії різної фізичної природи

В даний час, безсумнівно, одним із напрямків у роботі створення автомобілів з гранично низькою токсичністю та високою економічністю є застосування бортових гібридних силових установок, що складаються з ДВЗ, тягового електроприводу та різних типів джерел, накопичувачів енергії. Автомобіль з такими енергоустановками був визнаний назвою «гібридний автомобіль» (ГА), виходячи з прийнятого в англомовній літературі терміну «HYBRID ELECTRIC VENICLE» (HEV)». Основною особливістю HEV є наявність не менше двох різних енергоперетворювачів та двох різних систем накопичення енергії [4].

Механічна енергія, що приводить в рух транспортний засіб, забезпечується ДВЗ – перетворювачем теплової енергії згоряного органічного палива (бензину, дизельного палива) і тяговим електродвигуном (ТЕД) – перетворювачем електричної енергії, виробленої бортовими накопичувачами енергії. Системи накопичення енергії містять паливний бак і не менше одного бортового накопичувача електроенергії (ТАБ, ЄНЕ або МНЕ).

Застосування на автомобілі тягового електроприводу та бортових накопичувачів енергії (БНЕ) дозволяє:

– реалізувати оптимальні режими роботи ДВЗ, що забезпечують мінімальну питому витрату палива, або мінімальний вміст токсичних речовин у відпрацьованих газах;

– відновлювати частину витраченої енергії на прискорення шляхом рекуперації кінетичної енергії АТЗ під час гальмування, руху накатом або на спусках;

– накопичувати енергію ДВЗ, якщо потужність, що розвивається, більша, ніж потрібна на провідних колесах, а БНЕ не повністю заряджені; накопичена енергія при необхідності використовується в режимі тяги або забезпечує живлення іншим бортовим електрообладнанням;

– реалізувати високі енергетичні та динамічні показники автомобіля під час використання систем індивідуального приводу коліс.

Важливими характеристиками БНЕ, що застосовуються у ГА, є їх питомі значення потужності та енергоємності, БНЕ з високою питомою потужністю можуть демпфувати всі пікові потужності, необхідні для забезпечення необхідних динамічних якостей автомобіля, при цьому ДВЗ може функціонувати виключно в оптимальних режимах. Висока енергоємність БНЕ дає можливість застосувати ДВЗ меншою потужністю; збільшити запас ходу автомобіля із заглушеним ДВЗ, що суттєво знизить викиди токсичних газів за міських їздових умов. Зрозуміло, порівняно з традиційними автомобілями з ДВЗ у ГА свої недоліки: ускладнення структури системи тягового приводу, збільшення кількості обладнання на своєму борту, що призводить до підвищення вартості автомобіля та витрат на його обслуговування, ремонту, можливого зниження його надійності при експлуатації. Тим більше, БНЕ з питомою енергоємністю, порівнянною з ДВЗ, нині немає. Всі ці фактори поки що утримують широкомасштабне впровадження гібридних автомобілів.

Таким чином, успішність застосування ГА залежить від техніко-експлуатаційних показників БНЕ, особливості яких розглянемо нижче.

1.3 Електрохімічні накопичувачі енергії

Проблема створення енергоустановок електромобілів – автомобілів без ДВЗ, потребувала проведення у багатьох країнах значних робіт з підвищення питомих енергоємності та потужності тягової акумуляторної батареї (ТАБ), і досягнуті результати застосовують у ГА. Причому, для ЕМ важливий питомий показник з енергоємності, а ГА – за потужністю. Безперечно, через низьку енергоємність електрохімічні джерела енергії все одно не зможуть

замінити автомобільні ДВЗ. Однак очевидний прогрес в акумуляторобудуванні, досягнутий за останні 5…10 років, дозволяє налаштувати оптимістичний вектор на можливість створення ГА для повсякденного використання в міських умовах з задовільними техніко-економічними показниками.

Перспективи масового «чистого» електромобіля, здається, ще далекі, хоча не можна виключати доцільність експлуатації щодо невеликих партій ЕМ в умовах, коли до АТЗ висувається вимога повної екологічної чистоти.

В даний час виділяються три основні типи ТАБ, придатних для використання на борту ГА: свинцево-кислотні, нікель-метал-гідрид (НМГ) та літієві акумулятори.

Свинцево-кислотний акумулятор (СКА) характеризується малою вартістю, налагодженою технологією виробництва та дешевими вихідними матеріалами. Модернізація традиційної технології виготовлення СКА батарей підвищила їхню питому енергоємність до 30…40 Вт·год/кг і потужність 150…400 Вт/кг з терміном служби 500…800 зарядно-розрядних циклів [7]. З'являються на ринку СКА з можливістю швидкого заряду [10]. В принципі використання СКА дозволяє створити ГА з низькою вартістю порівняно з ТАБ інших типів. Однак низька енергоємність СКА обмежує їх широке застосування.

Нікель-метал-гідридні (НМГ) ТАБ експлуатуються на сучасних ГА. Прикладом впровадження цього типу акумулятора на транспорті є ГСУ серійно випускаючих гібридних автомобілів. НМГ-батареї мають питомі показники: 40…70 Вт·год/кг (при 90% глибині розряду), 300…500 Вт/кг (при 100% ступеня зарядженості), термін служби близько 500 циклів заряду-розряду. До переваг НМГ-батарей належать: відсутність токсичних виділень, надійність в експлуатації, відсутність обслуговування.

До акумуляторних батарей на основі літієвих анодів відносяться літій-іонні та літій-полімерні.

Літій-іонні ТАБ, що мають питомі енергії 140…150 Вт·год/кг, потужність 600…700 Вт/кг, термін служби близько 1000 циклів, успішно випробувані на різних модифікаціях ЕМ та ГА. Однак недоліком таких ТАБ є висока вартість, вимога вентиляційної системи для охолодження. У зв'язку з цим інтенсивно ведуться роботи з дослідження та застосування літій-полімерних ТАБ з робочою температурою 65…120 ^{0}С, здатністю швидкого заряду, високою енергоємністю (150…160 Вт·год) та питомою потужністю (300…400 Вт/кг).

Вартість виготовлення таких ТАБ очікується вищою за СКА тільки на 20%. Завдяки широкому застосуванню літієвих акумуляторів у різних портативних комп'ютерах, мобільних телефонах, очікуються прориви в зниженні вартості цих акумуляторів при поліпшенні їх питомих енергоємності та потужності. Отже, справедливою є оптимістична оцінка великих перспектив застосування літієвих ТАБ на борту автотранспорту.

1.4 Електромеханічні накопичувачі енергії

Сучасні зразки маховикових накопичувачів енергії мають високу питому потужність 5…10 кВт/кг. Однак їх питома енергоємність сильно залежить від матеріалів маховика, і оцінюється в межі 15...50 Вт·год/кг. Маховики є композитні волокна з графітових волокон у поєднанні з епоксидними матрицями. Потік потужності керується зміною регульованих параметрів оборотної електричної машини, що працює спільно з МНЕ.

Конструктивні рішення, необхідні створення рентабельних електромеханічних накопичувачів енергії, значною мірою залежить від максимального значення частоти обертання маховика та її кутової швидкості. Співвідношення цих факторів визначає параметри маховика. Підвищення запасу енергії маховика, що досягається підвищенням частоти обертання його валу та збільшенням радіусу маховика.

Електромеханічні накопичувачі енергії мають низку переваг перед електрохімічними. Їхня працездатність не залежить від кліматичних умов з терміном служби, порівнянним з терміном експлуатації автомобіля, МНЕ можуть бути повністю заряджені за кілька десятків хвилин в залежності від параметрів електричної машини та потужності зовнішньої мережі.

Аналіз якості МНЕ показує, що у стадії розвитку їх використання у ГСУ є перспективним. Однак вирішення практичних завдань зі створення МНЕ нерозумно приступати, не накопичивши певного досвіду у створенні маховиків з композиційних матеріалів та швидкохідних електричних машин.

1.5 Електростатичні накопичувачі енергії

Електростатичні накопичувачі енергії або ємнісні накопичувачі енергії великої ємності конструктивно поділяються на два типи електроліту, що використовується: лужному і органічному. Розроблені та виготовлені до теперішнього часу ЕНЕ мають питомі показники: масової енергоємності 5...10 Вт·год/кг, об’ємної енергоємності 1…1,5 Вт·год /л, потужності 4…5 кВт/кг. ЕНЕ не можуть конкурувати з ТАБ по енергоємності, проте їх основними перевагами в порівнянні з ТАБ є екологічна чистота, велика питома потужність, висока динамічність (здатність швидкого заряджання), великий термін служби. До теперішнього часу накопичено значний досвід використання ЕНЕ в системах стартерного пуску та запалювання ДВЗ, в якому використовується як демпфер батарея ЕНЕ, завдяки якій покращується динамічність автомобіля: розгін до 60 км/год протягом 10 с.

Узагальнюючи викладене вище, відзначимо, що створення перспективних енергоустановок з використанням ДВЗ та фізично різних буферних батарей має важливу потенційну перевагу, яка полягає у збереженні існуючої системи автозаправних станцій.

1.6 Енергоустановки із сонячною батареєю

Для країн із сприятливою умовою сонячного випромінювання є можливість ефективного використання сонячних батарей (СБ) на основі сонячних елементів (СЕ) для підзаряду ТАБ. Працюючи спільно з ТАБ, СБ

дозволяє збільшити термін служби ТАБ та підвищити довжину пробігу автомобіля без перезаряду ТАБ. Дослідні, особливо легкі сонцемобілі (СМ) з КЕУ, що складається з ТАБ і СБ, продемонстрували пробіг в день 150 ... 200 км при максимальній швидкості близько 120 км/год.

Масогабаритні характеристики СБ, що застосовуються сьогодні, дуже різноманітні. Питома маса СБ становить 5…10 кг/м^2, причому близько 40% маси посідають напівпровідникові елементи, інше – конструкція.

Очікується, що використання надлегких композитних матеріалів дозволить зменшити масу конструкції, що дасть можливість знизити питому масу СБ до 1,5 кг/м^2. Аналіз технічних характеристик СЕ різних типів показує, що в даний час придатним для використання на транспортах є елементи на основі монокристалічного кремнію.

Лекція №2. Тягові системи автотранспортних засобів

2.1 Основні визначення

Для систематизації матеріалів, викладених у подальшому, вводяться такі визначення, уточнення щодо термінології.

Первинне джерело енергії – сукупність основних матеріалів або природних феноменів, що використовуються для генерування енергії. Наприклад, до основних матеріалів, що генерують енергії, відносяться вуглеводні, вугілля, ядерне паливо, водень тощо; а до природних феноменів – сонце, вітер, гравітація тощо.

Джерело енергії – пристрій або система пристроїв, які генерують енергію або перетворюють енергію первинних джерел енергії у вигляді зручному для використання. Наприклад: ДВЗ перетворює теплову енергію палива, що згоряється, в механічну; електрохімічний генератор ЕХГ – енергію водню в електричну; сонячна батарея (СБ) – енергію сонячного випромінювання в електричну тощо.

Накопичувач енергії – пристрій або система пристроїв, призначених для накопичення та генерування енергії без зміни її виду. Наприклад: ТАБ, ЄНЕ, МНЕ при заряді накопичують свою енергію з допомогою електричної енергії, і генерують електричну енергію при розряді.

Адаптер енергії – пристрій або система пристроїв, які призначені для перетворення параметрів енергії без зміни її виду. Наприклад, адаптерами енергії можна вважати коробку перемикання передач, електричні трансформатори, напівпровідникові швидкодіючі вентильні перетворювачі тощо.

Перетворювач енергії – пристрій чи система пристроїв, призначених для перетворення енергії одного виду на інший. Наприклад, ТЕД перетворять електричну енергію на механічну; реформери – вуглеводневі палива (метанол, бензин, дизельне паливо) у водень. Також можна вважати перелічені вище джерела енергії – ДВЗ, ЕХГ, СБ перетворювачами електричної енергії.

Тягова система АТС – сукупність джерел, накопичувачів енергії, силових агрегатів та апаратур регулювання, що перетворюють енергії первинних джерел на кінетичну енергію, що реалізується на колесах транспортного засобу.

Система тягового приводу (СТП) – сукупність силових агрегатів для руху автомобіля.

До складу силових обладнання СТП входять: колеса з диференціалами, механічна трансмісія або КПП, двигуни (теплові, електричні), що перетворюють різні енергії на механічну енергію.

Бортова система енергозабезпечення АТЗ – сукупність бортових джерел, накопичувачів енергії та апаратури регулювання, перетворення енергії різної фізичної природи в енергію, необхідну для живлення силових агрегатів СТП та допоміжного електрообладнання на борту автомобіля.

Під наведеними вище визначеннями можна відзначити, що тягова система АТЗ містить бортову систему енергозабезпечення і систему тягового приводу.

Бортовий вентильний перетворювач (БВП) – напівпровідниковий пристрій на борту АТЗ, призначений для керування їх тяговими електроприводами за допомогою зміни параметрів електроенергії, що підводиться до нього.

Допоміжні вентильні перетворювачі – напівпровідникові пристрої, призначені для живлення електроенергією допоміжних електрообладнань автомобіля. Ввівши два останні визначення, можемо розділити напівпровідникові перетворювачі на дві категорії: високовольтні (силові), які забезпечують необхідну енергію для ТЕД та низьковольтні (допоміжні) для живлення іншого електрообладнання.

Гібридною називається тягова система, формована шляхом гібридизації двох або більше спільно функціонуючих тягових систем.

Гібридною називається силова установка, що складається з не менше двох різних джерел або перетворювачів енергії і двох різних бортових накопичувачів енергії.

Під таким визначенням виднішою є природа реалізації тягових зусиль на колесах гібридного автомобіля: один силовий потік утворений ДВЗ, а другий – ТЕД, що живиться від бортових джерел, накопичувачів енергії різної фізичної природи, або від ДВЗ – генераторної установки (ДВЗ-ГУ).

Зазначимо, що ДВЗ одночасно може виступати як джерело силової тяги (теплова енергія палива, що згоряється, перетворюється на механічну енергію) і джерела електроенергії при спільному його використанні з електричним генератором.

Комбінованою називається енергетична установка, що складається з двох або більше джерел накопичувачів енергії, один з яких розрахований на тривалу реалізацію енергії відносно невисокої потужності, а решта – на короткочасну реалізацію пікових рівнів потужності.

Таким чином, можна вважати, що ГСУ є окремим випадком КЕУ.

2.2 Класифікація тягових систем

В даний час існує безліч класифікацій автотранспортних засобів: за габаритними розмірами, за літражем ДВЗ, місткістю салону, вантажопідйомністю тощо. Однак ці класифікації не відображають можливість оцінки параметрів, які притаманні тільки АТЗ з КЕУ та тяговим електроприводом. У зв'язку з цим з'явилася необхідність створення класифікації АТЗ, яка б враховувала можливість гібридизації різних джерел, накопичувачів енергії та тягових двигунів. Точна класифікація тягових систем дозволяє правильно вибрати їх математичну модель, алгоритми управління силовими агрегатами, порівнювати їх техніко-експлуатаційні показники.

На підставі класифікації тягових систем гібридних автомобілів, запропонована фахівцями французької фірми "Пежо-Сітроен" нижче наведені уточнення, модернізація класифікації тягових систем АТЗ з електроприводом.

Розглянемо найпростіші структури тягової системи традиційного автомобіля з ДВЗ (рис.2.1, а) та «чистого» електромобіля (рис.2.1, б) з приводом ведучих коліс. Можемо відзначити, що кожна з цих тягових систем містить основні агрегати: джерело чи накопичувач енергії; двигун – машина, що перетворює деякий вид енергії на механічну роботу; механічна трансмісія та колеса. Накопичувачем енергії в автомобілі є паливний бак, в якому зберігається первинне джерело енергії – бензин, дизельне паливо тощо; в електромобілі – ТАБ, що генерує електроенергію при розряді та її накопичує при заряді.

Бортовий вентильний перетворювач ЕМ можемо розглядати як адаптер енергії, що перетворює електроенергію постійного струму, що виробляється ТАБ в електроенергію, що відрізняється за амплітудою (постійний струм у постійний), або за родом (постійний струм у змінний). Електроенергія, що перетворюється БВП, живить ТЕД, який надає руху ЕМ. Адаптер енергії може бути відсутнім, якщо двигун живиться безпосередньо паливом, що подається з накопичувача енергії – паливного бака, як у тягових системах традиційних автомобілів з ДВЗ.

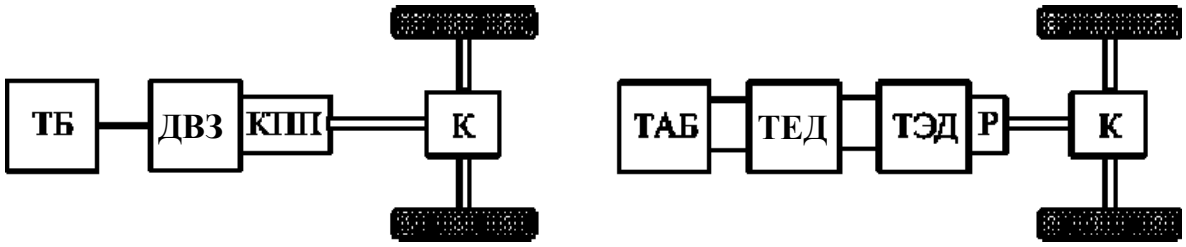


Рисунок 2.1 – Тягові системи: а) класичного автомобіля; б) «чистого» електромобіля. ПБ – паливний бак; ДВЗ – двигун внутрішнього згоряння; КПП – коробка перміни передач; К – колесо з механічним диференціалом; ТАБ – тягова акумуляторна батарея; БВП – бортовий вентильний перетворювач; ТЕД – тяговий електродвигун; Р – редуктор

На підставі аналізу структур тягових систем класичного автомобіля з ДВЗ та ЕМ можна представити узагальнену структуру тягової системи автомобіля (рис.2.2).

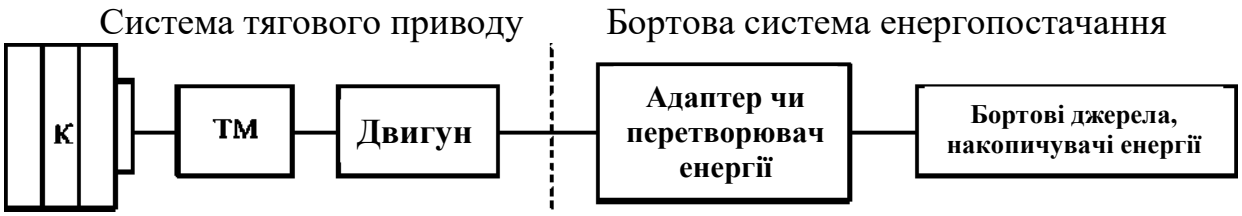


Рисунок 2.2 – Узагальнена тягова система автомобіля:
К – колесо з диференціалом; ТМ – трансмісія механічна

Використовуючи комбінації зв'язків силових агрегатів, що входять до двох і більше узагальнених тягових систем, ми можемо отримати різні варіанти гібридних тягових систем.

1-й варіант: використовуючи зв'язок двох узагальнених тягових систем, утворений двома парами колеса та дорожнім полотном («колеса ↔ дорога ↔ колеса»), отримаємо паралельний гібрид з роздільним електричним приводом по осях (рис.2.3). Замість двох ТАБ можемо використовувати одну, яка одночасно живить обидва ТЕД.

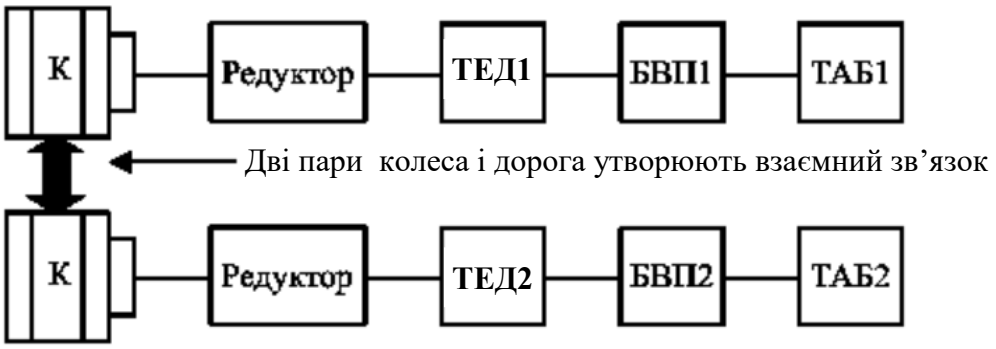


Рисунок 2.3 – Тягова система паралельного гібрида з роздільним електричним приводом по осях

У паралельних гібридних структурах з ДВЗ-генераторною установкою, зазвичай, остання використовується для заряду ТАБ, що виражається додатковими зв'язками типу «двигун – двигун» (ДВЗ – генератор), «адаптер енергії – адаптер енергії» (БВП1 – БВП2) (рис.2.4).

На рисунку 2.5 наведена паралельна схема гібриду з роздільним приводом по осях, одна вісь має механічний привід, інша електричний з індивідуальним приводом коліс (ІПК). Використовуючи різні комбінації зв'язку типу «колеса дорога + колеса», отримаємо численні схеми паралельного гібриду з роздільним приводом по різних осях або ІПК.

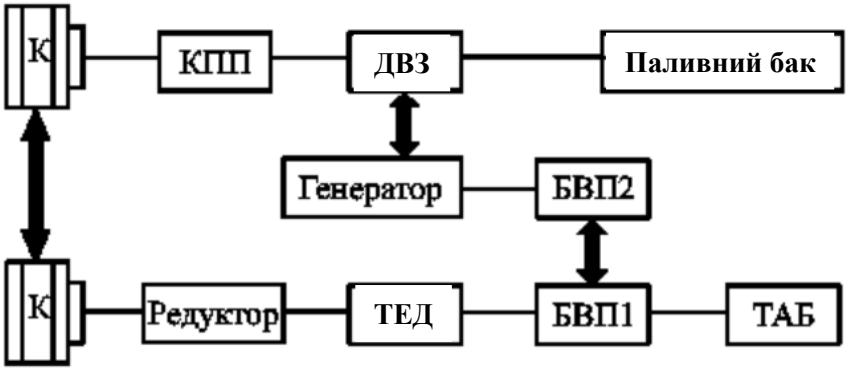


Рисунок 2.4 – Тягова система паралельного гібрида з роздільним приводом по осях: одна вісь має механічний привід, інша електричний

2-й варіант: зв’язок типу «механічна трансмісія – механічна трансмісія» дозволяє створити тягову систему паралельного гібриду з приводом на одну вісь (рис.2.6). А зв’язки «колеса ↔ дорога ↔ колеса» та «механічна трансмісія ↔ механічна трансмісія» дають можливість побудови паралельного гібрида з приводом різних осей (рис.2.7).

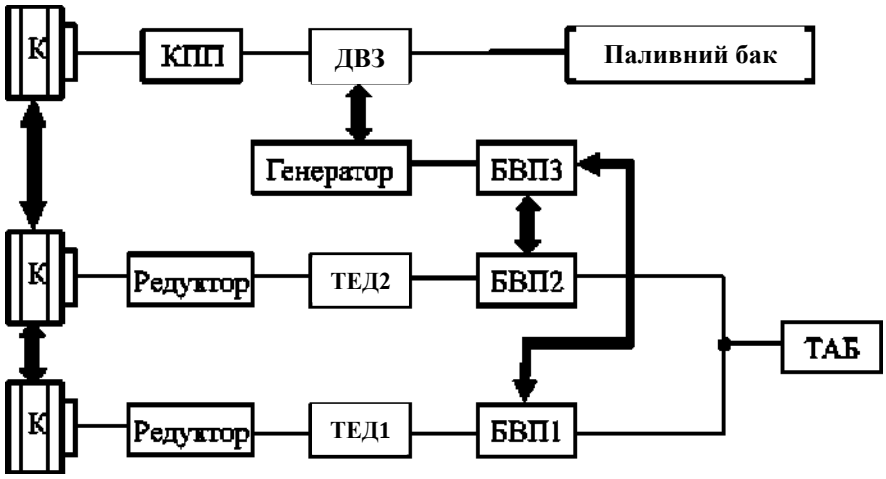


Рисунок 2.5 – Тягова система паралельного гібрида з роздільним приводом по осях: одна вісь має механічний привід, інша електричний з індивідуальним приводом коліс.

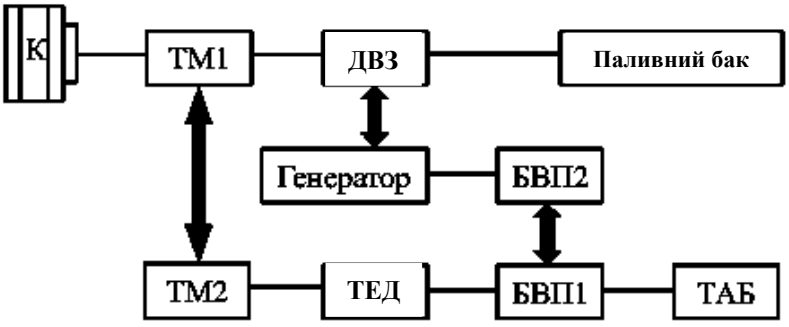


Рисунок 2.6 – Тягова система паралельного гібриду з приводом на одну вісь

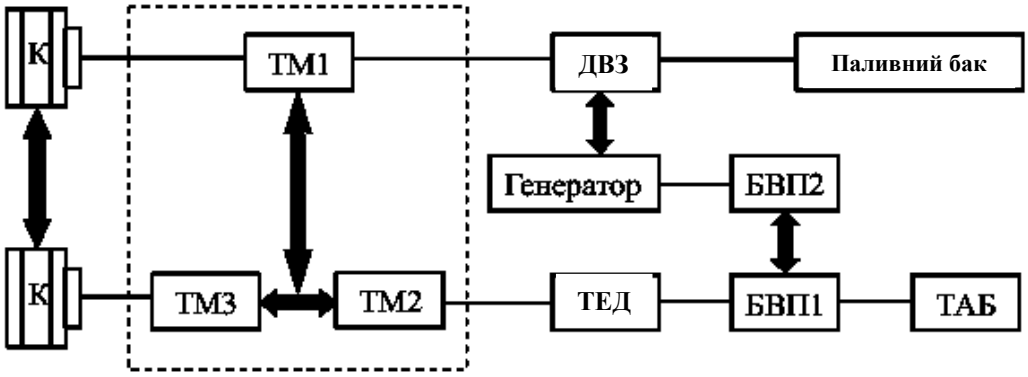


Рисунок 2.7 – Тягова система паралельного гібриду з приводом на дві осі

3-й варіант: зв'язок типу «двигун-двигун» утворює систему паралельного гібриду зі стартером-генератором, жорстко встановленим на валу двигуна внутрішнього згоряння (ДВЗ) (рис.2.8), або з'єднаним з ДВЗ з допомогою приводного ременя (рис.2.9).

Паралельно-послідовна гібридна тягова система може бути створена шляхом комбінування різних зв'язків між компонентами двох або більше узагальнених тягових систем.

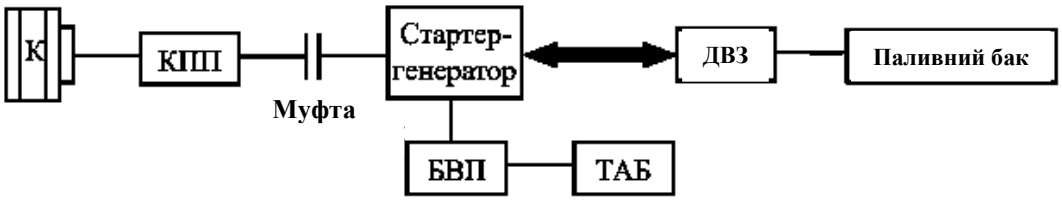


Рисунок 2.8 – Тягова система паралельного гібрида зі стартером - генератором, встановленим на валу ДВЗ

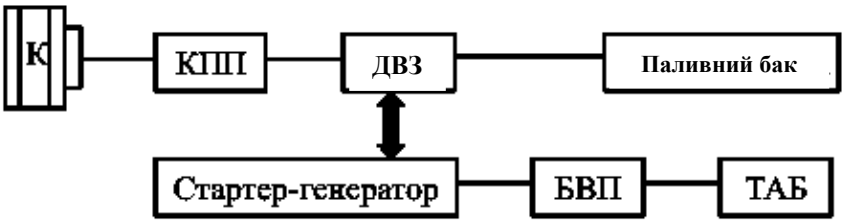


Рисунок 2.9 – Тягова система паралельного гібрида зі стартером-генератором, з'єднаним з ДВЗ приводним ременем

Як приклад, розглянемо схему тягової системи гібридного автомобіля «ТОЙОТА ПРІУС», представленої на рисунку 2.10.

Таким чином, тягові системи сучасних автомобілів можуть бути збудовані шляхом гібридизації різних силових агрегатів узагальнених тягових систем автомобіля. Паралельна та послідовна структури досить повно описують тягові схеми АТЗ з електроприводом.

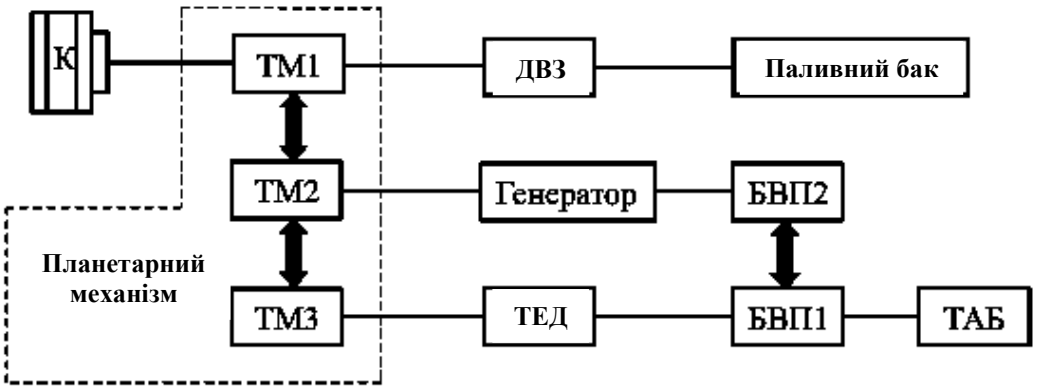


Рисунок 2.10 – Тягова система паралельно-послідовного гібриду

Паралельна структура тягової системи побудована шляхом гібридизації двох або більше систем тягового приводу, кожна з яких живиться окремим джерелом енергії бортовим. Трансмісія тягових зусиль на колеса здійснюється кількома двигунами.

Крутний момент, залежно від обраного алгоритму управління потоком потужності та дорожніх умов, підводиться до коліс або від одного двигуна, або одночасно від двох або більше двигунів через механічну трансмісію або як індивідуальний привід коліс.

Послідовна структура тягової системи утворюється при гібридизації двох або більше бортових джерел енергії. Тягові зусилля реалізуються лише електроприводом. Крутний момент підводиться до колеса від щонайменше одного ТЕД, одержуваного електроенергію від комбінованої енергетичної установки (КЕУ), що складаються з джерел, накопичувачів енергії різної фізичної природи.

Обидві структури гібридних тягових систем мають свої переваги та недоліки. Послідовна схема, внаслідок відсутності кінематичного зв’язку ДВЗ з ведучими колесами, має простоту конструкції, в якій відсутній складний механічний вузол, як КПП.

Крім того, в послідовній схемі легко організувати робочі режими ДВЗ, оптимальні питомій витраті палива та за токсичністю відпрацьованих газів, шляхом стабілізації його потужності та частоти обертання колінчастого валу (маховика).

Однак у послідовній схемі застосовують дві електричні машини, що зумовлює збільшення повної маси та тягової системи автомобіля загалом. Є також подвійне перетворення всієї енергії ДВЗ, що призводить до зниження ККД всієї тягової системи. У разі, коли економічність стає однією з основних параметрів, послідовна схема стає менш конкурентоспроможною.

Паралельна схема передбачає використання тільки одного ТЕД, розрахованого на перетворення лише частини потужності ДВЗ, що дозволяє зменшити масу ГСУ і знизити втрати потужності.

Лекція №3. Основи механіки класичного електропроводу.

3.1. Кінематична схема електроприводу. Сили і моменти, що діють в системі електроприводу.

Електропривод крім електричної частини включає в себе і механічну частину, яка передає механічну енергію від двигуна до виконавчого механізму. Конструктивно механічна частина може бути виконана по-різному. Проте, вона містить певні ланки з загальними для різних електроприводів функціями. Безпосереднє подання про рухомих масах установки електроприводу і механічних зв'язках між ними дає кінематична схема.

Кінематичні схеми конкретних електроприводів різноманітні, однак володіють загальними особливостями, які можна показати на прикладі схеми, зображеної на наступному рисунку 3.1 і містить *n* обертових і *k* поступально рухомих мас.

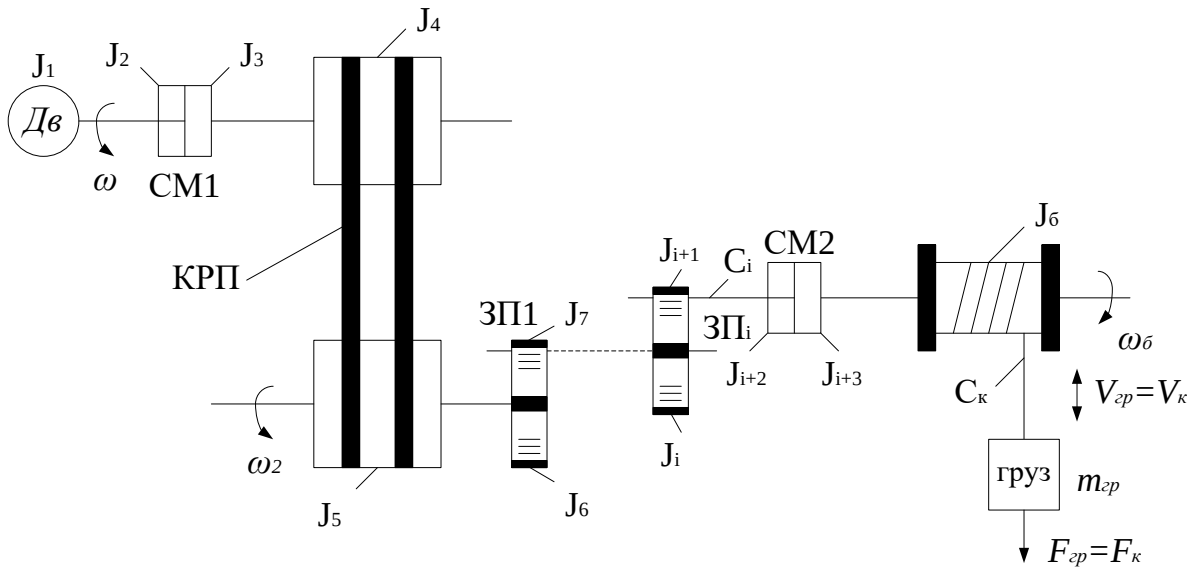


Рисунок 3.1 – Кінематична схема класичного електроприводу

Тут двигун Дв через сполучну муфту СМ3, клиноремінну передачу КРП, ряд зубчастих передач ЗП і сполучну муфту СМ2 приводить в обертання барабан, що перетворює обертальний рух в поступальний переміщення вантажу масою *m*. Кожен обертовий елемент володіє моментом інерції *J* і пов'язаний з відповідними сусіднім елементом механічним зв'язком, володіє жорсткістю *C*. Поступально рухомі елементи (ремені, канат) також мають жорсткість. При навантаженні елементи системи (вали, зубчасті колеса, клиноремінні передачі тощо) деформуються, так як механічні зв'язки не є абсолютно жорсткими.

Необхідно знати, що жорсткість обертового пружного елемента визначається величиною моменту, необхідного для його прокручування на 3 радіан, а жорсткість поступально рухомого елемента визначається величиною зусилля, необхідного для розтягування або стиснення пружного елемента на 3 метри.

Робочий орган виробничого механізму реалізує підведену до нього механічну енергію на корисну роботу. Він зазвичай є споживачем енергії. Але в ряді випадків він є і джерелом енергії, віддаючи її двигуну (наприклад, на вантажо-підіймальних установках).

Рух електроприводу в сталому режимі визначається дією двох моментів: електромагнітного моменту M двигуна і моменту M_c, що перешкоджає руху, тобто так званого моменту опору, який визначає статичне навантаження електропривода. В перехідних (несталих) режимах з'являється ще так званий динамічний момент $M_д$.

Залежно від причини, що обумовлює виникнення M_c, розрізняють реактивні і активні (потенційні) M_c.

Реактивні сили і моменти опору з'являються тільки внаслідок руху, отже, вони залежать від швидкості. Вони завжди перешкоджають руху і змінюють свій знак при зміні напрямку руху. До таких моментів відносяться моменти тертя та момент холостого ходу, створюваний в самому двигуні. В протилежність реактивним активні моменти опору не змінюють свій знак при зміні напрямку руху, тобто при одному напрямку обертання двигуна вони перешкоджають руху (наприклад, при підйомі вантажу), а при іншому напрямку руху – сприяє, тобто можуть розглядатися як рушійні (наприклад, при спуску вантажу).

За характером впливу на механічні коливання всі сили і моменти діляться на консервативні й дисипативні. Консервативними називаються сили і моменти, при дії яких на систему не відбуваються поглинання енергії коливань (наприклад, сила тяжіння, робота якої за період коливань дорівнює нулю). Дисипативні сили і моменти – це ті, при дії яких на систему відбувається поглинання енергії коливань (наприклад, момент або сила тертя).

3.2 Механічні характеристики виробничих механізмів при типових навантаженнях

Для теорії і практики електроприводу велике значення мають поняття механічної характеристики робочої машини $\omega = f(M_C)$ или або $M_C = f(\omega)$.

Механічні характеристики є одним з основних критеріїв при виборі типу двигуна для виконавчого механізму. Аналітично механічні характеристики багатьох виробничих механізмів можна висловити емпіричної формулою Бланка:

$$M_C = M_0 + (M_{CH} - M_0) \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_H} \right)^x ,$$

де M_c і M_{CH} – статичні моменти опору механізму відповідно при швидкості ω та ω_H; M_o – момент холостого ходу (тертя) механізму, що не залежить від швидкості.

Механічні характеристики виробничих механізмів при найбільш характерних видах навантажень (типових навантаженнях) можна розділити на наступні класи:

1. Не залежать від швидкості (див. рис.3.4).

При цьому X = 0 і її рівняння $M_c = M_{CH}$. Таку характеристику мають механізми, що слугують для підйому вантажу, або механізми, в яких опір руху надають сили сухого тертя.

Сила тяжіння, як при підйомі, так і при спуску спрямована в бік спуску і незмінна за значенням. Механічна характеристика в цьому випадку має вигляд прямої 3, M_c в цьому випадку залежить від маси вантажу: $M_c = GR = mgR$ (рис.3.2) і може змінюватися від $M_c = 0$ (G = 0) до $M_c = M_{CH}$ ($G = G_н$).

Для зниження робочого навантаження установки з важкими вантажопід'йомними пристроями зазвичай виконуються врівноваженими. Прикладом може служити ліфтовий підйомник з противагою (рис.3.3).

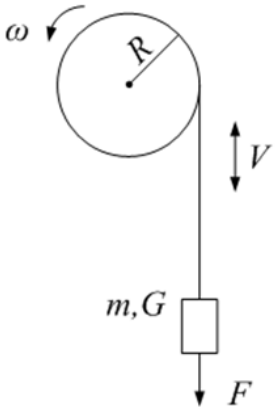


Рисунок 3.2 – Схема опускання та під'йому вантажу

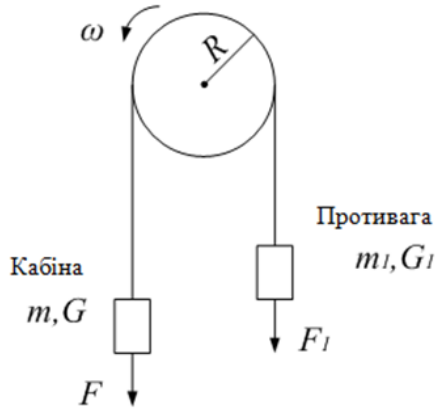


Рисунок 3.3 – Схема під'йомника з противагою

В даному випадку корисне навантаження механізму визначається різницею сил натягу каната з боку кабіни F і з боку противаги F_3, тобто $F_{мех} = F - F_1$ або $M_C = (G - G_1)R = g(m - m_1)R$.

Сила $F_{мех}$ (M_c) не залежить від швидкості, не змінюється при зміні напрямку руху, але на відміну від попереднього прикладу, відповідного рисунку 3.2 як при підйомі, так і при спуску кабіни може мати різний знак в залежності від маси вантажу, що піднімається. Так, при $G > G_3$, корисне навантаження має той знак, що і в разі неврівноваженого під'йомника (пряма 3 на рисунку 3.4).

При $G = G_3$, $M_c = 0$, а при $G < G_3$, тобто при переміщенні ненавантаженої кабіни напрямок корисного навантаження механізму змінюється на протилежний (пряма 3′).

Характеристика $\omega = f(M_C)$ для навантаження типу сухого тертя також не залежить від швидкості, але залежить від її знака (пряма 2 і 2').

2. Лінійно-зростаюча (пряма 3). В цьому випадку x = 1 і M_c лінійно залежить від ω. Така характеристика має місце в приводі генератора

незалежного збудження при його працює на постійний зовнішній опір. Це навантаження типу в'язкого тертя. В цьому випадку $M_C = \beta_{\text{в.т.}} \cdot \omega$, де $\beta_{\text{в.т.}}$ – коефіцієнт пропорційності. На практиці таке навантаження зустрічається рідко. З урахуванням моменту холостого ходу характеристика має вигляд пунктирною прямою 3'.

3. Параболічна характеристика (крива 4). Їй відповідає x = 2. Момент M_c залежить від квадрата швидкості. Момент опору таких механізмів часто називають вентиляторним.

4. Нелінійно спадає характеристика (крива 5). Їй відповідає x = -3. Момент M_c змінюється обернено пропорційно швидкості, а потужність на валу механізму залишається постійною.

При наявності у робочій машини кривошипно-шатунної, кулісної, карданної передач, навантаження залежить від кута повороту робочого органу. Момент M_c в цьому випадку $M_C = M_0 + M_{C\,\text{макс}} \cdot \sin\varphi$, де M_0 – момент холостого ходу (рис.3.5).

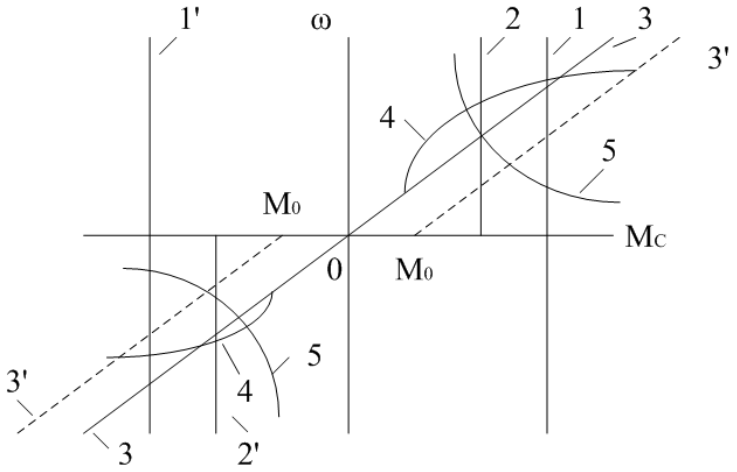


Рисунок 3.4 – Характеристики виробничих механізмів

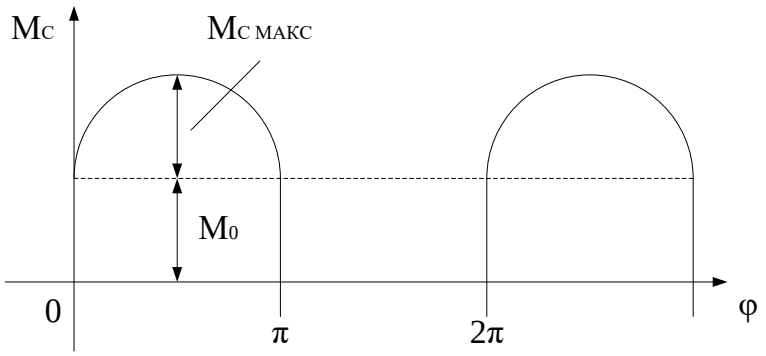


Рисунок 3.5 – Характеристики виробничих механізмів

До механізмів, які мають такий M_c, належать поршневі компресори, преси, ножиці для різання металу, механізми копання роторного екскаватора, шахтні підйомники з неврівноваженим канатом та інші.

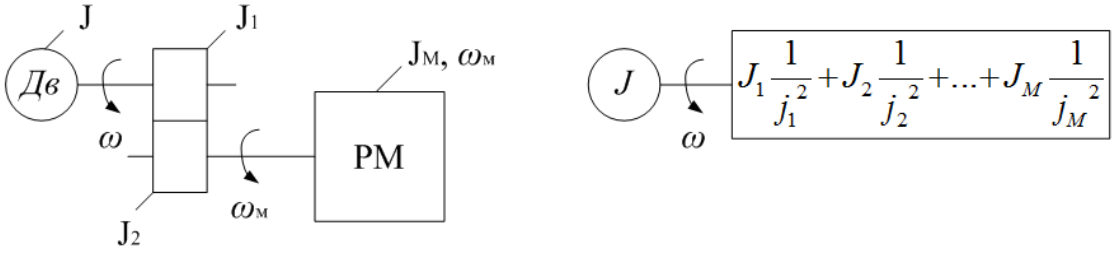
3.3 Приведення *J*, M_c, F_c, *m* і *C*-жорсткостей пружних елементів до розрахункової швидкості та розрахункові схеми механічної частини електропривода.

Зазвичай значна частина виробничих механізмів працює при невеликій швидкості робочих органів (300-300 об/хв.), в той час як двигуни виходячи з економічних міркувань конструюються на швидкості 750-3000 об/хв. Тому між двигуном і механізмом розміщується передавальний пристрій (зазвичай редуктор), окремі елементи якого рухаються з різними швидкостями.

Для вибору двигуна в більшості випадків необхідно мати навантажувальну діаграму електропроводу M(t) або P(t) або I(t). Її можна збудувати тільки після розрахунку перехідних процесів. Для цього необхідно знати сумарний момент інерції системи і сумарний момент опору. Кінематична схема електроприводу дає уявлення про механічні зв'язки між рухомими інерційними масами конкретної установки, проте вона не відображає того, що інерційні маси рухаються з різними швидкостями. Тому навіть однакові моменти інерції складати для отримання сумарного моменту інерції не можна, так як їх динамічна дія різна. Те ж можна сказати про сили і про моменти, а також поступально-рухомі мас.

Крім того, по кінематичній схемі не можна судити наскільки елементи системи при навантаженні зазнають деформації, так як вони володіють жорсткістю. Тому при практичних розрахунках з допомогою кінематичної схеми складаються розрахункові схеми механічної частини електропривода, в яких J, M_c, F_c, m, а також реальні жорсткості "С" механічних зв'язків замінюються еквівалентними величинами, приведеними до однієї розрахункової швидкості, за яку зазвичай беруть швидкість вала двигуна.

При заміні реальної системи еквівалентною системою всі J, M_c, F_c, m і С повинні бути перераховані таким чином, щоб в еквівалентній схемі було збережено рівність запасів кінетичної і потенційної енергії вихідної (реальної) системи, а також елементарної роботи всіх діючих в системі сил і моментів на можливих переміщеннях. Якщо система електроприводу складається з декількох інерційних елементів, що мають моменти інерції J_3, J_2,...$J_м$, що обертаються з кутовими швидкостями $\omega_1, \omega_2, ..., \omega_м$ (рис.3.6), і є абсолютно жорсткою, їх динамічну дію можна замінити дією одного моменту інерції $J_{пр}$, приведеного до розрахункової швидкості (валу двигуна).



Вихідна система Приведена система

Рисунок 3.6 – Вихідна та приведена кінематичні схеми електроприводу

Під ним розуміють момент інерції найпростішої системи, в якій всі елементи обертаються зі швидкістю осі, до якої проводиться приведення, і яка володіє при цьому запасом кінетичної енергії, рівним запасу енергії в вихідної системі.

В цьому випадку

$$J_{пр} = J\frac{\omega^2}{2} + J_1\frac{\omega_1^2}{2} + J_2\frac{\omega_2^2}{2} + ... + J_M\frac{\omega_M{}^2}{2}.$$

Звідси

$$J_{пр} = J + J_1\left(\frac{\omega_1}{\omega}\right)^2 + J_2\left(\frac{\omega_2}{\omega}\right)^2 + ... + J_M\left(\frac{\omega_M}{\omega}\right)^2 = J + J_1\frac{1}{j_1^2} + J_2\frac{1}{j_2^2} + ... + J_M\frac{1}{j_M{}^2},$$

де j_3, j_2, ..., $j_м$ – передавальні відношення між віссю (валом) двигуна і осями окремих обертових елементів.

Часто приведений момент інерції системи вважають рівним сумі моментів інерції двигуна і приведеного моменту інерції робочої машини, а моменти інерції ланок передавального механізму (редуктора) враховують збільшенням моменту інерції двигуна в "δ" раз, тобто

$$J_{пр} = \delta \cdot J + J_M \cdot \frac{1}{j_M{}^2},$$

де $\delta = 1{,}1 \div 1{,}3$.

Аналогічно виконується приведення мас, що рухаються поступально зі швидкістю V до розрахункової швидкості.

Замінимо, наприклад, систему підйомника, зображену на рисунку 3.7, еквівалентною системою, що містить тільки обертові елементи.

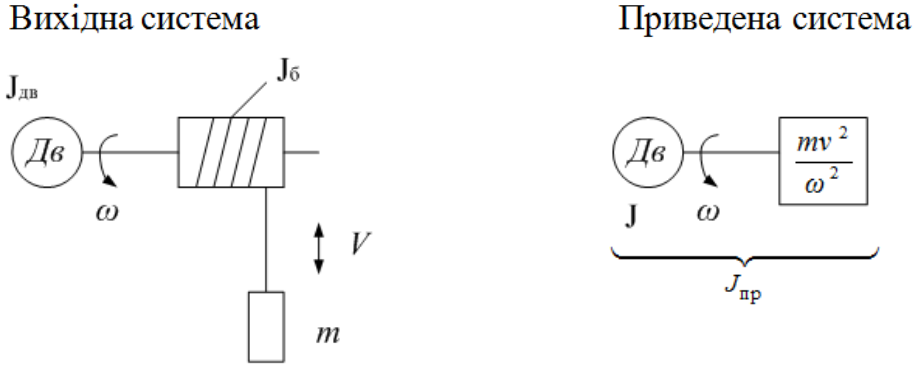


Рисунок 3.7 – Зведення моментів кінематичної схеми

Оскільки двигун і барабан обертається з однаковою швидкістю, їх моменти інерції можна скласти, позначивши $J_{дв} + J_б = J$.

Баланс запасів кінетичної енергії

$$J_{np} \cdot \frac{\omega^2}{2} = J \cdot \frac{\omega^2}{2} + \frac{mv^2}{2}.$$

Звідси

$$J_{np} = J = \frac{mv^2}{\omega^2} = J + J'.$$

В цьому випадку приведена до обертального руху маса еквівалентна моменту інерції J'.

У загальному випадку приведення до обертального руху поступально рухається зі швидкістю V_j маси m_j до розрахункової швидкості проводиться з умов рівності запасів енергії:

$$J_{np} \cdot \frac{\omega^2}{2} = \frac{m_j \cdot v_j^{\,2}}{2};$$

Звідки

$$J_{np} = m_j \cdot \left(\frac{v_j}{\omega}\right)^2 = m_j \cdot \rho_j^{\,2},$$

де ρ_j - радіус приведення.

Приведення статичних моментів опору M_c і статичних зусиль F_c елементів кінематичного ланцюга здійснюється на основі рівності елементарної роботи на можливих переміщеннях.

$$M_{np.i} \cdot \Delta\varphi_{np.i} = M_{ci} \cdot \Delta\varphi_i \qquad \text{і} \qquad M_{np.j} \cdot \Delta\varphi_{np.j} = F_{cj} \cdot \Delta S_j;$$

Звідси

$$M_{np.i} = M_{c.i} \cdot \frac{\Delta\varphi_i}{\Delta\varphi_{np.i}} = M_{c.i} \cdot \frac{1}{j_i}; \qquad M_{np.j} = F_{c.j} \cdot \frac{\Delta S_j}{\Delta\varphi_{np.j}} = F_{c.i} \cdot \rho_j.$$

Приведення жорсткостей С пружних елементів здійснюється за умови збереження незмінної величини потенційної енергії деформації реальної і еквівалентної систем. Для цього потрібно знати реальну жорсткість пружного елемента і кінетичні параметри системи. Якщо, наприклад, ділянка

кінематичного ланцюга з жорсткістю C_i (рис.3.8) при прокручуванні відчуває деформацію $\Delta\varphi_i$, то потенційна енергія деформації елемента при цьому дорівнює

$$W = \frac{C_i \cdot \Delta\varphi_i^{\,2}}{2}.$$

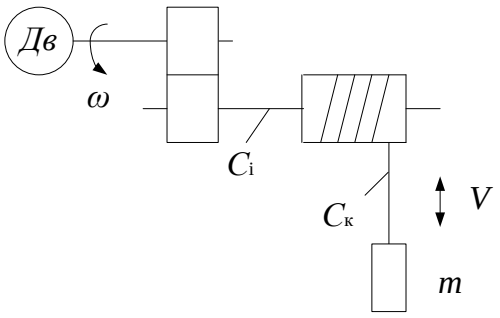
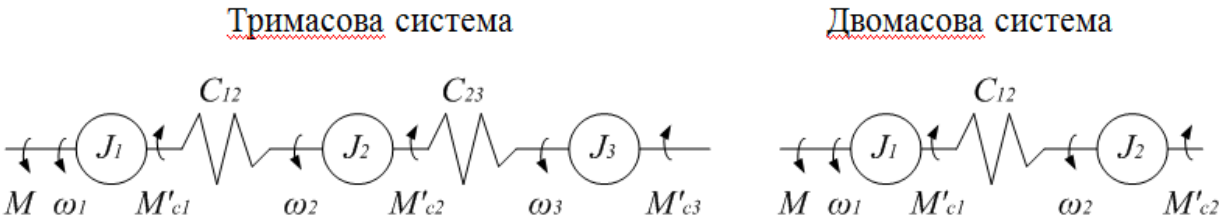


Рисунок 3.8 – Приведення жорсткостей системи



У тримасовій розрахунковій схемі J_3 – це сумарний момент інерції ротора або якоря двигуна і інших елементів, приведених до валу двигуна, жорстко пов’язаних з двигуном. До інерційної маси J_3 прикладений електромагнітний момент М двигуна і момент статичного навантаження M'_{c3}, який зазвичай є сумарним моментом втрат на валу двигуна і жорстко з ним пов’язаних елементах. Інерційна маса J_2 є проміжною. До неї прикладений момент опору M'_{c2}. Інерційна маса J_3 являє собою сумарний момент інерції робочого органу механізму та інших інерційних елементів, жорстко пов'язаних і приведених до валу двигуна. До неї прикладений момент зовнішнього навантаження M_{c3} цієї маси. C_{32} і C_{23} – це приведені жорсткості пружних зв’язків між J_3 та J_2, J_2 і J_3.

У двохмасовій розрахунковій схемі J_3 і J_2 – це теж, що J_3 і J_3 тримасової схеми. Пружний зв'язок між J_3 та J_2 характеризується жорсткістю C_{32}.

Зазвичай тримасрова схема використовується для детального аналізу умов руху механізму. Для дослідження окремих фізичних особливостей тримасова розрахункова схема зводиться до двомасової. Електромеханічна система з двомасовою пружною механічною частиною являє собою найпростішу модель електроприводу, найбільш зручну для вивчення пружних зв’язків.

У тих випадках, коли вплив пружних зв'язків незначний або ними можна знехтувати, механічна частина електропривода видається простою розрахунковою схемою рисунка 3.9 – жорсткою приведеною механічною ланкою, тобто багатомасова механічна частина електропривода з моментами інерції J_3, J_2 і т. д. замінюється дією одного моменту інерції $J_{пр}$, приведеного до розрахункової швидкості. Сумарний наведений момент інерції електропривода в цьому випадку визначається як:

$$J_{пр} = J_{\Sigma} = J + \sum_{i=2}^{n} J_1 \cdot \frac{1}{j_i^{\,2}} + \sum_{j=1}^{k} m_j \cdot \rho_j^{\,2},$$

де J – момент інерції ротора або якоря двигуна; n, k – число інерційних елементів електроприводу, що здійснюють обертальний і поступальний рух.

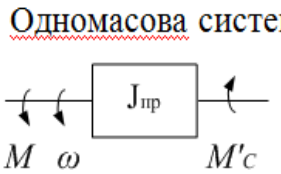


Рисунок 3.9 – Приведення жорсткостей для тримасової, двомасової та одномасової систем

Сумарний приведений до валу двигуна момент опору в загальному вигляді можна представити як:

$$M_c = M_{c\,пр} = \sum_{i}^{q} M_i \cdot \frac{1}{j_i} + \sum_{j=1}^{p} F_j \cdot \rho_j,$$

де p, q – число зовнішніх моментів M_i і сил F_j, прикладених до системи крім електромагнітного моменту двигуна.

3.4 Операція приведення величин

Приведення моментів опору від однієї осі обертання до іншої може бути вироблено на підставі енергетичного балансу системи. При цьому втрати потужності в проміжних передачах враховуються введенням в розрахунки відповідного ККД – η_n. На підставі рівності потужностей отримаємо

$$M_{см} \cdot \omega_м \cdot \frac{1}{\eta_n} = M_c \cdot \omega_д.$$

Звідси

$$M_c = M_{см} \cdot \frac{\omega_м}{\omega_д} \cdot \frac{1}{\eta_п} = M_{см} \cdot \frac{1}{i\eta_п}.$$

де $M_{см}$ – момент опору виробничого механізму (Нм);

M_c – той же момент опору, приведений до швидкості вала двигуна;

$\omega_д$ – кутова швидкість валу;

$\omega_м$ – кутова швидкість вала виробничого механізму;

$i = \omega_д / \omega_м$ – передавальне число.

При наявності декількох передач між двигуном і механізмом з передавальними числами $i_1, i_2, \ldots i_n$ і відповідними ККД $\eta_{п1}, \eta_{п2}, \ldots \eta_{пп}$ момент опору, приведений до швидкості вала двигуна, визначається формулою

$$M_c = M_{см} \cdot \frac{1}{i_1 i_2 \ldots i_n} \cdot \frac{1}{\eta_{п1}\eta_{п2}\ldots\eta_{пп}}.$$

Приведення сил опору проводиться аналогічно приведення моментів. Якщо швидкість поступального руху V, $м/с$, а кутова швидкість вала двигуна $\omega_д$, рад/с, то

$$F_{см} \cdot V \cdot \frac{1}{\eta_п} = M_c \cdot \omega_д,$$

де $F_{см}$ – сила опору виробничого опору виробничого механізму, Н.

Звідси приведений до валу двигуна момент опору дорівнює

$$M_c = F_{см} \cdot V / \omega_д \eta_п.$$

Приведення моментів інерції до однієї осі обертання засноване на тому, що сумарний запас кінетичної енергії рухомих частин приводу, віднесений до однієї осі, залишається незмінним. При наявності обертових частин, що володіють моментами інерції $j_д, j_1, j_2 \ldots j_n$ і кутовими швидкостями $\omega_д, \omega_1, \omega_2 \ldots \omega_n$, можна замінити їх динамічну дію дією одного моменту інерції, приведеного, наприклад, до валу двигуна. В такому випадку можна записати:

$$J \cdot \frac{\omega_д^2}{2} = J_д \cdot \frac{\omega_д^2}{2} + J_1 \cdot \frac{\omega_1^2}{2} + J_2 \cdot \frac{\omega_2^2}{2} + \cdots + J_n \cdot \frac{\omega_n^2}{2}.$$

Звідси результуючий чи сумарний момент інерції, приведений до валу двигуна

$$J = J_д + J_1\left(\frac{\omega_1}{\omega_д}\right)^2 + J_2\left(\frac{\omega_2}{\omega_д}\right)^2 + \cdots + J_n\left(\frac{\omega_n}{\omega_д}\right)^2.$$

де $J_д$ – момент інерції ротора двигуна та інших елементів (муфти, шестерні тощо), установлених на валу двигуна.

Приведення мас, що рухаються поступально здійснюється також на основі рівності запасу кінетичної енергії

$$\frac{mv^2}{2} = J\frac{\omega^2}{2}.$$

Звідси момент інерції, приведений до валу двигуна дорівнює

$$J = m(v/\omega_д)^2.$$

Лекція №4. Механічні характеристики механізмів електроприводів

4.1 Жорсткість механічної характеристики

Жорсткість механічної характеристики електроприводу – це відношення різниці моментів, що розвиваються електродвигунні пристроєм, до відповідної різниці кутових швидкостей електроприводу, тобто

$$\beta = (M_2 - M_1)/(\omega_2 - \omega_1) = \Delta M/\Delta\omega = dM/d\omega.$$

Зазвичай на робочих ділянках механічні характеристики двигунів мають негативну жорсткість $\beta < 0$, тобто зі збільшенням моменту швидкість зменшується. Поняття жорсткості може бути застосовано і до механічних характеристиках виробничих механізмів. Ці характеристики можна оцінювати жорсткістю

$$\beta_c = dM_c/d\omega.$$

Роботі електричного двигуна і виробничого механізму в сталому режимі відповідає рівновагу моменту опору механізму і крутного моменту двигуна при певній швидкості, тобто $M = M_c$. Зміна моменту опору на валу двигуна призводить до того, що швидкість двигуна і момент, який він

розвиває, можуть автоматично змінюватися і привід продовжуватиме стійко працювати при іншій швидкості з новим значенням моменту.

Для відновлення рівноваги між зміненим моментом опору і моментом двигуна у всіх неелектричних двигунах потрібна участь спеціальних регуляторів, які впливають на джерело енергії, збільшуючи або відповідно зменшуючи подачу води, палива або пара. В двигунах роль автоматичного регулятора може виконувати ЕРС двигуна. Ця особливість електродвигунів автоматично підтримувати рівновагу системи при змінному моменті опору є дуже цінним властивістю, так як у багатьох випадках момент може змінюватися в тій чи іншій мірі.

Привід статично стійкий, якщо в точці сталого режиму виконується умова

$$dM / d\omega - dM_c / d\omega = \beta - \beta_c < 0 . \qquad (4.1)$$

Умова означає, що привід статично стійкий, якщо при додатньому збільшенні кутової швидкості момент двигуна виявиться менше статичного моменту (моменту опору) і привід внаслідок цього загальмується до попереднього значення швидкості. При від'ємному збільшенні кутової швидкості момент двигуна виявиться більше моменту опору і привід внаслідок цього розженеться до попереднього значення швидкості. Привід статично нестійкий, якщо в точці сталого режиму умова (4.1) не виконується.

Зазвичай при проектуванні електроприводу механічна характеристика виробничого механізму є вже заданою. Тому для одержання стійкої роботи в сталому режимі для певних швидкостей і моментів опору виробничих механізмів необхідно підбирати механічну характеристику електродвигуна відповідної форми. Це може бути досягнуто підбором відповідного типу електродвигуна і зміною електричних параметрів його кіл. Іноді для одержання необхідних механічних характеристик доводиться застосовувати спеціальні схеми вмикання електричних машин і апаратів.

4.2 Рівняння руху електропривода

Вище були розглянуті умови роботи електропривода в сталому режимі, коли момент, що розвивається двигуном, дорівнює моменту опору механізму і швидкість приводу є постійною. Однак у багатьох випадках привід прискорюється або сповільнюється, і тоді виникає інерційна сила або інерційний момент, що двигун повинен долати, перебуваючи в перехідному режимі. Таким чином, перехідним режимом електроприводу називають режим роботи при переході від одного усталеного стану до іншого, коли змінюються швидкість, момент і струм.

Причинами виникнення перехідних режимів в електроприводах є або зміна навантаження, пов'язане з виробничим процесом, який вплив на електропривод при управлінні ним, тобто пуск, гальмування, реверс і т.д. Перехідні режими в електроприводах можуть виникнути також внаслідок

аварій або порушення нормальних умов електропостачання (наприклад, зміни напруги або частоти мережі тощо).

Рівняння руху електропривода має враховувати всі сили і моменти, що діють в перехідних режимах.

При поступальному русі рушійна сила F завжди врівноважується силою опору машини F_c та інерційної силою $F_{дин} = m\dfrac{dv}{dt}$, що виникає при змінах швидкості.

Відповідно до викладеного рівняння рівноваги сил при поступальному русі записується так:

$$F - F_c = m\frac{dv}{dt}. \qquad (4.2)$$

Аналогічно рівняння рівноваги моментів для обертального руху (рівняння руху привода) має наступний вигляд:

$$M - M_c = J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (4.3)$$

Рівняння (4.3) показує, що розвиваючий двигуном обертаючий момент М врівноважується моментом опору на його валу M_c та інерційним або динамічним моментом $M_{дин} = J\dfrac{d\omega}{dt}$. В (4.2) і (4.3) прийнято, що маса тіла і відповідно момент інерції приводу є постійними, що справедливо для значного числа виробничих механізмів. З аналізу рівняння (4.3) видно:

1) при $M > M_c$ $d\omega/dt > 0 > 0$, тобто має місце прискорення приводу;

2) при $M < M_c$ $d\omega/dt < 0 < 0$, тобто має місце уповільнення приводу (очевидно, що уповільнення приводу може бути і при від'ємному значенні моменту двигуна);

3) при $M = M_c$ $d\omega/dt = 0 = 0$, в даному випадку привід працює в сталому режимі.

Обертаючий момент, що розвивається двигуном при роботі, прийнято вважати додатнім, якщо він спрямований у бік руху приводу. Якщо він спрямований у бік, протилежний рухові, то він вважається від’ємним.

Рівняння руху дозволяє проводити аналіз відповідності залежностей швидкості $\omega = f(t)$ і моменту двигуна $M = f(t)$ в реальних осцилограмах. Покажемо це на конкретних прикладах.

На рисунку 4.1 наведена осцилограма пуску електропривода при активному моменті опору (підйом вантажу). Для аналізу весь процес пуску розбиваємо на 4 етапи.

Перший етап $0 \div t_1$. На цьому етапі момент двигуна зростає від 0 до M_c, динамічний момент $M_{дин} = M - M_c < 0$ внаслідок чого прискорення приводу $\frac{d\omega}{dt} < 0$, а привід під дією активного моменту опору (під дією вантажу) розганяється у зворотний бік.

При $t = t_1$ $M_{дин} = M - M_c = 0$ прискорення $\frac{d\omega}{dt} = 0$ в кривій швидкості настає перелом (дотична до кривої швидкості паралельна осі часу).

Другий етап $t_1 \div t_2$. На цьому етапі момент двигуна від M_c збільшується до максимального $M_{мак}$, що забезпечує зростання прискорення від 0 до максимального $\frac{d\omega}{dt} = (\frac{d\omega}{dt})_{мак}$ (нахил дотичних кривої швидкості до осі часу збільшується).

Третій етап $t_2 \div t_3$. На цьому етапі момент двигуна $M = M_{мак} = const$, прискорення $\frac{d\omega}{dt} = (\frac{d\omega}{dt})_{мак} = const$ (швидкість змінюється за лінійним законом).

Четвертий етап $t_3 \div t_4$.

На цьому етапі момент двигуна зменшується від $M_{мак}$ до M_c, прискорення $(\frac{d\omega}{dt})_{мак}$ знижується від до нуля.

Вище викладеної підтверджується побудованої залежністю.

$$M_{дин} = M - M_c \equiv \frac{d\omega}{dt} = f(t).$$

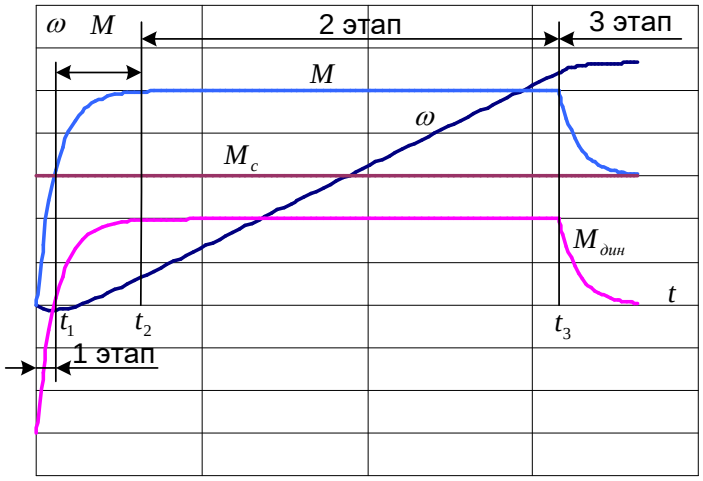


Рисунок 4.1 – Осцилограма пуску електроприводу при активному моменті опору

На рисунку 4.2 наведена осцилограма пуску електроприводу при реактивному моменті опору. Основною відмінністю від попереднього випадку є 1 етап. На цьому етапі $M < M_c$ швидкість приводу $\omega = 0$.

На рисунку 4.3 наведена осцилограма реверсу електроприводу. Для аналізу весь процес пуску розбиваємо на 4 етапи.

Перший етап $0 \div t_1$. На цьому етапі момент двигуна змінюється від M_c до $M_{т,мак}$, динамічний момент $M_{дин} = M - M_c < 0$ внаслідок чого прискорення приводу $\frac{d\omega}{dt} < 0$ і привід гальмується під дією моменту опору і гальмівного двигуна. При $t = t_1$ момент двигуна досягає значення $M_{т,мак}$, що забезпечує зростання прискорення від 0 до максимального $\frac{d\omega}{dt} = (\frac{d\omega}{dt})_{мак}$.

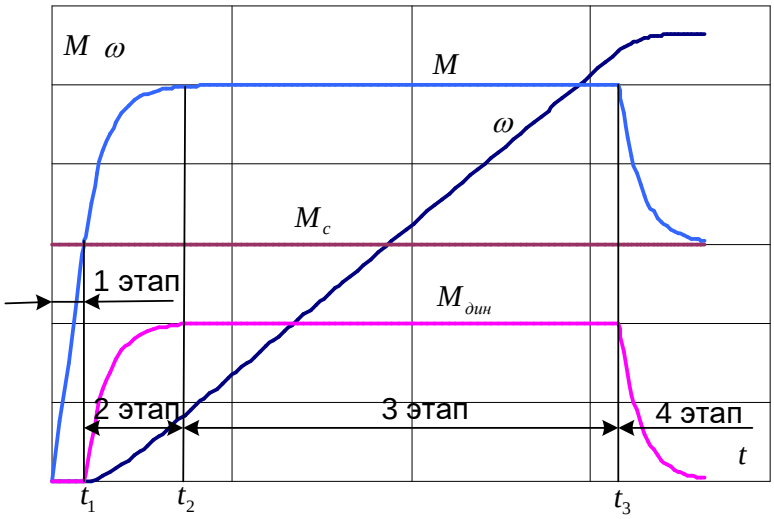


Рисунок 4.2 – Осцилограма пуску електроприводу при реактивному моменті опору

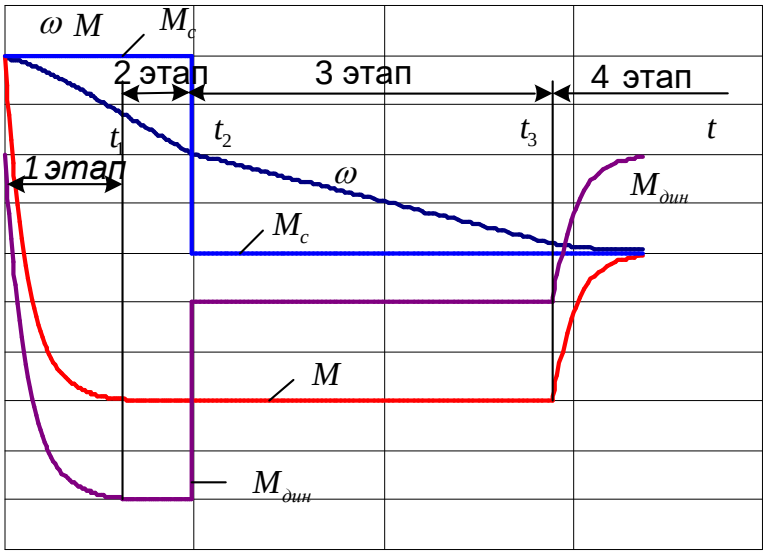


Рисунок 4.3 – Осцилограма реверсу

На 2 етапі момент двигуна $M = M_{т,мак} = const$, динамічний момент $M_{дин} = M_{т,мак} - M_c = -(|M_{т,мак}| + M_c)$, прискорення $\frac{d\omega}{dt} = (\frac{d\omega}{dt})_{т,мак} = const$, швидкість зменшується за лінійним законом до нуля. При $t = t_2$ швидкість $\omega = 0$, момент опору M_c змінює свій знак.

На 3 етапі момент двигуна $M = M_{раз,мак} = M_{т,мак} = const$, динамічний обертовий момент $M_{дин} = M_{раз,мак} + M_c = -(|M_{раз,мак}| - M_c)$, прискорення $\frac{d\omega}{dt} = (\frac{d\omega}{dt})_{раз,мак} = const$, швидкість збільшується за лінійним законом в зворотну сторону. Динамічний момент по абсолютній величині на 3 етапі в порівнянні з 2 зменшується, а значить і прискорення по абсолютній величині на цьому етапі менше.

На 4 етапі момент двигуна по абсолютній величині зменшується від $M_{мак}$ до M_c, прискорення знижується від до нуля. Вище викладене підтверджується побудованої залежністю.

$$M_{дин} = M - M_c \equiv \frac{d\omega}{dt} = f(t).$$

На рисунку 4.4 наведено осцилограму ударного прикладання навантаження. Характер перехідного процесу коливальний.

Відповідність кривих перепаду швидкості $\Delta\omega = f(t)$ і моменту двигуна $M = f(t)$ наочно характеризуються такими характерними точками.

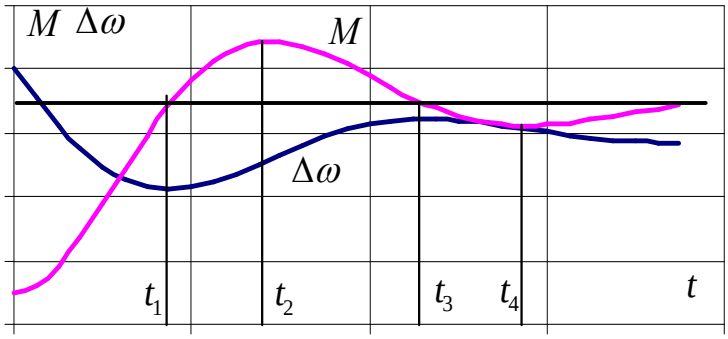


Рисунок 4.4 – Осцилограма ударного прикладання навантаження

При $t = t_1$, $t = t_3$, момент двигуна досягає значення моменту опору M_c, а це значить $M_{дин} = M - M_c = 0$ прискорення $\frac{d\omega}{dt} = 0$ в кривій швидкості настає перелом (дотична до кривої швидкості паралельна осі часу).

При $t = t_2$, момент двигуна досягає максимального значення, а це значить, що динамічний момент $M_{дин} = M - M_c$ і прискорення $\frac{d\omega}{dt}$ максимальні.

При $t = t_4$, момент двигуна досягає мінімального значення, а це значить, що динамічний момент $M_{дин} = M - M_c < 0$ абсолютній величині на цьому етапі максимальний і прискорення (уповільнення) $\frac{d\omega}{dt}$ також максимальне.

4.3 Час прискорення і уповільнення приводу

Визначення часу перехідних процесів засноване на інтегруванні рівняння руху приводу. Розділяючи перемінні, отримуємо

$$dt = J\frac{d\omega}{M - M_c}.$$

Час, необхідний для зміни швидкості приводу від ω_1 до ω_2:

$$t_{1,2} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{J}{M - M_c} d\omega. \qquad (4.4)$$

Для розв'язку цього інтеграла необхідно знати залежності моментів двигуна і механізму від швидкості. У найпростішому випадку, прийнявши $M = const$, і $J = const$, отримаємо:

$$t_{1,2} = J(\omega_2 - \omega_1)/(M - M_c).$$

Цим рівнянням можна скористатися, наприклад, для розрахунку часу пуску приводу. Якщо значення моменту двигуна під час пуску позначити через $M_п$, то отримаємо такий вираз для часу пуску від стану спокою до кінцевої швидкості $\omega_{ном}$, відповідної заданому моменту опору

$$t_п = J\omega_{ном}/(M_п - M_c).$$

З рівняння (4.4) видно, що теоретично повний час перехідного процесу дорівнює нескінченності. Дійсно, оскільки перехідний процес закінчується при настанні рівності моментів ($M = M_c$), то величина, що стоїть під знаком інтеграла, прямує до нескінченності. У розрахунках зазвичай вважають, що процес розгону закінчується при швидкості $\omega = 0{,}95\omega_2$, тоді час пуску отримає кінцеве значення.

Коли динамічний момент має від'ємне значення, привід сповільнюється. Як зазначалося вище, для такого випадку рівняння моментів матиме вигляд

$$M - M_c = M_{дин} = J\frac{d\omega}{dt} < 0.$$

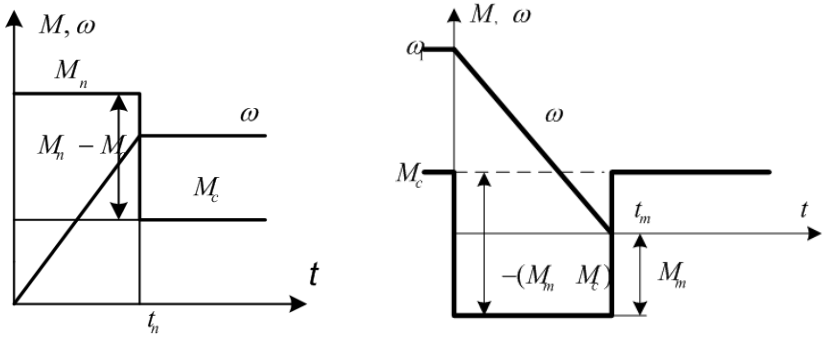


Рисунок 4.5 – Графіки пуску і гальмування приводу

Момент двигуна може бути як негативним, так і позитивним. При позитивному моменті він повинен бути менше моменту опору $M < M_c$. З останнього рівняння випливає, що час гальмування

$$t_m = \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{Jd\omega}{(M - M_c)} = \int_{\omega_2}^{\omega_1} \frac{Jd\omega}{-(M - M_c)}.$$

Приймаючи як частковий випадок $J = const, M = const,\ M_c = const$, маємо:

$$t_m = J \frac{\omega_1 - \omega_2}{-(M - M_c)}.$$

Якщо момент двигуна і момент статичний знаходяться в складній залежності від швидкості, рівняння руху вирішується чисельними методами.

Лекція №5. Тягові характеристики електроприводів автотранспортних засобів

5.1 Основні характеристики тягового електроприводу АТЗ

Процеси енергоперетворення в системі тягового електроприводу (ТЕП) автотранспортних засобів (АТЗ) мають реверсивний характер. Прямий процес перетворення електричної енергії в механічну використовується у режимах розгону і усталеного руху. Таке перетворення енергії призначене для подолання сил опору і реалізації заданого прискорення. Зворотній процес використовується у фазі гальмування для підвищення динамічних для підвищення для підвищення динамічних властивостей і покращення енергетичних та експлуатаційних показників АТЗ.

Розбиття руху на основні режими дозволяє синтезувати задані транспортні цикли , як для аналітичних досліджень, так і натурних досліджень тягових систем на стенді і в дорожніх умовах.

$$F_k \equiv F_\Sigma = F_f + F_\alpha + F_w + F_j, \qquad (5.1)$$

де F_k – сила тяги на ведучих колесах, призначена для подолання сумарної сили опору руху АТЗ F_Σ; $F_f = Gf\cos\alpha$ – сила опору кочення; G – вага АТЗ; f – коефіцієнт опору кочення; α – кут нахилу дороги; $F_f = \pm G\sin\alpha$ – сила опору нахилу дороги; $F_w = 0{,}5c_x\rho SV^2$ – сила опору повітря; c_x – коефіцієнт аеродинамічного опору; ρ – густина повітря; V – швидкість руху АТЗ; S – площа міделя АТЗ; $F_j = \delta mdV/dt$ – сила інерції; δ – коефіцієнт врахування обертових мас; m – маса АТЗ; dV/dt – прискорення.

Після введення змінних: $\psi = f\cos\alpha \pm \sin\alpha$ – сумарний коефіцієнт опору дороги; $k_w = 0{,}5c_x\rho S/G$; $k_j = \delta/g$ рівняння тягового балансу (5.1) приймає вигляд

$$F_k = G\left(\psi + k_w V^2 + k_j \frac{dV}{dt}\right). \tag{5.2}$$

Максимальна сила тяги $F_{k\ max}$ обмежується силою зчеплення колес із дорогою $F_{зч}$:

$$F_{k\max} \le F_{зч}; \qquad F_{зч} = k_{зч} G\varphi, \tag{5.3}$$

де φ, $k_c = 0{,}5$ – коефіцієнти зчеплення колес з дорогою і зчеплювальної ваги (для асфальтного покриття φ = 0,6…0,7).

Момент сил опору M_k, приведений до валу ведучого колеса і частота його обертання ω_k визначаються через силу тяги F_k і швидкість руху АТЗ V:

$$M_k = F_k \cdot r_k; \qquad \omega_k = V / r_k. \tag{5.4}$$

Рівняння потужнісного балансу записується у вигляді:

$$P_k = F_k V = G\left(\psi + k_w V^2\right)\cdot V, \tag{5.5}$$

де P_k – тягова потужність, що підводиться до ведучих колес.

Максимальна тягова потужність P_k при русі АТЗ з максимальною швидкістю V_{max} по горизонтальній дорозі (α = 0):

$$P_{k\,max} = G\left(f + k_w V^2\right)\cdot V_{max}. \tag{5.6}$$

Потужнісний баланс на валу тягового електродвигуна:

$$P_M = P_k / \eta_{TP}, \tag{5.7}$$

де P_M – потрібна сила на валу ТЕД, необхідна для подолання сил опору руху.

Необхідна корисна потужність $P_{КЕУ}$ комбінованої енергоустановки (КЕУ) для реалізації тягових властивостей міського АТЗ:

$$P_{КЕУ} = P_k / \eta_\Sigma, \tag{5.8}$$

де $\eta_\Sigma = \eta_{КЕУ}\eta_{БВП}\eta_{ТЕД}\eta_{ТР}$.

Тут ураховуються ККД КЕУ або ТАБ, БВП, ТЕД та трансмісії.

Пройдений шлях АТЗ L за інтервал часу руху t визначається з виразу

$$L = \int_0^t V dt. \tag{5.9}$$

Рівняння руху, тягового, потужнісного та енергетичного балансів фаз циклічного руху міського АТС систематизовано у таблиці 5.1.

Енергетичний баланс визначається розходом при русі АТЗ енергії W_k при відомих силі тяги F_k чи потужності P_k інтегралами

$$W_k = \int_0^L F_k dl = \int_0^T P_k dt. \tag{5.10}$$

Приведений розхід енергії – це затрати на 1 км пройденого шляху

$$w_{пр} = W_k / L. \tag{5.11}$$

Таблиця 5.1 – Рівняння руху, тяговий, потужнісний та енергетичний баланси режимів циклічного руху АТЗ (1 – розгін, 2 – усталений рух, 3 – сповільнення, 4 – гальмування)

Фази руху		**Загальні рівняння руху**
№	**Рівняння руху**	
1	$a = \frac{dV}{dt}; \quad V = \int_0^t a dt;$ $L = \int_0^t V dt.$	$F_k = G\left(\psi + k_w V^2 + k_j \frac{dV}{dt}\right);$ $P_k = F_k V = G\left(\psi + k_w V^2\right)\cdot V; \; W_k = \int_0^L F_k dl = \int_0^T P_k dt.$
2	$\frac{dV}{dt} = 0;$ $V = const;$ $L = Vt.$	$F_k = G\left(\psi + k_w V^2\right);$ $P_k = F_k V = G\left(\psi + k_w V^2\right)\cdot V;$ $W_k = \int_0^T P_k dt = P_k t = G\left(\psi + k_w V^2\right)\cdot Vt.$

3	$\frac{dV}{dt} = \frac{-\left(\psi + k_w V^2\right)}{k_j};$ $V = V_{0c} tg\left(\left(\alpha_c - \beta_c t\right)\right);$ $V_{0c} = \sqrt{\frac{\psi}{k_w}}; \quad \beta_c = \sqrt{\frac{\psi k_w}{k_j}};$ $\alpha_c = arctg\left(\frac{V_{почс}}{V_{0c}}\right);$ $L = \frac{V_{0c}}{\beta_{0c}} \ln\left[\frac{\cos\left(\alpha_c - \beta_c t\right)}{\cos\alpha_c}\right].$	$F_k = -Gk_j \frac{dV}{dt} = G\left(\psi + k_w V^2\right);$ $P_k = F_k V = GV_{0c}\left(\psi + k_w V_{0c}^2 \cdot tg^2\left(\alpha_c - \beta_c t\right)\right) \cdot tg\left(\left(\alpha_c - \beta_c t\right)\right);$ $W_k = \int_0^T P_k dt = P_k t = \frac{1}{2} Gk_w \tau V_{0c}^3 \left[\left(\frac{V_{почс}}{V_{0c}}\right)^2 - tg^2\left(\alpha_c - \beta_c t\right)\right].$
4	$\frac{dV}{dt} = \frac{-\left(\psi + k_w V^2 + \frac{F_г}{G}\right)}{k_j};$ $V = V_{0г} tg\left(\left(\alpha_г - \beta_г t\right)\right);$ $V_{0г} = \sqrt{\frac{\psi + \frac{F_г}{G}}{k_w}}; \quad \beta_c = \sqrt{\frac{\left(\psi + \frac{F_г}{G}\right) k_w}{k_j}};$ $\alpha_г = arctg\left(\frac{V_{почг}}{V_{0г}}\right);$ $L = \frac{V_{0г}}{\beta_{0г}} \ln\left[\frac{\cos\left(\alpha_г - \beta_г t\right)}{\cos\alpha_г}\right].$	$F_k = -Gk_j \frac{dV}{dt} = G\left(\psi + k_w V^2\right) + F_г;$ $P_k = F_k V = GV_{0г}\left(\psi + k_w V_{0г}^2 \cdot tg^2\left(\alpha_г - \beta_г t\right)\right) \cdot tg\left(\left(\alpha_г - \beta_г t\right)\right);$ $W_k = \int_0^T P_k dt = P_k t = \frac{1}{2} G\tau V_{0г}^3 \left[\left(\frac{V_{почг}}{V_{0г}}\right)^2 - tg^2\left(\alpha_г - \beta_г t\right)\right].$

5.2 Статичні режими АТЗ

Під статичними режимами розуміють прямолінійний рівномірний рух АТЗ на горизонтальній дорозі (коефіцієнт $i = 0$), із заданою величиною кутів ухилу дороги ($i > 0$ при підйомі; $i < 0$ – при спуску). Розрахунок статичних режимів руху визначає величини тягових сил F_k, моментів M_k, потужностей P_k для різних постійних швидкостей та кутів під'йому, спуску.

Це, в першу чергу, дасть змогу визначити необхідні максимальні величини сили тяги F_{kmax}, моменту M_{kmax} і потужності P_{kmax} для заданої максимальної швидкості V_{max}, і по-друге, поведінку складових сил і моментів опору руху.

Згідно проведеного аналізу параметрів і характеристик легкових автомобілів були розроблені технічні вимоги до них, які систематизовані у таблиці 5.2.

Таблиця 5.2. – Вимоги до основних техніко-експлуатаційних параметрів АТЗ

Параметри, характеристики, властивості	**Величина**	
	Мінімальна	**Максимальна**
Масогабаритні параметри		
Повна маса АТЗ, $m_{АТЗ}$, кг	700	2000
Маса корисного вантажу, $m_В$, кг	200	800
Площа міделя, S, м^2	1,2	3,0
Конструктивні характеристики		
Радіус кочення колеса, $r_к$, м	0,21	0,25
Коефіцієнт аеродинамічного опору, c_x	0,19	0,35
Коефіцієнт врахування обертових мас, δ	1,01	1,03
ККД силових агрегатів тягової системи		
Трансмісії, $\eta_{тр}$	0,94	
ТЕД, $\eta_{ТЕД}$	0,85…0,92	
БВП, $\eta_{БВП}$	0,98	
КЕУ при розряді, $\eta_{рКЕУ}$	0,9	
КЕУ при заряді, $\eta_{зКЕУ}$	0,9	
Експлуатаційні властивості		
Максимальна швидкість V_{max}, км/год.	90	160
Мінімальна стабільна швидкість V_{min}, км/год.	3	5
Час розгону $t_р$ АТЗ з місця, с: до швидкості 50 км/год. до швидкості 90 км/год.	 6 15	 8 21
Граничний під'йом $i_{гр}$, що долається АТЗ при швидкості V_{min}, %	22	25
Запас ходу АТЗ при розряді ТАБ до нижнього допустимого значення по напрузі, км, при русі: з номінальною швидкістю $V_{ном}$ в міському режимі	 140 100	 160 120

Розрахунок максимальних величин статичних режимів АТЗ є першою наближеною ітерацією для визначення параметрів та характеристик тягової системи: передавального числа трансмісії $i_{ТР}$, максимальних крутних моментів M_{max}, потужності P_{max} та кутової швидкості обертання ТЕД ω_{max}; потужності, струму та напруги БВП та КЕУ.

Лекція 6. Динамічні характеристики АТЗ

6.1 Динамічні характеристики при розгоні АТЗ

Під динамічними режимами розуміють рух АТЗ при розгоні та гальмуванні. Розрахунок максимальних величин сил тяги, моменту та потужності динамічних режимів АТЗ є другою ітерацією для визначення граничних параметрів і характеристик силових агрегатів.

Залежно від способу завдання прискорення a(t) можна розділити траєкторії розгону міського АТЗ до заданої швидкості $V_з$ за заданий час $t_р$ на три основні види (рис.6.1): рівноприскореного (рис.6.1, а); розгону першого виду: з постійним прискоренням на першому етапі (від 0 до t_n – час переходу від першого етапу на другий) та змінним прискоренням на другому (від t_n до $t_р$), прискорення наприкінці розгону наближається до нуля (рис.6.1, б); розгону другого виду: з постійним прискоренням на першому етапі і змінним на другому, наприкінці якого прискорення АТЗ не дорівнює нулю (рис.6.1, в).

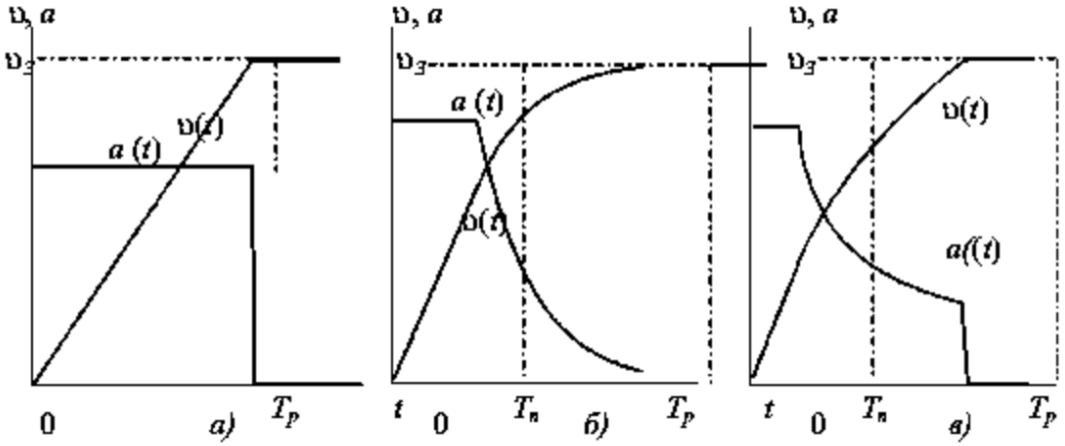


Рисунок 6.1 – Графіки прискорення і швидкості при різних законах розгону

Рівноприскорений розгін (рис.6.1, в) описується рівняннями руху

$$a = \frac{dV}{dt} = const; \qquad V = at. \tag{6.1}$$

В якості прикладу (рис.6.2) проілюстровані графіки зміни F_k, M_k, P_k, V, ω_k в часі, а в табл.6.1 приведені величини $F_{кпік}$, $M_{кпік}$, $P_{кпік}$, W_k, L, $w_{пр}$, що визначаються загальними рівняннями руху (табл. 5.1), при рівноприскореному розгоні АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні проміжки $t_р$ (15, 18, 21 с.).

Таблиця 6.1 – Тягові, потужнісні та енергетичні показники процесу рівноприскореного розгону

$t_р$, с	$F_{кпік}$, Н	$M_{кпік}$, Нм	$P_{кпік}$, кВт	W_k, Вт·год.	L, м	$w_{пр}$, Вт·год./км
15	1393	320	34,59	69,42	190	365,3
18	1199	276	29,75	70,69	310,7	310,7
21	1057	243	26,29	71,27	262,5	271,5

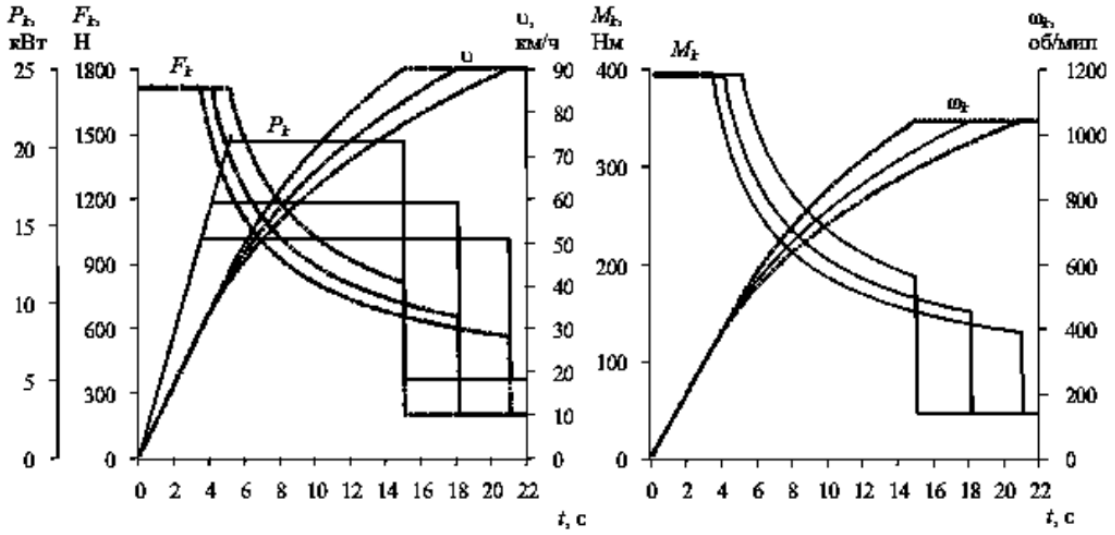


Рисунок 6.2 – Графіки зміни F_k, M_k, P_k, V, ω_k в часі при рівноприскореному розгоні АТЗ масою 700 кг до швидкості 90 км/год.

6.2 Розгін із змінним прискоренням першого виду

На рисунку 6.1 докладніше наведено графіки зміни швидкості *V(t)*, прискорення *a(t)*, сили тяги $F_k(t)$ і тягової потужності $P_k(t)$ від часу розгону.

У загальному вигляді залежність про *V(t)* задається системою рівнянь:

$$\begin{cases} a = \begin{cases} a_0, & при\ 0 \le t \le T_n; \\ \dfrac{V_з - V_n}{\tau} e^{-\frac{t-T_n}{t}}, & при\ T_n \le t \le T_p; \end{cases} \\ V = \begin{cases} V_1 = a_0 t, & при\ 0 \le t \le T_n; \\ V_2 = V_з\left(1 - e^{-\frac{t-T_n}{t}}\right) + V_n e^{-\frac{t-T_n}{t}}, & при\ T_n \le t \le T_p, \end{cases} \end{cases} \tag{6.2}$$

де T_n – час переходу функцій від $V_1(t)$ до $V_2(t)$; $V_п(t)$ – швидкість при переході від $V_1(t)$ до $V_2(t)$; a_0 – початкове прискорення; τ – постійна, що характеризує ступінь наближення швидкості руху АТС до величини V_3 в кінці розгону.

Параметри a_0 та $V_п$ визначаються з умов, що накладаються на функцію та *V*(t):

– крива розгону має бути безперервною функцією на всій ділянці $0 \le t \le T_n$, отже, при $t = T_n$ швидкість $V = V_1(T_n) = V_2(T_n)$;

– рух АТЗ при розгоні має відбуватися без ривків, тобто, при переході від функції $V_1(t)$ до функції $V_2(t)$: $dV_1/dt = dV_2/dt$.

Приймаючи $\tau = \left(T_n - T_p\right)/4, V(t) = 0{,}9817V_з$ після математичних перетворень, отримаємо: $V_n = a_0 T_n$, $a_0 = 4V_У / (T_p + 3T_n)$.

При $0 \le t \le T_n$, тягові сили, потужності та енергії визначаються, так як і фазі рівноприскореного розгону.

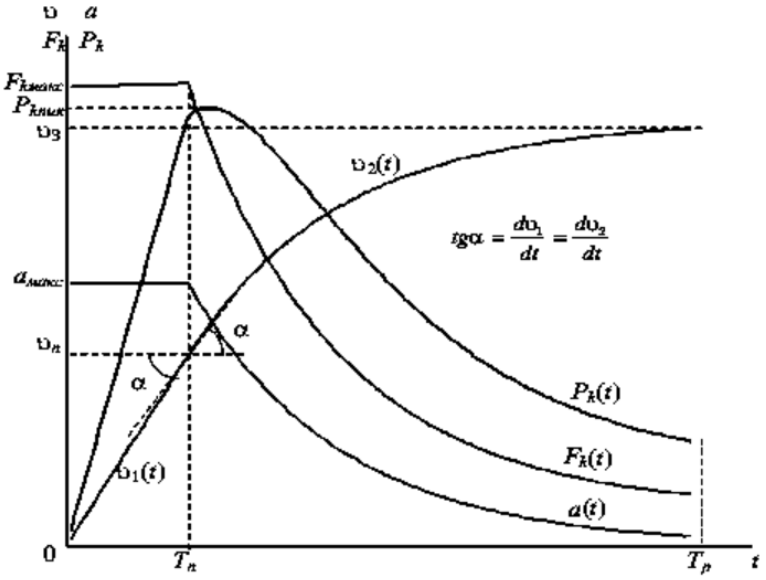


Рисунок 6.2 – Графік розгону АТЗ зі змінним прискоренням першого виду

При $T_n \le t \le T_p$ з введенням змінних $a_0' = \frac{V_з - V_n}{\tau}$; $V' = V - V_n$; $T' = t - T_n$, система рівнянь руху (6.2) перетворюється до вигляду

$$V' = a_0'\tau\left(1 - e^{-\frac{T}{t}}\right); \quad a = a_0' e^{-\frac{T}{t}}. \tag{6.3}$$

Таким чином, задаючись значеннями $V_З$, T_p можемо вивчати процеси розгону АТЗ для різних умов. При варіюванні T_n можна визначити таке значення T_n, при якому необхідні пікова тягова потужність $P_{кпік}$ і витрати енергії W_k будуть мінімальними.

Проведемо дослідження залежностей максимальних сил тяги $F_{кпік}$, потужності $P_{кпік}$, прискорення a_{max}, витрат енергії W_k, приведених витрат енергії $w_{пр}$ та пройденого шляху L за час розгону від параметра T_n, АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні часи розгону (15с, 18с, 21с) (рис.6.4).

Розглянемо випадок розгону до 90 км/год за 15 с (рис.6.4,а).

На даному рисунку паралельно осі ординат проводиться пряма АТ, що перетинає вісь абсцис (T_n) в точці T, яка проходить точку А перетину кривих максимальної сили тяги F_{kmax} і сили зчеплення коліс з дорогою $P_{зч}$. Оскільки величина F_{kmax} не повинна перевищувати величину $P_{зч}$, то приймаються ті значення T_n, що лежать праворуч прямої АТ. Аналіз рис.6.4, а показує, що найменші величини $P_{кпік}$, W_k отримуються при T_n = 15 с, тобто при рівноприскореному розгоні. Аналогічні результати спостерігаються також для випадків розгону до 90 км/год за 18 с і 21с з (рис.6.3, б, в). Розгін зі змінним прискоренням першого виду вимагає дещо більших значень сили

тяги $F_к$ і потужності $P_{кпік}$, а мінімум витрат енергії W визначається екстремумом залежності за яким і розраховується момент T_n – переходу.

На рисунку 6.3 проілюстровані графіки зміни F_k, M_k, P_k, V, ω_k по часу, і в таблиці 5.4 наведені величини $F_{кпік}$, $M_{кпік}$, $P_{кпік}$, L, W_k, $w_{пр}$ при розгоні (6.3) АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні проміжки розгону T_p (15, 18, 21 с). Параметр T_n вибирається рівним T_n = 12 с.

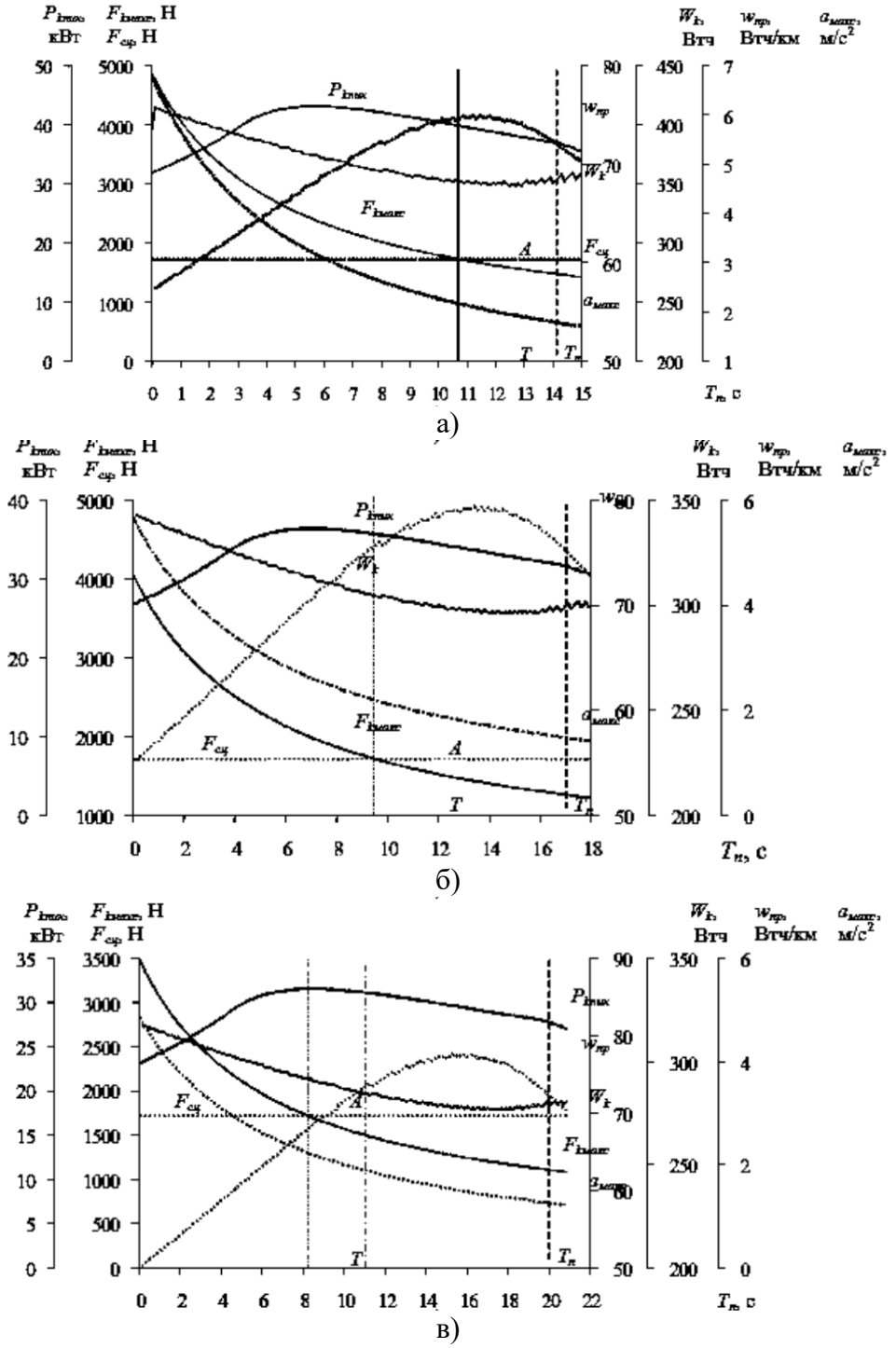


Рисунок 6.3 – Залежності F_{kmax}, W_k, $P_{кпік}$, a_{max}, $w_{пр}$ від параметру T_n при розгоні АТЗ масою 700 кг зі змінним прискоренням першого виду по рівнянню (6.3) до 90 км/год за різні інтервали розгону: а) 15 с; б) 18 с; в) 21 с.

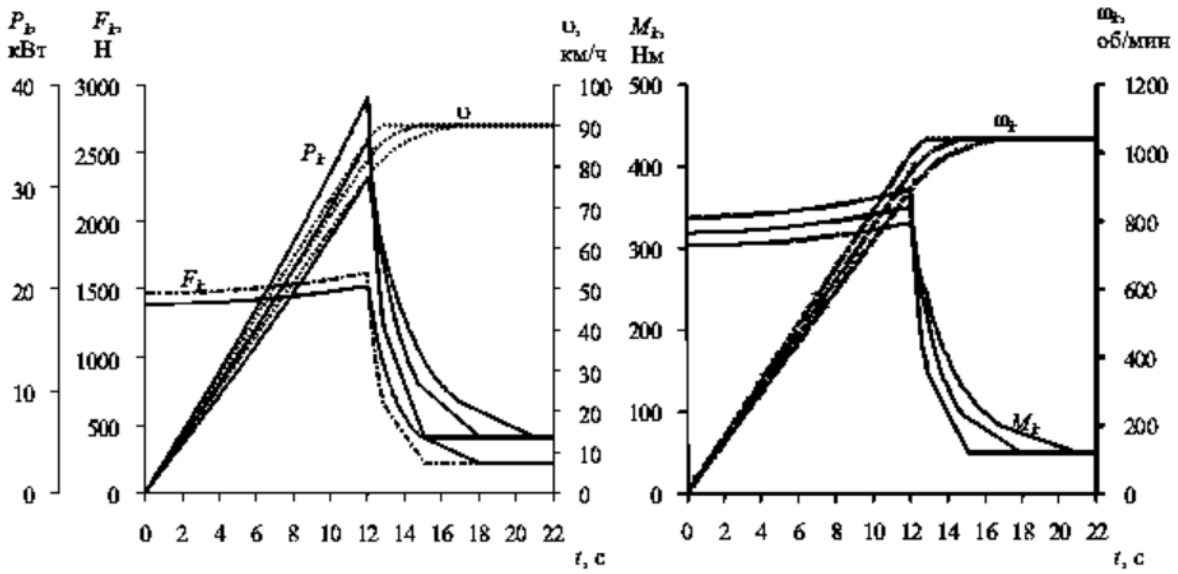


Рисунок 6.3 – Залежності F_k, W_k, P_k, V, w_k при розгоні АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні інтервали розгону: а) 15 с; б) 18 с; в) 21 с.

Таблиця 6.2 – Тягові, потужнісні та енергетичні показники процесу розгону АТЗ за рівнянням (6.3) масою 700 кг до 90 км/год за різні інтервали розгону.

T_k, с	F_{kmax}, Н	$M_{kпік}$, Нм	$P_{kпік}$, кВт	W_k, Вт·год	L, м	$w_{пр}$, Вт·год/км
15	1615	372	38,73	68,1	169	403,0
18	1521	350	34,43	70,1	207	338,6
21	1437	330	30,83	72,2	249	290,0

6.2 Розгін із змінним прискоренням другого виду

Траєкторію розгону, описану на рис.5.1, в можна реалізувати шляхом підтримки моменту, що розвивається ТЕД, постійним до деякої граничної швидкості $V_{гр}$ і постійної потужності, що віддається ТЕД до заданої швидкості $V_з$. Назвемо цей закон розгону «двохзонним».

Тягова характеристика $F(V)$ (рис.6,3, а) складається з двох ділянок, що відповідають сталості сили тяги (лінія АВ) сталості пікової тягової потужності F_{kmax} (лінія ВС).

Рух АТЗ на ділянці АВ (рис.6.4, а) описується рівнянням:

$$F_{k\max} = G\left(\psi + k_w V_1^{\,2} + k_j \frac{dV_1}{dt}\right), \tag{6.4}$$

а на ділянці ВС – рівнянням

$$P_{k\,пік} = G\left(\psi + k_w V_2^{\,2} + k_j \frac{dV_2}{dt}\right)\cdot V_2. \tag{6.5}$$

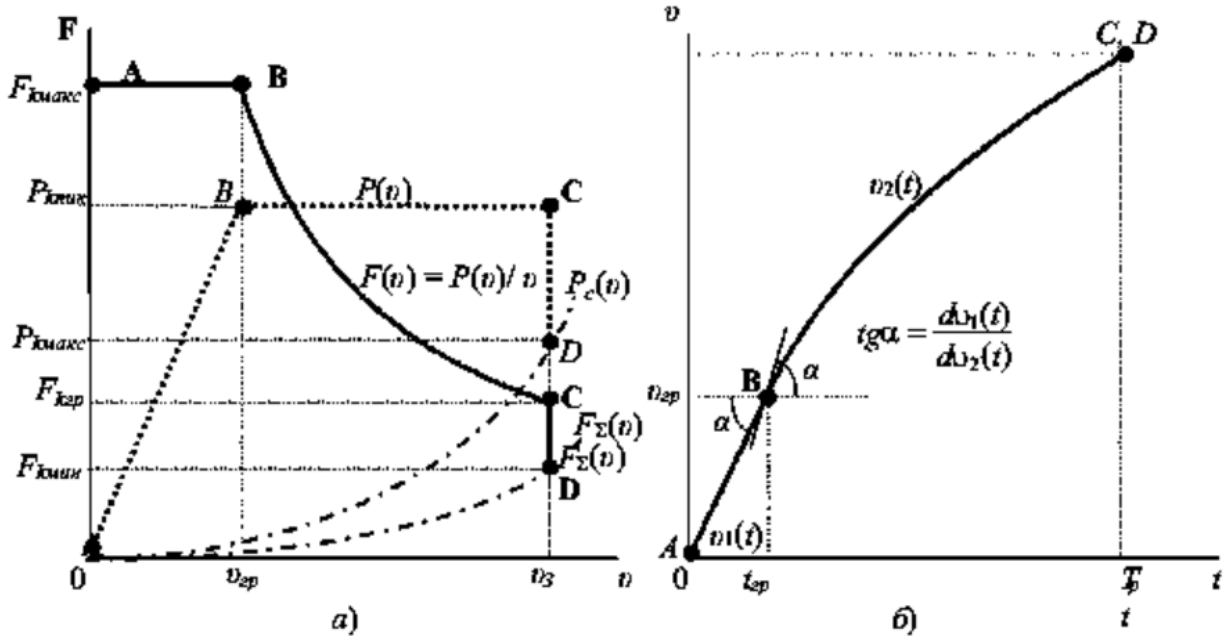


Рисунок 6.4 – Графік розгону АТЗ зі змінним прискоренням за принципом двохзонного регулювання: а) тягово-швидкісна характеристика; б) часо-швидкісна характеристика

Можна відмітити, що

– крива розгону V(t) (рис.6.4, б) повинна бути неперервною функцією на всій ділянці часу $T_n \le t \le T_p$, а відповідно, в точці В при $t = t_{гр}$:

$$V_B = V_1(t_{гр}) = V_2(t_{гр}); \tag{6.6}$$

– рух АТЗ при розгоні повинен проходити без ривків, тобто при переході від функції $V_1(t)$ до $V_2(t)$:

$$\left.\frac{dV_1(t_{гр})}{dt}\right|_{t=t_{гр}} = \left.\frac{dV_2(t_{гр})}{dt}\right|_{t=t_{гр}}. \tag{6.7}$$

Підставляючи (6.6), (6.7) в (6.4) і (6.5), отримуємо

$$V = \frac{P_{k\,пік}}{F_{k\max}}. \tag{6.8}$$

Тут справедливі такі співвідношення:

В точці А:

$$V_A = 0; \quad F_A = F_{k\max}; \quad P_A = 0. \tag{6.9}$$

В точці В:

$$V_B = V_{гр} = \frac{V_З}{K_{Vгр}}; \quad F_B = F_{k\max};$$
$$P_B = F_{k\max} V_{гр} = P_{kпік} = K_P P_{kЗ} = K_P G\left(\psi + k_w V_З^2\right)\cdot V_З, \tag{6.10}$$

де $K_{Vгр} = V_З / V_{гр}$ – кратність заданої швидкості $V_З$ до граничної швидкості $V_{гр}$; $K_{Vгр} \geq 1$, $K_{Vгр} = 1$ – при прямолінійному розгоні; $P_{kЗ} = G\left(\psi + k_w V_З^2\right)\cdot V_З$ – тягова потужність на колесі АТЗ при усталеному русі зі швидкістю $V_З$;

K_P – кратність пікової тягової потужності при розгоні до потужності.

На ділянці АВ максимальна сила тяги F_{kmax} обмежується силою зчеплення коліс з дорогою $F_{зч}$, що визначається з рівняння (5.3).

З рівняння (6.10), (5.3) справедлива нерівність:

$$1 \leq K_{Vгр} \leq \frac{K_C \cdot \varphi}{K_P\left(\psi + k_w V_З^2\right)}. \tag{6.11}$$

В точці С:

$$V_C = V_З; \quad F_C = F_{k гр}; \quad P_C = F_C \cdot V_C = P_{kпік}. \tag{6.12}$$

В точці D:

$$V_D = V_З; \quad F_D = F_{k\min} = F_\Sigma; \quad P_D = P_{kЗ}, \tag{6.13}$$

де F_Σ – сумарна сила опору руху АТЗ, що визначається з рівняння (5.1).

З рівнянь (6.10), (6.12) маємо

$$F_{k\max} = K_P K_{Vгр} G\left(\psi + k_w V_З^2\right) = P_{kпік} / V_{гр}. \tag{6.14}$$

Ураховуючи (6.14), розв’язок (6.4) має вигляд:

$$V = -\alpha \frac{\left(1 - e^{\alpha_0 t}\right)}{\left(1 + e^{\alpha_0 t}\right)}. \tag{6.15}$$

$$t = \frac{1}{\alpha_0} \ln\left(\frac{\alpha + V}{\alpha - V}\right). \tag{6.16}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{\left(\frac{F_{k\max}}{G} - \psi\right)}{K_w}} = \sqrt{\frac{\psi\left(K_P K_{Vгр} - 1\right)}{K_w} + K_P K_{Vгр} V_3^2}; \qquad \alpha_0 = 2\alpha K_w / K_j. \quad (6.17)$$

Рівняння (6.16) дає змогу визначити момент часу $t_{гр}$, коли швидкість АТЗ досягає значення $V_{гр}$. Ввівши додатковий коефіцієнт K:

$$K = K_P \frac{\left(\psi + k_w V_3{}^2\right)}{\left(\psi + k_w k^2 V_3{}^2\right)}, \quad (6.18)$$

з урахуванням (6.14), (6.18) перетворимо рівняння (6.5) до виду:

$$\left(\psi + k_w V^2 + K_j \frac{dV}{dt}\right) V = \left(\psi + k_w k^2 V_3{}^2\right) k V_3. \quad (6.19)$$

Після перетворень рівняння (6.19) набуває вигляду:

$$\int_{t_{гр}}^{t} dt = \frac{k_j}{k_w} \int_{V_{гр}}^{V} \left[\frac{R(V+\beta)}{(V+\beta)^2 + \gamma^2} + \frac{S - R\beta}{(V+\beta)^2 + \gamma^2} + \frac{T}{\lambda - V} \right] dV, \quad (6.20)$$

де $\lambda = 2\beta = KV_3$; $\quad \gamma = \sqrt{\frac{\psi}{k_w} + 0,25K^2V_3^2}$;

$$R = T = \frac{2\beta}{9\beta^2 + \gamma^2} = \frac{k_w k V_3}{\psi + 3k_w k^2 V_3^2}; \quad S = 2R\lambda - 1 = -\frac{\psi + k_w k^2 V_3^2}{\psi + 3k_w k^2 V_3^2}. \quad (6.21)$$

Розв’язок рівняння (6.20) має вигляд

$$t = t_{гр} + \frac{k_w}{k_j} \left[R \ln \left(\frac{\left(\lambda - V_{гр}\right)\sqrt{(V+\beta)^2 + \gamma^2}}{(\lambda - V)\sqrt{\left(V_{гр} + \beta\right)^2 + \gamma^2}} \right) + \frac{S - R\beta}{\gamma} \left(arctg\left(\frac{V+\beta}{\gamma}\right) - arctg\left(\frac{V_{гр} + \beta}{\gamma}\right) \right) \right], \quad (6.22)$$

де $t_{гр}$ визначається з (6.18).

Можна відзначити, що диференціальні рівняння (6.4) і (6.5) за заданих початкових умов мають єдиний розв’язок (теорема Коші) і, отже, (6.22) є єдиним розв’язком.

Як бачимо, рівняння (6.22) дає залежність часу розгону t_p від коефіцієнта k, що у своє чергу залежить від $K_{Vгр}$, K_P. Задаючи величину $K_{Vгр}$ з урахуванням її умови обмеження (6.19), (6.22) можна визначити коефіцієнт K_p, що дозволяє розрахувати тягову пікову потужність $P_{k\ пік}$, необхідну для розгону АТЗ до швидкості V_3 за час t_p. Отримане трансцендентне рівняння (6.22) можна вирішити чисельним методом.

Крім того, при заданих величинах $P_{kпік}$, F_{kmax} можна визначити час розгону t_p до заданої швидкості V_3 за формулами (6.4, (6.22).

На підставі (6.4), (6.22) проведено дослідження залежностей максимальної сили тяги $F_{k\ max}$, пікової потужності $P_{kпік}$, затрат енергії W_k, величини пройденого шляху L і наведених витрат енергії w_{np} від коефіцієнта $K_{Vгр}$ при розгоні АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за 15 с (рис.6.5). Найменша необхідна пікова потужність розгону $P_{k\ пік}$ спостерігається при досягненні максимальних значень $K_{Vгр}$ або $F_{k\ max}$ відповідно. Доцільно вибрати величину F_{kmax}, що дорівнює максимальній силі тяги, визначеної при статичних розрахунках.

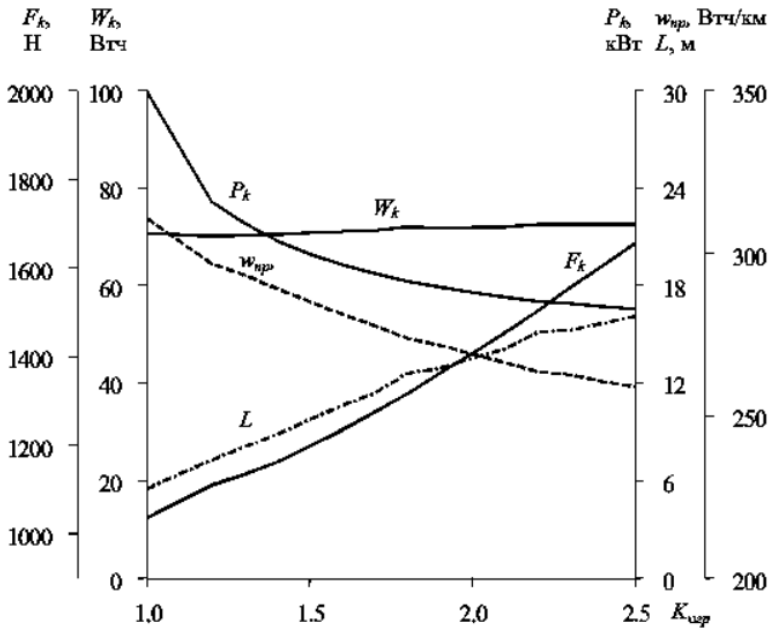


Рисунок 6.5 – Залежності F_k, P_k, L, w_{num} від коефіцієнта $k_{Vгр}$ при розгоні АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за 18 с.

У таблиці 6.3 наведено величини $F_{kпік}$, $P_{kпік}$, $M_{kпік}$, W_k, L, w_{np} , а на рисунку 6.6 – графіки зміни F_k, P_k, M_k, V, w_k за часом при розгоні АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні часи розгону (15 с.,18 с.,21 с.) за принципом «двохзонного регулювання». Порівнюючи тягові, потужнісні та енергетичні показники вище зазначених законів розгону АТЗ (табл.6.1-6.3) можна зробити висновок, що розгін за принципом «двохзонного регулювання» вимагає найменших величин пікової потужності $P_{kпік}$ та наведених витрат енергії w_{np}.

Таблиця 6.3 – Тягові, потужнісні та енергетичні показники процесу розгону за принципом «двохзонного регулювання» АТЗ повною масою 700 кг до 90 км/год за різні часи розгону

T_k, с	F_{kmax}, Н	M_{knik}, Нм	P_{knik}, кВт	W_k, Вт·год	L, м	w_{np}, Вт·год/км
15	1719	395	20,36	70,4	224,5	313,7
18	1719	395	16,41	73,1	284,8	256,7
21	1719	395	14,08	75,3	340,4	221,3

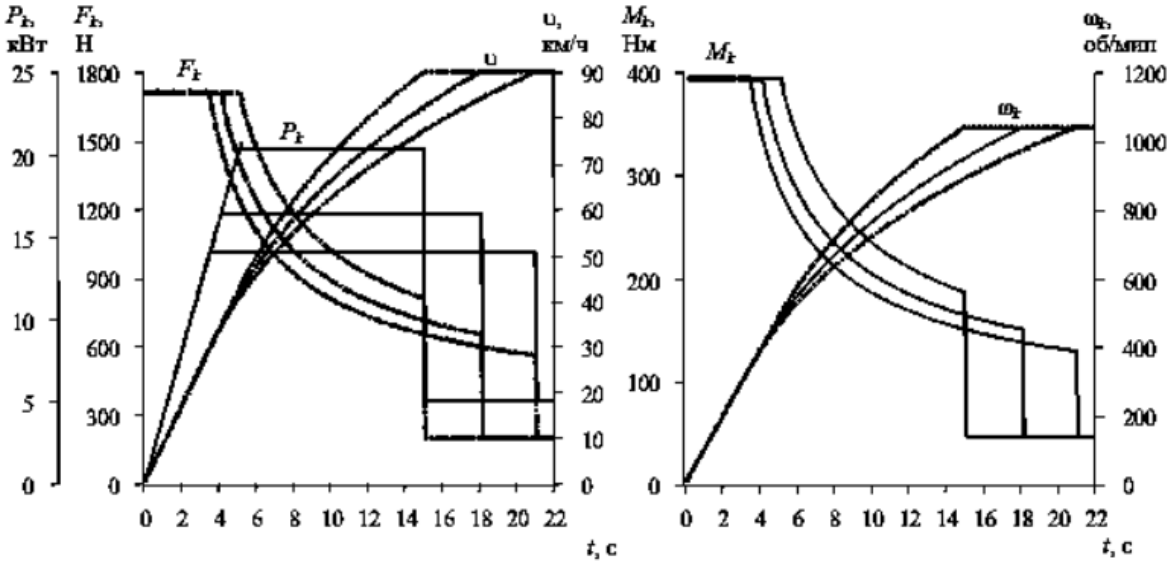


Рисунок 6.6 - Графіки зміни F_k, P_k, V, P_k, w_k при розгоні за принципом «двохзонного регулювання» міського АТЗ масою 700 кг до 90 км/год за різні часи розгону

При виборі величини потужності P_{knik}, що забезпечує необхідну якість розгону, максимальна швидкість АТЗ, визначається розв'язком кубічного рівняння $P_{knik} = G\left(\psi + k_w V_{\max}^{\,2}\right)\cdot V_{\max}$.

$$V_{\max} = \sqrt[3]{\frac{P_{knik}}{2Gk_w} + \sqrt{\left(\frac{f}{3k_w}\right) + \left(\frac{P_{knik}}{2Gk_w}\right)^2}} + \sqrt[3]{\frac{P_{knik}}{2Gk_w} - \sqrt{\left(\frac{f}{3k_w}\right) + \left(\frac{P_{knik}}{2Gk_w}\right)^2}}\cdot \quad (6.23)$$

З урахуванням останніх рівнянь потрібна максимальна потужність P_{KEYmax} КЕУ визначається виразом:

$$P_{KEY\max} = P_{knik} / \eta_{\Sigma} = G\left(\psi + k_w V_{\max}^2\right)V_{\max} / \eta_{\Sigma}. \quad (6.24)$$

В таблиці 6.4 наведені графіки зміни F_{kmax}, P_{KEYmax}, M_{kmax}, V_{max}, i_{np} при виконанні умов розгону АТЗ за різні часи розгону.

Таблиця 6.4 – Розрахункові значення F_{kmax}, P_{KEYmax}, M_{kmax}, V_{max}, $i_{пр}$ процесу розгону АТЗ повною масою 700 кг до 90 км/год за різні часи розгону

T_k, с	F_{kmax}, Н	M_{knik}, Нм	P_{knik}, кВт	V_{max}, км/год	$i_{пр}$, %
15	1719	395	20,36	152	25
18	1719	395	16,41	141	25
21	1719	395	14,08	135	25

У таблиці 6.5 зведені необхідні потужності силових агрегатів тягової системи АТЗ, необхідні для забезпечення його розгону до 90 км/год за 18 с.

Таблиця 6.5 – Необхідні потужності силових агрегатів тягової системи АТЗ масою 700 кг пр розгоні до 90 км/год за різні проміжки часу

Час розгону, t_p, с / Потужність агрегатів, кВт	21	18	15
Вал колеса			
Вал ТЕД	14,98	71,46	21,66
Вихід БВП	18,72	21,82	27,07
Вихід КЕУ	19,11	22,27	27,63
КЕУ	22,48	26,2	32,5

Лекція 7. Електричні машини для електроприводів

7.1. Будова і принцип роботи машин постійного струму

Електричні машини постійного струму використовуються як в генераторному режимі роботи, так і в режимі роботи двигуна.

Двигуни постійного струму використовуються для приводу деяких металорізальних верстатів, прокатних станів, підіймально-транспортних машин, екскаваторів, електротранспорту тощо.

Основні переваги двигунів постійного струму – це добрі пускові й регулювальні властивості. Наприклад, двигуни з частотою 1 оберт на добу (для пристроїв астрономічних обсерваторій дослідження за космічними об’єктами), двигуни з частотою 500-3000 об/хв (для приводу різноманітних робочих механізмів) та двигуни з підвищеною (надвисокою) частотою 10000-30000 об/хв (для приводу спеціальних механізмів).

До недоліків машин постійного струму належать складність виготовлення, висока ціна, понижена надійність. Всі ці недоліки зумовлені наявністю в машині щітково-колекторного вузла, який, крім того, є джерелом радіошумів і пожежонебезпеки.

Електромашинобудівні заводи виготовляють машини постійного струму для роботи в найрізноманітніших галузях промисловості, тому окремі вузли цих машин можуть мати різну конструкцію, але загальна конструктивна схема цих машин однакова.

На рисунку 7.1 схематично зображений поперечний переріз маши-ни постійного струму.

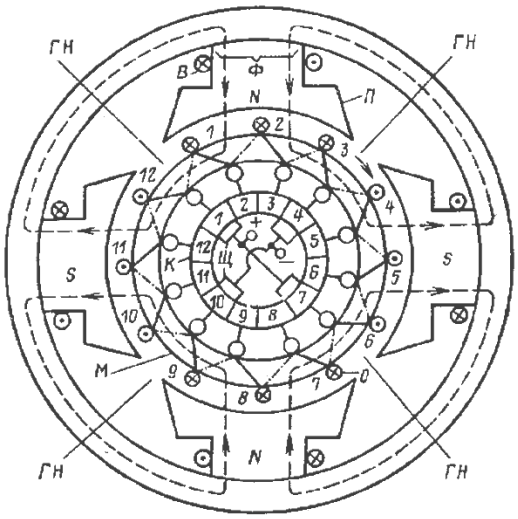


Рисунок 7.1 – Вигляд машини постійного струму в поперечному перерізі

На нерухомій частині машини (статорі) розташовані стальні полюси П з насадженими на них котушками обмотки збудження З. Котушки з'єднуються між собою так, щоб при проходженні через обмотку постійного струму полюси набували почергову полярність (*N, S, N, S* і т. д.). Магнітний потік Ф, створений обмоткою збудження, постійний в часі і замикається так, як це наведено на рисунку 7.1 штриховими лініями.

На обертовій частині машини (якорі) розташована обмотка О, в якій індукується ЕРС. Обмотка розміщена на стальному сердечнику, що закріплений на валу. На зовнішній циліндричній поверхні сердеч-ника в пазах розташовані провідники, що з'єднуються між собою, створюючи замкнений контур. Суцільні лінії показують з'єднання провідників з боку переднього торця сердечника, а пунктирні – з заднього.

Зображений на рисунку 7.1 сердечник і обмотка називаються кільцевими. В даний час вони не використовуються, але їх часто використовують для наочності при аналізі робочих властивостей машини.

Від обмотки якоря виготовляються відводи до пластин колектора. Колектор К розташований на валу якоря і являє собою циліндричне тіло, що складається із електрично ізольованих між собою мідних пластин. Частина обмотки, що розташована між сусідніми відводами до колекторних пластин, називається секцією. Секція складається з одного або декількох витків. Число колекторних пластин дорівнює числу секцій. На рисунку 7.1 обмотка складається з 12 одновиткових секцій, а колектор має 12 пластин.

При обертанні якоря в провідниках його обмотки індукується ЕРС, напрям якої визначається за правилом правої руки. ЕРС буде змінною, так як кожний провідник почергово проходить під полюсами різної полярності. Якщо машина працює генератором, то змінна ЕРС обмотки повинна бути випрямлена. Це досягається за допомогою колектора. До колектора дотикаються нерухомі щітки Щ, через які обмотка якоря з'єднується з зовнішньою мережею.

В двигунах постійного струму до щіток підводиться постійний струм. Роль колектора в даному випадку полягає в тому, щоб у будь-який момент часу забезпечити такий розподіл струму по обмотці якоря, при якому під полюсами різної полярності розміщалися б провідники з протилежним напрямом струму (рис.7.1). При такому розподілі струму електромагнітні сили всіх провідників будуть направлені в одну сторону. В результаті цього двигун буде створювати найбільший обертовий момент.

7.2 Конструкція машини постійного струму

Статор складається із станини і прикріплених до неї головних і додаткових полюсів. Станину машин виготовляють із товстостінних труб, а у більш потужних машинах зварною із товстолистового стального прокату. Для закріплення машини на фундаменті до нижньої частини станини приварюють лапи, а для транспортування в станину вкручують рим-болт. Сердечник головних полюсів рисунку 7.2 збирають із штампованих листів електротехнічної сталі товщиною 1 мм. Листи пресують в пакет і скріплюють стальними заклепками, число яких є не менше чотирьох. Крайні листи полюса виготовляють із сталі товщиною 4÷10 мм.

Щоб отримати синусоїдний розподіл магнітного поля в повітряному проміжку, полюс закінчують полюсним наконечником певної форми. Повітряний проміжок між полюсом і якорем може бути рівно-мірним або під краями наконечника роблять більшим.

На сердечнику полюса розміщують обмотку збудження. Її виготовляють у вигляді котушок із мідних ізольованих провідників круглого або прямокутного перерізу. Котушку ізолюють стрічкою і після просочення та сушки насаджують на сердечник полюса і закріплюють пружною рамкою.

Полюс разом з котушкою прикріплюють до станини болтами (рис.7.3,а). Для більш надійного кріплення полюса в машинах, що працюють в умовах вібрацій, болти вкручують в спеціальний стержень, вставлений в полюс (рис.7.3,б).

Якір складається із стержня, обмотки і колектора. Сердечник якоря виготовляють із одного або декількох пакетів, які складають із листів, виштампованих із електротехнічної сталі. Після штамповки листи лакують. При довжині сердечника менше 25 см його виготовляють із одного пакету, а при більшій довжині – з декількох.

Між пакетами за допомогою спеціальних прокладок створюють вентиляційні канали для кращого охолодження. В листах якоря вирубують пази, в які вкладають обмотку якоря. Зібраний сердечник якоря спресовують між двома натискними шайбами і закріплюють на валу втулкою або пружним розрізним кільцем.

Колектор складається із великого числа електрично ізольованих пластин, які штампують із профільної міді (рис.7.5). Ізоляцію між пластинами здійснюють прокладками, вирубаними із міканіту (пресована слюда), які закладають між мідними пластинами. Прокладки мають форму

пластин. Набір колекторних пластин з прокладками повинен бути надійно закріплений і мати строго циліндричну форму.

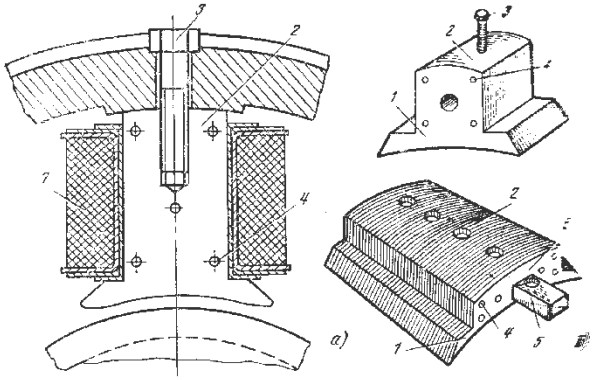


Рисунок 7.2 – Головний полюс машини постійного струму з кріпленням до станини болтами, вкрученими в полюс (а) і в спеціальний стержень (б):
1 – полюсний наконечник; 2 – сердечник полюса; 3 – болт кріплення; 4 – заклепки; 5 – стержень; 6 – натискний лист; 7 – обмотка

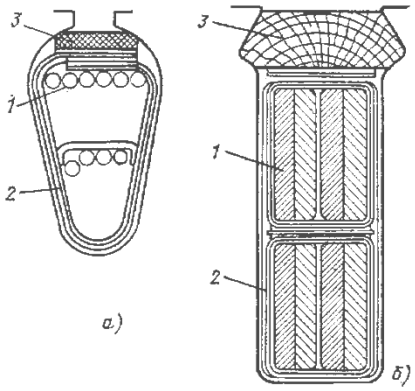


Рисунок 7.3 – Пази МПС:
а – овальний;
б – прямокутний;
1 – провідники; 2 – ізоляція;
3 – клин

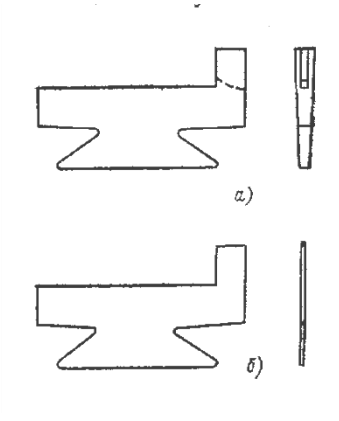


Рисунок 7.4 – Колекторна частина (а) і ізоляційна прокладка (б)

За способом кріплення пластини існує багато конструкцій колекторів, дві із яких наведені на рисунку 7.5. На рисунку 7.5, а колекторні пластини затискують між корпусом і натискним фланцем.

Корпус і натискний фланець виготовляють із сталі, а для ізоляції на них надягають міканітові манжети. На рисунку 7.5, б показано кріплення пластин за допомогою пластмаси.

Зібраний колектор насаджують на вал і закріплюють від провертання шпонкою. До кожної колекторної пластини під'єднують провідники від секцій. Для кращого під'єднання провідників в колекторних пластинах зі

сторони якоря виготовляють виступи з шліцами. В ці шліци закладають і потім запаюють провідники обмоток.

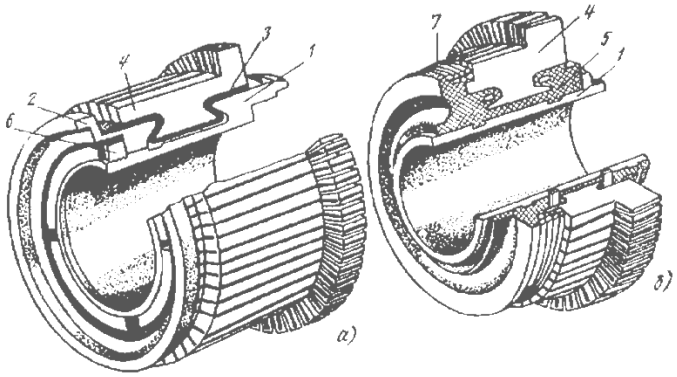


Рисунок 7.5 – Колектор машини постійного струму з металевим (а) і пластмасовим (б) корпусами: 1 – корпус; 2 – натискний фланець; 3 – ізоляційні манжети; 4 – колекторні пластини; 5 – пластмаса; 6 – запірне кільце; 7 – бандаж

Електричний контакт з колектором здійснюють за допомогою щіток, розташованих в щіткотримачі. Всі щіткотримачі однієї полярності з'єднують між собою збірними шинами, які під'єднують до виводів (клем) машини. Одна із основних умов безперебійної роботи машини – це щільний і надійний контакт між щіткою і колектором.

7.3. Електрорушійна сила обмотки якоря і електромагнітний момент машини постійного струму

Миттєве значення ЕРС (рис.7.6), що індукується в кожному провіднику обмотки якоря, визначається за формулою

$$e = B_x l_a V_a,$$

де B_x - індукція в даній точці х полюсного ділення; l_a - довжина провідника в магнітному колі; V_a - колова швидкість якоря.

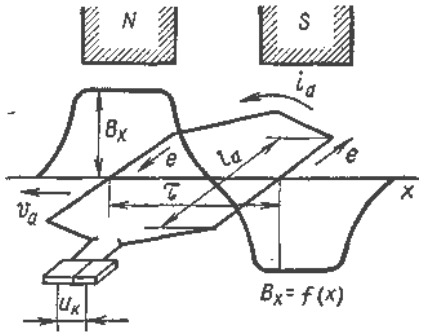


Рисунок 7.6 – До визначення ЕРС обмотки якоря

Як вже відмічалося раніше, ЕРС між щітками протилежної полярності машини E дорівнює ЕРС однієї паралельної вітки. Паралельна вітка має $N/2a$ провідників (N – загальне число активних провідників якоря). Тоді для діаметрального кроку маємо

$$E = \sum_{1}^{N/2a} e = V_a l_a \sum_{1}^{N/2a} B_x .$$

При досить великій кількості колекторних пластин можна вважати, що

$$\sum_{1}^{N/2a} B_x \approx \frac{N}{2a} B_{cp},$$

де B_{cp} - середнє значення індукції протягом полюсного ділення τ.

Враховуючи, що

$$B_{cp} l_a \tau = \Phi;\ \tau = \pi D_a / 2p;\ V_a = \frac{\pi D_a n}{60} = 2\tau \frac{pn}{60},$$

отримаємо

$$E = \frac{pn}{60a} n\Phi = c_e n\Phi , \qquad (7.1)$$

де $c_e = pN/(60a)$ - коефіцієнт, що визначається конструктивними параметрами машини і не залежить від режиму її роботи.

Формулу (7.1) можна записати в іншому вигляді, для чого праву частину помножимо і поділимо на 2π, тоді

$$E = c\omega\Phi , \qquad (7.2)$$

де $\omega = 2\pi n/60$ - кутова швидкість якоря; $c = pN/(2\pi a)$.

Із (7.1) і (7.2) видно, що ЕРС якоря пропорційна швидкості обертання, основному потоку і не залежить від форми розподілу індукції в повітряному проміжку машини. Електромагнітна сила, що діє на один провідник обмотки якоря, дорівнює

$$f_x = B_x i_a l_a ,$$

де $i_a = I_a/(2a)$ - струм провідника.

Сила f_x створить момент

$$M_x = f_x \frac{D_a}{2}.$$

Всі *N* провідників створять момент

$$M = \frac{D_a}{2}\sum_1^N (B_x i_a l_a) = \frac{D_a}{2}\frac{I_a}{2a} l_a \sum_1^N B_x . \qquad (7.3)$$

Прийнявши, що

$$B_{cp} = \Phi/(\tau l_a) = 2p\Phi/(\pi D_a l_a),$$

отримаємо

$$\sum_1^N B_x = NB_{cp}. \qquad (7.4)$$

Підставивши (7.4) в (7.3) отримаємо

$$M = \frac{pN}{2\pi a} I_a \Phi = cI_a \Phi . \qquad (7.5)$$

При роботі машини в режимі двигуна електромагнітний момент є обертовим, а в генераторному режимі – гальмівним.

7.4 Області використання, конструкція та принцип роботи асинхронних машин

Асинхронні машин набули найбільшого розповсюдження як двигуни. В даний час асинхронні двигуни є основними двигунами в промисловості, сільському господарстві, електроприводах транспортних засобів та побуті. Широкого розповсюдження асинхронні двигуни набули завдяки своїй простоті, низькій вартості та високій надійності в експлуатації.

Електротехнічна промисловість випускає асинхронні двигуни в широкому діапазоні потужностей. Гранична потужність асинхронних двигунів складає десятки мегават. В індикаторних системах використовуються асинхронні двигуни потужністю від долі вата до сотень ват. Швидкість обертання ротора асинхронних двигунів загального використання складає від 1000 до 500 об/хв.

Експуатація асинхронних двигунів показала, що поряд з вели-кими перевагами вони мають і недоліки, до яких слід перш за все віднести те, що вони споживають реактивний струм, який необхідний для створення магнітного потоку. До недоліків відносяться також неможливість плавного регулювання швидкості обертання ротора в широкому діапазоні.

Асинхронні двигуни складаються із двох частин: нерухомої частини – статора і рухомої частини – ротора, які розділені повітряним проміжком.

Сердечник статора, що являє собою пустотілий циліндр, збирають з листів холоднокатаної електротехнічної сталі товщиною 0,15 або 0,5 мм. Якщо довжина магнітопроводу більша ніж 0,1 м то його поділяють в осьовому напряму на ряд пакетів завширшки 0,1-0,6м. Між пакетами влаштовують радіальні вентиляційні канали шириною 0,01 м для проходження охолоджуючого повітря. На внутрішній поверхні статора виштамповують пази, в які вкладається трифазна обмотка. Сердечник статора закріплюють в корпусі. Кріплення статора в корпусі залежить від габаритів і потужностей машини.

Повітряний проміжок між статором та ротором роблять якнайменшим (який допускається з міркувань технології виготовлення): від 0,1 мм у двигунах малої потужності до кількох міліметрів у двигунах великої потужності. Це пояснюється тим, що статор і ротор зв’язані між собою магнітним потоком, який замикається через сердечники статора і ротора. Чим менший повітряний проміжок, тим кращий магнітний зв’язок.

Ротори асинхронних двигунів бувають двох типів: з короткозамкненою обмоткою (асинхронний двигун з короткозамкненим ротором) і з фазною обмоткою (асинхронний двигун з фазним ротором). Найбільшого розповсюдження набули двигуни з короткозамкненим ротором.

На рисунку 7.7 наведено загальний вигляд з розрізами двигуна з короткозамкненим ротором.

Сердечник ротора збирають із листів, які штампують із відходів листів при штампуванні сердечника статора. Сердечники двигунів із висотою осі обетання до 0,45 м насаджують безпосередньо на вал (до висоти 0,25 м – на гладкий вал). У більших машинах сердечник кріплять на валу за допомогою шпонки, а в машинах великих габа-ритів насаджують на втулку або на кістяк (хрестовину) ротора. На зовнішній циліндричній поверхні ротора рівномірно розміщені пази, в які вкладається обмотка.

В короткозамкнених роторах використовують напівзакриті або закриті пази, що мають овальну, прямокутну або грушоподібну форму. Ширину відкриття паза вибирають біля 1 мм. Закриті пази перекриваються зверху стальним містком товщиною 0,1-0,5 мм. Обмотку ротора виконують шляхом заливання розплавленого алюмінієвого сплаву в пази. Така обмотка має вигляд більчатого колеса. Одночасно з обох торців ротора заливають короткозамкнені кільця разом з вентиляційними лопатками. В великогабаритних машинах використовують зварну обмотку – в пази вставляють мідні стержні, які на торцях приварюють до мідних чи алюмінієвих короткозамкнених кілець.

Вал ротора обертається в підшипниках, закріплених в підшипникових щитах. В асинхронних двигунах переважно використовують підшипники кочення. В машинах великої потужності використовують іноді підшипники ковзання. Підшипникові шити прикріплюють до корпусу статора.

На прикріпленій до корпусу табличці вказують номінальні (паспортні) дані:

– потужність (потужність на валу);

– лінійні напруги обмотки статора у вигляді дробу (при більшій напрузі обмотки з'єднується зіркою, а при меншій – трикутником);

– лінійні струми у вигляді дробу (відповідно при з'єднанні обмотки зіркою і трикутником);

– частота мережі живлення;

– швидкість обертання ротора;

– коефіцієнт потужності;

– коефіцієнт корисної дії.

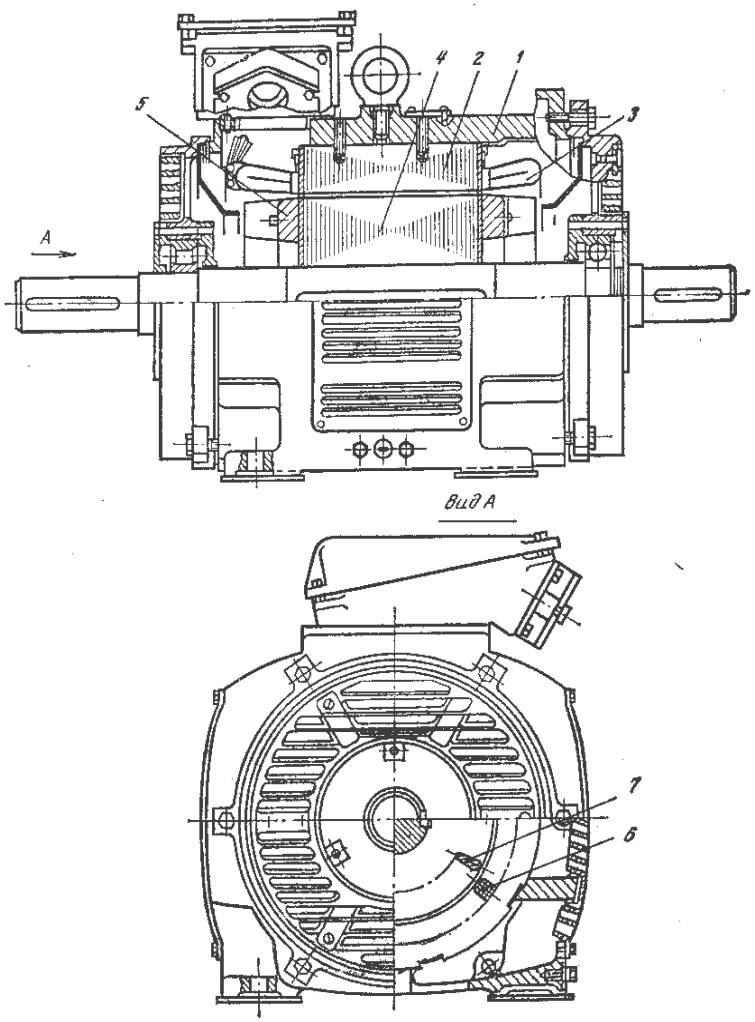


Рисунок 7.7 – Асинхронний двигун з короткозамкненим ротором:
1 – корпус; 2 – сердечник статора; 1 – обмотка статора; 4 – сердечник ротора; 5 – обмотка ротора; 6 – паз статора; 7 – паз ротора

Якщо трифазну обмотку статора під'єднати до трифазної мережі, то струми протікатимуть через фази обмотки і створять обертове магнітне поле з швидкістю обертання $n_1 = \frac{60f}{p}$. Обертове магнітне поле буде перетинати провідники обмотки ротора і індукувати в них ЕРС, напрям яких можна визначити за правилом правої руки.

В замкненій обмотці ротора виникає струм I_2, активна складова якого співпадатиме за напрямом з ЕРС. Струм I_2, взаємодіючи з магнітним полем, створить обертовий момент *M*, під дією якого ротор почне обертатись. Скориставшись правилом лівої руки, встановимо, що напрями моменту і обертання ротора будуть співпадати з напрямом обертання поля.

Швидкість обертання ротора буде зростати, але навіть при відсутності навантаження на валу, ротор не зможе досягти швидкості обертання поля. Пояснюється це тим, що обертовий момент може виникнути тільки в тому випадку, коли магнітне поле перетинає провідники, тобто існує різниця між швидкостями обертання ротора і поля. Оскільки при неробочому ході в двигуні існує невеликий гальмівний момент M_0, зумовлений механічними втратами, то двигун споживає із мережі струм I_{10} для покриття гальмівного моменту.

Отже, для асинхронного двигуна характерним є несинхронне (асинхронне) обертання його ротора і магнітного поля. Звідси походить і назва – асинхронний двигун.

Величину

$$s = \frac{\omega_1 - \omega}{\omega_1} = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

називають ковзанням.

Оскільки швидкість обертання магнітного поля відносно ротора дорівнює $n_1 - n$, то частота ЕРС в його обмотці визначається за формулою

$$f_2 = \frac{p(n_1 - n)}{60} = \frac{pn_1}{60} \cdot \frac{n_1 - n}{n_1} = f_1 s .$$

Номінальна швидкість обертання ротора залежить від n_1 і не може бути довільною. Залежно від необхідної номінальної швидкості обертання ротора обмотки двигуна виготовляють з відповідним числом пар полюсів. Асинхронні двигуни випускаються з синхронними швидкостями обертання 1000, 1500, 1000, 750, 600, 500 об/хв.

7.5 Конструктивні схеми і принцип роботи синхронної машини

Синхронною машиною називають таку машину змінного струму, у якої частота обертання ротора не залежить від навантаження і визначається лише частотою напруги живлення та кількістю пар полюсів обмотки збудження.

Синхронна машина має дві обмотки. Одна обмотка (обмотка збудження) під'єднується до джерела постійної напруги і створює основне магнітне поле. Друга обмотка є трифазною обмоткою якоря, в якій індукується ЕРС машини.

Найбільшого розповсюдження набули синхронні машини, у яких обмотка якоря розташована на статорі, а обмотка збудження – на роторі. В малопотужних машинах можливе і обернене виконання, коли обмотка збудження розташована на статорі, а обмотка якоря обертається. В електромагнітному відношенні обидві конструкції рівноцінні. Більшого розповсюдження набула перша конструкція, так як в цьому випадку до ковзаючого контакту на роторі подається потужність збудження, що складає лише 0,3-3% номінальної потужності машини. Це дає можливість забезпечити задовільну роботу рухомого контакту.

Якщо обмотку збудження під'єднати до джерела постійного струму і ротор синхронного генератора привести в рух з швидкістю n об/хв, то магнітний потік Φ_0 обмотки збудження, що обертається разом з ротором, буде перетинати провідники обмотки статора і в результаті цього в трьох фазних обмотках статора будуть індукуватися три однакових за амплітудою електрорушійні сили частотою

$$f = \frac{pn}{60},$$

де p - число пар полюсів.

Для отримання стандартної частоти 50 Гц при різних швидкостях обертання ротора синхронні генератори виготовляють з різними числами пар полюсів.

Відповідно до принципу зворотності електричних машин синхронна машина може працювати в режимі двигуна. За своєю конструкцією синхронні двигуни в принципі не відрізняються від синхронних генераторів, але всетаки мають деякі особливості: повітряний проміжок менший, ніж в генераторах такої ж потужності, що сприяє зменшенню пускового струму; їх виготовляють переважно явнополюсними $2p = 6 \div 24$. Тому синхронні машини, що випускаються промисловістю, мають цільове призначення – або синхронні генератори, або синхронні двигуни.

Принцип роботи синхронного двигуна ґрунтується на законі Біо-Савара-Лапласа: під час живлення трифазної обмотки статора синхронної машини виникає обертове магнітне поле статора, яке взаємодіє з магнітним полем ротора, внаслідок чого виникає електромагнітний момент, який обертає ротор синхронного двигуна. Щоб момент мав один напрям, поля повинні бути нерухомими одне відносно одного. Це буде в тому випадку, коли ротор і його магнітне поле будуть обертатися із швидкістю обертання магнітного поля статора.

Сердечник статора є пустотілим циліндром, який зібраний з окремих кільцевих пластин електротехнічної сталі товщиною 0,5 мм. На внутрішній поверхні циліндра розміщені пази для вкладання обмотки якоря. При зовнішньому діаметрі циліндра більше 1 м кожне кільце складають з окремих пластин, що називаються сегментами. Сердечник розташований в корпусі статора. Пази переважно мають прямокутний переріз і в них вкладають двошарові петльові обмотки.

За конструкцією ротора синхронні машини поділяються на явнополюсні і неявнополюсні.

Явнополюсний ротор (рис.7.8) має явновиражені полюси, сердечники яких в потужних машинах збирають із пластин конструкційної сталі товщиною 1÷2мм, в малопотужних машинах – з електротехнічної сталі товщиною 0,5÷1мм.

Обмотку збудження для кращого охолодження в потужних машинах виготовляють із неізольованої мідної шини, намотаної на ребро. Між сусідніми витками розміщують ізоляційні прокладки, просочені смолою, після чого котушку запікають і встановлюють на полюсі. В машинах невеликої потужності котушки обмотки збудження виготовляють з ізольованих провідників прямокутного або круглого перерізу.

Загальний вигляд ротора явнополюсної машини зображений на рис.7.8.

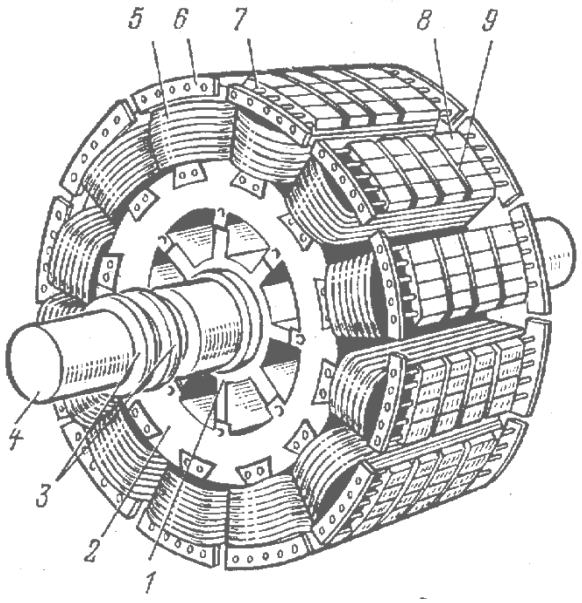


Рисунок 7.8 – Ротор явнополюсної синхронної машини: 1 – кістяк ротора; 2 – обод ротора; 3-контактні кільця; 4 – вал; 5 – котушка обмотки збудження; 6 – сегмент демпферної обмотки; 7 – стержень демпферної обмотки; 8 – пакет сердечника полюса; 9 – вентиляційний канал в полюсі

Ротор даної конструкції використовується в синхронних машинах при швидкості обертання $n \leq 1000$ об/хв., коли можна використати явновиражені полюси з точки зору механічної міцності.

Лекція №8. Електроприводи постійного струму

8.1 Природні і штучні електромеханічні і механічні характеристики двигуна постійного струму незалежного збудження

Двигуни постійного струму з незалежним (ДПС НЗ) та паралельним збудженням (ДПС ПЗ) найбільш використовувані на практиці, а їх механічні характеристики майже ідентичні. Розглянемо на прикладі ДПС НЗ.

Принципова схема двигуна незалежного збудження (ДНЗ) зображується так, як показано на рисунку 8.1. Обмотка збудження (ОЗ) живиться від незалежного джерела постійного струму. При підключенні ОЗ до обмотки якоря машина перетворюється в двигун паралельного збудження. Для регульованих електроприводів зазвичай використовується ДНЗ.

Процеси електромеханічного перетворення енергії ДНЗ описуються наступними рівняннями.

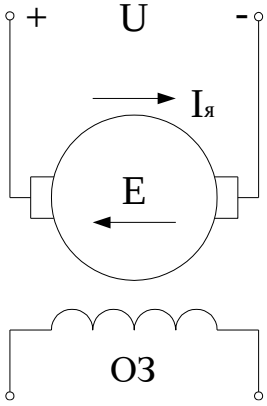


Рисунок 8.1 – Схема ДПС НЗ

$$U_з = i_з \cdot R_з + L_з \cdot \frac{di_з}{dt} = i_3 \cdot R_3(1 + T_з \cdot p).$$

$$U_я = i_я \cdot R_{я_\Sigma} + L_{я_\Sigma} \cdot \frac{di_я}{dt} + k\Phi\omega = i_я \cdot R_{я_\Sigma}(1 + T_я \cdot p) + k\Phi\omega.$$

$$M = k\Phi \cdot i_я.$$

Тут $R_{я_\Sigma} = R_я + R_{д.п} + R_{ко}.$

$$L_{я_\Sigma} = L_я + L_{д.п} + L_{ко}.$$

$T_з = \frac{L_з}{R_з}$ - електромагнітна постійна обмотка збудження $T_з = (0{,}5 \div 5)$с.

$T_я = \frac{L_{я_\Sigma}}{R_{я_\Sigma}}$ - електромагнітна постійна обмотка якоря $T_я = (0.01 \div 0.1)$с.

К - конструктивний коефіцієнт, що дорівнює $\frac{N \cdot p_п}{2\pi a}$,

де N - число активних провідників обмотки якоря; р - число пар полюсів машини; а - число пар паралельних гілок обмотки якоря; $k\Phi\omega$ - ЕРС обертання якоря; $k\Phi = \frac{U - I_я \cdot R_{я_\Sigma}}{\omega_н}$ - коефіцієнт ЕРС машини; $R_я$ - опір обмотки якоря; $R_{дп}$ - опір обмотки додаткових полюсів; $R_{ко}$ - опір компенсаційної обмотки (для машин потужністю вище 100 кВт).

Зазвичай ДНЗ працює при Ф = Фн = const. При цьому вище написані рівняння лінеарізуются і після перетворень (розв'язок відносно швидкості ω) отримаємо рівняння електромеханічної характеристики.

$$\omega = \frac{U_я}{k \cdot \Phi} - \frac{R_{яΣ}}{k \cdot \Phi} \cdot i_я - \frac{L_{яΣ}}{k \cdot \Phi} \cdot \frac{di_я}{dt}.$$

8.2 Характеристики двигунів

Виразивши струм якоря через момент $i_я = \frac{M}{k\Phi}$, отримаємо рівняння механічної характеристики

$$\omega = \frac{U_я}{k \cdot \Phi} - \frac{R_{яΣ}}{(k \cdot \Phi)^2} \cdot M - \frac{L_{яΣ}}{(k \cdot \Phi)^2} \cdot \frac{dM}{dt}.$$

У сталому режимі $\frac{di_я}{dt} = \frac{dM}{dt} = 0$. Тому рівняння запишуться в наступному вигляді:

$$\omega = \frac{U_я}{k \cdot \Phi} - \frac{R_{яΣ}}{k \cdot \Phi} \cdot I_я;$$

$$\omega = \frac{U_я}{k \cdot \Phi} - \frac{R_{яΣ}}{(k \cdot \Phi)^2} \cdot M.$$

Ці рівняння показують, що при $U = U_я = const$ і $\Phi = const$ характеристики є прямими з початковою ординатою, що відповідає швидкості ідеального холостого ходу двигуна $\omega_0 = \frac{U_я}{k \cdot \Phi}$ (рис.8.2).

Характеристики, що відповідають відсутності в колі якоря додаткового опору, є природними. Статичну жорсткість характеристики, що визначає її нахил, можна знайти, продиференціювавши вираз моменту М за швидкістю ω, знайшовши попередньо М з рівняння механічної характеристики.

$$M = k \cdot \Phi \cdot \frac{U}{R_{яΣ}} - \frac{(k \cdot \Phi)^2}{R_{яΣ}} \cdot \omega; \qquad \beta_C = \frac{dM}{d\omega} = -\frac{(k \cdot \Phi)^2}{R_{яΣ}}.$$

Модуль статичної жорсткості

$$|\beta| = \frac{(k \cdot \Phi)^2}{R_{яΣ}}.$$

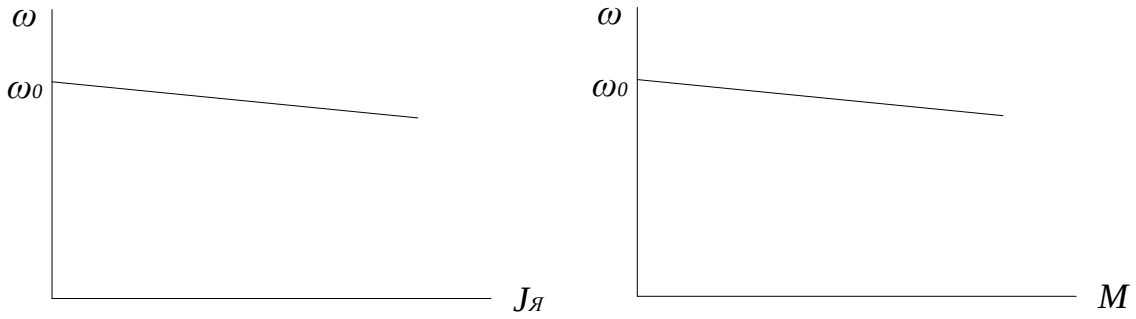


Рисунок 8.2 – Механічні характеристики ДПС НЗ

Використовуючи поняття жорсткості, рівняння статичної механічної характеристики ДНВ можна представити у вигляді:

$$\omega = \frac{U}{k\Phi} - \frac{M}{\beta} = \omega_0 - \frac{M}{\beta}.$$

Чим більший модуль жорсткості природної механічної характеристики, тим стабільніша є швидкість ω електроприводу при широких межах зміни його навантаження.

Іншою оцінкою стабільності робочої швидкості ω є статизм характеристики, кількісною оцінкою якого служить номінальний перепад швидкості.

$$\Delta\omega_{\text{ном}} = \omega_{0\text{ном}} - \omega_{\text{мн}} = \frac{M}{\beta_c},$$

де $\omega_{0\text{ном}}$ - швидкість холостого ходу на природній характеристиці.

Відносний перепад швидкості для двигунів

$$\Delta\omega_{\text{ном}}\% = \frac{\Delta\omega_{\text{ном}}}{\omega_{0\text{ном}}} \cdot 100\%.$$

великої потужності становить (1,5…3)%.

Характеристики двигуна, що відповідають змінам параметрів двигуна або спеціальних схемах його включення, є штучними. Так, при введенні в коло якоря додаткового опору нахил характеристик збільшується, їх жорсткість зменшується.

При зміні напруги, що підводиться до двигуна, змінюється швидкість ідеального холостого ходу $\omega_0 = \frac{U}{k\Phi}$, а жорсткість характеристик залишається незмінною. Сімейство механічних характеристик, що відповідають різним напруженням на якорі, зображено на рисунку 8.3.

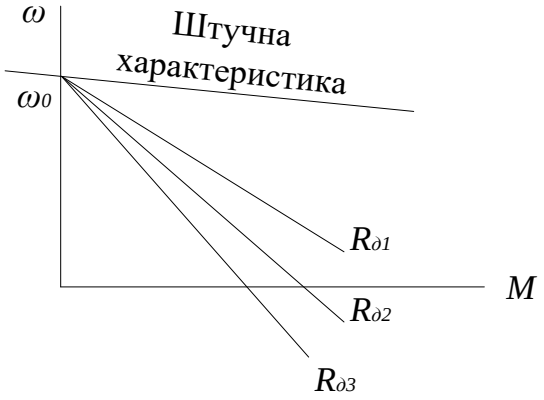


Рисунок 8.3 – Штучні характеристики ДПС НЗ

Для ряду виробничих механізмів у відповідність до вимог технологічного процесу іноді виникає необхідність збільшення робочої швидкості, що перевищує швидкість при $U = U_H$ і $\varphi = \varphi_H$. Цього досягається ослабленням магнітного потоку двигуна (зменшенням струму збудження).

Якщо зменшене значення магнітного потоку $\Phi_{осл} = \Phi' = \alpha \cdot \Phi$, так само, де $\alpha<1$, то нове, збільшене значення швидкості ідеального холостого ходу буде

$$\omega_0' = \frac{U}{k \cdot \Phi'} = \frac{U}{k \cdot \alpha \cdot \Phi} = \frac{\omega_0}{\alpha}.$$

При ослабленому потоці і попередньому значенні моменту струм якоря збільшується. Його можна знайти з рівняння моменту

$$M = k \cdot \Phi' \cdot I_Я{}' = k \cdot \alpha \cdot \Phi \cdot I_Я{}' = k \cdot \Phi \cdot I_Я = const.$$

Звідки

$$I_Я{}' = I_Я \cdot \frac{\Phi}{\Phi'} = \frac{I_Я}{\alpha}.$$

Рівняння механічної характеристики при ослабленому потоці буде

$$\omega = \frac{\omega_0}{\alpha} - \frac{R_Я}{(k \cdot \alpha \cdot \Phi)^2} \cdot M = \frac{\omega_0}{\alpha} - \frac{\Delta\omega}{\alpha^2}.$$

де $\Delta\omega$ - перепад швидкості при номінальному потоці.

Але при навантаженнях, що не допустимі за умовами комутації, швидкість буде зменшуватися, і двигун може перейти в гальмівній режим,

що зображено на рисунку 8.4, де зображено сімейство механічних характеристик двигуна, що відповідають різним значенням потоку.

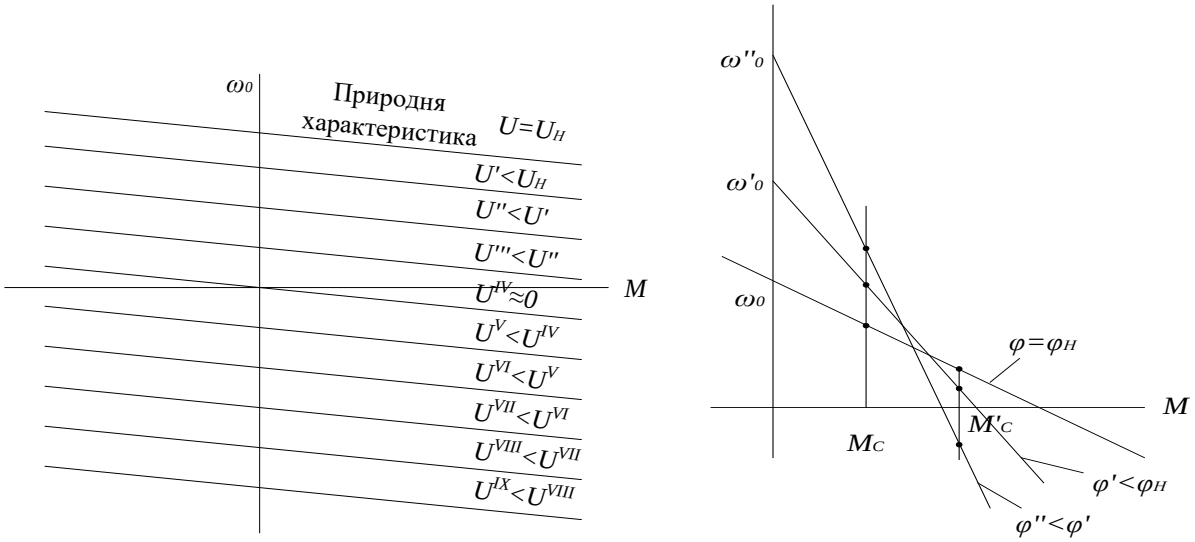


Рис.5.7 Рис.5.8

Рисунок 8.4 – Штучні характеристики при змінах напруги та потоку

Ослаблення потоку викликає збільшення не тільки ω_0, але і швидкості якоря двигуна (при навантаженнях, допустимих за умовами комутації), що, власне, і потрібно.

8.3 Гальмівні режими двигуна незалежного збудження.

Гальмування з рекуперацією енергії в мережу.

Перехід двигуна в гальмівній режим з віддачею енергії в мережу буде мати місце в разі, коли швидкість якоря двигуна виявляється більше швидкості ідеального холостого ходу ($\omega > \omega_0$), а ЕРС двигуна більше прикладеної напруги. Практично цей вид електричного гальмування застосовується при спуску важких вантажів зі швидкістю $\omega > \omega_0$.

В цьому випадку двигун включається в напрямок спуску (рис.8.5, а) і система розганяється під дією електромагнітного моменту М двигуна і статичного моменту М, створюваного вантажем.

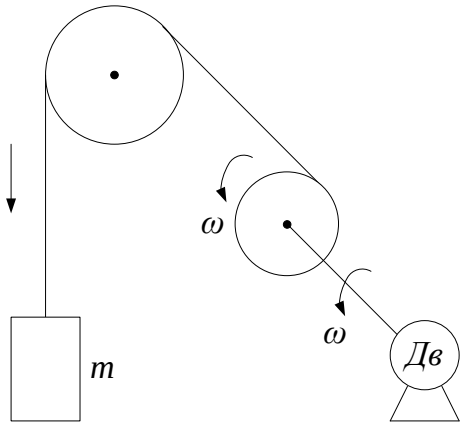
Те ж саме буде мати місце, якщо транспортний пристрій з двигуном незалежного збудження переходить на похилий ділянку шляху (рис.8.5, б).

При $\omega > \omega_0$ струм якоря змінить напрямок.

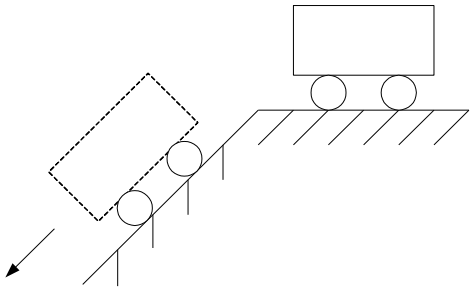
$$I_{я} = \frac{U - E}{R_{я\Sigma}} = \frac{U - k \cdot \Phi \cdot \omega}{R_{я\Sigma}}.$$

Момент, що розвивається двигуном, при цьому буде не обертальним, а гальмівним. Двигун перетворюється в генератор, що перетворює механічну енергію, що підводиться до його валу з боку робочої машини, в електричну і віддає її в мережу за винятком втрат. Привід досягне сталої швидкості ω_y як

тільки зростаючий гальмівний момент двигуна стане рівним рушійному моменту, створюваному робочою машиною, тобто $M = M_c$.



а)



б)

Рис.6.1. Рис.6.2.

Рисунок 8.5 – До пояснення рекуперації

Механічна характеристика в цьому випадку піде з III квадранта в IV квадрант (див. рис.8.6).

Потужність, що віддається в мережу дорівнює $P_C = P_{EM} - I_Я^2 \cdot (R_Я + R_{доб})$, де $R_{дод}$ - додатковий опір в якірного кола, яке в загальному випадку може бути. ККД машини в цьому режимі

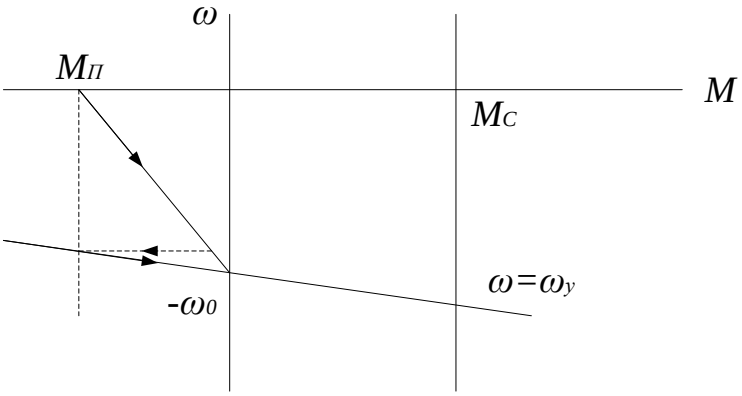


Рисунок 8.6 – Механічна характеристика при рекуперації

$$\eta_{Р.Т.} = \frac{P_C}{P_{EM}} = \frac{P_{ЭМ} - I_Я^2 \cdot (R_Я + R_{доб})}{P_{ЭМ}}.$$

Генераторне гальмування з віддачею енергії в мережу досить економічне. Однак воно може бути здійснено в обмежених межах, тому що не у всіх електроприводах можливо дотримання умови $\omega > \omega_0$, тобто не всі електроприводи допускають збільшення швидкості понад швидкості ω_0.

8.4 Гальмування противмиканням

Противмиканням називається режим, коли двигун включений для одного напрямку обертання, а його якір за інерцією або під дією зовнішнього моменту обертається в протилежну сторону. При цьому момент двигуна протидіє руху. Такий режим може використовуватися при активному моменті M_c для гальмівного спуску вантажу. Якщо в коло якоря двигуна, що піднімає вантаж, включити великий додатковий опір, двигун виявиться працюючим на штучній характеристики з великою крутизною, на якій при швидкості перемикання (т.В рис.8.7.) момент, що розвивається двигуном, буде менше M_c, двигун почне сповільнюватися і зупиниться в т.С, а потім під дією вантажу він почне обертатися в протилежному напрямку.

Розпочнеться спуск вантажу. Стала швидкість гальмівного спуску буде в т.Д., ЕРС двигуна змінить свій знак і співпадатиме з напругою мережі. Струм якоря буде рівним:

$$I_{Я} = \frac{U-(-E)}{R_{Я\Sigma}+R_{доб}} = \frac{U+E}{R_{Я\Sigma}+R_{доб}}.$$

При реактивному моменті опору для переходу двигуна в режим противмикання необхідно на ходу двигуна змінити полярність напруги на його якорі. Одночасно для обмеження кидка струму в коло якоря слід ввести додатковий опір. Схема включення двигуна і відповідні цьому режиму механічні характеристики зображені на рисунку 8.8.

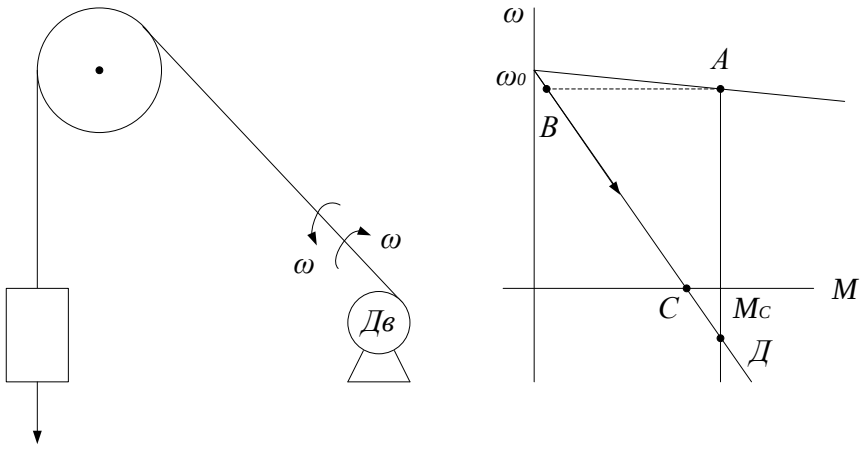


Рисунок 8.7 – До пояснення гальмування противмиканням

При зміні полярності напруги на якорі, двигун, що працював до цього зі швидкістю, що відповідає т.А, переходить в т.В для роботи на штучній характеристиці, і гальмується на її ділянці ВС. При ω = 0 його потрібно відключити від мережі. Якщо потрібен реверс і якщо момент двигуна в т.С більше M_c, знак якого стрибком зміниться на протилежний, двигун переходить в двигун ний режим і розганяється до швидкості, що відповідає т.Д, де його момент стане рівним M_c.

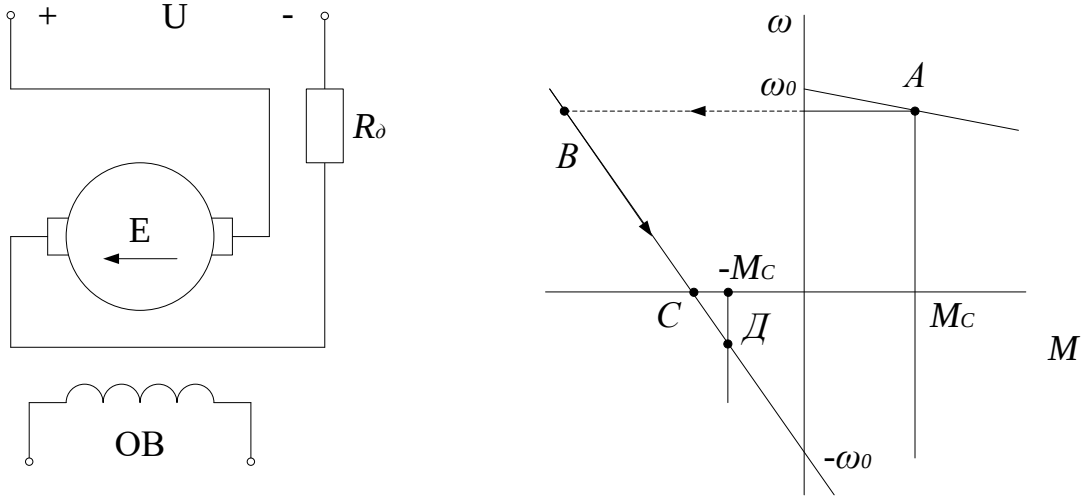


Рисунок 8.8 – Електрична схема та механічні характеристики при гальмуванні противмиканням

Струм двигуна в цьому гальмівному режимі:

$$I_{Я} = -\frac{U + E}{R_{Я} + R_{д}}.$$

У новому двигунному режимі разом зі зміною напрямку обертання зміниться і напрямок ЕРС двигуна, яка буде знову спрямована зустрічно напрузі мережі. У режимі проти вмикання до двигуна з боку мережі підводиться потужність $P_C = U \cdot I_{Я}$, а з боку механізму $P_{МЕХ} = E \cdot I_{Я}$. Вся ця потужність $P_C + P_{МЕХ}$ розсіюється у вигляді тепла в опорах якірного кола. При такому перетворенні енергії ККД = 0, тому що корисно використовуваної енергії тут немає. Режим противмикання найчастіше застосовується для реверсивних електроприводів, в яких гальмування і пуск двигуна в зворотному напрямку являє собою єдиний процес.

Цей спосіб забезпечує інтенсивне гальмування до повної зупинки механізму при порівняно малозмінному гальмівному моменті, але супроводжується значним нагріванням двигуна.

8.5 Динамічне гальмування

Суть цього способу гальмування полягає в тому, що якір двигуна відключається від мережі і замикається накоротко або, або на гальмівний опір, а обмотка збудження залишається підключеним до мережі (рис.8.9).

Сімейство механічних характеристик, що відповідають різним опорами R_m, зображено на рисунку 8.9. Всі вони проходять через початок координат. Найбільш інтенсивне гальмування виходить при замиканні якоря накоротко. При цьому характеристика динамічного гальмування буде паралельна природній. Однак за умовами обмеження початкового кидка струму замикання якоря накоротко допустиме тільки при переході двигуна в гальмівний режим при малих швидкостях.

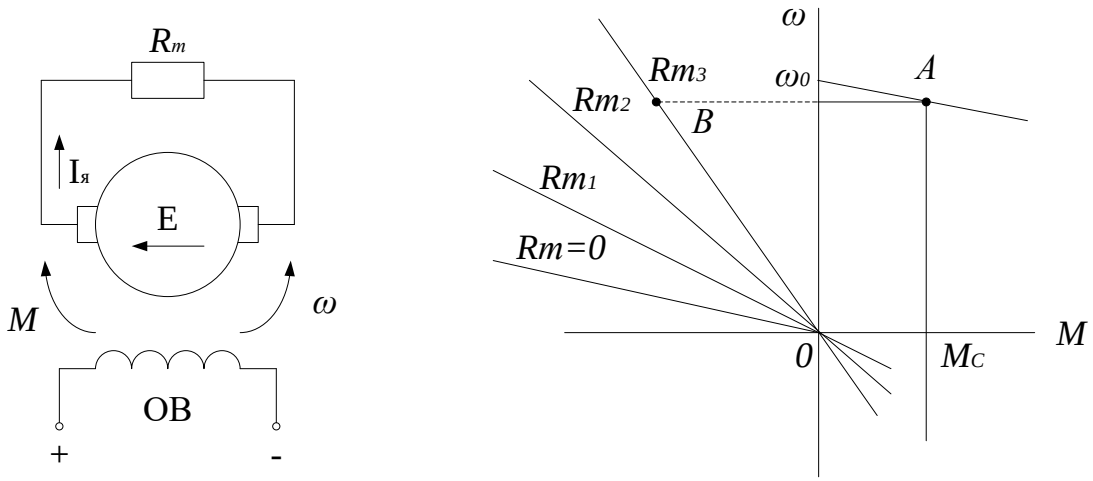


Рисунок 8.9 – Електрична схема і характеристики ДПС НЗ при динамічному гальмуванні

Внаслідок того, що ЕРС двигуна за напрямом залишається такою ж, як і до гальмування, а напруга до якоря не прикладена, струм, що протікає під дією цієї ЕРС

$$I_{Я} = \frac{0 - E}{R_{Я} + R_{т}} = -\frac{E}{R_{Я} + R_{т}}$$

створює гальмівний момент. Машина працює генератором. Кінетична енергія, запасена в двигуні і обертових частинах проведеного ним механізму, перетворюється в електричну і розсіюється у формі тепла опір якірного кола. Як і в режимі противмикання поняття ККД тут втрачає сенс. Так як при динамічному гальмуванні U=0, то також дорівнює $\omega_0 = \frac{U}{k\phi}$ нулю і рівняння механічної характеристики має вигляд:

$$\omega = -\frac{R_{Я} + R_{т}}{(k\Phi)^2} \cdot M \ .$$

Зазвичай динамічне гальмування здійснюється при $\Phi=\Phi_н$ і широко застосовується в електроприводах, де потрібна точна зупинка. Воно може бути використано і для гальмівного спуску вантажу.

З енергетичної точки зору динамічне гальмування вигідніше за проти вмикання, тобто з мережі енергія споживається тільки обмоткою збудження. Воно забезпечує плавність гальмування, надійне, можна отримати характеристики з малою крутістю. Недоліком є зменшення гальмівного моменту двигуна по мірі зниження швидкості.

Лекція №9. Асинхронні електроприводи змінного струму

9.1 Принцип дії асинхронної машини

Один із елементів машини – статор використовується для створення магнітного поля, що обертається з певною швидкістю, а в замкнутих провідних пасивних контурах іншого елементу – ротора наводяться ЕРС, які викликають протікання струмів та утворення сил (моментів) при їх взаємодії з магнітним полем. Всі ці явища мають місце при несинхронному – асинхронному русі ротора відносно поля, що і дало машинам даного типу назву – асинхронні. Статор, як правило, виконаний у вигляді декількох розміщених в пазах котушок, а ротор – у вигляді «білячої клітки» (короткозамкнений ротор).

Складність повного математичного опису процесів в асинхронній машині полягає в тому, що:

1. Всі напруги, струми, потокозчеплення – змінні, тобто характеризуються частотою, амплітудою, фазою або відповідними векторними величинами.

2. Взаємодіють контури, які рухаються, взаємне розміщення яких змінюється в просторі.

В загальному для машини, що має p пар полюсів ($p = 1,2,3...$), синхронна кутова швидкість ω_0, рад/с, тобто швидкість поля, визначається за формулою:

$$\omega_0 = \frac{2\pi f_1}{p}, \tag{9.1}$$

для частоти обертання n_0, об/хв., будемо мати:

$$n_0 = \frac{60 f_1}{p}, \tag{9.2}$$

тобто, під час живлення від мережі $f_1 = 50\text{Гц}$ синхронна частота обертання може бути 3000, 1500, 1000, 750, 600, 500 об/хв. в залежності від конструктивного виконання машини.

Вирази (9.1) та (9.2) мають принциповий характер: вони показують, що для даної машини є лише одна можливість змінювати швидкість поля – змінювати частоту джерела живлення f_1.

Процеси при $\omega = \omega_0$.

Нехай ротор обертається зі швидкістю ω_0, тобто його обмотки не перетинають силових ліній магнітного поля і він не здійснює суттєвого впливу на процеси. Як правило, напругу та інші змінні, що змінюються синусоїдально позначають великими літерами, якщо інтерес представляють їх діючі значення,

або додають точку зверху, якщо розглядають вектори, що мають амплітуду $U_m = \sqrt{2U}$ та фазу φ.

Прикладена напруга $\dot{U}_1$ врівноважиться ЕРС самоіндукції $\dot{E}_1$ (рис. 9.1,а,б):

$$E_1 = 4{,}44 \cdot \Phi \cdot f \cdot w_1 \cdot k_{\text{об}}, \tag{9.3}$$

де w_1 – число витків обмотки; $k_{\text{об}}$ – коефіцієнт, що залежить від конкретного виконання обмотки.

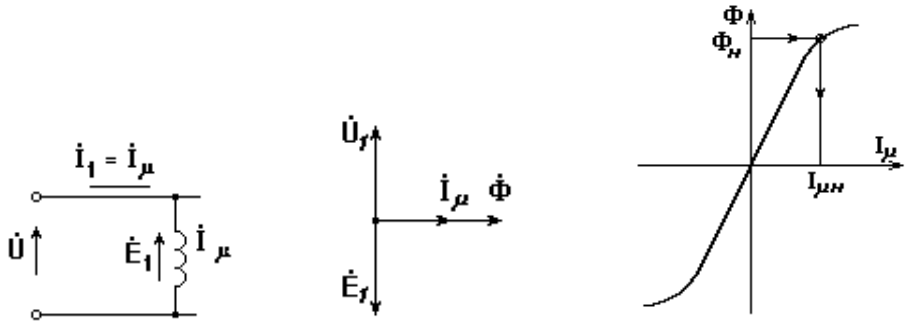
Наближено можна рахувати, що магнітний потік визначається прикладеною напругою, частотою та параметрами обмотки:

$$\Phi \approx \frac{U_1}{4{,}44 \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot k_{\text{об}}} \equiv \frac{U_1}{f_1}. \tag{9.4}$$

Струм в обмотці (фазі) статора – струм намагнічення визначається тільки магнітним потоком та характеристикою намагнічення машини (рис.9.1,в):

$$I_1 = I_{10} = I_\mu.$$

В серійних машинах при $U_1 = U_{1\text{н}}$ та $f_1 = f_{1\text{н}}$, тобто при номінальному магнітному потоці струм холостого ходу I_{10} складає, як правило, 30% – 40% від номінального струму статора $I_{1\text{н}}$.



а) б) в)

Рисунок 9.1 – Схема заміщення, векторна діаграма та характеристика АД при холостому ході

Процеси під навантаженням.

При навантаженні вала $\omega \neq \omega_0$ відмінність швидкостей ω та ω_0 прийнято характеризувати ковзанням:

$$s = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}. \tag{9.5}$$

Тоді в роторному колі з'явиться ЕРС E_2', що наведена по закону електромагнітної індукції та дорівнює:

$$E_2' = E_1 \cdot s. \tag{9.6}$$

Тут штрихом позначені приведені величини, що враховують неоднаковість обмоток статора та ротора. Частота наведеної ЕРС складає:

$$f_2 = f_1 \cdot s. \tag{9.7}$$

Струм I_2' в роторному колі, що має опір R_2' та індуктивність L_2', знаходиться таким чином:

$$I_2' = \frac{E_2'}{\sqrt{(R_2')^2 + (2\pi \cdot f_2 \cdot L_2')^2}},$$

або після простих перетворень:

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_2' / s\right)^2 + (X_2')^2}}, \tag{9.8}$$

де X_2' – індуктивний опір розсіяння вторинного кола при частоті f_1.

Дане рівняння відповідає традиційній схемі заміщення фази асинхронного двигуна – рис.9.2, в якій враховані параметри статора R_1 та X_1. Ця проста модель придатна для аналізу статичних режимів при симетричному двигуні з симетричним живленням.

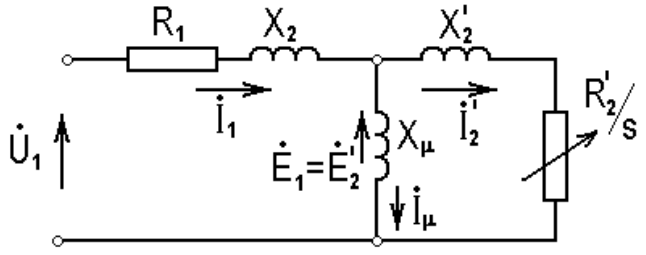
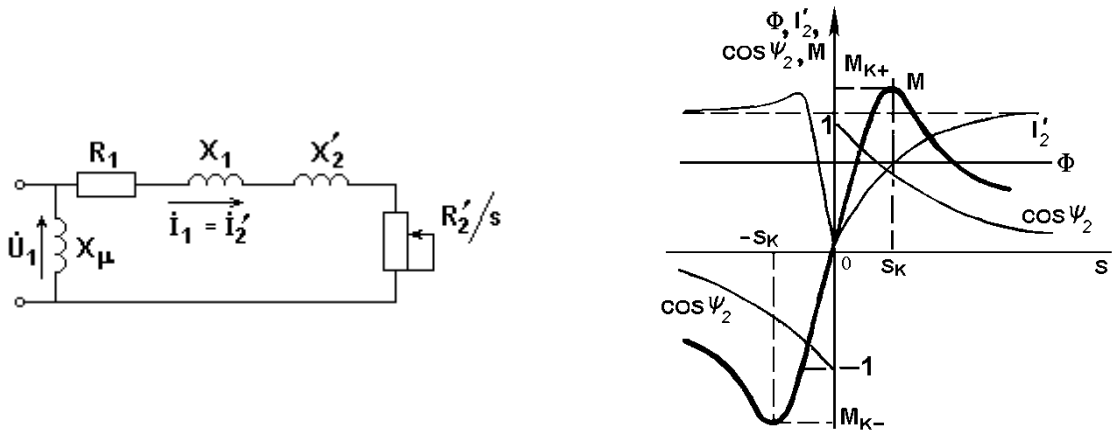


Рисунок 9.2 – Заступна схема при навантаженні АД

9.2. Механічні характеристики. Енергетичні режими

Для отримання механічної характеристики ще більше спростимо модель – винесемо контур намагнічення на затискачі – рис.9.3,а.



а) б)

Рисунок 9.3 – Спрощена схема заміщення (а) та характеристики машини (б)

Оскільки

$$M = k \cdot \Phi \cdot I_{2a} = k \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos\psi_2,$$

де I_{2a} – активна складова струму ротора; ψ_2 – кут між $\dot{E}_2$ та $\dot{I}_2$.

Якісне уявлення про механічну характеристику $M(s)$ можна отримати, простеживши залежність кожного із трьох множників від s.

Магнітний потік Φ в першому наближені відповідно до (9.4) не залежить від ковзання s – рис.9.3,б. Струм ротора (9.8) рівний нулю при $s = 0$ і асимптотично прямує до $\dfrac{U_1}{X_2'}$ при $s \to \pm\infty$ – рис.9.3,б. Останній множник легко визначити по схемі заміщення:

$$\cos\psi_2 = \frac{R_2'/s}{\sqrt{\left(R_2'/s\right)^2 + \left(X_2'\right)^2}}.$$

Величина $\cos\psi_2$ близький до ± 1 при малих s і асимптотично прямує до нуля при $s \to \pm\infty$. Момент, як добуток трьох множниківнулю є нульовим, $s = 0$ ($\omega = \omega_0$ – ідеальний холостий хід), досягає позитивного $M_{к+}$ та негативного $M_{к-}$ максимумів – критичних значень при деяких критичних значеннях ковзання $\pm s_к$, а тоді при $s \to \pm\infty$ прямує до нуля за рахунок третього множника.

Рівняння механічної характеристики отримаємо, прирівнявши втрати в роторному колі, що виражені через механічні та електричні величини. Потужність, яка споживається з мережі, якщо знехтувати втратами в R_1, приблизно дорівнює електромагнітній потужності:

$$P_1 \approx P_{\text{ем}} = M \cdot \omega_0,$$

а потужність на валу визначається як:

$$P_2 = M \cdot \omega.$$

Втрати в роторному колі складуть:

$$\Delta P_2 = P_1 - P_2 \approx M \cdot \omega_0 - M \cdot \omega = M \cdot \omega_0 \cdot s = P_1 \cdot s, \tag{9.9}$$

або при вираженні їх через електричні величини:

$$\Delta P_2 = 3\left(I_2'\right)^2 \cdot R_2',$$

звідки

$$M = \frac{3\left(I_2'\right)^2 \cdot R_2'}{\omega_0 \cdot s}.$$

Підставивши в останній вираз I_2' з формули (9.8) та знайшовши екстремум функції $M = f(s)$ і $M_{\text{к}}$ та $s_{\text{к}}$, що йому відповідають, будемо мати:

$$M_{\text{к}} = \frac{2M_{\text{к}}\left(1 + \alpha \cdot s_{\text{к}}\right)}{s/s_{\text{к}} + s_{\text{к}}/s + 2\alpha \cdot s_{\text{к}}}, \tag{9.10}$$

де $\alpha = \frac{R_1}{R_2'}$:

$$M_{\text{к}} = \frac{3U^2}{2\omega_0[R_1 \pm \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}]}, \tag{9.11}$$

$$s_{\text{к}} = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}}. \tag{9.12}$$

На практиці інколи вважають, що $\alpha = 0$, тобто нехтують активним опором обмоток статора. Це, як правило, не призводить до суттєвих похибок при $P_{\text{н}} > 5\text{кВт}$, але може дещо погіршити модель при малих потужностях. При $\alpha = 0$ вирази (9.10) – (9.12) мають вигляд (формула Клосса):

$$M = \frac{2M_{\text{к}}}{s/s_{\text{к}} + s_{\text{к}}/s}, \tag{9.13}$$

$$M_{\text{к}} = \frac{3U_1^2}{2\omega_0 \cdot X_{\text{к}}}, \tag{9.14}$$

$$s_{\text{к}} = \frac{R_2'}{X_{\text{к}}}, \tag{9.15}$$

де $X_{\text{к}} = X_1 + X_2'$ – індуктивний опір розсіяння машини.

В рівнянні (9.13) при $s << s_{\text{к}}$ можна знехтувати першим членом в знаменнику та отримати механічну характеристику на робочій ділянці в вигляді:

$$M \approx \frac{2M_{\text{к}} \cdot s}{s_{\text{к}}}. \tag{9.16}$$

Як видно з рис. 9.3,б та виразів (9.13) та (9.16), жорсткість механічної характеристики асинхронних двигунів змінна, на робочій ділянці $\beta < 0$, а при $|s| > |s_{\text{к}}|$ – додатня.

Асинхронний електропривод як і електропривод постійного струму, може працювати в двигунному та трьох гальмівних режимах з таким же, як і в електроприводі постійного струму розподіленням потоків енергії (рис.9.4).

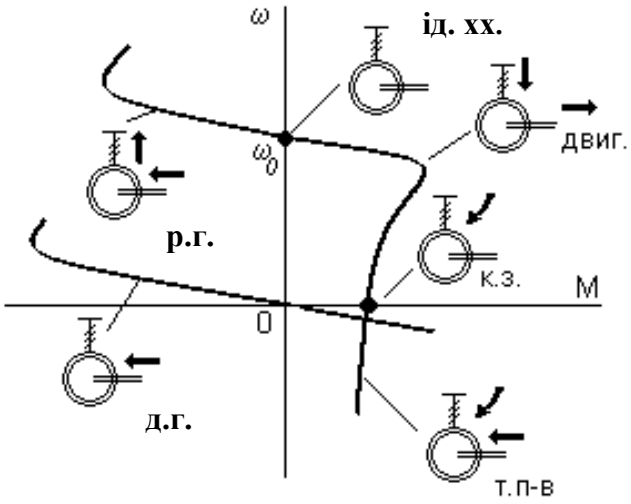


Рисунок 9.4 – Механічні характеристики АД,
побудовані у чотирьох квадрантах

Рекуперативне гальмування здійснюється при обертанні двигуна активним моментом зі швидкістю $\omega > \omega_0$. Цей режим має місце, якщо при обертанні ротора зі швидкістю ω зменшити швидкість обертання поля ω_0. Роль активного моменту тут буде виконувати момент інерційних мас ротора, що обертається. Для здійснення гальмування противмиканням необхідно

змінити місцями дві будь-які фази статора – рис. 9.5. При цьому, змінюється напрям обертання поля, машина гальмує в режимі противмикання, а після цього реверсується.

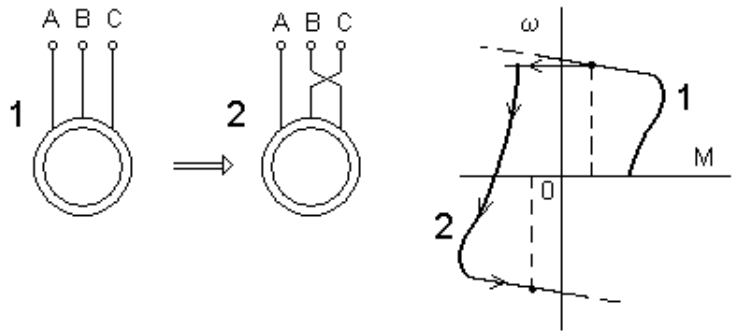


Рисунок 9.5 – Схема та характеристики при гальмуванні противмиканням

Специфічним є режим динамічного гальмування, яке являє собою генераторний режим відключеного від мережі змінного струму асинхронного двигуна, до статора якого підведений постійний струм $I_{\text{п}}$. Цей режим застосовується в ряді випадків, коли після відключення двигуна від мережі необхідна його швидка зупинка без реверсу. Постійний струм, що підводиться до обмотки статора, створює нерухоме в просторі поле. При обертанні ротора в його обмотці наводиться змінна ЕРС, під дією якої протікає змінний струм. Цей струм створює також нерухоме поле. Складаючись, поля статора та ротора утворюють результуюче поле, в результаті взаємодії з яким струму ротора виникає гальмівний момент. Енергія, що надходить з валу двигуна, розсіюється при цьому в опорах роторного кола.

В режимі динамічного гальмування поле статора нерухоме, ковзання записується як:

$$s = \frac{\omega}{\omega_0}$$

і справедливі співвідношення для механічної характеристики, що аналогічні (9.10) – (9.12):

$$M = \frac{2M_{\text{к.т}}}{\frac{s}{s_{\text{к.т}}} + \frac{s_{\text{к.т}}}{s}}, \tag{9.17}$$

$$M_{\text{к.т}} = \frac{3I_{\text{екв}}^2 \cdot X_{\mu}^2}{2\omega_0 \cdot \left(X_{\mu} + X_2'\right)}, \tag{9.18}$$

де $I_{\text{екв}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_{\text{п}}$ – при з’єднані обмоток статора в зірку; $I_{\text{екв}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_{\text{п}}$ – при з’єднані обмоток статора в трикутник.

$$s_{к.т} = \frac{R_2'}{X_\mu + X_2'}. \qquad (9.19)$$

Оскільки, при ненасиченій машині $X_\mu >> X_2'$, критичне ковзання в режимі динамічного гальмування $s_{к.т}$ значно менше $s_к$.

9.3 Номінальні дані асинхронних електроприводів

У паспорті асинхронного двигуна, вказані номінальні лінійні напруги при з'єднанні обмоток в зірку та трикутник $U_{1Y}/U_{нΔ}$, струми $I_{1Y}/I_{1Δ}$, частота $f_{1н}$, потужність на валу $P_н$, частота обертання $n_н$, ККД $\eta_н$, $\cos\varphi_н$.

Для двигунів з короткозамкненим ротором в каталозі приводяться кратності пускового струму $k_I = \frac{I_{1п}}{I_{1н}}$, пускового моменту $k_м = \frac{M_п}{M_н}$, критичного моменту $\lambda = \frac{M_к}{M_н}$, інколи – типові природні характеристики.

Для двигунів з фазним ротором вказується ЕРС на розімкнених кільцях загальмованого ротора $E_{2н}$ при $U_{1н}$ та номінальний струм ротора $I_{2н}$.

Приведених в каталозі даних недостатньо для визначення по них параметрів схеми заміщення та користуватися нею при всіх розрахунках, але по каталожним даним можна побудувати природну електромеханічну та механічну характеристики, скориставшись декількома опорними точками (рис.9.6).

Точка 1 ($\omega = \omega_0$, $M = 0$, $I_1 = I_{хх} \approx 0{,}35 \cdot I_{1н}$) вибирається з ряду $n_0 = 3000, 1500, 1000, 750, 600$ об/хв., як ближча більша до $n_н$, $\omega_0 = \frac{\pi n_0}{30}$.

Точка 2 – номінальна.

Для визначення **точки 3** ($\omega = \omega_к$, $M = M_к$) потрібно розрахувати момент $M_н = \frac{P_н}{\omega_н}$, визначити критичний момент $M_к = \lambda \cdot M_н$ та вирахувати $s_к$ за (9.10) або (9.11), підставивши в ці рівняння $M_н$ та $s_н = \frac{\omega_0 - \omega_н}{\omega_0}$.

Точка 4 ($\omega = 0$, $M = M_п$, $I_1 = I_{1п}$) розраховується безпосередньо по каталожних даних.

Сучасні двигуни з короткозамкненим ротором проектують так, щоб мати підвищений пусковий момент $M_п$, і в деяких каталогах вказують так званий «сідловий» момент $M_{сід}$ (рис.9.6,а).

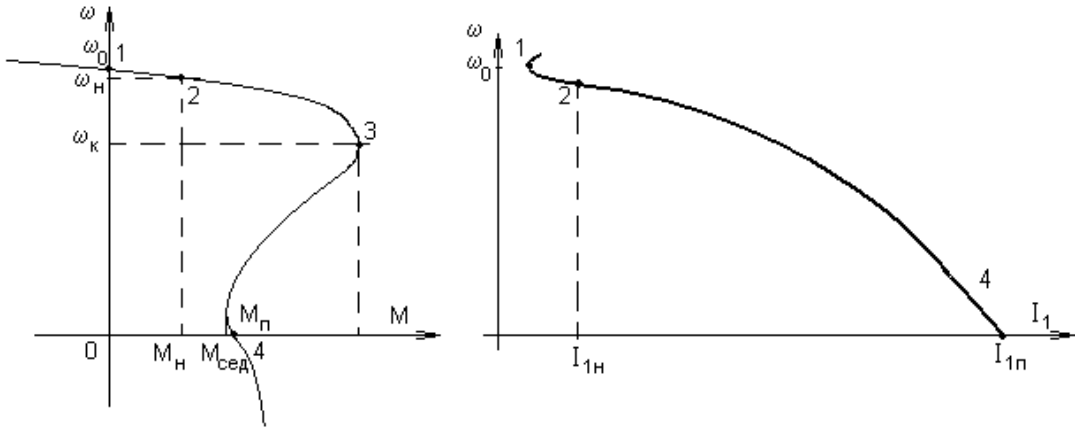
Деяке представлення про характеристики сучасних асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором можна отримати з наступних даних:

– $s_н = 0{,}01 - 0{,}05$ (менші значення у двигунів більшої потужності – сотні кВт);

– $k_I = 5 - 7$;

– $k_м = 1{,}3 - 1{,}6$;

– $\lambda = 1{,}8 - 3{,}0$.



а) б)

Рисунок 9.6 – До побудови природних характеристик асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором

Як випливає з цих даних, природні властивості асинхронних двигунів досить несприятливі: малий пусковий момент, великий пусковий струм, обмежені можливості керування координатами.

9.4 Штучні механічні характеристики АД при зміні параметрів кола двигуна і живильної мережі.

Штучні механічні характеристики АД можна отримати зміною величини і частоти напруги живлення, введенням в коло ротора або статора додаткового опору і т.п. Розглянемо, який вплив на механічні характеристики двигуна надають перераховані чинники.

При зміні підводиться до двигуна напруги змінюється момент, тому що він пропорційний квадрату фазної напруги. Синхронна швидкість $\omega = \dfrac{2\pi f}{p_П}$ і критичне ковзання, а також форма характеристики зберігаються (рис.9.7).

Зміниться величина швидкості при $M_Н$, однак, ця зміна буде незначною.

Зменшення напруги призводить до значного зниження перевантажувальної здатності $\lambda_M = \dfrac{M_{KP}}{M_H}$, але знижується і струм холостого ходу. При $U_1 = U_{1Н}$ магнітне коло машини насичене.

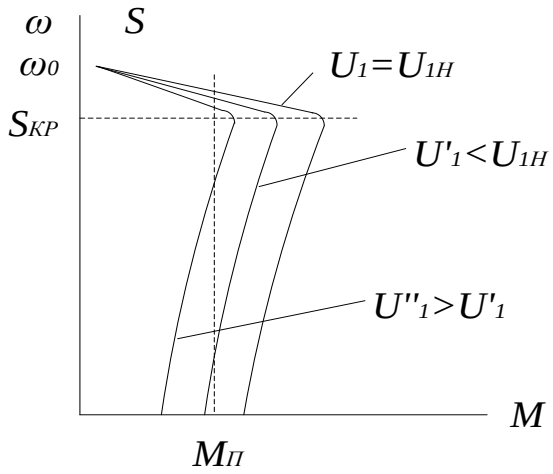


Рисунок 9.7 – Штучні характеристики АД при зміні напруги

Збільшення U_1 при f = const призводить при інших рівних умовах до швидкого збільшення струму намагнічування. Оскільки у двигунів нормального виконання струм холостого ходу $I_0 \cong (0{,}25 \div 0{,}35) I_{1H}$, перевищення U_1 на (20…30)% може збільшити I_0 до значень, що перевищують I_{1H}, і двигун може нагріватися понад допустиму температуру навіть при відсутності корисного навантаження.

Для обмеження величини пускового струму АД з к.з. ротором під час роботи від мережі обмеженої потужності або зменшення кидків струму і пускового моменту, що важливо для пом'якшення ударів в передачах, іноді в коло статора вводять додатковий активний або індуктивний опір.

Величина опору визначається потрібним значенням пускового струму. Якщо потрібно обмежити пусковий струм двигуна при номінальних умовах до значення $I_п = \alpha I_п^{/}$, де $\alpha<1$, то для цього повний опір к.з. в початковий момент пуску має бути $Z_{кп} = \frac{Z_к}{a}$, де $z_к = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot I_п}$ – повний опір к.з. при номінальних умовах.

Лекція №10. Гальмівні режими асинхронного двигуна

10.1. Загальні положення

Асинхронний двигун може працювати у всіх трьох гальмівних режимах:

а) з рекуперацією енергії в мережу;

б) в режимі противмикання;

в) в режимі динамічного гальмування.

При відсутності зовнішнього статичного моменту на валу двигун, підключений до мережі, буде обертатися зі швидкістю, близькою до синхронної, споживаючи з мережі енергію, необхідну для покриття втрат в сталі і обмотках. Якщо за рахунок зовнішньої сили ротор обертається із

синхронною швидкістю, то мережа буде покривати тільки втрати в статорі, а механічні та в стали будуть покриватися зовнішньою силою.

У двигунному режимі, коли $\omega<\omega_0$, що обертається магнітне поле перетинає провідники обмоток статора і ротора в однаковому напрямку, ЕРС статора E_1 і ротора E_2 збігаються по фазі. При $\omega=\omega_0$ ЕРС в роторі не наводиться, тому що його провідники не перетинаються магнітним полем.

При $\omega>\omega_0$ провідники ротора будуть перетинатися в протилежному напрямку, а статора – в попередньому напрямі. ЕРС ротора E_2 змінює свій знак на зворотний і машина переходить у генераторний режим з рекуперацією енергії в мережу. Що стосується струму, то змінює свій напрямок тільки його активна складова, а реактивна складова при від'ємному ковзанні зберігає свій напрямок. Це видно і з виразу для струму ротора:

$$I_2 = \frac{E_2'\cdot S}{r_2'+j\cdot x_2'\cdot S} = \frac{E_2\cdot S\cdot r_2'}{r_2'^2+(x_2'\cdot S)^2} - j\cdot\frac{E_2'\cdot x_2'\cdot S^2}{r_2'^2+(x_2'\cdot S)^2}\,.$$

Такі ж висновки можна зробити і на основі аналізу активної і реактивної потужностей. Дійсно

$$P_a = P_{ЭМ} = m_1\cdot I_2'^2\cdot\frac{r_2'}{S} = \frac{m_1\cdot U_1^2\cdot\frac{r_2'}{S}}{\left(r_1+\frac{r_2'}{S}\right)^2+x_K^2} = \frac{m_1\cdot U_1^2\cdot r_2'\cdot S}{(r_1\cdot S+r_2')^2+(x_K\cdot S)^2}\,.$$

Тобто активна потужність змінює напрямок (віддається в мережу), а з виразу для реактивної потужності Q_2 випливає, що при $S<0$ реактивна потужність вторинного контуру Q_2 зберігає свій знак незалежно від режиму роботи машини.

$$Q_2 = m_1\cdot U_1\cdot I_2'\cdot\sin\psi_2 = \frac{m_1\cdot U_1^2}{\sqrt{\left(r_1+\frac{r_2'}{S}\right)^2+x_K^2}}\cdot\frac{x_K}{\sqrt{\left(r_1+\frac{r_2'}{S}\right)^2+x_K^2}} = \frac{m_1\cdot U_1^2\cdot x_K\cdot S^2}{(r_1\cdot S+r_2')^2+(x_k\cdot S)^2}\,.$$

Це означає, що АД як у двигунному, так і в генераторному режимі споживає реактивну потужність, необхідну для створення обертового магнітного поля.

Гальмування з віддачею енергії в мережу використовується в підйомно-транспортних установках, при спуску важких вантажів. Під дією вантажу ротор машини буде обертатися зі швидкістю $\omega>\omega_0$, вона переходить в генераторний режим і створює гальмівний момент.

При рівності $M=M_c$ вантаж буде спускатися з усталеною швидкістю ω_c, як показано на рисунку 10.1,а. Для нормального спуску вантажу M_c не повинен перевищувати $M_{КР}$ в генераторному режимі. При реактивному M_c короткочасно режим з рекуперацією енергії можна отримати, якщо АД

допускає перемикання обмотки статора з однієї пари полюсів на іншу, як показано на рисунку 10.1, б. Цей режим має місце на ділянці ВС після перемикання пар полюсів з $p_п$=1 на $p_п$=2.

В режимі противмикання ротор двигуна обертається в напрямку, протилежному дії моменту двигуна. Його ковзання S>1, а частота струму в роторі f_2 більша за частоту f_1 живлячої мережі $f_2 = f_1 \cdot S$. Тому незважаючи на те, що струм ротора у 7-9 разів більший номінального, тобто більший пускового струму, момент унаслідок великої частоти струму, отже, великого індуктивного опору роторного кола ($x_2 \cdot S$), буде невеликий, тобто струм майже чисто індуктивний. Тому для збільшення початкового гальмівного моменту АД з фазовим ротором включають великий додатковий опір.

$$r_{дод} = \frac{E_{20}}{\sqrt{3} \cdot I_{2H}} \cdot (S_{Hш} - S_H) = r_{2H} \cdot (S_{Hш} - S_H),$$

де E_{20} – номінальна ЭРС ротора при S=1; $S_н$ – номінальне ковзання; $S_{нш}$ – ковзання при номінальному навантаженні на штучній характеристиці.

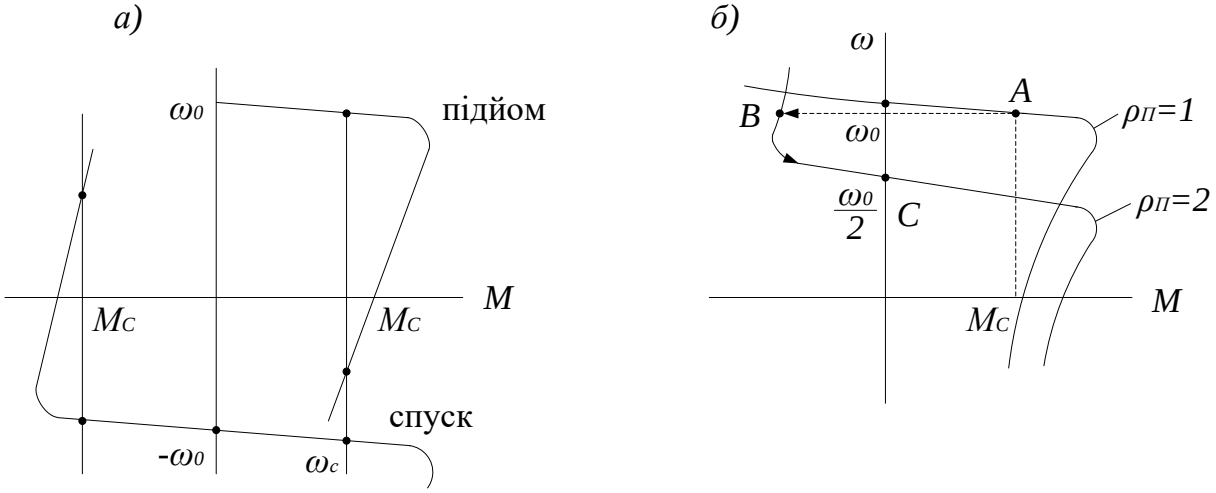


Рисунок 10.1 – Механічні харакеристики прии гальмуванні з віддачею електроенергії в мережу

При спуску вантажу в режимі противмикання гальмування протікає на прямолінійній ділянці механічної характеристики, жорсткість якої визначається активним опором роторної ланцюга. Процес переходу АД з двигунного режиму в режим противмикання при гальмівному спуску вантажу показаний на рисунку 10.2,а.

Для переходу АД в режим проти вмикання при реактивному моменті опору необхідно на ходу двигуна змінити порядок чергування фаз живлячої напруги, що призведе до зміни напрямку обертання магнітного поля, і одночасно ввести в коло ротора додатковий опір з метою збільшення початкового гальмівного моменту і зменшення кидка струму. Процес показаний на рисунку 10.2,б.

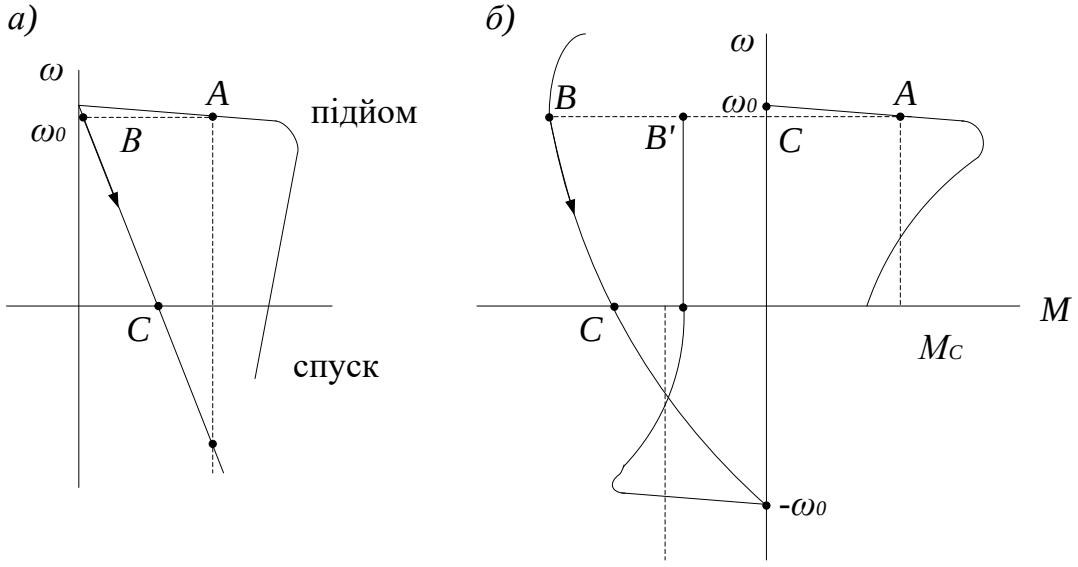


Рисунок 10.2 – Механічні характеристики АД при гальмуванні противмиканням

Гальмування противмиканням АД при реактивному моменті опору не ефективне, так як початковий гальмівний момент при S близькому до 2, із-за великого реактивного опору, рівного $x_2 \cdot S$, буде невеликим (відрізок СВ' на рис.10.2,б).

Розглянемо тепер динамічне гальмування АД. При відключенні обмотки статора АД від мережі, зберігається лише незначний магнітний потік від залишкового намагнічування сталі статора. ЕРС, що наводиться цим потоком в обертовому роторі і струм ротора будуть дуже малими. Взаємодія струму ротора з потоком не може створити електромагнітного моменту.

Тому для отримання належного гальмівного моменту необхідно штучно створити належний магнітний потік статора. Це може бути досягнуто подачею в обмотки статора постійного струму або підключенням до них конденсаторів, або тиристорного перетворювача частоти, що забезпечує протікання по обмотках статора випереджуючого струму, що створює ефект ємності. В 1-му випадку буде мати місце режим динамічного гальмування з незалежним збудженням, у 2-му – з самозбудженням.

Розглянемо тільки 1-й випадок, оскільки гальмування, відповідне цьому випадку, є основним. При динамічному гальмуванні з незалежним збудженням обмотки статора відключаються від мережі трифазного струму і підключаються до джерела постійного струму. Цей струм створює нерухомий у просторі магнітний потік, який при обертанні ротора наводить в останньому ЕРС.

10.2. Симетричне включення

Симетричне включення 3-х обмоток статора в мережу постійного струму неможливо без їх перемикань. Тому використовується одна із схем, наведених на рисунку 10.3.

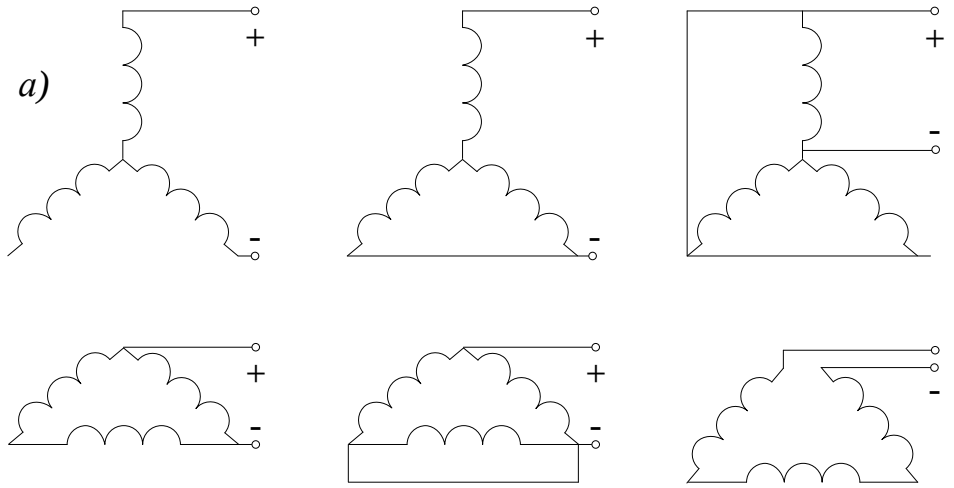


Рисунок 10.3 – Схеми з’єднання обмоток при різних видах гальмування

Оскільки при живленні постійним струмом обмотки мають тільки провідникові, для отримання потрібного значення струму досить невеликого за величиною напруги. Як джерело постійного струму для двигунів невеликої та середньої потужності використовуються напівпровідникові випрямлячі, а для великих двигунів можуть використовуватися спеціальні генератори постійного струму низької напруги.

Для виведення рівняння механічної характеристики АД в режимі динамічного гальмування режим синхронного генератора, в який перетворюється АД після підключення до джерела постійного струму, доцільно замінити еквівалентним режимом АД, вважаючи, що його статор замість постійного живиться змінним струмом.

При такій заміні МРС створюється спільно обмотками статора і ротора і має бути дотримана рівність МРС для обох випадків, тобто $F_{пост} = F_{зм}$. Визначити МРС, створювану постійним струмом, для схеми «а» рис.10.3 можна з векторної діаграми рисунка 10.4, в який вектор МРС обмоток статора розташовується так, як розташовані обмотки статора, по яких протікає постійний струм $I_п$.

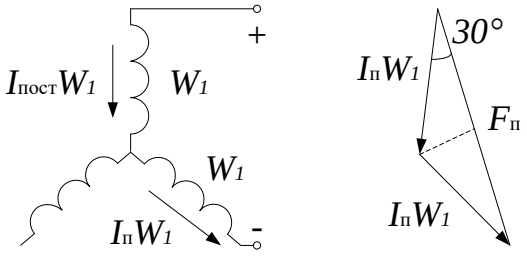


Рисунок 10.4 – Векторна діаграма при динамічному гальмуванні

$$F_{ПОСТ} = 2 \cdot I_{ПОСТ} \cdot W_1 \cdot \cos 30° = \frac{2 \cdot I_П \cdot W_1 \cdot \sqrt{3}}{2} = \sqrt{3} \cdot I_П \cdot W_1 .$$

Амплітуда МРС, створюваної змінним струмом I_1 при протіканні його по обмоткам статора

$$F_{зм} = \frac{3}{2} I_{1M} \cdot W_1 = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{1M} \cdot W_1 .$$

Прирівнюючи $F_{пост}$ і $F_{зм}$, отримаємо значення змінного струму, еквівалентного постійному

$$\sqrt{3} \cdot I_П \cdot W_1 = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot W_1 ;\ I_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_П \text{, а } I_П = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_1 .$$

Необхідні напруги і потужність постійного струму

$$U = I_П \cdot 2r_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_1 \cdot 2r_1 ;\ P = {I_П}^2 \cdot 2r_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot I_1 \right)^2 \cdot 2r_1 = 3{I_1}^2 \cdot r_1 .$$

Визначивши струм I_1, машину в гальмівному режимі можна уявити як нормальний АД. Однак його робота в режимі динамічного гальмування істотно відрізняється від роботи в нормальному двигунному режимі, в якому намагнічувальний струм і магнітний потік при зміні ковзання практично не змінюються.

Результуючий намагнічувальний струм, приведений до числа витків обмотки статора

$$I_\mu = \frac{I_1 \cdot W_1 + I_2' \cdot W_2}{W_1} .$$

З векторної діаграми струмів (рис.10.5) слідує:

$$I_1 \cdot \cos\psi_1 = I_2' \cdot \cos\psi_2 .$$
$$I_1 \cdot \sin\psi_1 = I_\mu + I_2' \cdot \sin\psi_2 .$$

Звівши в квадрат, праві і ліві точки цих рівнянь і почленно складаючи, отримаємо:

$$I_1^2 = I_2'^2 + I_\mu^2 + 2 I_\mu \cdot I_2' \cdot \sin\psi_2 .$$

Намагнічувальний струм дорівнює $I_\mu = \frac{E_1}{x_\mu}$.

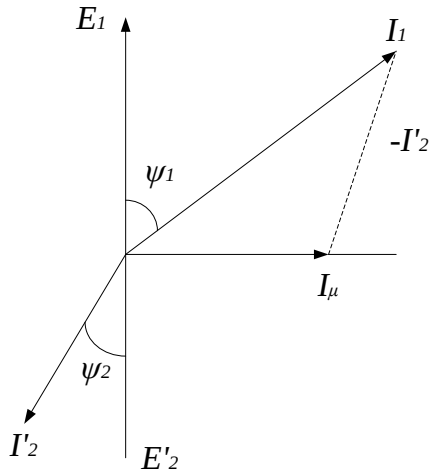


Рисунок 10.5 – Векторна діаграма при динамічному гальмуванні

У приведеній машині $E_1 = E_2'$, де E_2' - ЕРС ротора при синхронній швидкості ω_0, що відповідає частоті мережі. При ω, відмінній від ω_0, ЕРС ротора дорівнюватиме $E_2' \cdot \frac{\omega}{\omega_0} = E_2' \cdot \nu$, де ν - відносна швидкість або ковзання в режимі динамічного гальмування.

При цьому рівняння рівноваги ЕРС для роторного кола має вигляд $E_2' \cdot \nu = I_2' \cdot Z_2'$, а намагнічувальний струм, виражений через E_2':

$$I_\mu = \frac{E_1}{x_\mu} = \frac{E_2'}{x_\mu} = \frac{I_2' \cdot Z_2'}{x_\mu \cdot \nu}.$$

Опір ротора з урахуванням того, що x_2' змінюється зі зміною швидкості обертання ротора дорівнює

$$Z_2' = \sqrt{r_2'^2 + (x_2' \cdot \nu)^2}.$$

З огляду на те, що $\sin\psi_2 = \frac{x_2' \cdot \nu}{Z_2'}$ і підставляючи значення Z_2', I_μ, $\sin\psi_2$ в рівняння для струму I_1^2, знаходимо

$$I_2' = \frac{I_1 \cdot x_\mu \cdot \nu}{\sqrt{r_2'^2 + (x_\mu + x_2')^2 \cdot \nu^2}}.$$

Електромагнітний момент

$$M = \frac{m_1 \cdot I_2'^2 \cdot \frac{r_2'}{\nu}}{\omega_0} = \frac{m_1 \cdot I_1^2 \cdot x_\mu^2 \cdot r_2' \cdot \nu}{\omega_0 \cdot \left[r_2'^2 + (x_\mu + x_2')^2 \cdot \nu^2\right]}.$$

де m_1 - число фаз статора.

З цього виразу видно, що момент при динамічному гальмуванні визначається змінним струмом I_1, еквівалентним постійному, що протікає по обмотках статора.

Взявши похідну $\frac{d\mu}{dv}$ і прирівнявши її до нуля, знайдемо, що момент буде максимальний при критичній відносної швидкості $v_k = \frac{r_2'}{x_2' + x_\mu}$, а значення цього моменту, який також називають критичним, так само:

$$M_k = \frac{m_1 \cdot I_1^{\,2} \cdot x_\mu^{\,2}}{2\omega_0 \cdot (x_\mu + x_2')} .$$

Звідси видно, що $M_{кр}$ в режимі динамічного гальмування не залежить від активного опору кола ротора.

Сімейство механічних характеристик, що відповідають різним значенням постійного струму і різному опорам роторному колі зображено на рисунку 10.6.

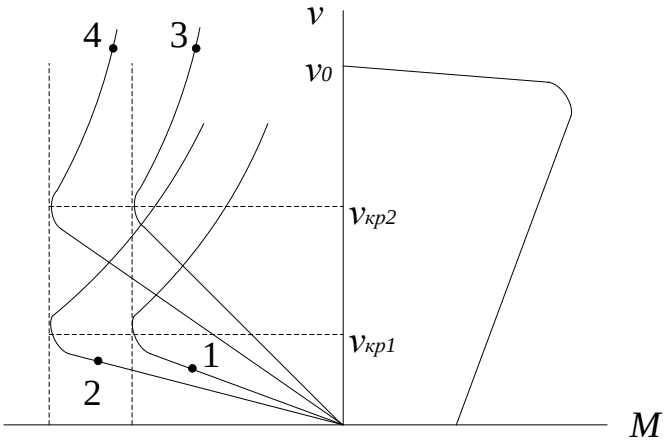


Рисунок 10.6 – Механічні характеристики при динамічному гальмуванні

Криві 1 і 2 відповідають однаковому значенню – опору кола ротора і різним значенням постійного струму в статорі, а криві 3 і 4 – тим самим значенням постійного струму, але з більшим опором кола ротора.

Розділивши значення М на значення $M_{КР}$, рівняння механічної характеристики можна представити у вигляді:

$$M = \frac{2M_K}{\frac{\nu}{\nu_K} + \frac{\nu_K}{\nu}} .$$

Лекція №11. Синхронні електроприводи

11.1 Загальні положення

Статор синхронного двигуна має практично ту ж конструкцію, що і статор синхронного генератора. Повітряний проміжок в синхронному двигуні роблять меншим від проміжку в синхронному генераторі. В полюсні наконечники двигуна закладають спеціально розраховану пускову обмотку. В неявнополюсних двигунах її роль виконують бочка ротора, металеві клини в пазах ротора. Для збудження синхронних двигунів використовуються електромашинна або тиристорна система збудження.

Ротор синхронного двигуна обертається синхронно з магнітним полем машини. Обертове магнітне поле, внаслідок взаємодії полів статора і ротора, захоплює за собою ротор. При навантаженні синхронного двигуна під дією гальмівного моменту його ротор, продовжуючи обертатись синхронно, зміщується відносно результуючого поля машини на кут θ, який зростає зі збільшенням навантаження. На відміну від генератора, де ротор випереджує поле, в двигуні він відстає від поля. Тому для двигунів кут θ вважають від'ємним.

При побудові векторних діаграм синхронних двигунів прийнято фазу струму визначати по відношенню до вектора напруги мережі $\dot{U}_M$. Побудова векторних діаграм синхронного двигуна за відомими U, I, θ виконується так, як і для генератора (ліва частина рис.11.1.), виходячи з рівняння

$$\dot{E}_0 = \dot{U}_Д + j\dot{I}X_\sigma + j\dot{I}_q X_{aq} + j\dot{I}_d X_{ad}. \qquad (11.1)$$

Якщо при побудові діаграми виходити із відомої напруги мережі $U_M = U$, то рівняння (11.1) буде мати вигляд

$$-\dot{E}_0 = \dot{U} - j\dot{I}X_\sigma - j\dot{I}_q X_{aq} - j\dot{I}_d X_{ad}. \qquad (11.2)$$

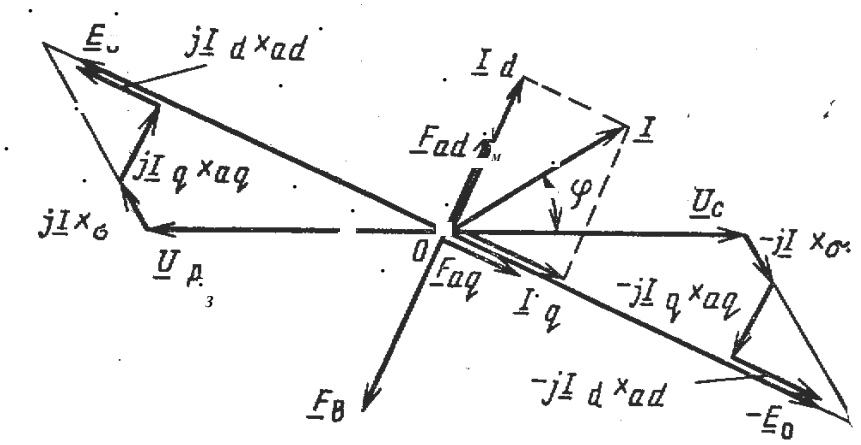


Рисунок 11.1 – Векторна діаграма явнополюсного синхронного двигуна

Діаграма за рівнянням (11.2) побудована в правій частині рисунку 11.1 для випереджуючого струму якоря. На рисунку 11.1. наведені вектори МРС обмотки збудження і складових реакції якоря. Перший вектор відкладений в сторону випередження $\dot{E}_0$ на 90^0, а два інших – в фазі зі струмами $\dot{I}_d$ і I_q. Із рисунку 11.1 видно, що поздовжня реакція якоря в синхронному двигуні при випереджуючому струмі є розмагнічуюча ($\dot{F}_{ad}$ направлений проти $\dot{F}_3$). Аналогічно можна показати, що при відстаючому струмі поздовжня реакція якоря буде намагнічуючою.

Ці висновки протилежні висновкам про вплив реакції якоря на поле обмотки збудження у генератора. Це пов'язано з різним відліком фази струму в двигуні і генераторі. В двигуні фаза визначалася відносно напруги мережі U_M. Тому випереджуючому струму в двигунному режимі відповідає відстаючий струм в генераторному режимі.

11.2 Характеристики синхронного двигуна

Кутові характеристики. Рівняння для електромагнітної потужності синхронного двигуна можна отримати із векторних діаграм, якщо нехтувати активним опором R_a. Для двигуна буде справедливим те ж рівняння, що і для генератора. Різниця полягає в тому, в двигуні кут θ потрібно вважати від'ємним, а електромагнітний момент двигуна M є рушійним і зрівноважується гальмівним моментом на валу. Крім цього в двигунах кут θ більший, а перевантажувальна здатність менша, ніж в генераторах, бо робота двигунів має менш відповідальний характер.

Для явнополюсного двигуна електромагнітна потужність дорівнює

$$P = mU\frac{E_0}{X_d}\sin(-\theta) + \frac{mU^2}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin(-2\theta). \qquad (11.3)$$

В неявнополюсних двигунах $X_d = X_q$, тому друга складова рівняння (11.3) буде відсутня. Рівняння електромагнітного моменту отримаємо, якщо (11.3) поділимо на кутову швидкість поля і ротора ω_1

$$M = mU\frac{E_0}{\omega_1 X_d}\sin(-\theta) + \frac{mU^2}{2\omega_1}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin(-2\theta). \qquad (11.4)$$

В явнополюсному двигуні за рахунок другої складової в формулі моменту (реактивного моменту) обертовий момент може створюватись і при відсутності струму збудження ($E_0 = 0$).

На рисунку 11.2 зображена кутова характеристика $M = f(\theta)$ для двигунного режиму роботи синхронної машини. Там же для співставлення наведена аналогічна характеристика для генераторного режиму. Кутова

характеристика двигунного режиму роботи розміщена в зоні від'ємних кутів θ. Стійкою частиною кутової характеристики в двигунному режимі є область від 0 до -90^0. При номінальному навантаженні $\theta_H = 20^0 \div 30^0$.

Відношення $M_{\max}/M_H$ називається кратністю максималь-ного моменту. Згідно з держстандартами, ця кратність повинна бути не меншою 1,65. Залежність $M = f(\theta)$ для синхронного двигуна є його механічною характеристикою.

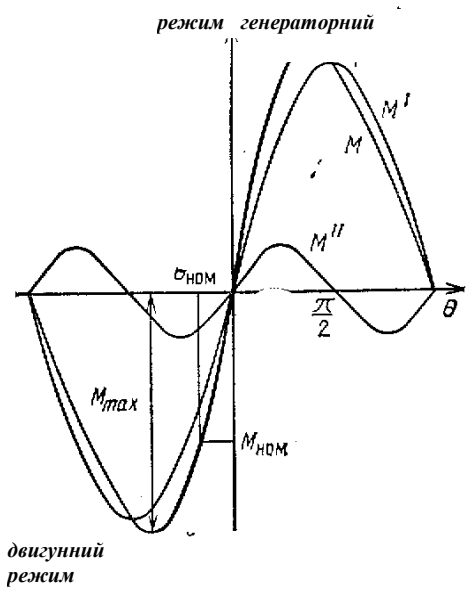


Рисунок 11.2 – Кутова характеристика явнополюсного синхронного двигуна

V - подібні характеристики синхронних двигунів мають такий же вигляд, що і для генераторів. При перезбудженні синхронний двигун відносно мережі є ємністю, недозбудженний двигун споживає з мережі реактивну потужність, виступаючи відносно мережі індуктивністю. При перезбудженні реакція якоря в синхронному двигуні – розмагнічуюча, при недозбудженні – підмагнічуюча.

На рисунку 11.3 наведені залежності $I = f(I_3)$ при різних значеннях потужності P_2 на валу. Мінімум струму I відповідає $\cos\varphi = 1$. Ліворуч від мінімуму двигун недозбудженний і працює частково як реактивна котушка, праворуч від мінімуму двигун пере збуджений і відіграє роль конденсатора.

Перезбудженний двигун генерує реактивну потужність безпосередньо біля споживача, що сприяє підвищенню $\cos\varphi$ мережі. Це дозволяє понизити реактивну потужність, що виробляється синхронними генераторами на електростанціях, і зменшити втрати в лініях електропередачі. Можливість генерувати реактивну потужність вигідно відрізняє синхронні двигуни від асинхронних, які тільки споживають реактивну потужність для збудження.

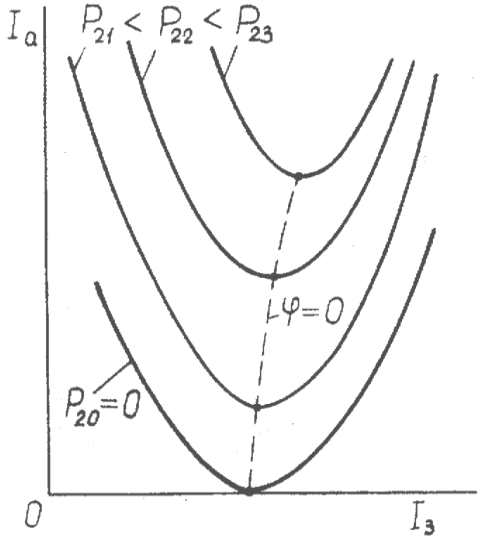


Рисунок 11.3 – *V* - подібні характеристики синхронного двигуна

Робочі характеристики. Вони мають важливе значення для дослідження процесів перетворення енергії в синхронних двигунах. Робочі характеристики визначаються при $I_3 = const$ або при $\cos\varphi = const$. На рисунку 11.4. наведені робочі характеристики M, I_3, P_1, I, $\eta = f(P_2)$ при $\cos\varphi_H = const$.

Залежність моменту на валу M_2 від P_2 має лінійний характер, так як швидкість $\omega_1 = const$. Для підтримання $\cos\varphi = const$ із збільшенням навантаження струм збудження I_3 слід збільшувати.

При неробочому ході $(P_2 = 0)$ двигун споживає з мережі активну потужність, яка необхідна для покриття втрат в середині машини. Тому при неробочому ході струм якоря не дорівнюватиме нулю. Із зростанням P_2 буде збільшуватися P_1 і струм якоря I.

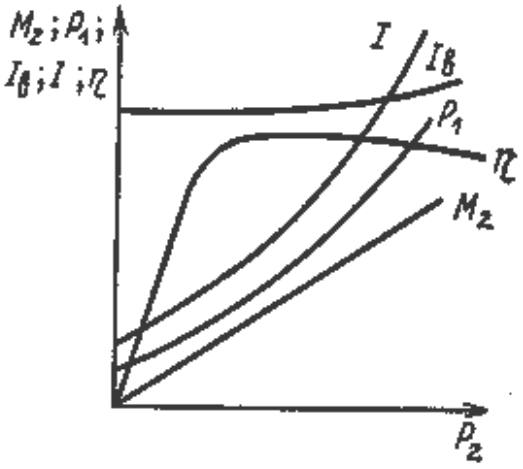


Рисунок 11.4 – Робочі характеристики синхронного двигуна при $\cos\varphi = const$

Залежність $\eta = f(P_2)$ має типовий характер для всіх електричних машин. Крива швидко зростає при збільшенні навантаження від 0 до 0,5 P_H, а потім мало змінюється при зміні навантаження до P_H.

Хоча основною сферою застосування синхронних двигунів є нерегульований електропривод, проте при частотному керуванні вони використовуються і в регульованих електроприводах. Принципова схема СД зображена на рисунку 11.5.

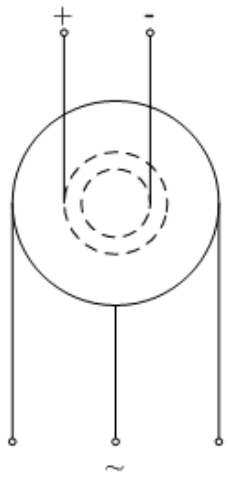


Рисунок 11.5 – Схема живлення синхронного датгуна

Як правило, СД виконуються з явновираженими полюсами.

При роботі СД в двигунному режимі його ротор відстає від обертового магнітного поля на кут $\theta_{ел} = \phi_{0ел} - \phi_{ел} = \omega_{0ел} \cdot t - \omega_{ел} \cdot t$. При номінальному навантаженні цей кут дорівнює $\theta_{ЭЛ} = 20 - 30$ електричних градусів.

Рівняння кутової характеристики СД, як відомо з курсу електричних машин, має вигляд:

$$M = \frac{3U_1 \cdot E}{\omega_0 \cdot x_{1d}} \cdot \sin\theta_{ЭЛ} + \frac{3U_1^{\,2}}{2\omega_0} \cdot \left(\frac{1}{x_{1q}} - \frac{1}{x_{1d}} \right) \cdot \sin 2\theta_{ЭЛ} = M' + M'' , \quad (11.5)$$

де ω_0 – кутова швидкість магнітного поля, x_{1q} і x_{1d} – індуктивні опору по поперечній і поздовжній осі машини. Кутова характеристика зображена на рисунку 11.6.

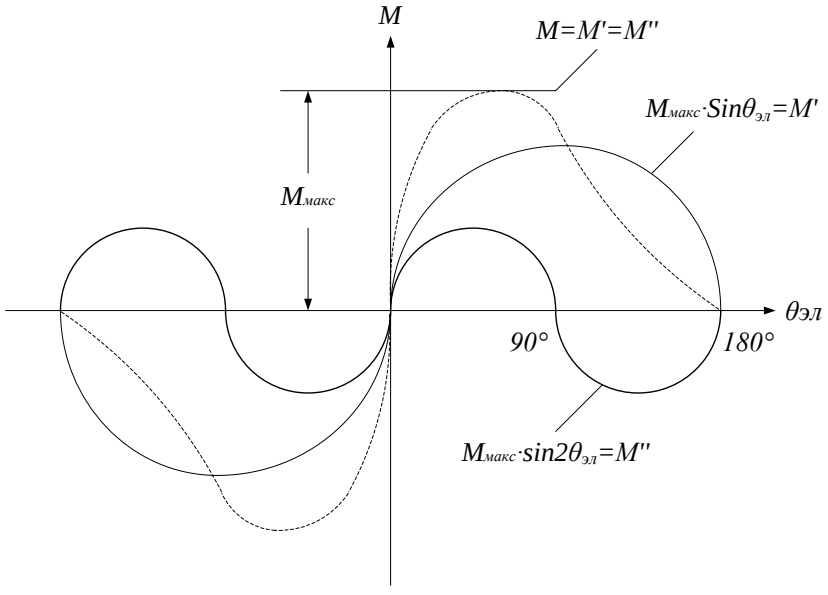


Рисунок 11.6 – Кутова харакеристика синхронного двигуна

Максимальний момент, що визначає перевантажувальну здатність двигуна, становить (2÷3) M_H, тобто СД менш чутливий до зниження напруги зовнішньої мережі, ніж АД, так як основний момент M', зумовлений взаємодією обертаючого поля статора з полем ротора пропорційний U_1, а реактивний момент M'', хоча і пропорційний U_{12}, але майже не впливає на перевантажувальну здатність двигуна (2-га складова в рівнянні кутової характеристики).

Робочу ділянку кутової характеристики з достатньою для інженерних задач точністю можна замінити лінійною залежністю

$$M \cong M_H \cdot \frac{\theta_{ЭЛ}}{\theta_{ЭЛ.H}} = C_{ЭМ} \cdot \theta, \qquad (11.6)$$

де $C_{ЕМ}$ - коефіцієнт жорсткості пружного електромагнітного зв'язку між полем статора і ротора.

Диференціюючи цей вираз, можна отримати наближене рівняння динамічної механічної характеристики СД.

$$\frac{dM}{dt} = C_{ЭМ} \cdot \frac{d\theta}{dt} = C_{ЭМ} \cdot (\omega_0 - \omega), \qquad (11.7)$$

Так як $\theta = \frac{\omega_0 - \omega}{d/dt}$.

У раніше розглянутій двомасовій пружній механічній системі, було встановлено, що момент пружного взаємодії $M_{12} = C_{12} \cdot (\varphi_1 - \varphi_2)$.

Диференціювання цієї залежності дає рівняння, що збігається за формою з рівнянням $\frac{dM}{dt} = C_{ЭМ} \cdot (\omega_0 - \omega)$.

Дійсно, $\frac{dM_{12}}{dt} = C_{12} \cdot (\omega_1 - \omega_2)$.

Це підтверджує аналогію між електромагнітними взаємодіями в СД і механічній пружині. Тому механічну модель, що відображає особливості синхронного двигуна, можна представити у вигляді, зображеному на рисунку 11.8.

Тут електромагнітний зв'язок між полями статора і ротора СД замінений пружиною з жорсткістю $C_{ЕМ}$, а наведений момент інерції ротора і механізму $J_{пр}$, представлений підвішеною на цій пружині масою «m». Очевидно, механічний аналог СД являє собою ідеальний коливальний контур, в якому виникаючі з тих чи інших причин коливання не загасають.

Дійсно, підвищена схильність до коливань при зміні навантаження, є характерною особливістю СД. Для цього їх проектують з демпферною

обмоткою, що виконується у вигляді білячої клітки на полюсах ротора. При виникненні коливань ротора, тобто ковзання, вона створює асинхронний момент, який, в першому наближенні можна вважати пропорційним ковзанню. З урахуванням цього результуючий момент СД в динамічному режимі можна представити у вигляді суми синхронного і асинхронного моментів.

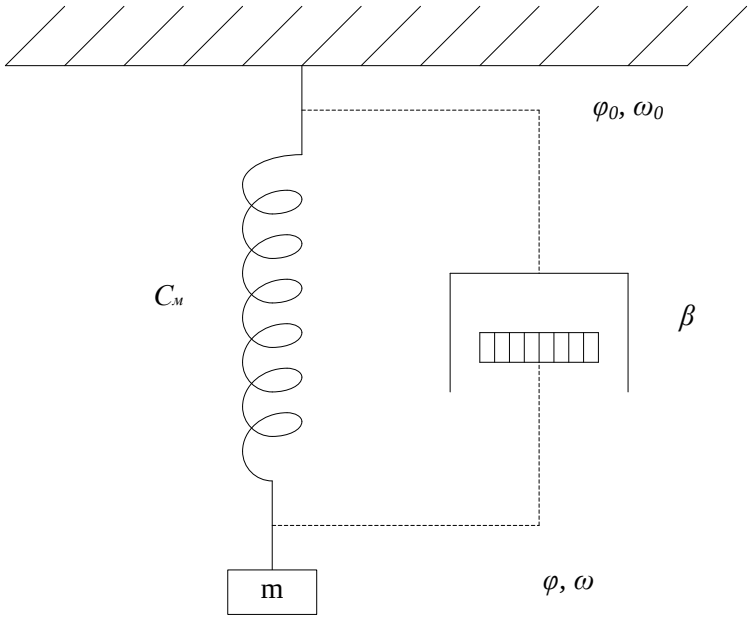


Рисунок 11.8 – Механічна модель синхронного двигуна

$$M = M_{син} + M_{ас} = M_н \cdot \frac{\theta_{ЕЛ}}{\theta_{ЕЛ.Н}} + \frac{2 \cdot M_{кр}}{S_{кр}} \cdot S = \tag{11.8}$$

$$= C_{ем} \cdot \theta + \frac{2 \cdot M_{кр}}{S_{кр}} \cdot \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = C_{ем} \cdot \theta + \beta(\omega_0 - \omega).$$

11.3 Структурна схема СД

Так як $\theta = \frac{\omega_0 - \omega}{\frac{d}{dt}} = \frac{\omega_0 - \omega}{p}$, де $p = \frac{d}{dt}$ – оператор, рівняння механічної характеристики СД в операторній формі можна записати у вигляді

$$M = \left(\frac{C_{ем}}{p} + \beta \right) \cdot (\omega_0 - \omega). \tag{11.9}$$

Структурна схема, що відповідає цьому рівнянню, наведена на рисунку 11.9. У наведених виразах β – це модуль жорсткості лінійної частини механічної характеристики для асинхронної складової моменту, зумовленого дією демпферної обмотки. З структурної схеми слідує, що асинхронний момент, створюваний демпферною обмоткою, впливає, аналогічно в’язкому тертю.

Тому схема механічного аналога СД з урахуванням демпферної обмотки (рис.11.9) повинна бути доповнена механічним демпфером з в'язким тертям.

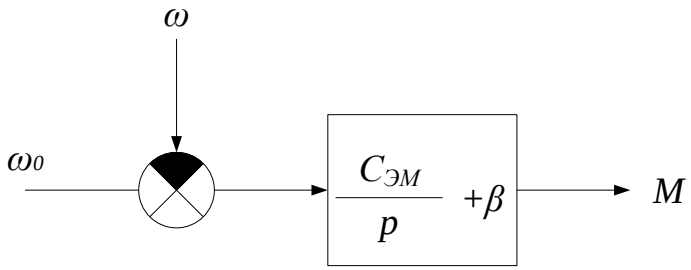


Рисунок 11.9 – Структурна схема СД

Структурна схема, що відповідає цьому рівнянню, наведена на рис.11.9. У наведених виразах β – це модуль жорсткості лінійної частини механічної характеристики для асинхронної складової моменту, зумовленого дією демпферної обмотки.

З структурної схеми слідує, що асинхронний момент, створюваний демпферною обмоткою, впливає, аналогічно в'язкому тертю. Тому схема механічного аналога СД з урахуванням наявності демпферної обмотки (рис.11.9) повинна бути доповнена механічним демпфером з в'язким тертям.

При p = 0 отримаємо рівняння статичної механічної характеристики СД з $\omega = \omega_0 = const$ при будь-яких значеннях M. Дійсно, з виразу

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\frac{C_{эм}}{p} + \beta} \qquad (11.10)$$

випливає, що при p = 0 і $\omega = \omega_0$ статична механічна характеристика має вигляд прямої (рис.11.10), що паралельна осі моментів в межах перевантажувальної здатності двигуна, тому що при навантаженні, що перевищує $M_{макс} = \lambda_H \cdot M_H$ двигун випадає із синхронізму.

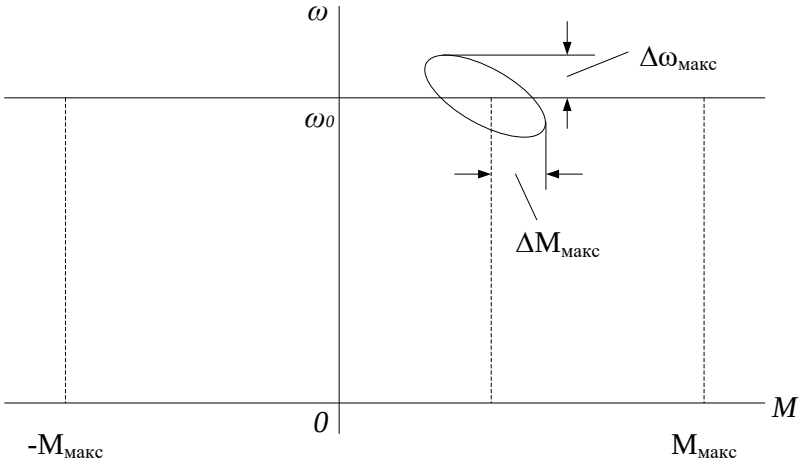


Рисунок 11.10 – Статична механічна характеристика СД

У динамічних режимах, механічна характеристика СД не є абсолютно жорсткою. В усталеному динамічному режимі вимушених коливань змін моменту з амплітудою ΔM_{max} і відповідних змін кута $\theta_{ел}$ відповідають певні амплітуди $\Delta\omega_{max}$ коливань швидкості і динамічна характеристика має вигляд еліпса.

Лекція 12. Моделі електроприводів

12.1 Загальні положення

Моделювання є потужним інструментом дослідження фізичних об'єктів, зокрема електротехнічних. На практиці експеримент може виявитись надто коштовним, а змоделювавши деякі режими роботи пристроїв можна запобігти таким явищам як перегрів їх обмоток, робота пристроїв з тривалим перевантаженням тощо. Звідси можна робити висновки про працездатність або універсальність моделі.

Для моделювання використовується математичний апарат, що спирається на теорію нелінійних диференціальних рівнянь, розв'язок яких можливий при правильному застосуванні числових методів, орієнтованих на комп'ютерну техніку. Класичні методи електромеханіки не здатні розв'язати задачі розрахунку перехідних процесів в електротехнічних пристроях.

Як правило у традиційних моделях фігурують обернені індуктивності контурів обмоток статора і ротора та основна обернена індуктивність контуру намагнічування, опори обмоток статора та ротора. Труднощі пошуку таких параметрів загальновідомі, адже в паспорті асинхронного двигуна вказані інші величини, такі як потужність на валу, номінальна швидкість обертання ротора, коефіцієнт потужності, ККД, величини напруг і струмів при різних схемах з'єднання або інші, що фігурують відносними параметрами схеми заміщення і приведені в довідниках.

Для практичного користування даною моделлю необхідно знати резистивні опори обмоток статора і ротора R_1, R_2, обернені індуктивності дисипації α_1, α_2 обмоток, основну обернену індуктивність вітки намагнічування, момент інерції махових мас J, кількість пар магнітних полюсів p_0, напругу обмотки статора U_1 і механічний момент навантаження на валу ротора $M_{мех}$.

12.2 Моделювання асинхронного електроприводу

Покажемо на прикладі методику розрахунку обернених індуктивностей та опорів на прикладі асинхронного двигуна серії 4А112МА8У3 і пізніше ці параметри використаємо для моделювання.

Паспортні дані двигуна: $P_{ном}$ = 2,2 кВт, $n_{ном}$ = 730 об/хв, η = 0,765 в.о., cosφ=0,71в.о., X_{μ}=1,5в.о., $R_1' = 0,093$ в.о., $X_1' = 0,11$ в.о., $R_2'' = 0,083$ в.о., $X_2'' = 0,17$ в.о. Величини індуктивностей статора L_1 і ротора L_2 визначаються розрахунковим

шляхом, виходячи із заздалегідь відомих паспортних даних електродвигуна і параметрів *Г*-подібної або *Т*-подібної схеми заміщення, або дослідним шляхом. Для отримання необхідних параметрів, скористаємося приведеними параметрами *Г*-подібної схеми заміщення для асинхронного двигуна серії 4А у відносних одиницях. На рисунку 12.1 показано схему заміщення обмоток асинхронного мотора

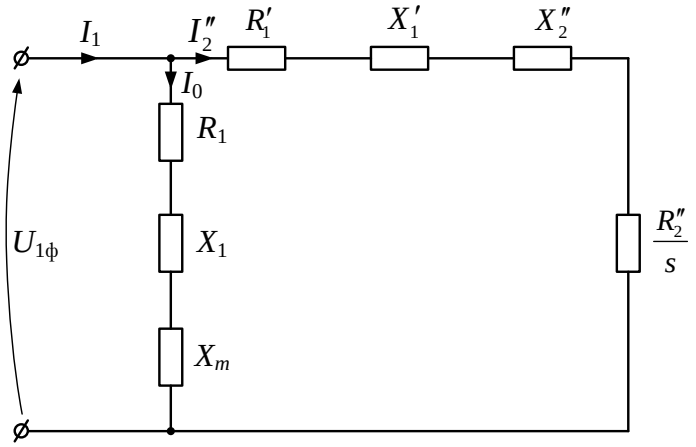


Рисунок 12.1 – Схема заміщення обмоток асинхронного мотора.

Виконаємо перерахунок параметрів АД. Перейдемо до абсолютних значень опорів

$$r = R' \cdot \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}; \quad x = X' \cdot \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}} \tag{12.1}$$

або в розгорнутій формі

$$\begin{gathered} x_m = X_m \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}; \;\; r_1' = R_1' \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}; \;\; x_1' = X_1' \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}; \\ r_2'' = R_2'' \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}; \;\; x_2'' = X_2'' \frac{U_{ф.ном}}{I_{ф.ном}}, \end{gathered} \tag{12.2}$$

де номінальний фазний струм мотора розраховуємо за формулою

$$I_{ф.ном} = \frac{P_{2ном}}{3 \cdot U_{ф.ном} \eta_{ном} \cos\varphi_{ном}}. \tag{12.3}$$

Згідно з [1], знаходимо значення індуктивного опору розсіяння фази статора

$$x_{\sigma 1} \approx \frac{2 x_1' x_m}{x_m + \sqrt{x_m^2 + 4 x_1' \cdot x_m}}. \tag{12.4}$$

Далі, виходячи з [2], визначаємо опори фази статора r_1, x_1

$$r_1 = \frac{r_1'}{m_T}, \tag{12.5}$$

де m_T – коефіцієнт приведення опору до розрахункової робочої температури, що визначається класом ізоляції за нагрівостійкістю (для класів ізоляції *F* і *H*, m_T = 1,38)

$$x_1 = \frac{x_1'}{1+\tau_1} - r_1\rho_1, \tag{12.6}$$

де τ_1, ρ_1 – відповідно коефіцієнти розсіяння та опору фази статора

$$\tau_1 = \frac{x_1}{x_m}, \qquad \rho_1 = \frac{r_1 m_T}{x_1 + x_m}. \tag{12.7}$$

Розв'язавши сумісно (12.5), (12.6), (12.7), визначимо опори обмотки ротора r_2', x_2'

$$r_2' = \frac{r_2''}{m_T(1+\tau_1)^2 \cdot (1+\rho_1^2)}; \quad x_2' = \frac{x_2''}{(1+\tau_1)^2 \cdot (1+\rho_1^2)}. \tag{12.8}$$

Звідси обернені індуктивності двигуна обчислимо за формулами

$$\alpha_1 = \frac{1}{L_1} = \frac{\omega}{x_1}; \quad \alpha_2' = \frac{1}{L_2} = \frac{\omega}{x_2'}; \quad \alpha_m = \frac{1}{L_m} = \frac{\omega}{x_m}, \tag{12.9}$$

де $\omega = 2\pi f = 2 \cdot 3{,}14 \cdot 50\ Гц = 314\ c^{-1}$ – кутова частота напруги мережі.

Застосувавши середовище MATHCAD отримано такі розраховані параметри АД: $r_1 = 2{,}415$ Ом; $r_2' = 1{,}89$ Ом; $\alpha_1 = 88{,}8$ Гн$^{-1}$; $\alpha_2' = 58{,}7$ Гн$^{-1}$; $\alpha_m = 5{,}84$ Гн$^{-1}$.

Для розв'язання поставленої задачі побудуємо *A*-модель в косокутних координатах. Диференціальні рівняння електромагнітного стану двигуна запишемо в нормальній формі Коші в матричній формі

$$\frac{dI}{dt} = A(U - RI), \tag{12.10}$$

де *I, U, R* – матриці струмів, напруг і опорів.

Функції двох напруг мережі, що прикладаються до обмотки статора є заданими, а кутова частота напруг мережі постійна

$$I=\begin{|c|}\hline I_{1A}\\ \hline I_{1B}\\ \hline I_{2A}\\ \hline I_{2B}\\ \hline\end{|c|};\quad U=\begin{|c|}\hline U_{1A}\\ \hline U_{1B}\\ \hline U_{2A}\\ \hline U_{2B}\\ \hline\end{|c|};\quad R=\frac{1}{3}\begin{|cccc|}\hline 2R_{1A}+R_{1C} & R_{1C}-R_{1B} & & \\ \hline R_{1C}-R_{1A} & 2R_{1B}+R_{1C} & & \\ \hline & & 2R_{2A}+R_{2C} & R_{2C}-R_{2B}\\ \hline & & R_{2C}-R_{2A} & 2R_{2B}+R_{2C}\\ \hline\end{|cccc|}. \qquad (12.11)$$

$$u(t)=\begin{|c|}\hline u_{1A}\\ \hline u_{1B}\\ \hline\end{|c|}=\begin{|c|}\hline u_m \sin\omega t\\ \hline u_m \sin\left(\omega t-120^0\right)\\ \hline\end{|c|},\quad \omega=const. \qquad (12.12)$$

Матриця опорів обмоток статора й ротора (12.11) також вироджується у скаляр $R_{1A}=R_{1B}=R_{1C}=R_1;\ R_{2A}=R_{2B}=R_{2C}=R_2$.

Перепишемо рівняння (12.10) в розгорнутій формі

$$\frac{dI_1}{dt}=A_{11}(U_1-R_1I_1)+A_{12}(\Omega_2\Psi_2-R_2I_2);\qquad \frac{dI_2}{dt}=A_{21}(U_1-R_1I_1)+A_{22}(\Omega_2\Psi_2-R_2I_2), \quad (12.13)$$

де $i_1=(i_{1A},i_{1B})_t,\ i_2=(i_{2A},i_{2B})_t$ – колонки фазних струмів обмоток статора й перетворених струмів ротора двигуна; A_{11}, A_{22}, A_{12}, A_{21} – матриці коефіцієнтів двигуна; R_1, R_2 – опори обмоток статора і ротора; Ω – матриця кутової швидкості. Використання косокутної системи координат дає змогу жорстко пов'язати їх з обмоткою статора, тобто

$$\Omega_1=0,\qquad \Omega_2=\frac{\omega}{\sqrt{3}}\begin{|cc|}\hline -1 & -2\\ \hline 2 & 1\\ \hline\end{|cc|}. \qquad (12.14)$$

Слід відмітити, що насичення магнітопроводу в асинхронних двигунах враховується рідко. Воно спостерігається при динамічному, конденсаторному, вентильному гальмуваннях, перенапругах тощо.

Колонка повних потокозчеплень обмотки ротора $\Psi_2=\left(\Psi_{2A},\Psi_{2B}\right)_t$ має вид

$$\Psi_{2j}=\frac{I_{1j}+I_{2j}}{\alpha_m}+\frac{I_{2j}}{\alpha_2};\quad j=A,\ B. \qquad (12.15)$$

Рівняння електромагнітного стану слід доповнити рівнянням механічного руху

$$\frac{d\omega}{dt}=\frac{p_0}{J}\left(M_{ем}-M_{мех}\right);\quad \frac{d\gamma}{dt}=\omega;\quad n=\frac{30\omega}{\pi}. \qquad (12.16)$$

де p_0 – число пар магнітних полюсів машини; J – момент інерції ротора; $M_{ем}$ – електромагнітний момент; $M_{мех}$ – механічний момент; γ – кут повороту ротора, n – швидкість обертання ротора.

Сформуємо матрицю коефіцієнтів A двигуна

$$A=\begin{array}{|c|c|}\hline A_{11} & A_{12}\\ \hline A_{21} & A_{22}\\ \hline\end{array};\qquad A_{11}=\begin{array}{|c|c|}\hline \alpha_1-\dfrac{\alpha_1^2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m} & 0\\ \hline 0 & \alpha_1-\dfrac{\alpha_1^2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m}\\ \hline\end{array};$$

$$A_{12}=A_{12}=\begin{array}{|c|c|}\hline -\dfrac{\alpha_1\cdot\alpha_2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m} & 0\\ \hline 0 & -\dfrac{\alpha_1\cdot\alpha_2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m}\\ \hline\end{array};\qquad A_{22}=\begin{array}{|c|c|}\hline \alpha_2-\dfrac{\alpha_2^2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m} & 0\\ \hline 0 & \alpha_2-\dfrac{\alpha_2^2}{\alpha_1+\alpha_2+\alpha_m}\\ \hline\end{array}. \tag{12.17}$$

Вираз для моменту $M_{ем}$ має вигляд

$$M_{ем}=\sqrt{3}p_0\alpha_m\left(I_{2A}I_{1B}-I_{2B}I_{1A}\right). \tag{12.18}$$

Як приклад реалізації моделі проаналізуємо пуск асинхронного двигуна з номінальним навантаженням та подальший накид навантаження. Момент навантаження на валу є вентиляторним

$$M_{мех}(n)=7{,}5-0{,}417n+0{,}0113n^2-5{,}1\cdot10^{-6}n^3-7\cdot10^{-10}n^4. \tag{12.19}$$

Номінальна напруга живлення обмотки статора $U_{ном}$ = 380/220 В, номінальна потужність на валу $P_{ном}$ = 2200 Вт, момент інерції J = 0,07 кг·м^2, номінальна швидкість обертання ротора $n_{ном}$ = 730 об/хв.

Змодельовано пуск мотора до усталеної номінальної швидкості обертання з механічним моментом на валу (19). В момент часу 1 сек. на вал двигуна накидається збільшене вентиляторне навантаження $M_{мех}(n)=23-0{,}417n+0{,}0113n^2-5{,}1\cdot10^{-6}n^3-7\cdot10^{-10}n^4$. На рисунках 12.2, 12.3, 12.4 показано графіки швидкості обертання ротора та перехідні процеси струму фази статора двигуна та електромагнітного моменту.

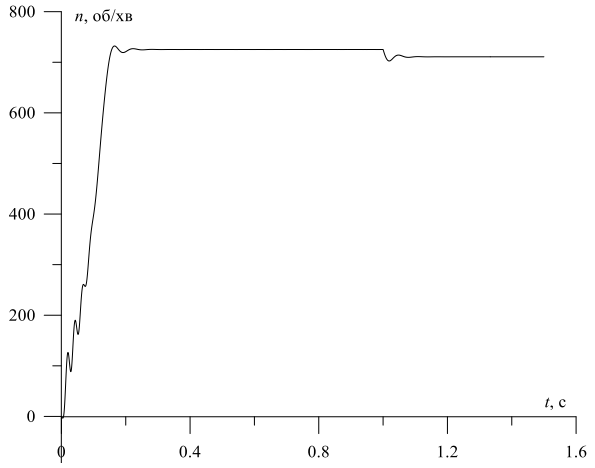


Рисунок 12.2 – Графік швидкості обертання ротора асинхронного мотора

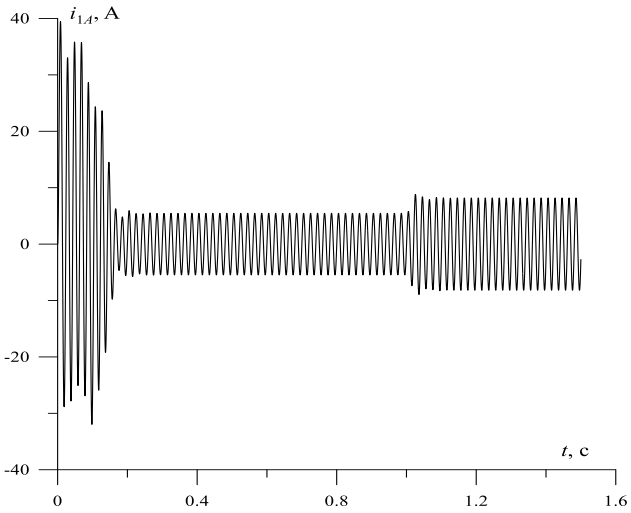


Рисунок 12.3 – Струм обмотки статора

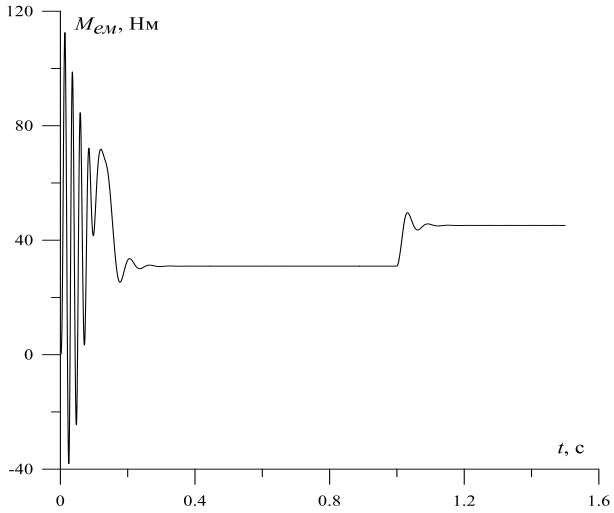


Рисунок 12.4 – Електромагнітний момент АД

З графіків видно, що двигун виходить на усталений процес за 0,2 с до 726 об/хв., після накиду навантаження швидкість зменшується до 711 об/хв. Тут же спостерігається незначне перерегулювання швидкості (до 10 об/хв.), що є можливим у реальних машинах. Середній пусковий струм становить 35 А, номінальний 5,5 А, після накиду навантаження 8,2 А.

Пусковий момент становить 62 Нм, номінальний 30 Нм, після накиду навантаження 45 Нм. Слід відмітити, що розраховані значення відповідають класичним методикам теорії та розрахунку електричних машин.

Запропонована методика дає змогу розраховувати потрібні параметри для нашої моделі, описати перехідні процеси в асинхронних двигунах диференціальними рівняннями в нормальній формі Коші. Такі рівняння нежорсткі й інтеґруються простими в комп'ютерній реалізації явними методами. Математична модель асинхронного двигуна дає змогу аналізувати роботу двигуна як автономно, так і елемента складної системи.

12.3 Модель електпроприводу постійного струму

Щоб записати рівняння динаміки усієї системи потрібно додати диференціальні рівняння, що описують динаміку роботи мотора постійного струму з незалежним збудженням. Спочатку запишемо рівняння електромаґнетного стану мотора постійного струму з незалежним збудженням в нормальному вигляді

$$\frac{di_a}{dt} = S_a u_a + T_a u_f + E_a, \quad \frac{di_f}{dt} = T_f u_a + S_f u_f + E_f, \qquad (12.20)$$

де $S_a = 1/(L_a + L_{af} L_{fa} / L_{ff})$, $T_a = -S_a L_{af} / L_{ff}$, $T_f = -S_a L_{fa} / L_{ff}$,

$$E_a = S_a(L_{af} r_f i_f / L_{ff} - c\omega\Phi - \Delta u - r_a i_a), \quad S_f = (1 - L_{fa} T_a)/L_{ff},$$

$$E_f = -(L_{fa} E_a + r_f i_f)/L_{ff}.$$

Тут L_a – сумарна індуктивність послідовного кола якоря; L_{ff} – індуктивність обмотки збудження; L_{af}, L_{fa} – взаємні індуктивності кола якоря і кола збудження; r_a, r_f – активні опори кола якоря і кола збудження; ω – кутова швидкість обертання ротора мотора; i_a, i_f – струми кола якоря і кола збудження; Φ – маґнетний потік мотора; c – конструктивна стала якоря мотора; Δu – падіння напруги в щітковому контакті.

У скомпенсованих моторах урахування насичення маґнетопровідника можна виконати наближено за кривою намаґнечення

$$\Phi = \Phi(i_f), \quad L_{ff} = L_{ff}(i_f). \tag{12.21}$$

У ненасиченому моторі

$$\Phi = L_{ff} i_f / w_f, \quad L_{ff} = const, \tag{12.22}$$

де w_f – число витків обмотки збудження.

Врахування насичення в некомпенсованих моторах пов’язано з побудовою розрахункової схеми маґнетопровідника як кола з розподіленими параметрами, оскільки тут $\Phi = \Phi(i_f, i_a)$. Врахування вихрових струмів в конструктивних елементах може бути виконано лише за наближеною методикою.

Рівняння руху запишемо згідно рівняння Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c\Phi i_a - M_O)/J, \tag{12.23}$$

де J – момент інерції ротора мотора; M_O – момент опору.

Тепер отримані диференціальні рівняння необхідно об’єднати в єдину систему, врахувавши взаємний вплив змінних стану одна на одну. Так як обмотка якоря мотора підключена безпосередньо до конденсаторного фільтру, в рівняннях стану мотора необхідно прийняти $u_a = u_C$.

Розрахунки динамічних процесів системи проводилися методом Рунге-Кутта 4-го порядку при таких значеннях: $L_a = 4.67$ Гн; $L_{ff} = 94$ Гн; $L_{af} = L_{fa} = 4$ мГн; $r_a = 0.3$ Ом; $r_f = 49$ Ом; $J = 1.8$ Н·м·с^2/рад; $M_O = 4$ Н·м; $c = 9$ Н·м/(Вб·А); $u_f = 220$ В, $w_f = 1000$.

Досліджено вплив кута запалювання тиристорів випрямляча на динаміку роботи мотора постійного струму. На рисунку 12.5 наведено криві

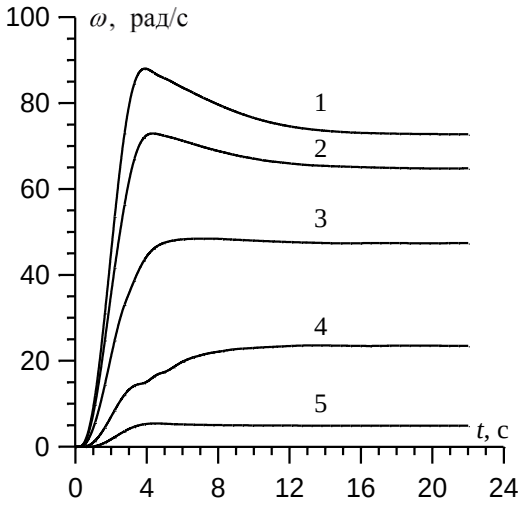


Рисунок 12.5 – Криві перехідного процесу швидкості обертання

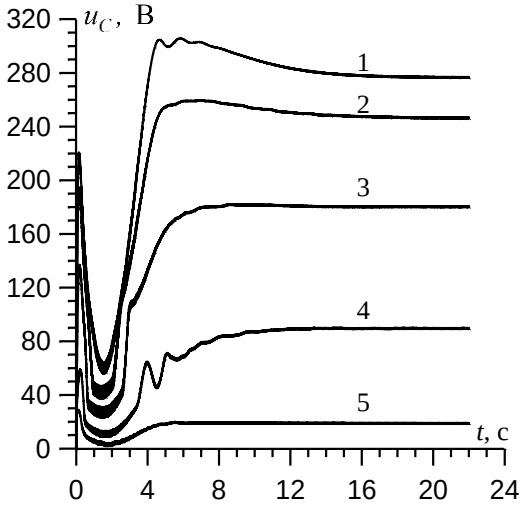


Рисунок 12.6 – Криві перехідного процесу напруги конденсатора

перехідного процесу швикості обертання для різних кутів запалювання тиристорів. Крива 1 відповідає куту 0^0, крива 2 – 40^0, крива 3 – 80^0, крива 4 – 120^0, крива 5 – 140^0. При куті 150^0 мотор зупиняється, бо його рушійний момент стає меншим ніж момент опору. При нульовому куті запалювання максимальне значення кутової швидкості складає 88 рад/с, а в усталеному режимі 72.72 рад/с, тобто перерегулювання не перевищує 15 рад/с.

Для кутів запалювання 120^0 і 140^0 перерегулювання практично відсутнє.

Аналогічні криві перехідного процесу напруги конденсатора випрямляча наведено на рисунку 12.6. Вона змінюється в межах від 277 В для кута запалювання 0^0 (крива 1), до 19 В для кута запалювання 140^0 (крива 5). В момент пуску мотора відбувається різке падіння напруги конденсатора, це приблизно діапазон від 0.5 с до 2.5 с. Далі наступних дві секунди напруга різко зростає. Потім досягає максимального значення і плавно виходить на усталений режим паралельно зі швидкістю обертання мотора.

На рисунку 12.7 наведено криві перехідного процесу струму якоря мотора для різних кутів запалювання тиристорів. Крива 1 відповідає нульовому куту, крива 2 – 40^0, крива 3 – 80^0, крива 4 – 120^0, крива 5 – 140^0. Струм якоря швидко наростає, що забезпечує великий пусковий момент мотора. Саме ця особливість дає широкі можливості застосування моторів постійного струму. Після розгону мотора струм якоря стабілізується і не перевищує 2 А.

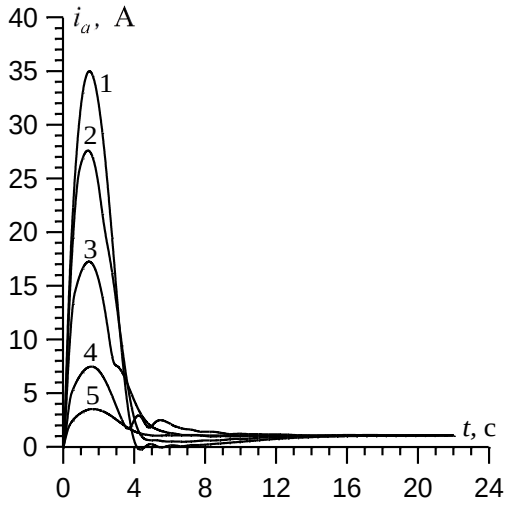


Рисунок 12.7 – Криві перехідного процесу струму якоря мотора

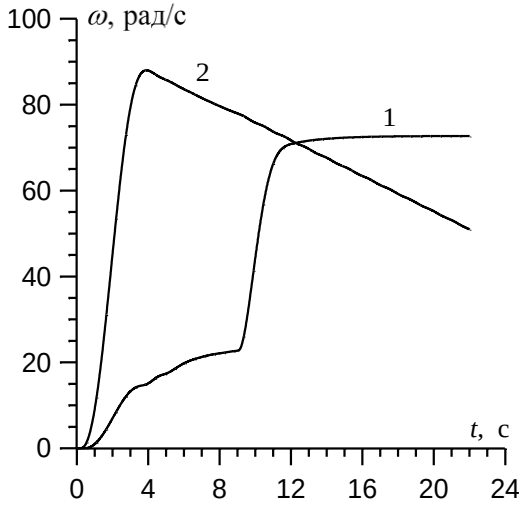


Рисунок 12.8 – Криві перехідного процесу швидкості обертання мотора зі змінним кутом запалювання

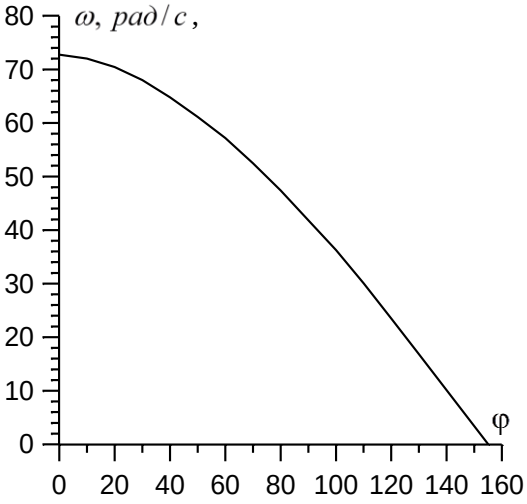


Рис. 6. Залежність кутової швидкості мотора від кута запалювання тиристорів

Була також досліджена динаміка роботи мотора при зміні кута запалювання тиристорів. На рисунку 12.8 наведені саме такі характеристики. Крива 1 відповідає режиму, коли кут запалювання був рівний 120^0 на інтервалі часу від 0 до 9 с. Далі кут запалювання був прийнятий рівним нулю, що спричинило зростання кутової швидкості мотора. Крива 2 демонструє протилежний режим, де кут запалювання рівний нулю на інтервалі часу від 0 до 9 с. Потім цей кут був встановлений 160^0, що спричинило повне закривання тиристорів і конденсатор розряджається на контур якоря. Судячи з процесу стала часу такого контуру є досить значною.

На рисунку 12.9 наведена залежність кутової швидкості мотора в усталеному режимі від кута запалювання тиристорів. Вона близька до лінійної, лише при кутах від нуля до 40^0 спостерігається незначна нелінійність.

Розроблена математична модель розімкненої системи керування мотором постійного струму з незалежним збудженням, яка дає можливість досліджувати динаміку роботи таких систем. В рівняннях динаміки це відображається додатковими логічними змінними, що набувають значень 0, 1. Це дає можливість застосувати явні методи числового інтегрування нелінійних диференціальних рівнянь, що спрощує алгоритм розрахунку.

Лекція №13. Частотно-регульовані електроприводи

13.1 Загальні визначення

Частотний спосіб на сьогодні є одним із найбільш перспективних і широко використовується для регулювання частоти обертання валу асинхронних двигунів. Принцип його полягає в тому, що змінюючи частоту живлячої напруги, можна відповідно до виразу (13.1) змінювати його частоту обертання холостого ходу, отримуючи тим самим різні штучні механічні характеристики АД.

$$n = \frac{60f}{p}, \tag{13.1}$$

де p – число пар полюсів статора; n – частота обертання магнітного поля статора.

Регулюючи перетворювачем частоту напруги живлення двигуна, можна змінювати швидкість обертання його ротора.

Частотний спосіб також відрізняється і ще однією дуже важливою властивістю. Як правило, для кращого використання електродвигуна і отримання високих енергетичних показників його роботи (коефіцієнтів потужності та корисного дії, перевантажувальної здатності) одночасно зі зміною частоти напруги живлення необхідно змінювати і значення цієї напруги. Закон зміни напруги при цьому залежить від характеру моменту навантаження. Так, для досить частого практичного випадку постійного статичного моменту навантаження M_c залежність між напругою та частотою визначається виразом [4]

$$\frac{U_M}{f_M} = \frac{U_{РЕГ}}{f_{РЕГ}} = const. \tag{13.2}$$

Спосіб одержання регульованих частоти та напруги розглянемо для перетворювача частоти ПЧ на прикладі простої схеми, зображеної на рисунку 13.1. Це свого роду регулятор електричної напруги з дещо іншим законом керування електронними ключами. Зокрема він дає змогу регулювати вихідну частоту.

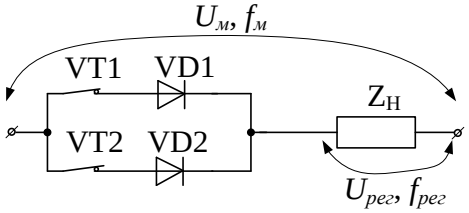


Рисунок 13.1 – До пояснення принципу одержання регульованої частоти

Вияснимо форму напруги на навантаженні при різних комбінаціях ввімкнення ключів. До затискачів схеми подається синусоїдна напруга промислової частоти. У випадку розімкнених ключів напруга на навантаженні дорівнює нулю. При замкнених ключах (транзистори у відкритому стані) напруга на навантаженні дорівнює напрузі мережі (рис. 13.2, а).

Із-за наявності діодів електричний струм через кожен ключ буде протікати тільки протягом половини періоду напруги мережі $T_м$. Це відповідає провідному відкритому стані діоду. Тобто ПЧ в даному випадку являє собою однопівперіодну схему випрямлення і напруга на навантаженні є випрямленою однонапівперіодною тої чи іншої полярності. Це показано на рисунку 13.2, б, в).

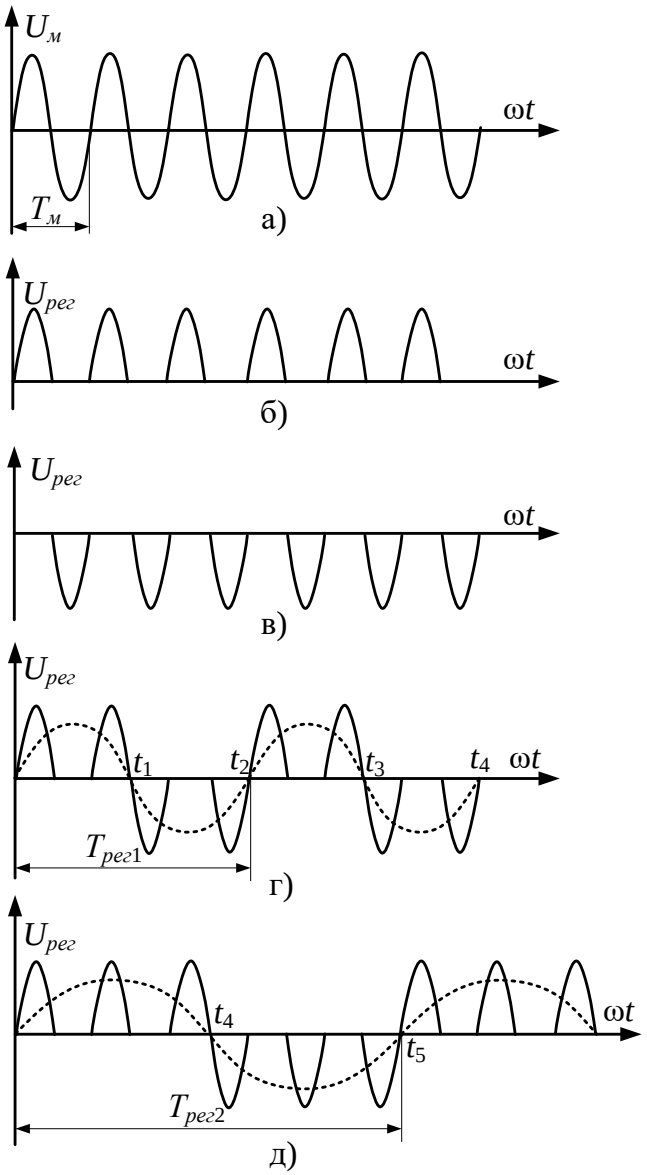


Рисунок 13.2 – До пояснення регулювання частоти

Припустимо, що транзистори або ключі $K1$ та $K2$ замикаються позмінно (відкриваються) на один і той же інтервал часу. Спочатку до моменту часу t_1 замкнений ключ $K1$. При $t = t_1$ ключ $K1$ розмикається і

замикається *К*2 при $t = t_2$. Далі процеси інвертуються. Тобто, при такій почерговій роботі ключів напруга на виході є знакозмінною. Якщо півсинусоїди випрямленої напруги різної полярності замінити реальною напругою на навантаженні (пунктирна синусоїда), то період напруги та її частота зміняться (рис.13.2, г), при цьому частота зменшиться вдвічі.

На рисунку 13.2, в представлено напругу ще меншої частоти. Вона отримана при збільшенні часу провідності ключів. Саме цим змінюється частота в ПЧ. Всі твердження трансформації частоти в однофазних колах будуть придатними і для трифазних мереж.

В трифазних колах потрібно не два, а шість ключів, що вимагає складнішого алгоритму їх комутації. У цьому випадку форма напруги буде ближчою до форми синусоїди. Слід відмітити, що зміна частоти в розглянутому методі здійснюється тільки в сторону її зменшення ($f < 50$ Гц), що є певним недоліком.

Використання асинхронного двигуна в регульованому електроприводі, особливо при його частотному управлінні, представляє особливий інтерес. Для реалізації цього способу керування живлення двигуна необхідно здійснювати від керованого перетворювача частоти. В якості перетворювачів частоти можуть використовуватися синхронні генератори, що обертаються зі змінною швидкістю, асинхронні перетворювачі частоти і статичні перетворювачі, що виконуються на базі автономних інверторів напруги і струму, а також на базі силових транзисторів.

При частотному управлінні АД виникає необхідність регулювати не тільки частоту, але і величину напруги, причому напруга має регулюватися не лише у функції частоти, але ще й у функції навантаження. Регулювання напруги тільки в функції частоти з урахуванням характеристик механізму може бути реалізоване у розімкнутих системах частотного управління, а в функції частоти і навантаження – лише в замкнутих системах. Верхня межа регулювання частоти, отже, швидкості двигуна, обмежується міцністю кріплення обмоток ротора і помітним збільшенням втрат в сталі статора. Нижня межа обмежена складністю реалізації джерела живлення з низькою частотою і можливістю нерівномірності обертання двигуна. Як правило, напруга регулюється лише вниз по відношенню до номінальної, а частота – вгору і вниз по відношенню до основної (номінальної).

При виборі співвідношення між частотою і напругою, що підводиться до статора АД, найчастіше виходять з умови збереження перевантажувальної здатності двигуна для будь-якої з його регулювальних характеристик. Основним законом частотного регулювання є закон Костенко

$$\frac{U_1'}{U_1} = \frac{f_1'}{f_1} \cdot \sqrt{\frac{M_C'}{M_C}},$$

де M_C і M'_C – статичні моменти опору відповідні швидкості двигуна при частотах f_1 та f'_1, а U_1 і U'_1 – відповідні цим частотам напруги.

У відносних одиницях цей закон має вигляд:

$$V_1 = \varphi_1 \cdot \sqrt{\mu_C} \ ,$$

де $V_1 = \frac{U_1'}{U_1}; \varphi_1 = \frac{f_1'}{f_1}; \mu_C = \frac{M_C'}{M_C}$.

З нього випливає, що закон зміни напруги визначається не тільки частотою джерела живлення, але і характером зміни моменту опору механізму на валу двигуна при зміні кутової швидкості. Відповідно до формули Бланка

$$M_C = M_0 + (M_{CH} - M_0) \cdot (\frac{\omega}{\omega_0})^X$$

або в відносних одиницях

$$\mu_C = \mu_0 + (1 - \mu_0) \cdot \nu^X = \mu_0 + (1 - \mu_0) \cdot \varphi^X \ ,$$

так як

$$\omega = \frac{2\pi f_1}{\rho_П}; \quad \omega_H = \frac{2\pi f_{H1}}{\rho_П} \quad \text{і} \quad \frac{\omega}{\omega_H} = \nu = \frac{2\pi f_1}{\rho_П} \cdot \frac{\rho_П}{2\pi f_{1H}} = \frac{f_1}{f_{1H}} = \varphi_1 .$$

Основний закон тепер можна представити у вигляді:

$$V_1 = \varphi_1 \cdot \sqrt{\mu_c} = \varphi_1 \cdot \sqrt{\mu_0 + (1 - \mu_0) \cdot \varphi_1^X} \ .$$

При постійному моменті на валу двигуна M_C, отже і μ_C, не залежить від швидкості, а значить і частоти. Тому x = 0 і

$$V_1 = \varphi_1 \cdot \sqrt{\mu_0 + (1 - \mu_0) \cdot \varphi_1^0} = \varphi_1 \quad \text{або} \quad \frac{V_1}{\varphi_1} = const, \ \frac{U_1}{f_1} = const .$$

Отриманий закон – це закон пропорційного управління. Механічні характеристики двигуна при цьому законі зображені на рисунку 13.3.

Жорсткість характе-ристик зберігається порівняно високою. Однак при значному зниженні чистоти (нижче $0{,}5f_{1H}$) зменшується критичний момент, отже перевантажувальна здатність двигуна.

Пояснюється це падінням напруги на активному опорі r_1 статора, в результаті чого до намагнічуючого кола двигуна підводиться тим менша напруга, чим менша частота, що, в свою чергу зменшує магнітний потік, від величини якого залежить $M_{кр}$. Плавне регулювання до $f_1 = 0$ при цьому законі

неможливо. Неможливо також забезпечити сталу роботу двигуна при M_c = const в широкому діапазоні регулювання частоти.

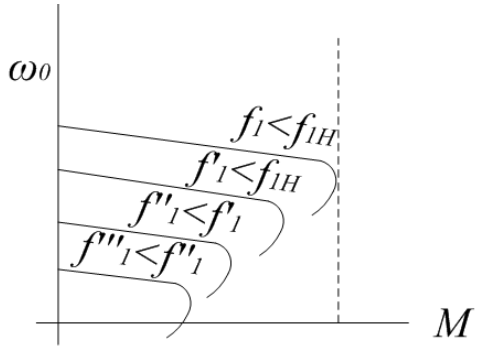


Рисунок 13.3 – Механічні характеристики АД при частотному керуванні

Закон п**р**опорційного регулювання доцільний тільки для великих двигунів, у який r_1 малий, а для малопотужних двигунів він малоефективний, тому що вже при φ_1<0,5 перевантажувальна здатність їх помітно знижується (у них великий r_1). Втрати в двигуні більші, ніж при основному законі.

При ідеальному вентиляторному моменті опору x = 2, $\mu_0 = 0$ і

$$V_1 = \varphi_1 \cdot \sqrt{0 + (1-0) \cdot \varphi_1^2} = \varphi_1 \sqrt{\varphi_1^2} \text{ або } \frac{V_1}{\varphi_1^2} = const .$$

Механічні характеристики зображені на рисунку 13.4.

При постійній потужності статичного навантаження P_c = const

$$M_C = \frac{P_C}{\omega} = \frac{M_H \omega_H}{\omega} \text{ або } \mu_C = \frac{1}{\varphi_1} .$$

В цьому випадку нехтуючи величиною μ_0 x = -1 і закон управління має вигляд або.

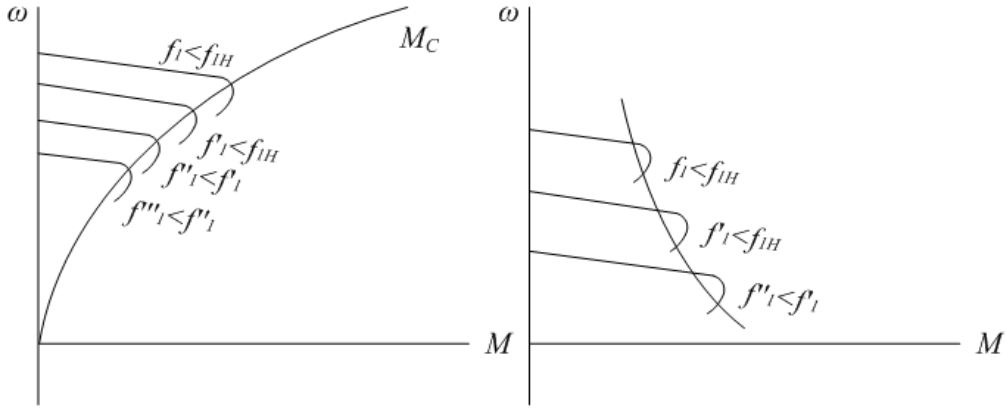


Рисунок 13.4 – Механічні характеристики АД

Перераховані закони легко реалізуються в розімкнутих системах електроприводу, тому що напругу тут потрібно змінити тільки в функції частоти. Але змінювати напругу не тільки в функції частоти, але ще і в функції напруги, можливо тільки в замкнутих системах електроприводу, що містять зворотні зв'язки. У цьому випадку повинні використовуватися закони, що забезпечують компенсацію падіння напруги на опорах обмоток статора і ротора двигуна, тому що падіння напруги залежить від навантаження. Тобто закони, що дозволяють підтримувати постійними потокозчеплення статора, ротора і взаємної індукції.

Тому напругу, що підводиться до статора і зміну частоти (навіть при її сталості) необхідно регулювати таким чином, щоб компенсувати падіння напруги на всіх елементах схеми заміщення АД, які є принципово важливими з точки зору передачі електромагнітної потужності. Цим самим можна забезпечити сталість потокозчеплення ψ, ψ_{12} і ψ_2.

13.2 Система ПЧ-АД з статичним перетворювачем частоти і основні техніко-економічні показники

Більш досконалими на сьогодні є системи зі статичними перетворювачами частоти. У цих системах в самому перетворювачі два ступені перетворення енергії – ступінь перетворення змінного струму в постійний і ступінь інвертування. Ці дві ступені в самостійному вигляді присутні в ПЧ з ланкою постійного струму (рис.13.5), а в безпосередніх перетворювачах частоти (БПЧ) функції випрямлення та інвертування суміщені в реверсивному перетворювачі постійного струму, випрямлена напруга якого змінюється системою управління. Принципова схема електроприводу з БПЧ зображена на рисунку 13.5,б.

Відомо, що ТПЧ може володіти або властивостями джерела напруги (АІН) або джерела струму. У першому випадку перетворювач має канал управління напругою і канал управління частотою. У другому випадку ТПЧ крім каналу управління частотою має канал керування струмом. Канал управління частотою можна вважати практично безінерційним. Канал управління напругою або струмом впливає на керований випрямля (КВ) і його швидкодія визначається швидкодією випрямляча.

Регулювання вихідної напруги ТПЧ здійснюється впливом на КВ шляхом зміни кута α, а частоту напруги регулювання шляхом зміни тривалості провідного стану тиристорів керованого інвертора. Динамічні властивості системи ПЧ-АД як об’єкта управління гірші, ніж властивості регульованих електроприводів постійного струму в зв’язку з відсутністю незалежного каналу регулювання магнітного потоку, аналогічного обмотці збудження ДНЗ.

Так, при живленні АД від АІН потокозчеплення Ψ_1, Ψ_{12}, і Ψ_2 складно залежать від U, f, і S_a, що було видно під час розгляду питання про статичні характеристики АД при частотному управлінні. ККД системи ПЧ-АД з тиристорним перетворювачем, які мають ланка постійного струму, трохи нижчі, ніж в системі ТП-Д з-за подвійного перетворення енергії. Коефіцієнт

потужності близький до значення цього коефіцієнта системи ТП-Д, якщо в якості ланки постійного струму використовується ТП. Він досить високий тільки в системах з некерованим випрямлячем.

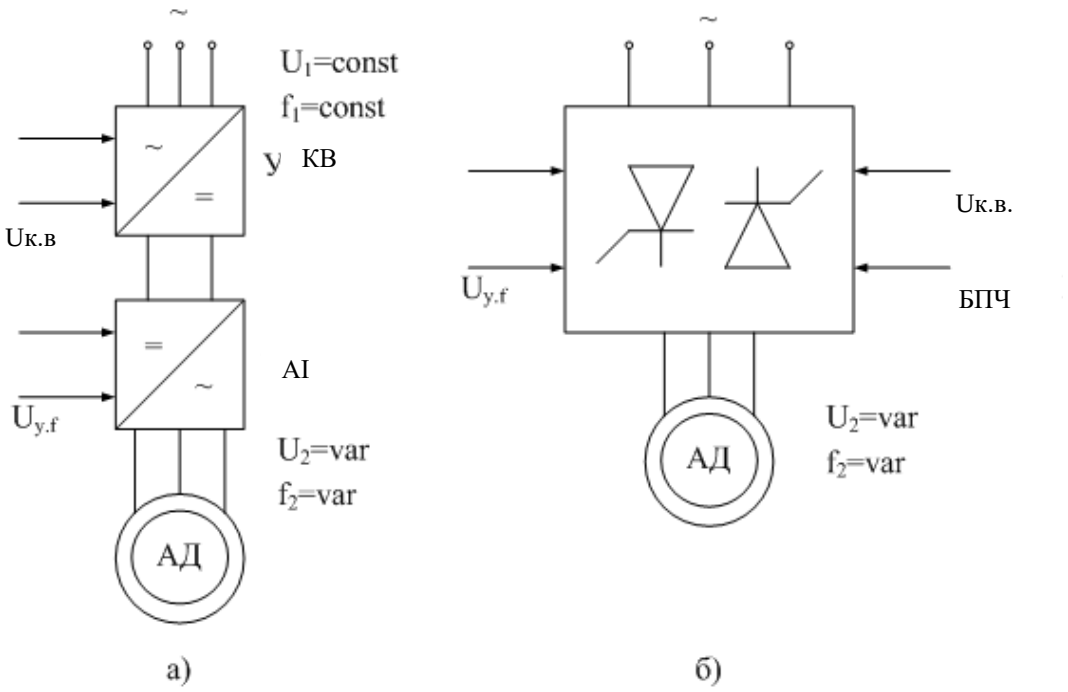


Рисунок 13.5 – Схеми побудови перетворювачів

Найбільш близькими до системи ТП-Д по габаритних показниках володіє система з НПЧ.

13.3 Регулювання координат електропривода

Керування рухом електроприводу, як правило, вимагає регулювання кількох координат, різних на різних етапах роботи. В залежності від задач управління регулювання координат може здійснюватися з метою:

а) підтримання заданого рівня змінної;

б) зміни змінної за заданим законом;

в) обмеження змінної допустимим значенням.

Можливі наступні способи управління змінними:

а) параметричні способи, використовувані в розімкнених системах;

б) способи автоматичного управління, засновані на зміні підводиться до двигуна напруги, а для двигунів змінного струму ще й частоти при використанні зворотних зв'язків, що має місце в замкнутих системах.

Хоча параметричні способи, засновані на зміні параметрів кіл двигунів, широко застосовуються в сучасному електроприводі, однак можливості їх обмежені, оскільки у багатьох випадках при такому регулюванні не можна забезпечити необхідні режими роботи і показники.

Тому область розімкнутих систем електроприводу звужується і вони замінюються замкнутими системами з зворотними зв’язками.

Автоматичне регулювання змінних здійснюється за відхиленням змінної від заданого значення за допомогою негативного зворотного зв'язку по регульованій змінній (це основний спосіб регулювання).

Для зіставлення між собою можливих способів регулювання координат використовуються такі узагальнені показники:

1. Точність (стабільність) регулювання.
2. Діапазон регулювання.
3. Плавність регулювання.
4. Динамічні показники якості регулювання.
5. Допустиме навантаження при регулюванні.

Точність регулювання або інакше точність підтримки заданої змінної X визначається можливими відхиленнями її від заданого значення під дією збурюючих факторів, наприклад, змінення навантаження при регулюванні швидкості, зміну швидкості при регулюванні моменту і т. д. У розімкнутих системах оцінкою точності може служити відношення найбільшого відхилення (рис.13.6) регульованої величини до середнього значення

$$\Delta x^{*}_{макс} = \frac{\Delta x_{макс}}{x_{ср}} = \frac{(x_{макс} - x_{мин}) \cdot 2}{(x_{макс} + x_{мин}) \cdot 2} = \frac{x_{макс} - x_{мин}}{x_{макс} + x_{мин}} = \frac{x_{макс} - x_{мин}}{2\dfrac{(x_{макс} + x_{мин})}{2}} \cdot$$

Чим жорсткіша залежність X від $F_в$, тим точніше регулювання.

Діапазон регулювання характеризує межі зміни середніх значень змінної X, можливі при даному способі регулювання (рис.13.7)

$$Д = \frac{x_{ср.макс}}{x_{ср.мин}} .$$

Зазвичай Д позначається в числах, наприклад $Д = 100:1;\ Д = 30:1$.

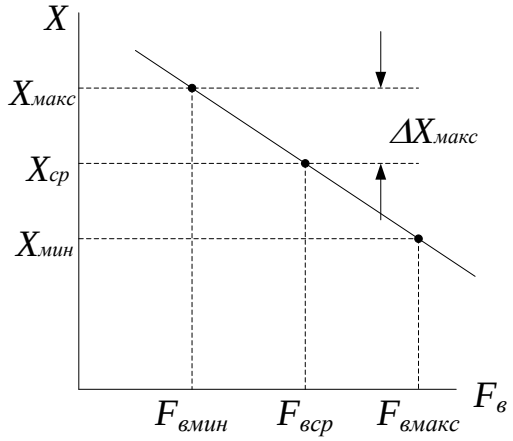


Рисунок 13.6 – Відношення найбільшого відхилення регульованої величини до середнього значення

Верхня межа регулювання змінної обмежується максимально допустимим або максимально реалізованим значенням змінної, а нижня межа – необхідною точністю підтримання заданої змінної і можливістю практичної реалізації при даному способі регулювання.

Наприклад, верхня межа регулювання швидкості двигуна обмежується механічною міцністю якоря або ротора, а для двигунів постійного струму ще й умовами комутованій, оскільки із збільшенням швидкості зростає реактивна ЕРС в комутованій секції обмотки якоря. Потрібно мати на увазі, що зниження середнього значення регульованої змінної призводить до зростання відносної помилки $\Delta x^*_{макс}$ регулювання.

Якщо показане на рисунку 13.7 значення $x_{ср.хв}$ вважати мінімально допустимим за умовами точності регулювання, то йому при заданій допустимій відносній помилці $\Delta x^*_{доп}$ відповідає співвідношення

$$\Delta x^*_{макс2} = \frac{\Delta x_{макс2}}{x_{ср.мин}} < \Delta x^*_{доп}.$$

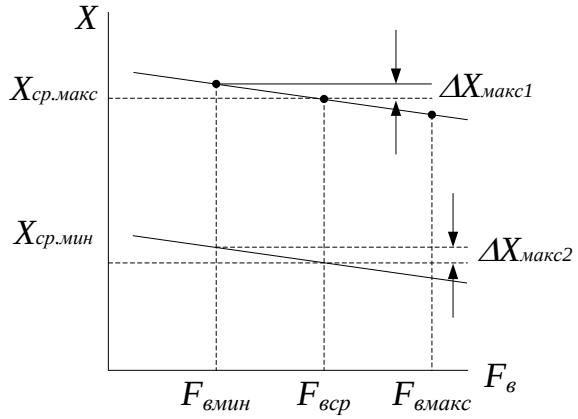


Рисунок 13.7 – До пояснення діапазону регулювання

Плавність регулювання характеризується числом дискретних (проміжних) значень регульованої змінної, одержуваних при даному способі регулювання в діапазоні регулювання. Вона тим вище, чим менший стрибок змінної при переході від даного її значення до найближчого можливого значення. Іноді для оцінки плавності використовується поняття коефіцієнта плавності, під яким розуміється відношення двох сусідніх значень змінної $k_{пл} = \frac{x_i}{x_{i-1}}$. Чим ближче $k_{пл}$ до одиниці, тим плавніше регулювання.

При автоматичному регулюванні координат електропривода важливе значення мають динамічні показники якості регулювання, оцінювані за характером перехідного процесу при стрибку керуючого впливу. Головним показником швидкодії, безпосередньо впливає на продуктивність ряду механізмів, є час пуску і гальмування електропривода. Швидкодія

характеризується такими показниками, як час запізнювання t, час регулювання $t_р$, за яке змінна перший раз досягає усталеного значення $x_{уст}$, час максимуму $t_{макс}$, загальний час перехідного процесу $t_{пп}$, за яке згасають всі її вільні складові (рис.13.6).

Перерегулювання являє собою динамічну похибку і характеризується максимальним відхиленням $\Delta x_{макс}$ від $x_{уст}$ при $t_{макс}$, віднесеним до сталого значення регульованої змінної

$$\Delta x^{*}_{макс} = \frac{\Delta x_{макс}}{x_{уст}} .$$

Однією з головних змінних, необхідності регулювання, яка диктується технологічними вимогами, в більшості випадків є швидкість електропривода. При її регулювання необхідно знати, які механічні навантаження можуть бути допустимі на валу двигуна. Тому одним з найважливіших показників є допустиме навантаження. Необхідність її оцінки виникає у зв'язку з тим, що $M_с$ приводиться механізму в загальному випадку також залежить від швидкості.

Допустиме навантаження залежить від методу регулювання швидкості, обмежується нагріванням двигуна, викликаним втратами енергії в ньому. Вони ж визначаються головним чином величиною споживаного струму. Зазвичай вважається, що двигун працює нормально, якщо при тривалому навантаженні струми в колах його обмоток не перевищує номінального значення. В цьому випадку двигун не нагрівається вище допустимої температури. Для визначення допустимого навантаження (допустимого моменту) необхідно знайти його величину, що відповідає номінальному струму головного кола двигуна при різних швидкостях, і тим самим встановити залежність $M_{доп}=f(\omega)$.

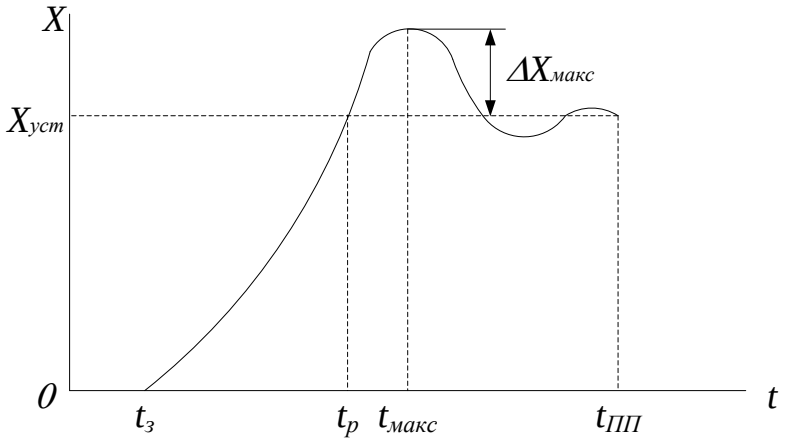


Рисунок 13.8 – До пояснення регулювання величини

Дуже суттєвим є забезпечення відповідності закону зміни $M_с$ і характеру залежності гранично допустимого за умовами нагріву моменту двигуна від швидкості. Раціональне використання двигуна при регулюванні

швидкості буде в тому випадку, коли еквівалентний момент по нагріванню при зміні робочої швидкості буде змінюватися за таким же законом, що і M_c. При відсутності цього двигун буде погано використовуватися в тепловому відношенні в одній частині діапазону зміни швидкості і може виявитися перевантаженим в іншій.

Момент і потужність, що розвивається двигуном, залежить від методу регулювання. Регулювання можливо при сталому момені і при сталій потужності, тобто розрізняються дві зони регулювання (рис.13.9).

Зона I відповідає регулювання при сталому моменту. Наприклад, в разі застосування ДНЗ при номінальному струмі і магнітному потоці Ф = $Ф_н$ $M_{доп} = M_H = K\phi_H \cdot I_H = const$.

Потужність P_2 на валу двигуна в цій зоні змінюється за лінійним законом, тобто пропорційна швидкості

$$P_2 = M \cdot \omega .$$

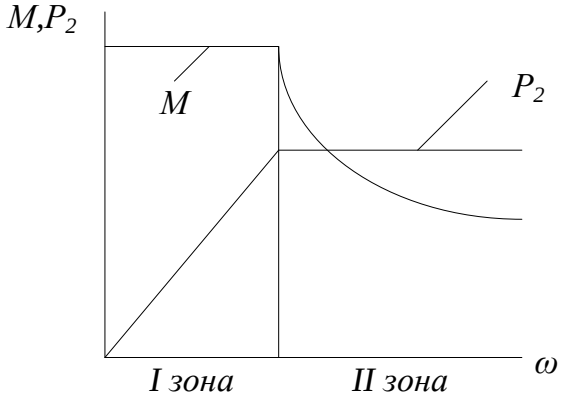


Рисунок 13.9 – Зони регулювання

Зона II відповідає регулюванню з постійною потужністю. У цьому випадку (стосовно ДНЗ при ослабленні магнітного потоку) зі збільшенням швидкості момент змінюється за законом гіперболи, тобто навантаження двигуна необхідно зменшити так, щоб при будь-якій даній швидкості момент дорівнював M_c.

Лекція №14. Джерела живлення для тягових електроприводів

14.1 Літій-іонна технологія виготовлення акумуляторів

Насьогодні літій-іонні батареї мають набагато кращі параметри, ніж інші типи батарей. Бажання створити хімічне джерело енергії з найактивнішого відновника – лужного металу, який би різко підвищив як робочу напругу батареї, так і її питому енергію залишається на сьогодні актуальним. Після багатьох випробувань у 1980-х роках була визначена проблема літієвих батарей в літієвих електродах. Точніше пише про

активність літію: процеси, що призводять до операції, призводять до подібної реакції, «політ полум'я» відомий.

У 1991 році було перероблено велику кількість літієвих акумуляторів від виробників, які були зареєстровані як мобільні телефони. Заземлення – при цьому, коли струм на максимумі, батарея горить, користувач мобільного телефону підключений. Виходячи з властивої літію нестабільності, незначного значення Ладенса, було проведено дослідження з виробництва акумуляторів без з'єднання Лі, але під егідою його іонів. Хоча літій-іонні акумулятори є одним з найпотужніших джерел енергії в літієвих акумуляторах, але літій-іонні акумулятори безпечні, але при відповідному режимі зарядки та обслуговування вони доступні.

Переваги літій-іонного акумулятора:

– низький саморозряд;

– висока струмовіддача;

– велика кількість циклів заряд-розряд;

– не потребує обслуговування

Недоліки літій-іонного акумулятора:

– вогненебезпечний;

– втрачає працездатність при перезарядки;

– втрачає ємність при низких температурах;

– добування літію шкодить навколишньому середовищу, також літій є токсичним відходом.

14.2 Хімічні процеси Li-ion акумуляторів

Революція в розробці багаторазових літієвих батарей пов'язана з використанням японських акумуляторів з негативним електродом з мідних матеріалів. Вуглець також є дуже поширеною матрицею для інтеркаляції літію. Для підтримки напруги використовується акумулятор, а японські дослідники також продають позитивний електрод з кобальту як активний матеріал.

Оксид кобальту має потенціал близько 4 літієвих електродів, крім робочої напруги Li-ion акумулятора, характерне значення 3 В і більше. Під час заряджання літій-іонного акумулятора літій в мідненому матеріалі (на негативному електроді) проміжно охолоджується, а літій в оксиді (на позитивній пластині) проміжно охолоджується. Якщо батарея заряджена, значить, робота в зазначеному напрямку правильна.

У всіх Li-ion акумуляторів, доведених до комерціалізації, анод виготовляється з вуглецевих матеріалів. Інтеркаляція літію в вуглецеві матеріали являє собою складний процес, механізм і кінетика якого істотно залежать від природи вуглецевого матеріалу і природи електроліту. Вуглецева матриця, що застосовується в якості анода, може мати впорядковану шарувату структуру, як у природного або синтетичного графіту, невпорядковану аморфну або частково впорядковану (кокс, піролізний або мезофазних вуглець, сажа та ін.).

Іони літію при впровадженні розсовують шари вуглецевої матриці і розташовуються між ними, утворюючи інтеркалатирізноманітних структур. Питомий обсяг вуглецевих матеріалів в процесі інтеркаляції-деінтеркаляції іонів літію змінюється незначно. Крім вуглецевих матеріалів в якості матриці негативного електрода вивчаються структури на основі олова, срібла і їх сплавів, сульфіди олова, фосфоріди кобальту, композити вуглецю з наночастинками кремнію.

Якщо в первинних літієвих елементах застосовуються різноманітні активні матеріали для позитивного електрода, то в літієвих акумуляторах вибір матеріалу позитивного електрода обмежений. Позитивні електроди літійіонних акумуляторів створюються виключно з літірованних оксидів кобальту або нікелю і з літій-марганцевих шпинелей.

В даний час в якості катодних матеріалів все частіше застосовуються матеріали на основі змішаних оксидів або фосфатів. Показано, що з катодами із змішаних оксидів досягаються найкращі характеристики акумулятора. Освоюються і технології покриття поверхні катодів тонкодисперсними оксидами.

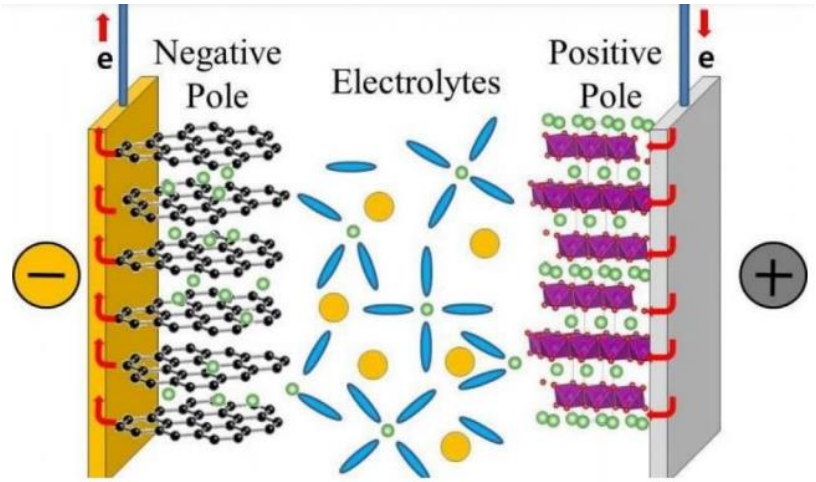


Рисунок 14.1 – Процес заряджання літій-іонного акумулятора

14.3 Конструкція Li-ion акумуляторів

Конструктивно Li-ion акумулятори, як і лужні (Ni-Cd, Ni-MH), виробляються в циліндричному і призматичному варіантах. В циліндричних акумуляторах згорнутий у вигляді рулону пакет електродів і сепаратора розміщений в сталевому або алюмінієвому корпусі, з яким з'єднаний негативний електрод. Позитивний полюс акумулятора виведений через ізолятор на кришку. Призматичні акумулятори виробляються складанням прямокутних пластин один на одного.

Призматичні акумулятори забезпечують більш щільну упаковку в акумуляторній батареї, але в нихважче, ніж в циліндричних, підтримувати стискаючі зусилля на електроди. У деяких призматичних акумуляторах застосовується рулонна збірка пакетуелектродів, який скручується в еліптичну спіраль. Це дозволяє об'єднати переваги двох описаних вище модифікацій конструкції.

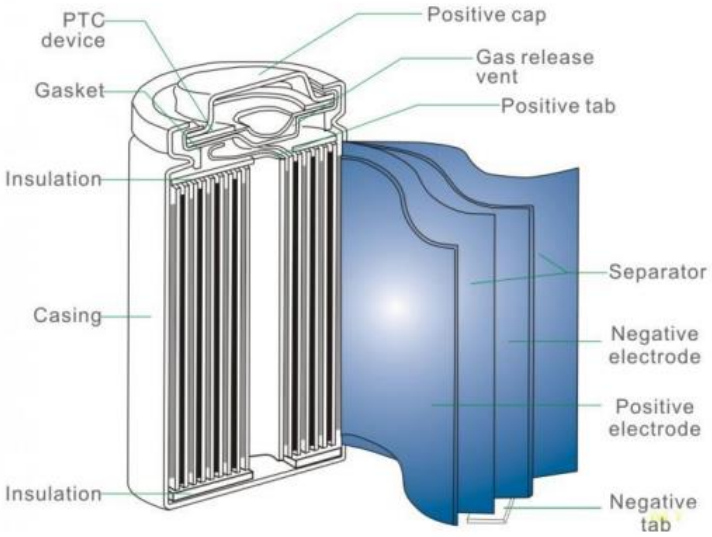


Рисунок 14.2 – Конструкція літій-іонного акумулятора

Деякі конструктивні заходи зазвичай робляться і для попередження швидкого розігріву і забезпечення безпеки роботи Li-ion акумуляторів. Під кришкою акумулятора є пристрій, що реагує на позитивний температурний коефіцієнт збільшенням опору, і інше, яке розриває електричну зв'язок між катодом і позитивною клемою при підвищенні тиску газів всередині акумулятора вище допустимого рівня.

Для підвищення безпеки експлуатації Li-ion акумуляторів в складі батареї обов'язково застосовується також і зовнішній електронний захист, мета якого не допустити можливість перезаряду і перерозряду кожного акумулятора, короткого замикання і надмірного розігріву.

Більшість Li-ion акумуляторів виготовляють в призматичних варіантах, оскільки основне призначення Li-ion акумуляторів – забезпечення роботи стільникових телефонів і ноутбуків. Як правило, конструкції призматичних акумуляторів не уніфіковані і більшість фірм-виробників стільникових телефонів, ноутбуків і т.д. не допускають застосування в пристроях акумуляторів сторонніх фірм.

Різнойменні електроди в літієвих та літій-іонних акумуляторах поділяються сепаратором з пористого поліпропілену. Конструкція Li-ion і інших літієвих акумуляторів, як і конструкція всіх первинних джерел струму («батарейок») з літієвим анодом, відрізняється абсолютною герметичністю. Вимога абсолютної герметичності визначається як неприпустимістю витікання рідкого електроліту (негативно діє на апаратуру), так і неприпустимістю потрапляння в акумулятор кисню і парів води з навколишнього середовища. Кисень і пари води реагують з матеріалами електродів і електроліту і повністю виводять акумулятор з ладу.

Технологічні операції виробництва електродів і інших деталей, а також збірку акумуляторів проводять в особливих сухих кімнатах або в

герметичних боксах в атмосфері чистого аргону. При складанні акумуляторів застосовують складні сучасні технології зварювання, складні конструкції гермовиводів і т.д. Закладка активних мас електродів є компромісом між бажанням досягти максимуму розрядної ємності акумулятора і вимогою гарантувати безпеку його роботи, яка забезпечується при співвідношенні С-/С+ => 1,1 для попередження утворення металевого літію (і тим самим можливості загоряння).

14.4 Характеристики Li-ion акумуляторів

Сучасні Li-ion акумулятори мають високі питомі характеристики: 100-180 Вт· год/кг і 250-400 Вт·год/л. Робоча напруга – 3,5-3,7 В. Якщо ще кілька років тому розробники вважали досяжною ємність Li-ion акумуляторів не вище декількох ампер-годин, то зараз більшість причин, що обмежують збільшення ємності, подолано і багато виробників стали випускати акумулятори ємністю в сотні ампер-годин.

Сучасні малогабаритні акумулятори працездатні при струмах розряду до 2 С, потужні – до 10-20 С. Інтервал робочих температур: від -20 до +60 °С. Проте багато виробників вже розробили АКБ, працездатні при -40 °С. Можливо розширення температурного інтервалу в область більш високих температур. Саморозряд Li-ion акумуляторів становить 4-6% за перший місяць, потім – істотно менше: за 12 місяців акумулятори втрачають 10-20% запасеної ємності. Втрати ємності у Li-ion акумуляторів в кілька разів менше, ніж у нікель-кадмієвих акумуляторів, як при 20 °С, так і при 40 °С. Ресурс-500-1000 циклів.

Li-ion акумулятори заряджаються в комбінованому режимі: спочатку при постійному струмі (в діапазоні від 0,2 С до 1 С) до напруги 4,1-4,2 В (в залежності від рекомендацій виробника), далі при постійній напрузі. Перша стадія заряду може тривати близько 40 хв, друга стадія довше. Більш швидкий заряд може бути досягнутий при імпульсному режимі. У початковий період, коли тільки з’явилися Li-ion акумуляторні батареї, що використовують графітову систему, потрібно обмеження напруги заряду з розрахунку 4,1 В на елемент.

Хоча використання більш високої напруги дозволяє підвищити енергетичну щільність, окислювальні реакції, які відбуваються в елементах такого типу при напругах, що перевищують поріг 4,1 В, призводили до скорочення їх терміну служби. Згодом цей недолік ліквідували за рахунок застосування хімічних добавок, і в даний час Li-ion елементи можна заряджати до напруги 4,20 В.

Допустиме відхилення напруги становить лише близько ± 0,05 В на елемент. Li-ion акумуляторні батареї промислового і військового призначення повинні мати більший термін служби, ніж батареї для комерційного використання. Тому для них гранична напруга кінця заряджання становить 3,90 В на елемент. Хоча енергетична щільність (кВт·год/кг) у таких батарей нижче, підвищений термін служби при невеликих розмірах, малій вазі і більш висока в порівнянні з батареями інших

типів енергетична щільність ставлять Li-ion батареї поза конкуренцією. При заряді Li-ion акумуляторних батарей струмом 1С час заряду становить 2-3 год. Li-ion батарея досягає стану повного заряду, коли напруга на ній стає рівною напрузі відсікання, а струм при цьому значно зменшуєтьсяі складає приблизно 3% від початкового струму заряду.

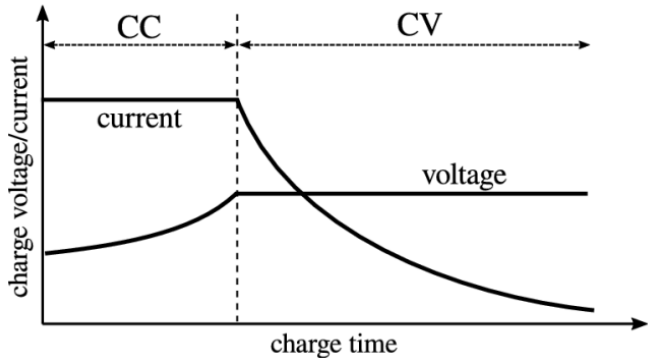


Рисунок 14.3 – Залежність напруги та струму від часу при заряджанні літій-іонного акумулятора

Отже, Li-ion акумулятори мають низьку стійкість до перезаряджання. На негативному електроді на поверхні вуглецевої матриці при значному перезаряджанні стає можливим осадження металевого літію (у вигляді дрібно роздробленого моховитого осаду), що володіє великою реакційною здатністю до електроліту, а на катоді починається активне виділення кисню. Виникає загроза теплового розгону, підвищення тиску і розгерметизації. Тому заряджання Li-ion акумуляторів можна вести тільки до напруги, рекомендованої виробником.

При збільшеній напрузі заряджання ресурс акумуляторів знижується. Безпечній роботі Li-ion акумуляторних батарей повинна приділятися серйозна увага. В Li-ion батареях комерційного призначення є спеціальні пристрої захисту, що запобігають перевищенню напруги заряджання вище певного порогового значення. Додатковий елемент захисту забезпечує завершення заряджання, якщо температура батареї досягне 90 ° С.

Найбільш досконалі за конструкцією батареї мають ще один елемент захисту – механічний вимикач, який спрацьовує при збільшенні внутрішньо корпусного тиску батареї. Вбудована система контролю напруги налаштована на дві напруги відсікання – верхню і нижню. Є й винятки – Li-ion акумуляторні батареї, в яких пристрої захисту взагалі відсутні. Це акумуляторні батареї, до складу яких входить марганець. Завдяки його наявності, при перезаряджанні реакції металізації анода і виділення кисню на катоді відбуваються настільки повільно, що стало можливим відмовитися від застосування пристроїв захисту.

Всі літієві акумулятори характеризуються досить гарною схоронністю. Втрата ємності за рахунок саморозряду 5-10% в рік. Наведені показники слід розглядати як деякі номінальні орієнтири. Для кожного конкретного

акумулятора, наприклад, напруга розряджання залежить від струму розряджання, рівня розрядженості, температури; ресурс залежить від режимів (струмів) розряджання і заряджання, температури, глибини розряджання; діапазон робочих температур залежить від рівня вироблення ресурсу, допустимих робочих напруг і т.д.

До недоліків Li-ion акумуляторів слід віднести чутливість до перезаряджання і перерозряджання, через це вони повинні мати обмежувачі заряджання і розряджання. З рисунка 14.4 видно, що з ростом струму розряджання розрядна ємність акумулятора знижується несуттєво, але зменшується робоча напруга. Такий же ефект з'являється при розряджанні при температурі нижче 10 °С. Крім цього, при низьких температурах має місце початкова просадка напруги.

Що стосується експлуатації Li-ion акумуляторів взагалі, то, з огляду на всі конструктивні і хімічні способи захисту акумуляторів від перегріву і вже стале уявлення про необхідність зовнішнього електронного захисту акумуляторів від перезаряджання і перерозряджання, можна вважати проблему безпеки експлуатації Li-ion акумуляторів вирішеною. А нові катодні матеріали часто забезпечують ще більшу термічну стабільність Li-ion акумуляторів.

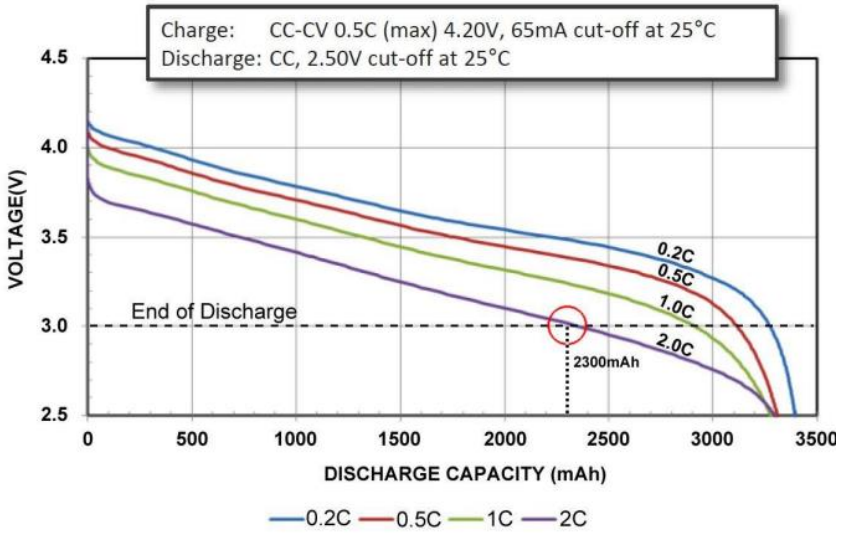


Рисунок 14.4 – Розрядні характеристики літій-іонного акумулятора при різних струмах

При розробці літієвих і літій-іонних акумуляторів, як і при розробці первинних літієвих елементів, питанню безпеки зберігання та використання приділялася особлива увага. Всі акумулятори мають захист від внутрішніх коротких замикань (а в окремих випадках – і від зовнішніх коротких замикань). Ефективним способом такого захисту є застосування двошарового сепаратора, один з шарів якого виготовляється не з поліпропілену, а з матеріалу, аналогічного поліетилену. У випадку короткого замикання (наприклад, через проростання дендритів літіюдо позитивного електрода) за

рахунок локального розігріву цей шар сепаратора підплавляється і стає непроникним, запобігаючи подальшому проростанню дендритів.

При циклюванні Li-ion акумуляторів серед можливих механізмів зниження ємності найбільш часто розглядаються наступні:

– руйнування кристалічної структури катодного матеріалу (особливо$LiMn_2O_4$);

– розшарування графіту;

– нарощування пасивної плівки на обох електродах, що призводить дозниження активної поверхні електродів і блокування дрібних пор;

– осадження металевого літію;

– механічні зміни структури електрода в результаті об'ємних коливань активного матеріалу при циклюванні.

Дослідники розходяться в думці, який з електродів зазнає великих змін при циклюванні. Це залежить як від природи обраних електродних матеріалів, так і від їх чистоти. Тому для Li-ion акумуляторів вдається описати тільки якісно зміну їх електричних і експлуатаційних параметрів в процесі експлуатації. Зазвичай ресурс комерційних Li-ion акумуляторів до зниження розрядної ємності на 20% становить 500-1000 циклів, але він значно залежить від величини граничної зарядної напруги. Зі зменшенням глибини циклювання ресурс підвищується.

Спостережуване підвищення терміну служби пов'язують зі зменшенням механічної напруги, що викликається, змінами обсягу електродів впровадження, які залежать від ступеня їх зарядженості. В результаті пошуків найкращого матеріалу для катода сучасні Li-ion акумулятори перетворюються в ціле сімейство хімічних джерел струму, помітно відрізняються один від одного як енергоємністю, так і параметрами режимів заряджання/розряджання.

Це, в свою чергу, вимагає істотного збільшення інтелектуальності схем контролю, які до теперішнього часу стали невід'ємною частиною акумуляторних батарей і питомих пристроїв - в іншому випадку можливе пошкодження (в тому числі незворотне) як батарей, так і пристроїв. Завдання ускладнюється ще й тим, що розробники намагаються максимально повно використовувати енергію акумуляторів, домагаючись підвищення часу автономної роботи при мінімально займаному джерелом живлення обсязі і вазі. Це дозволяє досягти істотних конкурентних переваг.

Майже завжди в корпус акумулятора вбудований контролер (рисунок 14.5), який керує зарядкою та захищає акумулятор від перевищення напруги заряду, надмірного розряду та перевищення температури, що призводять до передчасної деградації або руйнування. Також цей контролер може обмежувати струм споживання, захищати від короткого замикання. Тим не менш, треба враховувати, що не всі акумулятори мають захист. Виробники можуть не встановлювати її з метою зниження вартості, ваги, а також у пристроях, в яких вбудований контролер захисту, акумуляторні батареї (наприклад, ноутбуки) використовують АКБ без вбудованої плати захисту.

У таблиці 14.1 показано параметри літій-іонних батарей.

Таблиця 14.1 – Параметри літій-іонних батарей.

Параметри	Показники
Напруга одного елементу	2,5 – 4,2 В
Питома енергоємність	110 – 270 Вт · год / кг
Внутрішній опір	4 – 15 мОм
Термін придатності	600 циклів заряду-розряду до зниження ємності до 80%
Саморозряд при 25°С	≈ 1,6% в місяць
Робоча температура	-20….+60°С

Акумулятори літієві мають спеціальні вимоги при підключенні декількох комірок послідовно. Зарядні пристрої для таких багатоскладових акумуляторів із комірок або самі акумуляторні батареї мають схему балансування комірок. При використанні літій-іонних акумуляторів у складі батарей без балансуючого пристрою (рисунок 14.6) частина з них виявиться перерозрядженою (B) під час роботи батареї або перезарядженої (C) або не дозарядженої (D) до номінальної ємності під час заряджання батареї.

Рисунок 14.5 – Контролер літій-іонного акумулятора

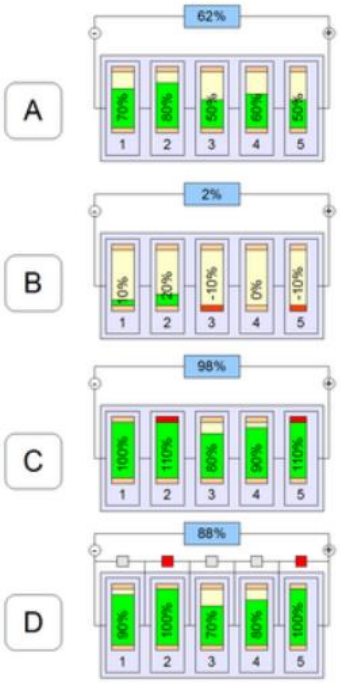


Рисунок 14.6 – Використання літій-іонного акумулятора без балансиру

Сенс балансування в тому, що електричні властивості комірок можуть трохи відрізнятися, і якась комірка досягне повного заряду-розряду раніше за інших. При цьому необхідно припинити заряд цієї комірки, продовжуючи заряджати решту, оскільки перерозряд або перезаряд літій-іонних акумуляторів виводить їх з ладу. Цю функцію виконує спеціальний вузол – балансир. Він шунтує заряджену комірку так, щоб струм заряду йшов повз

неї. Балансири одночасно виконують як функцію плати захисту щодо кожного акумулятора, так і батареї в цілому.

Лекція №15. Вибір та перевірка двигунів для електроприводів транспортних засобів

15.1 Загальні положення

Для правильного вибору двигуна необхідно мати його навантажувальну діаграму. Але на початковій стадії проектування електроприводу проекту-вальнику відома лише навантажувальна діаграма та її тахограма. Для розрахунку та побудови навантажувальної діаграми двигуна необхідно зробити розрахунок його перехідних процесів, що вимагає знання сумарного приведеного моменту інерції всієї системи привід – робоча машина. Момент інерції системи в основному визначається моментом інерції самого двигуна. Тому, поки двигун не вибраний, не можна приступити до розрахунку перехідних процесів, отже, не можна побудувати і навантажувальну діаграму електропривода.

Двигуну в процесі роботи доводиться долати в перехідних режимах не тільки статичне, а й динамічне навантаження, тому що статичне навантаження при роботі робочої машини не залишається постійним. Тому середньоквадратичне значення моменту двигуна виходить більше, ніж середнє значення статичного моменту опору, і при попередньому виборі його номінальний момент приймається більшим, ніж середнє значення M_c. Зазвичай рекомендується приймати, $M_H = (1{,}1 \div 1{,}3) M_{c.ср}$,

де $M_{c.ср} = \dfrac{\sum_0^{t_ц} M_{cx} \cdot t_x}{t_ц}$, t_x – тривалість циклу.

Можуть бути використані і такі формули для орієнтованого визначення M_H двигуна.

$$M_H = \frac{M_{c.ср} + M_{c.кв}}{2} \text{ або } M_H = \sqrt{M_{c.ср} \cdot M_{c.кв}}$$

де $M_{с.кв}$ - середньоквадратичне значення статичного моменту опору, що визначається за навантажувальною діаграмою робочої машини.

По знайденому орієнтованому значенню M_H і основній швидкості, яка повинна бути задана, визначається необхідна номінальна потужність двигуна $P_H = M_H \cdot \omega_{осн}$ по каталогу вибирається двигун і розраховується момент інерції системи

$$J_\Sigma = \delta \cdot J_{дв} + J_м \cdot \frac{1}{j_м^2}.$$

Далі проводиться розрахунок перехідних процесів і будується навантажувальна діаграма електроприводу M = f (t) або I = f (t).

Потім робиться перевірка обраного двигуна по перевантажувальної здатності $M_H \geq \frac{M'_{c.макс}}{\lambda_M}$.

15.2 Перевірка допустимого навантаження двигуна за методом середніх втрат

Сутність цього методу полягає у визначенні середніх втрат ΔРср в двигуні при заданому графіку навантаження і порівнянні їх з номінальними втратами попередньо обраного двигуна. При цьому передбачається, що при рівності ΔРср = ΔРн двигун буде працювати з допустимою для нього температурою, тому що

$$\tau_{доп} = \frac{Q_{ср}}{A} = \frac{Q_н}{A} = \frac{\Delta P_{ср}}{A} = \frac{\Delta P_н}{A}.$$

Розглянемо процес нагріву двигуна, що працює по деякому циклічного графіку (рис.15.1). Цей графік і подібні йому відповідає переміжному режиму S6. По закінчення великого числа циклів двигун досягне сталого теплового стану.

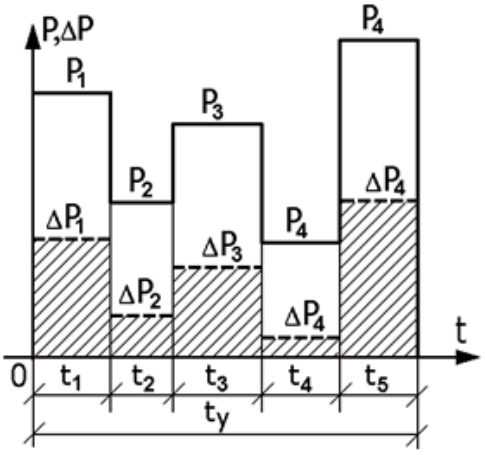


Рисунок 15.1 – Навантажувальна діаграма

При невеликій тривалості циклу в порівнянні з T_H відхилення температури за $t_ц$ від початкового і кінцевого значень буде невелика. Це дає підставу максимальним значенням температури перегріву вважати її значення на початку і в кінці циклу. Температура перегріву в кінці останньої ділянки циклу може бути отримана на основі запису ряду послідовних значень температур перегріву в кінці окремих ділянок циклу роботи:

$$\tau_{к1} = \frac{\Delta P_1}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_H}}\right) + \tau_{нач.ц} \cdot e^{-\frac{t_1}{T_H}};$$

$$\tau_{к2} = \frac{\Delta P_2}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_H}}\right) + \tau_{к1} \cdot e^{-\frac{t_2}{T_H}};$$

……

$$\tau_{кп} = \frac{\Delta P_n}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_H}}\right) + \tau_{к(n-1)} \cdot e^{-\frac{t_n}{T_H}}.$$

Якщо в цій системі виключити значення температур перегріву в кінці кожної проміжної ділянки при i<n, то температура перегріву в кінці останньої ділянки циклу буде

$$\tau_{к.п} = \tau_{нач.у} \cdot e^{-\frac{t_y}{T_H}} + \frac{\Delta P_1}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - t_1}{T_H}} + \frac{\Delta P_2}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - (t_1 + t_2)}{T_H}} + \cdots + \frac{\Delta P_n}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_H}}\right) \cdot e^{0}$$

Беручи до уваги рівність температур перегріву на початку і кінці циклу $\tau_{к.п} = \tau_n = \tau_{нач}$, можна записати

$$\tau_n\left(1 - e^{-\frac{t_y}{T_H}}\right) = \frac{\Delta P_1}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - t_1}{T_H}} + \frac{\Delta P_2}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - (t_1 + t_2)}{T_H}} + \cdots + \frac{\Delta P_n}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_H}}\right).$$

Виразивши τ_n через середні втрати $\tau_n = \frac{\Delta P_{ср}}{A}$, отримаємо

$$\frac{\Delta P_{ср}}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_y}{T_H}}\right) = \frac{\Delta P_1}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_1}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - t_1}{T_H}} + \frac{\Delta P_2}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_H}}\right) \cdot e^{-\frac{t_y - (t_1 + t_2)}{T_H}} + \cdots + \frac{\Delta P_n}{A}\left(1 - e^{-\frac{t_n}{T_H}}\right).$$

Це вираз говорить, що процес нагрівання двигуна при змінному навантаженні, можна замінити деяким режимом з постійним навантаженням, що створює те ж нагрівання. Для визначення $\Delta P_{ср}$, що відповідають тривалому режиму з постійним навантаженням, розкладемо все експоненціальні функції в ряд Маклорена ($e^{-x} = 1 - \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} - \frac{x^3}{3!} + \cdots$).

Нехтуючи всіма членами ряду крім перших двох, отримаємо

$$\frac{\Delta P_{ср}}{A}\cdot\frac{t_y}{T_H}=\frac{\Delta P_1}{A}\cdot\frac{t_1}{T_H}+\frac{\Delta P_2}{A}\cdot\frac{t_2}{T_H}+\cdots+\frac{\Delta P_n}{A}\cdot\frac{t_n}{T_H}.$$

Припускаючи, що двигун працює з постійною швидкістю, отже, незмінними А і $T_Н$, отримаємо

$$\Delta P_{ср}=\frac{\Delta P_1\cdot t_1+\Delta P_2\cdot t_2+\cdots+\Delta P_n\cdot t_n}{t_1+t_2+\cdots+t_n}.$$

Критерієм правильності вибору є $\Delta P_{ср}\leq\Delta P_н$.

У разі істотного розходження у величинах $\Delta P_{ср}$ і $\Delta P_н$, необхідно вибрати двигун більший по потужності і виконати всі розрахунки заново.

Умова $\Delta P_{ср}\leq\Delta P_н$ справедлива лише у випадку, коли двигун повинен працювати при температурі навколишнього середовища +110 °С. Якщо вона відрізняється від +110 °С, умова правильності вибраного двигуна буде такою:

$$\Delta P_{ср}\leq\Delta P_{н}\frac{t^{\circ}_{доп}-t^{\circ}_{сер}}{t^{\circ}_{доп}-40^{\circ}C}.$$

Вираз для $\Delta P_{ср}$ справедливий для перевірки правильності вибору двигунів, що мають незалежну вентиляцію і з самовентиляцією і працюють з постійною швидкістю. Для двигунів з самовентиляцією і охолоджуваних природним шляхом, що працюють зі змінною швидкістю, у вираз для $\Delta P_{ср}$ необхідно внести поправки, що враховують погіршення умов охолодження при зміні швидкості і під час пауз. Внесення поправок зручно розглянути на прикладі роботи двигуна по трьохперіодній тахограмі (рис.15.2).

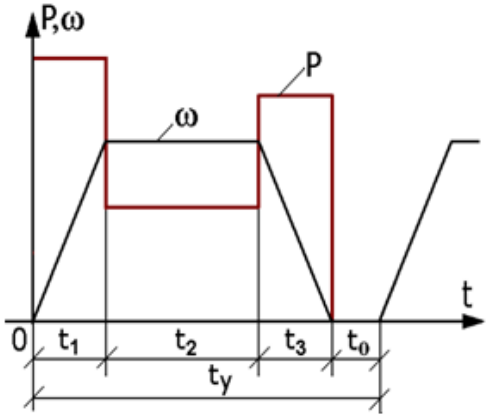


Рисунок 15.2 – Трьохперіодна тахограма

При роботі двигуна з усталеною кутовою швидкістю кількість тепла $Q_{ном}=A\cdot\tau_{доп}$, що віддається в навколишнє середовище дорівнює $Q'=A_2\cdot\tau_{доп}=\beta\cdot A\cdot\tau_{доп}$. Тут β - коефіцієнт, що враховує погіршення умов охолодження під час паузи. Під час перехідних процесів (пуск, гальмування, зміна швидкості) тепловіддача в навколишнє середовище приймається рівною

$$A_1=\frac{A+A_2}{2}=\frac{A+\beta A}{2}=A\cdot\left(\frac{1+\beta}{2}\right)=A\cdot\alpha.$$

Для ДПС α = 0,75; для АД α = 0,5.

Вираз для визначення середніх втрат (стосовно трьохперіодної тахограми) набирає вигляду:

$$\Delta P_{ср} = \frac{\Delta P_1 \cdot t_1 + \Delta P_2 \cdot t_2 + \Delta P_3 \cdot t_3}{\alpha(t_1 + t_3) + t_2 + \beta \cdot t_0} \le \Delta P_н \ .$$

Метод середніх втрат хоча і є одним з найбільш точних, заснованих на обліку середнього нагріву двигуна, не враховує, однак, максимальну температуру при змінному графіку навантаження і не дає можливості вибрати двигун за навантажувальною діаграмою, тому що для визначення втрат необхідно знати параметри двигуна. Крім того, цей метод не завжди зручний внаслідок труднощів розрахунку втрат потужності. Тому на практиці частіше застосовуються інші методи, хоч і менш точні.

15.3 Перевірка допустимого навантаження двигуна за методом еквівалентного середньоквадратичного струму.

Суть цього методу заснована на тому, що дійсний струм, що протікає в двигуні і змінюється за величиною замінюється в розрахунках деяким постійним за величиною струмом $I_е$, що викликає в двигуні такіж втрати, що й дійсний.

При роботі двигуна по деякому графіку навантаження втрати на кожній окремій ділянці можна виразити у вигляді суми постійних і змінних втрат, якщо зробити припущення, що струм і втрати змінюються ступенями, залишаючись незмінними в межах кожного ступеня (в дійсності крива струму I = f (t) не має ступеневого характеру).

Змінні втрати пропорційні квадрату струму головного кола – струму якоря для машин постійного струму і струму ротора для АД (для СД - струму статора). Таким чином

$$\Delta P_x = \kappa + V_H \left(\frac{I_x}{I_н} \right)^2 = \kappa + R \cdot I_x^2 ,$$

де R – враховує опір обмоток головного кола.

Підставляючи значення окремих складових втрат в вираз для $\Delta P_{ср}$ і представляючи середні втрати в двигуні як $\Delta P_{ср} = \kappa + R \cdot I_э^2$, отримаємо

$$\kappa + R \cdot I_э^2 = \frac{\left(\kappa + I_1^2 \cdot R\right) \cdot t_1 + \left(\kappa + I_2^2 \cdot R\right) \cdot t_2 + \cdots + \left(\kappa + I_n^2 \cdot R\right) \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n} =$$

$$= \frac{\kappa\left(t_1 + t_2 + \cdots + t_n\right)}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n} + \frac{R\left(I_1^2 \cdot t_1 + I_2^2 \cdot t_2 + \cdots + I_n^2 \cdot t_n\right)}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}.$$

Звідси після скорочень і перетворень отримаємо вираз для I_e

$$I_э = \sqrt{\frac{I_1^2 \cdot t_1 + I_2^2 \cdot t_2 + \cdots + I_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} = \sqrt{\frac{\sum I_x^2 \cdot t_x}{\sum t_x}} = \sqrt{\frac{\int_0^{t_x} i_x^2 dt}{\sum t_x}} .$$

Тут в знаменнику час всього робочого циклу з урахуванням пауз. Умова перевірки зводиться до порівняння I_e з номінальним струмом попередньо обраного двигуна, тобто $I_e \le I_н$. Двигун додатково потрібно перевірити за умовою допустимого перевантаження, тобто переконатися, що $\lambda_I \ge \frac{I_{макс}}{I_н}$.

Якщо ця остання умова не виконується, необхідно вибрати двигун більшої потужності, керуючись при цьому вже не умовами нагріву, а перевантажувальою здатністю двигуна.

Слід мати на увазі, що при виведенні вирази для I_E змінні втрати приймалися пропорційними квадрату головного струму двигуна. Це положення справедливо лише в тому разі, якщо протягом робочого циклу немає підключення головною кола, а АД з к. з. ротором, мають подвійну білячу клітку або глибокі пази, працюють приблизно при постійній швидкості. Крім того, цей метод не враховує можливі зміни постійних втрат при зміні швидкості в широких межах. Тим не менш, цей метод може використовуватися для перевірки за умовами нагрівання всіх типів попередньо обраних двигунів з достатньою точністю.

У випадках, коли постійна нагріву двигуна T_H не постійна і цикл містить періоди роботи із змінною швидкістю (зниженою), а також паузи, необхідно враховувати вплив погіршених умов охолодження. Еквівалентний струм у цьому випадку (стосовно до трьохперіодної тахограми) визначається за формулою

$$I_э = \sqrt{\frac{I_1^2 \cdot t_1 + I_2^2 \cdot t_2 + I_3^2 \cdot t_3}{\alpha(t_1 + t_3) + t_2 + \beta \cdot t_0}} .$$

При різких змінах крива струму I=f(t) при розрахунках замінюється не ступінчастою, як розглянуто вище, щоб уникнути значних похибок, а ламаною лінією, майже збігається з реальною кривою зміни струму, і обчислюються еквівалентні струми окремих ділянок. У цьому випадку площа графіка, обмежена такою ламаною лінією, розбивається на ряд фігур, що мають форму трикутника, прямокутника і трапеції.

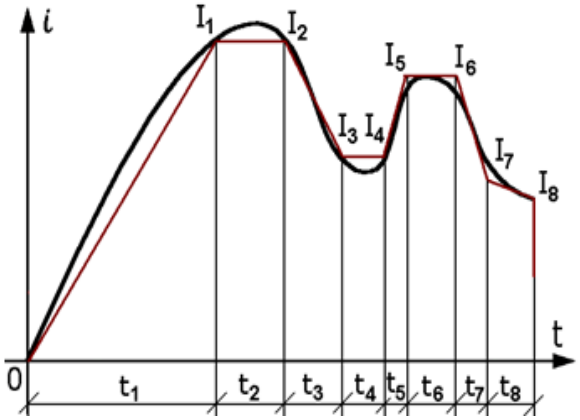


Рисунок 15.3 – Крива струму двигуна

Знайдемо, наприклад, еквівалентну значення струму на лінійній ділянці тривалістю t_1 (площа ділянки має форму трикутника). На ньому струм змінюється за законом

$$I = \alpha \cdot t \text{, де } \alpha = \frac{I_1}{t_1} = const.$$

Еквівалентний струм на цій ділянці:

$$I_{э1} = \sqrt{\frac{\int_0^{t_1} I^2 dt}{t_1}} = \sqrt{\frac{\int_0^{t_1} \alpha^2 \cdot t^2 dt}{t_1}} = \frac{\alpha \cdot t_1}{\sqrt{3}} = \frac{I_1 \cdot t_1}{\sqrt{3} \cdot t_1} = \frac{I_1}{\sqrt{3}}$$

- розрахунок виконується для трикутника.

На ділянці тривалістю, наприклад, t_3 має форму трапеції аналогічно можна отримати вираз

$$I_{э3} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_2 \cdot I_3 + I_3^2}{3}}$$

- розрахунок виконується для трапеції.

На ділянках, що мають форму прямокутника (тривалістю t_4, t_6), еквівалентний струм дорівнює дійсному струму. Використовуючи отримані залежності, визначається результуючий еквівалентний струм, який потім порівнюється з номінальним струмом попередньо обраного двигуна і робиться висновок про можливість його застосування, тобто $I_E \leq I_H$

$$I_э = \sqrt{\frac{\sum I_{э1}^2 \cdot t_{\Delta} + \sum I_{э2}^2 \cdot t_{\square} + \sum I_{э3}^2 \cdot t_{\frown}}{\sum t_{\Delta} + \sum t_{\square} + \sum t_{\frown}}}$$

- розрахунок виконується для результуючого еквівалентного струму.

Метод еквівалентного струму є кращим при перевірці потужності ДПС із змінним потоком, а також для АД зі значним струмом холостого ходу (40 ÷ 60% номінального струму).

15.4 Перевірка допустимого навантаження двигуна по методах еквівалентного моменту і еквівалентної потужності

Метод еквівалентного моменту заснований на тому, що в двигунах, що працюють при Ф = const момент пропорційний струму. Так, в разі двигунів постійного струму з незалежним збудженням $M = к\Phi \cdot I_я \equiv I_я$.

З деякими припущеннями він може бути використаний і для перевірки потужності попередньо обраного АД, коли він повинен працювати при навантаженнях, близьких до номінального. Момент АД $M = C_M \cdot I_2 \cdot \Phi \cdot \cos\psi_2$.

При тих реальних навантаженнях, при яких зазвичай працює АД, $\cos\varphi_2$ змінюється не настільки значно, і з деякою погрішністю його можна вважати постійним. Оскільки при U_1 = const і f_1 = const потік АД постійний, можна вважати, що і $M \equiv I_2$. Помноживши обидві частини виразу для I_e на деякий коефіцієнт пропорційності, отримаємо

$$M_э = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + \cdots + M_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \ .$$

Умова правильності попередньо обраного двигуна: $M_e \le M_н$.

У разі, коли Ф≠const (наприклад, при ослабленні його у ДНЗ), цим методом безпосередньо користуватися не можна, але якщо внести поправки в навантажувальну діаграму електропривода, то ординати графіка моменту можна зробити пропорційними струму і методом еквівалентного моменту можна буде користуватися.

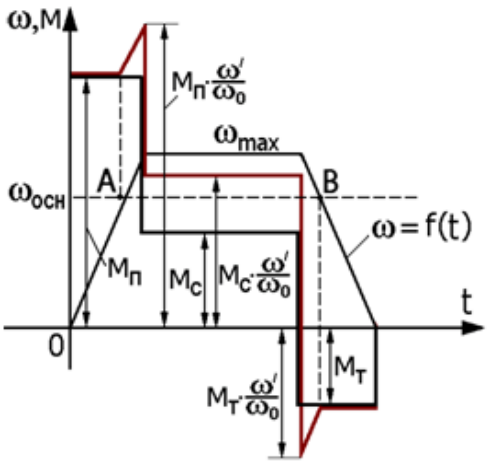


Рисунок – 15.4 – Тахограма електроприводу

Внесення поправок розглянемо на прикладі трьохперіодного графіка (рис.28.2). У сталому режимі двигун повинен працювати з ослабленим потоком $Ф_{осл}$ зі швидкістю $\omega_{макс}>\omega_{осн}$. На ділянках діаграми, де двигун працює з $Ф = Ф_н$, ординати графіка моменту пропорційні струму (до точки А). При $\omega>\omega_{осн}$ ці ординати не пропорційні струму (від точки А до точки В). Якщо при $Ф = Ф_н$ двигун, розвиваючи момент М, споживає з мережі струм $I_я$, то при ослабленому потоці $Ф_{осл}$, розвиваючи той же момент, він буде споживати більший струм $I_я$.

Таким чином на ділянках роботи з $Ф_{осл}$ графік моменту не відображає картини нагріву двигуна.

Виходячи з рівності моментів, при роботі $Ф_н$ і $Ф_{осл}$, можна визначити величину поправки, яку потрібно ввести в графік моменту, щоб його ординати були пропорційні струму

$$M = к\Phi \cdot I_я = к\Phi_{осл} \cdot I'_я; \qquad I'_я = I_я \cdot \frac{\Phi}{\Phi_{осл}}.$$

Відношення потоків можна замінити відношенням швидкостей. Нехтуючи падінням напруги в колі якоря, можна вважати $E = к\Phi \cdot \omega = к\Phi_{олс} \cdot \omega' \cong U = const$.

Отже, $\frac{\Phi}{\Phi_{осл}} = \frac{\omega'}{\omega}$ і $I'_я = I_я \cdot \frac{\omega'}{\omega} = I_я \cdot \frac{\omega'}{\omega_{осн}}$.

Помноживши ординати графіка моменту на ділянці роботи двигуна з ослабленим потоком (від точки А до точки В) на відношення $\frac{\omega'}{\omega_{осн}}$, де ω′ - фактична швидкість при ослабленому потоці, отримаємо новий графік, ординати якої пропорційні струму. Отже, маючи новий графік залежності M = f (t) для перевірки потужності попередньо обраного двигуна можна використовувати метод еквівалентного моменту $M_е$.

В електроприводах, що працюють з постійною або малозмінною швидкістю, потужність P=M·ω буде пропорційна моменту. В цьому випадку для перевірки правильності вибору потужності двигуна можна знаходити значення еквівалент-ної потужності $P_е$, користуючись залежністю P = f (t), отриманою розрахунковим або експериментальним шляхом. При цьому необхідно дотримуватися умови:

$$P_{ном} = M_э \cdot \omega = \sqrt{\frac{P_1^2 \cdot t_1 + P_2^2 \cdot t_2 + \cdots + P_n^2 \cdot t_n}{t_1 + t_2 + \cdots + t_n}} \le P_H .$$

Область застосування цього методу обмежується випадками роботи ДНЗ, АД і СД при ω = const.

15.5 Вибір потужності двигуна для роботи з тривалим незмінним навантаженням.

В такому режимі температура перегріву двигуна досягає усталеного значення $\tau_{уст}$ і двигун, вибраний правильно, може працювати як завгодно довго без перегріву понад допустиму межу, за умови правильності експлуатації і температурі навколишнього середовища не перевищує 110°С.

Вибір двигуна при цьому режимі зводиться до того, що якщо відома потужність статичного навантаження P_c, то немає необхідності перевіряти двигун по нагріванню або перевантаженню під час роботи. Досить вибрати двигун з номінальною потужністю $P_н \ge P_c = M_c \cdot \omega = P_{розр}$. При цьому можна бути впевненим, що вона є найбільшою допустимою, оскільки завод-виробник виготовив вже всі розрахунки і випробування, виходячи з максимального використання матеріалів при номінальній потужності двигуна.

Потужність обраного двигуна повинна містити запас у порівнянні з розрахунковими величинами не менше (5÷10)% зі збільшенням до (30÷110)% для двигунів потужністю до 5 кВт і (70÷100)% до 1 кВт.

У тих випадках, коли температура навколишнього середовища нижче 110 ° С, двигун може бути завантажений вище своєї номінальної потужності, а якщо вище 110 ° С – його слід недовантажувати.

Двигун правильно обраної потужності при номінальному навантаженні і $t°_{н.ср}$=110°С в руховому режимі повинен бути нагрітий до $\tau_{доп}$

$$\tau_{доп} = \frac{1}{A}\left(\kappa + V_H\right) = \frac{1}{A} \cdot V_H (a+1) \text{, де } a = \frac{\kappa}{V_H} .$$

Якщо $t°_{н.ср}$ відрізняється від 110 ° С на Δτ, то для збереження тієї ж гранично допустимої температури перегріву $\tau_{доп}$, допустиме її перевищення має бути зменшено або збільшено на Δτ. Для цього струм двигуна повинен мати значення $I_x = I_н \cdot x$ і змінні втрати будуть $V = x^2 \cdot V_H$. Вираз для сталої температури $\tau_{уст}$ при цьому буде таким:

$$\tau_{уст} = \tau_{доп} - \Delta\tau = \frac{1}{A}\left(\kappa + x^2 V_H\right) = \frac{V_H}{A}\left(a + x^2\right),$$

де $\Delta\tau$ буде зі знаком " + " при $t°_{н.ср} > 110$ ° С і зі знаком " - " при $t°_{н.ср} <$ 110 ° С.

Поділивши цей вираз на перше, отримаємо $\frac{\tau_{доп} - \Delta\tau}{\tau_{доп}} = \frac{a + x^2}{a + 1}$, звідки допустима ступінь завантаження двигуна при $t°_{н.ср} \neq 110°C$

$$x = \sqrt{1 - \frac{\Delta\tau}{\tau_{доп}}\left(a + 1\right)}, \text{ тобто } P_{доп} = P_н \cdot x.$$

При $\Delta\tau = \frac{\tau_{доп}}{a + 1}$ x=0, тобто двигун не може нести ніякого навантаження, а може працювати лише вхолосту.

15.6 Вибір потужності двигуна для короткочасного режимі роботи

У реальних умовах при короткочасному режимі роботи навантаження на валу двигуна протягом робочого періоду зазвичай змінюється. У вигляді прикладу на рисунку 15.5 показано реальний графік змінного навантаження і еквівалентний прямокутний. Еквівалентний момент в даному випадку буде дорівнювати

$$M_э = \sqrt{\frac{M_1^2 \cdot t_1 + M_2^2 \cdot t_2 + M_3^2 \cdot t_3}{t_1 + t_2 + t_3}}.$$

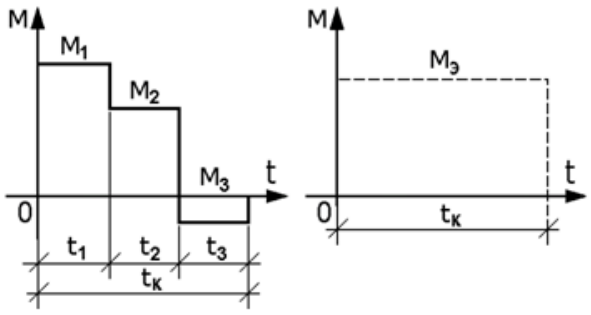


Рисунок 15.5 – Графік змінного та еквівалентного навантаження

Але оскільки точна навантажувальна діаграма електроприводу зазвичай невідома і може бути побудована тільки в тому випадку, якщо двигун вже вибраний і розраховані перехідні процеси, при проектуванні електроприводу з короткочасним режимом роботи двигун попередньо вибирається за умовою перевантаження $M_н \cdot \lambda_м \geq M'_{с.макс}$ або на підставі даних досвіду проектування і експлуатації аналогічних електроприводів.

Потім можна розрахувати перехідні процеси і побудувати реальну навантажувальну пряму, визначити $M_{экв}$ або $I_{экв}$ і порівняти с $M_н$ або $I_н$.

Якщо передбачається вибрати спеціальний двигун серії, спеціально призначеної для короткочасного режиму роботи, то заданими повинні бути навантажувальна діаграма механізму і час $t_к$. Для обраного двигуна визначаються $T_Н$ і коефіцієнт втрат а:

$$a = \frac{к}{V_H} = \frac{\Delta P_н - V_H}{V_H}, \text{ де } \Delta P_н = P_н\left(\frac{1}{\eta_н} - 1\right).$$

$V_H = I_{ян}^2 \cdot R_я$ - для ДПС, а для АД $V_H = 3I_{1н}^2 r_1 + 3I_{2н}'^2 r_2'$;

$$T_H = \frac{t_к}{\ln\frac{\delta}{\delta - 1}} = \frac{t_к}{\ln\frac{\Delta P_к}{\Delta P_к - \Delta P_н}} = \frac{t_к}{\ln\frac{a + x^2}{a + 1}}.$$

Далі розраховуються необхідні статичні характеристики, перехідні процеси і будується навантажувальна діаграма, за якою визначається $M_е$ або $I_е$ або $P_е$ і дійсний час $t_к$. Після цього визначається допустимий по нагріванню момент $M_{доп}$ за час $t_{к.дійсн.}$

$$M_{доп} = M_н \sqrt{(a+1)\frac{1 - e^{-\frac{t_{к.кат}}{T_H}}}{1 - e^{-\frac{t_{к.действ}}{T_H}}} - a}.$$

Двигун буде задовольняти умовам нагріву, якщо виконується умова $M_{доп} \geq M_е$. Якщо для короткочасної роботи передбачається вибрати двигун, нормально призначений для тривалої роботи, тобто режиму S1, то він вибирається попередньо за тими ж критеріями, що й двигун режиму S2. Заданими повинні бути навантажувальна діаграма механізму і час $t_к$.

Далі обчислюються ті ж величини і параметри, що і в попередньому випадку, розраховуються перехідні процеси, будується навантажувальна діаграма електроприводу і визначається $M_е$. Потім визначається момент, який може розвивати вибраний двигун не перегріваючись протягом часу $t_{к.дійсн.}$ при короткочасному режимі роботи

$$M_{доп}^{(к)} = M_н \cdot x = M_н \sqrt{\frac{1 + a \cdot e^{-t_{к.действ}}}{1 - e^{-t_{к.действ}}}} = M_н \sqrt{\frac{a+1}{1 - e^{-\frac{t_{к.действ}}{T_H}}} - a}.$$

Якщо виконується умова $M_{доп}^{(к)} \geq M_э$, то вибраний двигун по нагріванню проходить. Якщо вона не виконується, необхідно вибрати двигун найближчої більшої потужності. Після перевірки за умовами нагріву двигун

варто перевірити за умовою перевантаження, а для к.з. АД перевіряється ще умова достатності пускового моменту.

Як вже говорилося раніше, для короткочасного режиму роботи недоцільно використовувати двигуни тривалого режиму. Тому за відсутності спеціальних двигунів режиму S2 можна використовувати двигуни повторно-короткочасного режиму S3. Вважається, що двигуну зі стандартною тривалістю t=30 хв, відпо-відає двигун з ТВ % = 15%, 60 хвилинному двигуна – двигун з ТВ% = 25% і 90 хвилинному двигуна – двигун з ТВ % = 110%.

Список використаних джерел

1. Василега П.О. Електропривід робочих механізмів. К.: Університетська книга. 2023, 228 с.
2. Видмиш А.А., Ярошенко Л.В. Основи електропривода. Теорія та практика. Частина 1. Навчальний посібник. Вінниця: ВНАУ. 2020, 387 с.
3. Гнатов А.В. Теорія електроприводу. Харків: ХНАДУ. 2020, 144 с.
4. Донець О.В. Теорія електропривода. Харків: ХНУМГ ім. О. М. Бекетова. 2021, 148 с.
5. Arora Krishan, Suman Lata Tripathi, Sharma Himanshu Electric Vehicle Design: Design, Simulation, and Application. 2024, 368 p.
6. Chau K. Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application Wiley-IEEE Press. 2020, 375 p.
7. Sunil R. Pawar. Electrical Vehicle Technology. The Future Towards Eco-Friendly Technology. 2021, 265 p.

Е50 Електропривід транспортних засобів. Конспект лекцій для здобувачів першого (бакалаврського) рівня вищої освіти освітньої програми «Автомобільна електроніка» галузі знань 17 Електроніка, автоматизація та електронні комунікації спеціальності 171 Електроніка денної та заочної форм навчання / уклад. В. В. Лишук. Луцьк: ЛНТУ, 2025. 136 с.

Комп’ютерний набір Віктор ЛИШУК
Редактор Віктор ЛИШУК

Підп. до друку «__»_____2025 р.
Формат 60х84/16. Папір офс.
Гарн. Таймс. Ум. друк. арк. 8,5.
Тираж 50 прим.

Відділ іміджу та промоції
Луцького національного технічного університету
43018 м. Луцьк, вул. Львівська, 75
Друк – ВІП Луцького НТУ