

**МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

**01.08 – КМР.1943 «С» 2022.30.12.046 ПЗ**

**Казмірчук Олександр Миколайович**  
**2023**

**МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА**

**01.08 – КМР.1943 «С» 2022.30.12.046 ПЗ**

**Казмірчук Олександр Миколайович**  
**2023**

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ БІОРЕСУРСІВ  
І ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ УКРАЇНИ  
Механіко – технологічний факультет  
УДК 629.027:656.13

ПОГОДЖЕНО  
Декан факультету (Директор ННІ)  
механіко – технологічний факультет  
(назва факультету (ННІ))  
Братішко В.В.  
(підпис) (ПІБ)  
“ ” 2023 р.

ДОПУСКАЄТЬСЯ ДО ЗАХИСТУ  
Завідувач кафедри  
тракторів, автомобілів та біоенергоресурсів  
(назва кафедри)  
Калінін Є.І.  
(підпис) (ПІБ)  
“ ” 2023 р.

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему «Розвиток теорії і методи підвищення енергоефективності тягових

електроприводів автотранспортних засобів»

Спеціальність 208 «Агроінженерія»  
(код і назва)  
Освітня програма Агроінженерія  
(назва)  
Орієнтація освітньої програми  
(освітньо-професійна або освітньо-наукова)

Гарант освітньої програми

д.т.н., професор  
(науковий ступінь та вчене звання)

(підпис)

Братішко В.В.  
(ПІБ)

Керівник магістерської кваліфікаційної роботи

К.Т.Н., доцент  
(науковий ступінь та вчене звання)

(підпис)

Романченко В.М.  
(ПІБ)

Виконав  
(підпис)  
Казмірчук Олександр Миколайович  
(ПІБ студента)

КИЇВ – 2023

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Тракторів, автомобілів та  
біоенергоресурсів

д.т.н., професор Калінін С.І.

(науковий ступінь, вчене звання) (підпис) (ІПБ)

2023 р.

## ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи студенту

Казмірчук Олександр Миколайович

(прізвище, ім'я, по батькові)

Спеціальність 208 «Агрінженерія»

(код назва)

Тема магістерської кваліфікаційної роботи на тему «Розвиток теорії і методи підвищення енергоефективності тягових електроприводів автотранспортних засобів»

затверджена наказом ректора НУБіП України від «30» грудня 2022 р. №1943 «С»

Термін подання завершеної роботи (проекту) на кафедру 20.10.2023

(рік, місяць, число)

Вихідні дані до магістерської кваліфікаційної роботи технічні характеристики тягових електроприводів автотранспортних засобів.

Перелік питань які потрібно розробити:

Вступ

1. Визначення базових вимог до тягового електроприводу і порівняльний аналіз сучасних тягових електроприводів.

2. Розрахунок основних характеристик комбінованого тягового електроприводу.

3. Вимір положення і швидкість ротора в тяговому електроприводі.

4. Висновки.

5. Список використаних джерел.

Перелік графічного матеріалу:

Базові вимоги до тягового електроприводу гібридного електричного та повністю електричного транспортних засобів; Зіставлення тягових характеристик різних типів електродвиг; Моделювання тягового електроприводу; Експериментальні випробування синхронізованого виміру швидкості; Моделювання фільтра у кутовій області; Висновки.

Дата видачі завдання «09» лютого 2023 р.

Керівник магістерської кваліфікаційної роботи

(підпис)

Романченко В.М.

(прізвище та ініціали)

Завдання прийняв до виконання

(підпис)

Казмірчук О.М.

(прізвище та ініціали студента)

# НУБІП України

Магістерська кваліфікаційна робота складається з 85 сторінок друкованого тексту, 3 розділів, 27 рисунків, 4 таблиці, 99 літературних джерел.

**Актуальність теми.** В даний час близько 2,1% електроенергії, що виробляється в Світі витрачається на транспорт. При цьому в Україні у 2017 році цей показник становив 10,3%. Такий перебік щодо світових показників пояснюється насамперед малими обсягами промислового виробництва та розвиненою системою залізничного транспорту з великим відсотком електрифікованих залізниць, довжина яких на 2014 рік складала 43,4 із 85,3 тисячі кілометрів або понад 50%.

Всього на транспорт у Світі витрачається 2703003 кілотон нафтового еквівалента, стільки ж, скільки і на всю промисловість (2712374 кілотон) з яких тільки 35902 кілотон припадає на електрику (1,33%). Решта обсягу ділиться між викопним паливом 95,86% і біопаливом і відходами – 2,81%.

Разом з тим, відповідно до директив у різних країнах поставлено завдання переведення автомобільного транспорту на електричну тягу.

Частка легкових автомобілів з гібридними двигунами серед нових автомобілів до 2025 року повинна скласти 4,6%. Що стосується європейських очікувань, то вони значно оптимістичніші, проте поки що абсолютно незрозуміло, як буде забезпечена зарядна інфраструктура міст, коли кількість електромобілів наблизиться до 100%. А є ще вантажні перевезення та громадський транспорт. Необхідно швидко модернізувати електропостачання цілих міст, спрямувавши в нічний час туди електричну енергію, що у 3,7 рази перевищує поточне споживання електрики промисловим сектором. Це завдання реалізується, але вимагатиме будівництва електростанцій, систем зберігання електроенергії, трансформаторних підстанцій та систем електропостачання поряд з величезною інфраструктурою зарядних станцій. Сьогодні лише Нідерланди (126 тисяч електромобілів і гібридів, що заряджаються, і 34,4 тисячі зарядних станцій) і Норвегія (200 тисяч

електромобілів і гібридів, що заряджаються, і 9 тисяч зарядних станцій) можуть запропонувати достатню кількість зарядних станцій.

**Мета роботи:** Підвищення ефективності взаємодії елементів та роботи гібридних електротрансмій автономного коленого транспорту засобами системи керування.

Таким чином, для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі **завдання:**

1. Визначити базові вимоги до тягового електроприводу, провести класифікацію та визначення граничних механічних тягових характеристик для

всіх основних типів електроприводів. Визначити раціональні галузі застосування конкретних типів тягових електродвигунів та реалізувати системи управління ними.

2. Розробити модульну структуру гібридної трансмісії та визначити базові принципи взаємодії її елементів з погляду енергетичного балансу та мережевої взаємодії. Розробити алгоритми розподілу тягових зусиль та систем допомоги водієві.

3. Розробити системи вимірювання положення тягових електроприводів для типових датчиків положення, що застосовуються у транспорті. Реалізувати самосенсорні системи керування для тягового електроприводу із синхронними електричними машинами.

**Методи дослідження.** У роботі використовувалися сучасні та класичні методи наукових досліджень, у тому числі засновані на теоретичній електротехніці, теорії електромеханічного перетворення енергії, теорії автоматичного управління. Застосовувалося моделювання як у основі комп'ютерних імітаційних моделей реального часу, і з допомогою пакетів прикладних програм. Експериментальні дослідження проводилися на випробувальних стендах, а також у процесі натурних випробувань транспортних засобів за затвердженими методиками.

Достовірність одержаних наукових результатів визначається коректністю постановок завдань, обґрунтованістю прийнятих припущень, використанням

апробованих методів, а також експериментальним підтвердженням адекватності запропонованих моделей та основних теоретичних висновків.

#### **Наукова новизна:**

1. Сформульовано метод оцінки вимог до тягових електроприводів, що дозволяє визначити необхідну потужність та діапазон регулювання вгору від номінальної швидкості з урахуванням особливостей конкретного типу тягової електричної машини.

2. Для всіх основних типів тягових електроприводів отримано граничні механічні характеристики та визначено ефективні області їх застосування з урахуванням необхідного діапазону регулювання швидкості вище номінальної та ефективності використання силового перетворювача.

3. Розроблено алгоритми управління потоками потужності у гібридній електротрансмісії, що забезпечують максимальну автономність пристроїв та енергетичний баланс між джерелами потужності та споживачами.

**Практична значущість роботи.** Створено універсальні моделі для визначення граничних механічних характеристик тягових електроприводів у всьому діапазоні швидкостей для основних типів електродвигунів (АТ, СРМ, СДПМ, ВІД), що дозволяють визначити необхідну потужність електродвигуна та силового перетворювача, необхідну для досягнення заданих показників за потужністю та діапазонами сталісного моменту та потужності.

Розроблено алгоритм управління потоками потужності в гібридних та електричних трансмісіях, заснований на аналізі кожним пристроєм трансмісії напруги загальної ланки постійного струму, що забезпечує стійкість роботи всієї енергосистеми та унеможливило координацію роботи різних пристроїв по інформаційних мережах.

Розроблено підхід до створення та наведено приклади розробленого стендового обладнання для тестування компонентів систем управління.

**Ключові слова:** Автомобіль, тяговий електропривід, гібридні трансмісії, електродвигун

|                                                                                                                         |    |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| ВСТУП.....                                                                                                              | 9  |
| 1 ВИЗНАЧЕННЯ БАЗОВИХ ВИМОГ ДО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ І ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ.....       | 19 |
| 1.1 Базові вимоги до тягового електроприводу гібридного електричного та повністю електричного транспортних засобів..... | 19 |
| 1.2 Зіставлення тягових характеристик різних типів електродвигунів....                                                  | 22 |
| 1.2.1 Типи електричних тягових двигунів.....                                                                            | 23 |
| 1.2.2 Асинхронний тяговий електропривод.....                                                                            | 26 |
| 1.2.2.1 Застосування асинхронного електродвигуна у транспорті.....                                                      | 26 |
| 1.2.2.2. Математичне опис асинхронного електродвигуна.....                                                              | 27 |
| 1.3 Тяговий електропривод із синхронними машинами з постійними магнітами.....                                           | 32 |
| 1.3.1 Застосування синхронних електродвигунів із постійними магнітами у транспорті.....                                 | 32 |
| 2 РОЗРАХУНОК ОСНОВНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМБІНОВАНОГО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ.....                                          | 35 |
| 2.1 Моделювання тягового електроприводу.....                                                                            | 35 |
| 2.2 Визначення потужності тягового двигуна.....                                                                         | 40 |
| 2.3 Визначення потужності первинного джерела енергії та енергоємності буферного накопичувача.....                       | 43 |
| 3 ВИМІР ПОЛОЖЕННЯ І ШВИДКІСТЬ РОТОРА В ТЯГОВОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ.....                                                     | 45 |
| 3.1. Обробка сигналів датчика на елементах Холла.....                                                                   | 45 |
| 3.2. Вимірювання швидкості в системах з інкрементальним датчиком положення.....                                         | 49 |
| 3.2.1. Експериментальні випробування синхронізованого виміру швидкості.....                                             | 53 |

|                                                                                       |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.3. Вимірювання швидкості з використанням синусно-косинусного датчика положення..... | 57 |
| 3.4 Результати експериментів.....                                                     | 64 |
| 3.5. Самосенсорні методи ідентифікації положення у синхронних електроприводах.....    | 65 |
| ВИСНОВКИ.....                                                                         | 69 |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....                                                       | 71 |
| ДОДАТКИ.....                                                                          | 84 |

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України



## ВСТУП

Актуальність теми. В даний час близько 2,1% електроенергії, що виробляється в Світі витрачається на транспорт [4]. При цьому в Україні у 2017 році цей показник становив 10,3% [52]. Такий перекис щодо світових показників пояснюється насамперед малими обсягами промислового виробництва та розвинутою системою залізничного транспорту з великим відсотком електрифікованих залізниць, довжина яких на 2014 рік склала 43,4 із 85,3 тисячі кілометрів або понад 50% [17].

Всього на транспорт у Світі витрачається 2703003 кілотон нафтового еквівалента, стільки ж, скільки і на всю промисловість (2712374 кілотон) [52] з яких тільки 35902 кілотон припадає на електрику (1,33%). Решта обсягу ділиться між викопним паливом 95,86% і біопаливом і відходами — 2,81%.

Разом з тим, відповідно до директив у різних країнах поставлено завдання переведення автомобільного транспорту на електричну тягу.

Частка легкових автомобілів з гібридними двигунами серед нових автомобілів до 2025 року повинна скласти 4,6%. Що стосується європейських очікувань, то вони значно оптимістичніші, проте поки що абсолютно незрозуміло, як буде забезпечена зарядна інфраструктура міст, коли кількість електромобілів наблизиться до 100%. А є ще вантажні перевезення та громадський транспорт. Необхідно швидко модернізувати електропостачання цілих міст, спрямувавши в нічний час туди електричну енергію, що у 3,7 рази перевищує поточне споживання електрики промисловим сектором. Це завдання реалізується, але вимагатиме будівництва електростанцій, систем зберігання електроенергії, трансформаторних підстанцій та систем електропостачання поряд з величезною інфраструктурою зарядних станцій.

Сьогодні лише Нідерланди (126 тисяч електромобілів і гібридів, що заряджаються, і 34,4 тисячі зарядних станцій) [10] і Норвегія (200 тисяч електромобілів і гібридів, що заряджаються, і 9 тисяч зарядних станцій) [11, 10] можуть запропонувати достатню кількість зарядних станцій.

Досліджується можливість спільної роботи автомобілів та електричної мережі (Vehicle to Grid) [35, 56].

Існує кілька типів гібридних транспортних засобів, які більш укрупнено поділяють на послідовні та паралельні гібриди. У послідовному гібриді енергія від первинного джерела, наприклад двигуна внутрішнього згорання (ДВЗ), повністю перетворюється в електричну енергію, а потім передається на колеса машини. Частина її може бути запасена в накопичувачах енергії, таких як суперконденсатори, акумулятори або маховикові накопичувачі. У паралельному гібриді механічна енергія ДВЗ безпосередньо підводиться до колес, та її надлишок чи нестаток компенсується з допомогою електропривода.

Функціональні схеми трансмісії представлені на рис. 1.

Питанням, що викликає суперечки, і те, який тип трансмісії краще.

Прихильники паралельних гібридів навіть називають цей тип «справжніми» гібридами, а послідовну трансмісію «несправжньою». Разом з тим необхідно розуміти, що паралельні гібриди з'явилися тоді, коли з'явилося бажання гібридизувати відносно невеликі дорожні машини, але технічної можливості створити компактний тяговий електропривід на повну потужність, необхідну на колесах, не було. Тому виробники пішли обхідними шляхами.

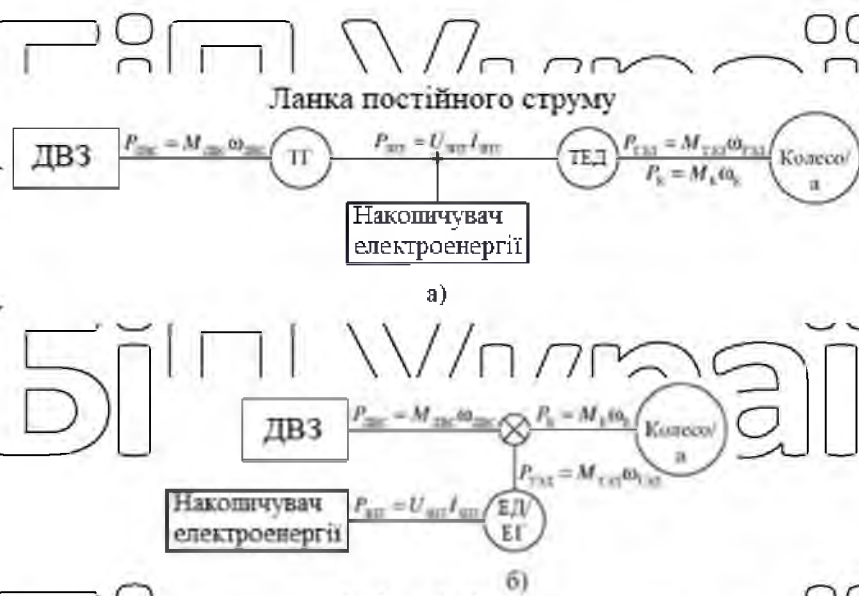


Рисунок 1 – Різні схеми гібридних трансмісій: а) послідовна, б) паралельна.

Так, привід через автоматичну коробку передач вже є на ринку, наприклад, Mercedes-Benz E 300 BlueTec Hybrid (див. рис. 2). Це найпростіше рішення, що дозволяє, не змінюючи істотно конструкцію автомобіля, додати до нього гібридну складову. Моменти на колесах розподіляються деякими «інтелектуальними механізмами», що є штатною гальмівною системою машини. Таке рішення можна співвіднести з груповим електроприводом початку 20 століття: один приводний електродвигун, а від нього ремінною передачею механічна потужність розподіляється по верстатах. Вся гібридна інновація полягає у розміщенні ДВЗ на одному валу з електричною машиною.



Рисунок 2 – Компонування електродвигуна в Mercedes-Benz E 300

BlueTec Hybrid.

Далі пішли розробники компанії Toyota, які зробили привід із механічним складанням швидкостей на базі планетарної передачі для Toyota Prius (див. рис. 3). Трансмсія містить два електродвигуни/генератори та основний двигун внутрішнього згоряння, який можна відключати. Надлишки енергії можна перенаправляти на батарею для її заряду. Рішення дуже схоже на електромеханічний каскад, який був популярним у середині 20-го століття.

Подальший розвиток топологій гібридних трансмісій простежується в гібридних Lexus, де до приводу Toyota Prius додається схема "мотор - вісь" для другої осі машини (див. рис. 4). Це відповідає рішенням, застосовуваним багато років в повсюдно у послідовних гібридах (тепловози, кар'єрні самоскиди)



трохи більших розмірів та потужностей та електромобілях. Заключним етапом еволюції можна вважати автомобіль BMW i3, який є повністю електричним автомобілем, може комплектуватися пристроєм розширення дальності ходу (Range Extender), що є бензиновою генераторною установкою на 20 кВт. У цьому режимі електромобіль стає послідовним гібридом з необмеженою дальністю ходу.

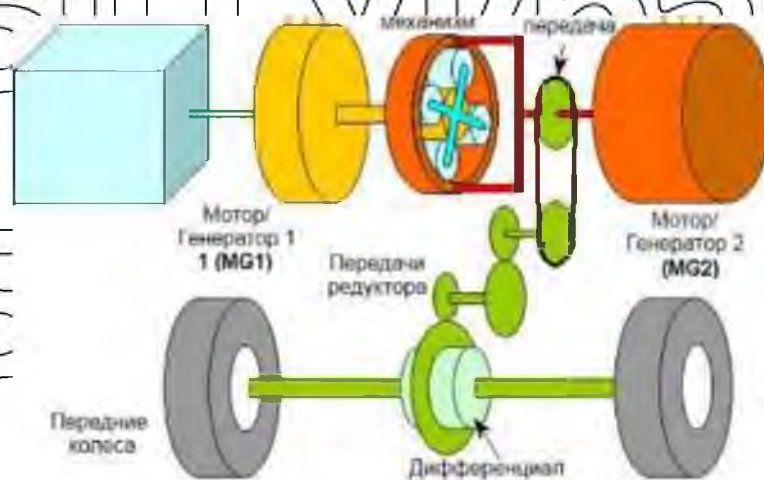


Рисунок 3 – Трансмiсія Toyota Prius

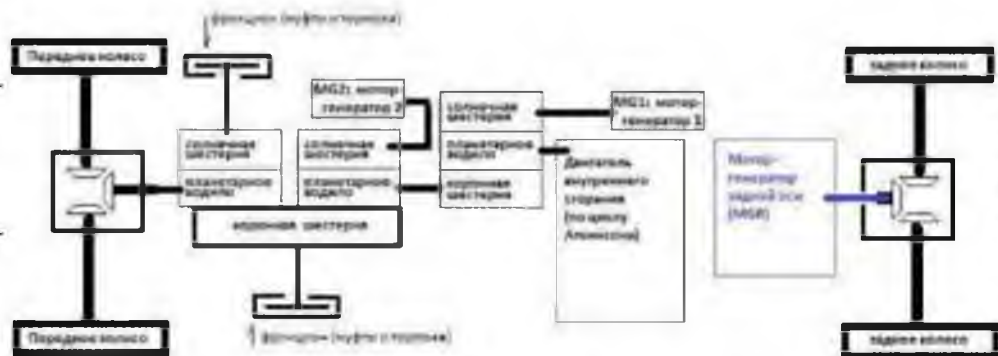


Рисунок 4 – Схема трансмісії Lexus GS 450h та Lexus LS 600h

Схема послідовного гібрида, коли енергія ДВЗ перетворюється генератором на електричну енергію, може бути накопичена в акумуляторі, а потім перетворюється електродвигунами на механічну енергію на колесах, стала популярною в 20-му столітті для потужних транспортних засобів (ТЗ).

Основними перевагами послідовних гібридних трансмісій прийнято вважати:

– Відсутність механічної або гідравлічної трансмісії, яка потребує додаткового обслуговування та знижує надійність транспортного засобу.

– Можливість виведення ДВЗ в оптимальний режим з погляду витрати палива для будь-якого необхідного навантаження на колесах.

– Можливість згладжування навантажень ДВЗ та акумулювання надлишків енергії у проміжному накопичувачі, такому як акумуляторні батареї, суперконденсатор або маховиковий накопичувач.

– Повторне використання енергії гальмування, яка може бути запасена в накопичувачі енергії.

Зниження витрати палива, зумовленого останніми трьома особливостями, є найважливішим перевагою, оскільки як підвищує екологічність МС, а й підвищує його живучість у разі військового використання [74].

Ці фактори призвели до розробки різних країн гібридних ТЗ спеціального призначення. Так, у США ведуться роботи зі створення Heavy Expanded Mobility Tactical Truck (HEMTT) у версії А3 із гібридною

трансмісією послідовного типу. Крім основної функції, на борту американської високомобільної платформи є електростанція потужністю 200 кВт, якої достатньо для забезпечення електрикою аеродрому, польового

госпіталю, штабу або невеликого селища. Водночас, судячи з відкритих джерел, наразі процес постановки на виробництво гібридної версії не завершено. Випускаються лише машини з механічною трансмісією наступного покоління та індексом А4 [47].

У цивільних застосуваннях гібридні трансмісії активно впроваджуються сучасною автомобільною промисловістю. І якщо раніше гібриди були

переважно великими машинами, де використання електрики дозволяє спростити трансмісію та збільшити її надійність, то зараз гібридними стають і малі ТС класів від А до S – це Toyota Prius, BMW i8 з розширювачем дальності

(range extender) та ін. Гібридна складова з'явилася у гоночних автомобілях Formula 1 і навіть з'явилися гоночні серії, такі як Formula E та Formula Student, із використанням виключно акумуляторного джерела енергії.

Як первинні джерела енергії для гібридних ТЗ основним на даний час є ДВЗ (бензиновий або дизельний), хоча розглядаються варіанти з газотурбінними двигунами. Компанія Toyota випустила перший автомобіль з водневим паливним елементом (Toyota Mirai), який поки що не експортується за межі Японії. Паливний елемент перетворює водень та кисень у воду з прямим отриманням електричного струму з хімічної реакції з максимальним ККД 83%

[11]. Слід зазначити відсутність упевненості, що повсюдне використання водневих паливних елементів не призведе до великих екологічних проблем. Тут дослідників турбує факт, що при масовому поширенні таких паливних елементів зросте обсяг витоків водню в атмосферу, що призведе до витоків водню у відкритий космос і подальшої дегідрогізації атмосфери [14], а також до руйнування озонового шару при попаданні великих страт.

Згідно зі сценарієм Міжнародного енергетичного агентства в 2050 році з усього парку легких автомобілів, що діє, 85% будуть оснащені гібридними системами трансмісії. Також у цьому сценарії гібридними двигунами буде оснащено трохи більше третини (35%) середньотоннажних вантажівок та близько 75% автобусів. Підвищення ефективності внаслідок впровадження гібридних систем (рекуперативне гальмування, зменшення обсягу двигуна, підвищення часу роботи двигуна внутрішнього згорання в оптимальному режимі) дозволить заощадити 265 млн тон нафти.

Рішучі заходи влади Китаю, які підтримали розвиток екологічно чистого транспорту як засіб покращення якості міського повітря, призвели до появи на дорогах країни близько 150 мільйонів електричних двоколісних транспортних засобів та ширшого використання електробусів. У першому кварталі 2015 року випуск електромобілів у Китаї був збільшений утричі та досяг 25 400 екземплярів.

Продаж усіх автомобілів у світі в 2014 р. зріс на 3,6% і досяг 71,15 млн штук. У цей же час продаж електромобілів зріс на 50% і досяг 306 тис. штук

(0,4% від усіх продажів). Після виведення на ринок Nissan Leaf і Chevrolet Volt у грудні 2010 року, продажі електромобілів підскочили до 45 000 одиниць у 2011 році, до 119 300 у 2012 році, досягли 206 000 легкових машин і комунальних фургонів у 2013 році. 2014 року. Найбільша частка електромобілів та гібридів продається в Норвегії [16] - 51,4% від продажів.

Світові продажі електромобілів не досягають оптимістичних прогнозів п'ятирічної давності, але в десятки разів перевершують песимістичні

З урахуванням вітчизняного та світового досвіду можна виділити такі напрямки розвитку гібридного транспорту:

– Збільшення ємності накопичувачів енергії на борту (суперконденсаторів, акумуляторів, маховиків тощо) та швидкості їх заряджання з метою підвищення автономності ТЗ.

– Підвищення ККД тягових електроприводів з метою скорочення маси елементів охолодження, ваги ТЗ та збільшення дальності ходу.

– Здешевлення тягових електроприводів за рахунок правильного вибору типу та погужності двигуна, реалізації систем бездатчикового (самосенсорного) керування.

– Оптимізація параметрів компонентів гібридних трансмісій для типових циклів роботи ТЗ (міський, замський) з метою зниження маси та збільшення дальності ходу [60].

– Оптимізація ККД існуючих та пошук нових первинних джерел енергії та перетворювачів її в електричну.

– Розвиток технологій безконтактної зарядки та електропостачання гібридних та повністю електричних транспортних засобів.

– Удосконалення алгоритмів та систем управління, які забезпечують узгоджену взаємодію компонентів тягового електроприводу.

Аналіз численних (різноманітних) джерел інформації, що стосується перерахованих вище основних напрямів розвитку гібридного транспорту, показав, що є низка питань, які були опрацьовані чи повною мірою висвітлені у науковій літературі. Це:

– питання взаємодії елементів гібридної трансмісії один з одним,  
– аналіз характеристик тягових електроприводів та формулювання рекомендацій щодо їх застосування залежно від вимог до трансмісії,

– питання реалізації самосенсорного управління тягових електроприводів,

– підвищення надійності елементів трансмісії засобами системи управління,

– питання реалізації систем управління на вітчизняній елементній базі.

**Мета роботи:** Підвищення ефективності взаємодії елементів та роботи гібридних електротрансмісій автономного колісного транспорту засобами системи керування.

Таким чином, для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

1. Визначити базові вимоги до тягового електроприводу, провести класифікацію та визначення граничних механічних тягових характеристик для всіх основних типів електроприводів. Визначити раціональні галузі застосування конкретних типів тягових електродвигунів та реалізувати системи управління ними.

2. Розробити модульну структуру гібридної трансмісії та визначити базові принципи взаємодії її елементів з погляду енергетичного балансу та мережевої взаємодії. Розробити алгоритми розподілу тягових зусиль та систем допомоги водієві.

3. Розробити системи вимірювання положення тягових електроприводів для типових датчиків положення, що застосовуються у транспорті. Реалізувати самосенсорні системи керування для тягового електроприводу із синхронними електричними машинами.

**Методи дослідження.** У роботі використовувалися сучасні та класичні методи наукових досліджень, у тому числі засновані на теоретичній електротехніці, теорії електромеханічного перетворення енергії, теорії автоматичного управління. Застосовувалося моделювання як у основі



комп'ютерних імітаційних моделей реального часу, і з допомогою пакетів прикладних програм. Експериментальні дослідження проводилися на випробувальних стендах, а також у процесі натурних випробувань транспортних засобів за затвердженими методиками.

Достовірність одержаних наукових результатів визначається коректністю постановок завдань, обґрунтованістю прийнятих припущень, використанням апробованих методів, а також експериментальним підтвердженням адекватності запропонованих моделей та основних теоретичних висновків.

#### **Наукова новизна:**

1. Сформульовано метод оцінки вимог до тягових електроприводів, що дозволяє визначити необхідну потужність та діапазон регулювання вгору від номінальної швидкості з урахуванням особливостей конкретного типу тягової електричної машини.

2. Для всіх основних типів тягових електроприводів отримано граничні механічні характеристики та визначено ефективні області їх застосування з урахуванням необхідного діапазону регулювання швидкості вище номінальної та ефективності використання силового перетворювача.

3. Розроблено алгоритми управління потоками потужності у гібридній електротрансмісії, що забезпечують максимальну автономність пристроїв та енергетичний баланс між джерелами потужності та споживачами.

**Практична значущість роботи.** Створено універсальні моделі для визначення граничних механічних характеристик тягових електроприводів у всьому діапазоні швидкостей для основних типів електродвигунів (АТ, СРМ, СДПМ, ВІД), що дозволяють визначити необхідну потужність електродвигуна та силового перетворювача, необхідну для досягнення заданих показників за потужністю та діапазонами сталістю моменту та потужності.

Розроблено алгоритм управління потоками потужності в гібридних та електричних трансмісіях, заснований на аналізі кожного пристроєм трансмісії напруги загальної ланки постійного струму, що забезпечує стійкість роботи

всієї енергосистеми та унеможлиблює координацію роботи різних пристроїв по інформаційних мережах.

# НУБІП України

Розроблено підхід до створення та наведено приклади розробленого стендового обладнання для тестування компонентів систем управління.

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

# 1 ВИЗНАЧЕННЯ БАЗОВИХ ВИМОГ ДО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ І ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ СУЧАСНИХ ТЯГОВИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

## 1.1. Базові вимоги до тягового електроприводу гібридного електричного та повністю електричного транспортних засобів

Тяговий електропривод є системою, яка в більшості випадків працює в умовах обмеженої потужності, що підводиться. Це обмеження: по струму контактного дроту, струму акумуляторної батареї, потужності дизель-генераторної установки і т.д. Ця обставина змушує розробників тягових електроприводів забезпечувати роботу електроприводу у двох зонах регулювання: вниз та вгору від номінальної швидкості. Регулювання вниз забезпечується у режимі сталості моменту, регулювання вгору – у режимі сталості потужності.

До тягового електроприводу і всього комплексу тягового електрообладнання, що встановлюється на конкретне шасі, і разом є транспортний засіб (ТЗ), пред'являються різні вимоги, з яких можна виділити такі основні показники:

- максимальна швидкість руху ТЗ;
- максимальний долається ухил;
- Тривале додання ухил;
- час розгону/гальмування до/з заданої швидкості руху.

Крім того, існує маса другорядних вимог, частина з яких часто не можуть бути пояснені з позиції здорового глузду, наприклад, підтримання постійного значення потужності, що розвивається тяговим електроприводом у всьому діапазоні швидкостей. Як буде показано далі, ця вимога істотно впливає на вибір встановленої потужності тягового електрообладнання та призводить до завищення показників щодо необхідних [11, 60].

Для розгляду основних вимог слід визначити сили, що діють на ТЗ, які найбільше впливають на зазначені вимоги. Це сила опору потоку повітря, що

набігає –  $F_A$  (air drag), сила тертя кочення коліс ТЗ при зіткненні з дорожнім покриттям –  $F_R$  (rolling drag), проекція сили тяжіння на поздовжню вісь, що виникає при русі транспортного засобу по дорозі з ухилом –  $F_G$  (grade), і сила тяги –  $F_T$  (traction force). Сила опору потоку повітря, що набігає, залежить від щільності повітря -  $\rho$ , коефіцієнта аеродинамічного опору кузова ТЗ –  $C_d$ , площі поперечного перерізу кузова ТЗ –  $A$ , і швидкості руху –  $V$  відповідно до рівняння [19]:

$$F_a = \frac{1}{2} \rho C_d A V^2 \quad (1.1)$$

Сила тертя кочення визначається через коефіцієнт опору коченню  $f$ , який залежить від типу шини і типу дорожнього полотна. Коефіцієнт окреслюється відношення моменту тертя кочення  $M_R$  до сили реакції опору  $N = m_{max} g \sqrt{3}$  урахуванням радіуса колеса  $R$  вираз для сили записується як:

$$F_R = \frac{f}{R} m_{max} g \quad (1.2)$$

Для оцінки сили та потужності, що потрібні для руху на максимальній швидкості, вважають, що дорога строго горизонтальна. Тоді результуюча сила дорівнюватиме сумі (1.1) і (1.2):

$$F_{Vmax} = F_A + F_R \quad (1.3)$$

а потужність може бути розрахована шляхом множення на максимальну швидкість:

$$P_{Vmax} = \frac{1}{2} \rho C_d A V_{max}^3 + \frac{f}{R} m_{max} g V_{max} \quad (1.4)$$

Максимальна тяга найчастіше визначається ухилом дороги, який потрібно долати або короткочасному режимі, або постійно. Наприклад, для дорожніх автомобілів максимальний ухил зустрічається на багаторівневих паркінгах та гірських дорогах. Для паркінгів він становить до 18% ( $10,2^\circ$ ) [11], проте в Німеччині його доводять до 30% або  $17^\circ$ . Відповідно формула повинна враховувати одночасно і силу тертя кочення, і проекцію сили тяжіння:

$$F_{max} = m g \left( \sin(\alpha) + \frac{f}{R} \right) \quad (1.5)$$

де  $\alpha$  - кут ухилу дороги.

Розглянемо два приклади гібридних ТЗ – BMW і3 і БЕЛА3-90, які сильно відрізняються за вимогами до трансмісії ТЗ.

BMW і3 має масу 1245 кг. З урахуванням 4 пасажирів по 80 кг маса збільшується до 1565 кг. Добуток коефіцієнта аеродинамічного опору на площу поперечного перерізу дорівнює  $0,69 \text{ м}^2$  [38]. Потужність вбудованого тягового електродвигуна дорівнює 125 кВт. Задамося максимальним ухилом 30%, густиною повітря  $1,2 \text{ кг/м}^3$ . Максимальна швидкість обмежена електронним чином лише на рівні 150 км/год. Дане обмеження диктується збільшенням втратами сталі і механічною міцністю конструкції електричної машини [55]. Виберемо коефіцієнт тертя кочення 0,01 [19], радіус колеса становить 0,34 м. Сила опору при максимальній швидкості:

$$F_{V_{max}} = \frac{1}{2} \cdot 1,2 \cdot 0,69 \cdot 41,67^2 + \frac{0,01}{0,34} \cdot 1565 \cdot 9,81 = 1736 + 452 = 2188 \text{ Н} \quad (1.6)$$

Максимальна потужність дорівнює:

$$P_{V_{max}} = F_{V_{max}} \cdot V_{max} = 2188 \cdot 41,67 = 91,2 \text{ кВт} \quad (1.7)$$

Для подолання ухилу в 30% потрібна максимальна тяга, яка визначається (1.5)

$$F_{max} = 1565 \cdot 9,81 \cdot \left( \sin(17^\circ) + \frac{0,01}{0,34} \right) = 4863 \text{ Н} \quad (1.8)$$

Характеристика тягового електроприводу BMW і3 представлена на рис. 5. Цю характеристику можна перебудувати в координатах сила і поступальна швидкість ТЗ і розмістити на ній розраховані обмеження.

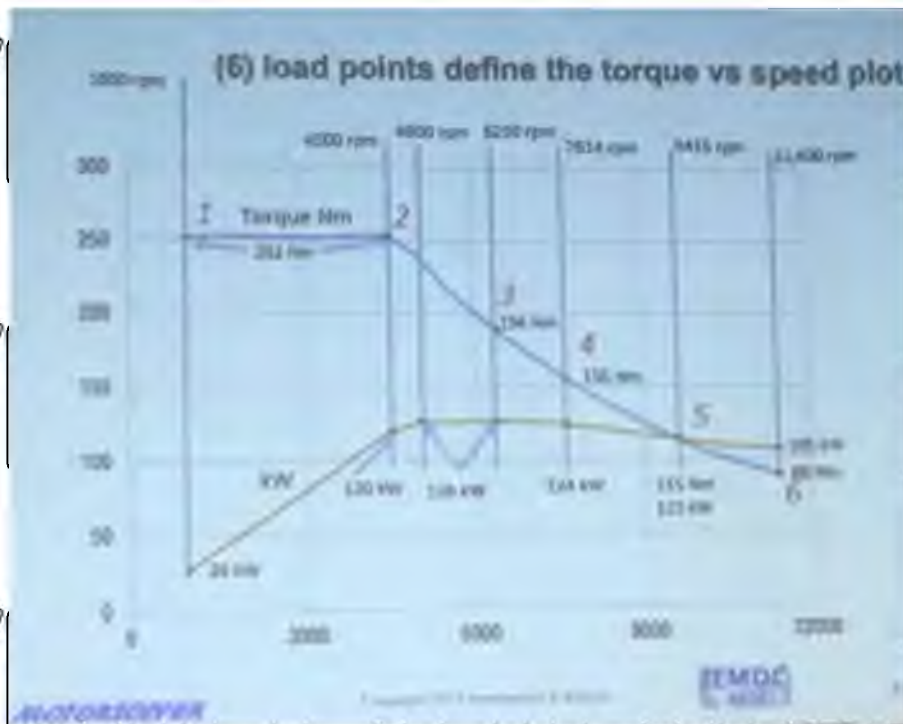


Рисунок 5 – Фотографія експериментальної характеристики тягового електроприводу BMW i3 з презентації під час навчальних доповідей IEEE International Electric Machines & Drives Conference 2017, Майамі, США

Цю характеристику можна накласти на наведені розрахунки (див. рис.

б). За характеристикою є невеликий запас, проте видно, що визначальним є опір максимальної швидкості. Так при зміні характеристик дорожнього покриття до асфальтового в задовільному стані ТЗ буде здатне розігнатися до максимальної швидкості без запасу по моменту.

Якщо визначити діапазон сталості потужності  $D$  для даного тягового електроприводу як відношення максимальної швидкості до номінальної за врахуванням одиниць, цей показник тягового електроприводу BMW i3 дорівнює 1,5. Він міг би бути менше, оскільки тяга, необхідна подолання максимального ухилу досягається швидкості 105 км/год. У цьому випадку можна було б приблизно в 1,5 рази зменшити масу постійних магнітів у роторі, підвищивши номінальну швидкість, проте ця зміна конструкції електродвигуна та його тягової характеристики призвела б до суттєвого (в ті ж 1,5 рази) зниження динаміки автомобіля в зоні низьких швидкостей, що небажано, оскільки відчуватиметься водієм і відіб'ється на часі розгону до 60



км/год, яке наводять виробники автомобілів як основний показник динамічності ТЗ

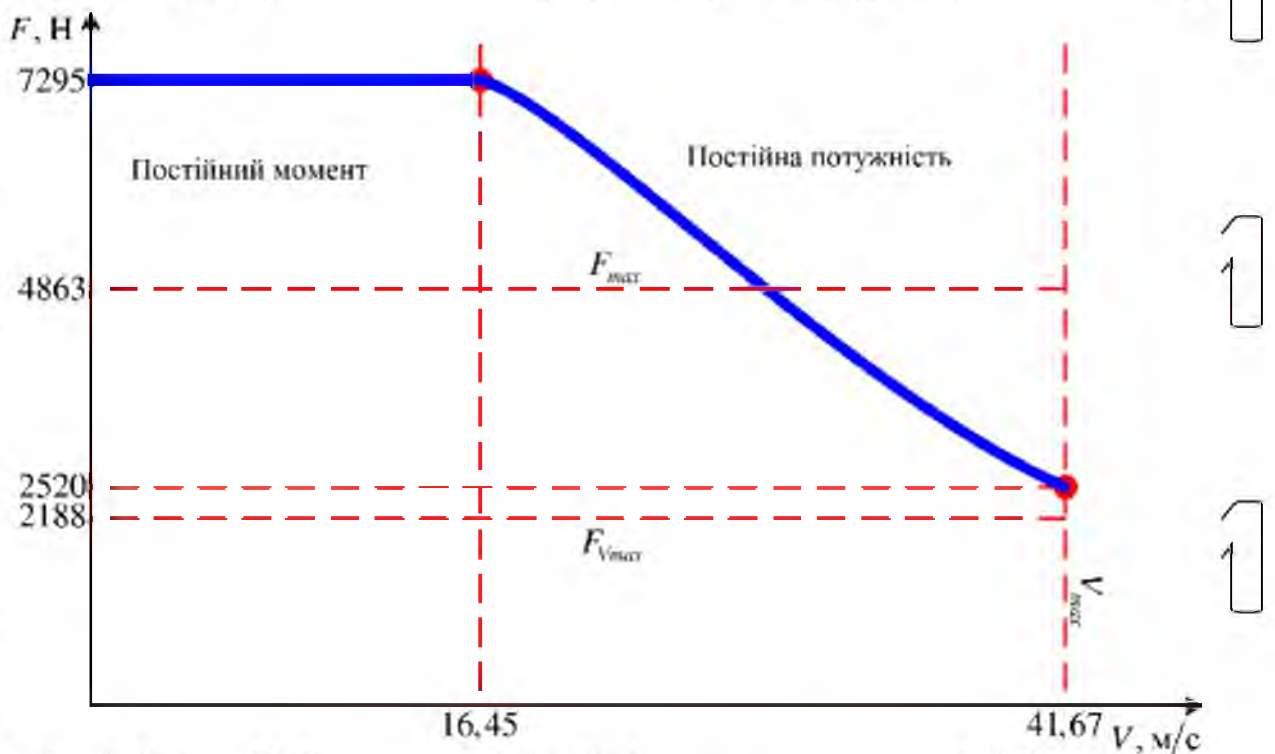


Рисунок 6 – Характеристика тягового електродвигуна BMW i3, накладена на розрахункові значення максимальної необхідної тяги та сили опору при максимальній швидкості руху

## 1.2 Виставлення тягових характеристик різних типів електродвигунів

### 1.2.1 Типи електричних тягових двигунів

Першим електродвигуном, що повсюдно застосовувався як тяговий, був двигун постійного струму. Його переваги та недоліки добре відомі:

Переваги:

- просте реостатне регулювання;
- широкі можливості щодо регулювання збудження (паралельне, послідовне, змішане);
- можливість живлення від мережі змінного струму з дешевою схемою регулювання на базі тиристорного випрямляча;

Недоліки:

- колекторний вузол, що потребує обслуговування;
- дорожня електродвигуна та великий обсяг активних матеріалів.

В даний час даний тип приводу практично не розглядається у нових розробках. Рішення, що існують на його основі, проходять часткову або глибоку модернізацію.

Застосування двигунів змінного струму тривалий час обмежувалося відсутністю силової електроніки, однак з появою переваги двигунів змінного струму стали очевидними:

- необслуговуваність та висока надійність;
- менша маса комплектного тягового обладнання.

Якщо необслуговуваність переважно визначається відсутністю колекторного вузла, то менша маса досягається збільшенням швидкості обертання (15000 об/хв для двигуна автомобілів Tesla; 11400 об/хв для BMW i3) до значень, недоступних за тих же потужностей для колекторних двигунів постійного струму.

У світі нині найпоширенішим за встановленої потужності на електротранспорті є асинхронний електродвигун (induction motor), який встановлюється залізничний транспорт, трамваї, тролейбуси, дорожні машини. Однак наймасовішим за кількістю електроприводів став синхронний двигун з інкорпорованими постійними магнітами (СДПМ) (interior permanent magnet synchronous motor). Їхнє суттєве зростання в останні 10 років пов'язане з проникненням у сегмент дорожніх машин. По суті, єдиними автомобілями, що випускаються, які мають асинхронний тяговий електродвигун, є автомобілі Tesla Motors.

Крім цього, розглянуто характеристики синхронної реактивної машини (SRM), яку деякі автори також просувають для застосування тягових.

Багато років вчені називають перспективним для транспортних застосувань вентильно-індукторний електродвигун (ВІД) із самозбудженням (switched-reluctance motor), проте цей двигун не вийшов за межі концептів.



Найбільш оптимальним з погляду керованості є синхронний двигун із незалежним збудженням. Він знайшов застосування у різних тягових приводах, і останніми роками його активно застосовує компанія Рено [16]. Недоліком даного електродвигуна є наявність щіткового контакту живлення розташованої на роторі обмотки збудження. Щітковий контакт може бути виключений шляхом бездротової передачі енергії на обмотку збудження, проте це ускладнює та здорожує конструкцію машини, і децю збільшує її габарити.

Основною вимогою, яка завжди пред'являється до тягового електроприводу є можливість працювати в режимі постійної потужності. Ця вимога виникла від дорожніх машин, двигун внутрішнього згоряння яких має обмежену потужність, а відносна сталість потужності на колесах досягається за рахунок перемикання швидкостей коробки передач. Обмеження потужності основного джерела живлення або проводів, що підводять, визначило дану вимогу практично до всіх транспортних засобів. Невідповідність двигуна потужності джерела або його нездатність працювати в режимі постійної потужності у всьому діапазоні швидкостей призводить до того, що тяговий привід виявляється перерозміряним як масою електродвигуна, так і встановленою потужністю силового перетворювача.

У цьому розділі основна увага при аналізі різних тягових електроприводів буде приділена саме ефективності забезпечення режиму постійної потужності засобами силового перетворювача встановленої потужності. Результати аналізу покажуть загальні проблеми різних видів електроприводів, і запропонований підхід можна буде адаптувати для перевірки конкретних технічних рішень.

У аналізі також не будуть враховані втрати в залізі, оскільки в залежності від якості матеріалів, розмірів машини і т.д. їх облік породить безліч варіантів, що мають абсолютно різні показники і ККД. Дослідження дозволяє порівняти ефективність використання силових приладів інвертора та перерозмірність тягового електродвигуна.

## 1.2.2 Асинхронний тяговий електропривод

### 1.2.2.1 Застосування асинхронного електродвигуна у транспорті

Протягом десятиліть асинхронний електродвигун (АТ) залишається найпопулярнішим типом сучасного тягового електродвигуна. Основне своє застосування він знайшов на залізниці та метрополітені. Останнім часом він поширився на автобуси і трамваї, а як тяговий двигун електромобілів застосовується в лінійці автомобілів Tesla Motors (Tesla Model S та ін).

У автомобілебудуванні проривні характеристики було отримано компанією Tesla Motors, яка представила дорожній електромобіль із приводом потужністю до 306 кВт. Слід зазначити, що питома потужність двигуна Tesla Motors перевищує 4,5 кВт/кг. Цей показник був досягнутий шляхом глибокої оптимізації конструкції електричної машини, включаючи застосування водяного охолодження та мідну біличну клітину (замість традиційної алюмінієвої) для зниження ваги та втрат у роторі. Крім того, цей приклад показав, що для приватного автомобіля (і більшості інших застосувань) маркування може виконуватися за піковою потужністю, так як у тривалому режимі ніхто не експлуатує його на повні 306 кВт, що використовуються лише у процесі розгону. Максимальна швидкість цієї моделі обмежена на рівні 209 км/год, хоча характеристика двигуна явно дозволяє розганятися далі. Це обмеження дає привід вважати, що потужність заявлена лише для короткочасного режиму роботи (розгін/гальмування), а обмеження швидкості дається тепловим режимом. Непрямо це підтверджується результатами випробувань на гоночних треках, коли машина дозволяє атакувати лише кілька перших хвилин. Щоб оцінити реальну потужність у тривалому режимі на максимальній швидкості, скористаємося наявними даними: добуток коефіцієнта лобового опору  $C_x$  на площу лобового перерізу  $C_x A = 0,567 \text{ м}^2$ , максимальна швидкість  $V_{\text{max}} = 58 \text{ м/с}$ , щільність повітря при  $25^\circ\text{C}$   $\rho = 1,204 \text{ кг/м}^3$  тоді опір потоку зустрічного повітря складе:

$$F_{\text{впл}} = \frac{1}{2} C_x A \rho V_{\text{max}}^2 = 1150 \text{ Н} \quad (1.9)$$

Тертя кочення коліс можна оцінити за коефіцієнтом  $f_0 = 0,01$ , радіусом колеса  $R = 0,4$  м і маси автомобіля  $m = 2108$  кг за формулою:

$$F_{\text{вкл}} = \frac{0,01}{0,4} 2108 \cdot 9,81 = 517 \text{ Н} \quad (1.10)$$

Таким чином, з урахуванням ККД редуктора  $\eta \approx 0,98$  потужність на валу двигуна для руху з максимальною швидкістю повинна становити:

$$P = \frac{(F_{\text{вкл}} + F_{\text{тертя}}) v_{\text{max}}}{\eta} = 98,7 \text{ кВт} \quad (1.11)$$

Робоча точка в даному випадку буде в зоні ослаблення поля. Тобто потужність, що розвивається двигуном у найважчому тривалому режимі, складає всього 98,7 кВт з можливим навантаженням до 306 кВт. У результаті питома потужність для тривалого режиму роботи становитиме лише 1,25 кВт/кг при питомій потужності 4,5 кВт/кг для короткочасного режиму розгону чи гальмування.

Основним недоліком АТ є наявність втрат у роторному ланцюзі, що потребує застосування спеціальних заходів щодо відведення тепла. Існують рішення у тому числі з рідинним охолодженням ротора. Разом з тим, підвищені вимоги до охолодження ротора негативно впливають на габарити та можливі варіанти розміщення АТ у транспорті в тих ситуаціях, коли є обмеження щодо осьового габариту машини у застосуваннях з відносно невеликою потужністю (наприклад, мотор-колесо).

#### 1.2.2.2. Математичне опис асинхронного електродвигуна

В електричній тязі використовується виключно АТ із короткозамкненим ротором. Його рівняння зазвичай отримують з рівнянь узагальненої електричної машини, де напруга живлення підводиться до статорного ланцюга, до ротора підводиться нульова напруга. Рівняння електричної рівноваги фазних обмоток запишуться таким чином:

$$\left. \begin{aligned} u_{sa} &= i_{sa}R_s + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\ u_{s\beta} &= i_{s\beta}R_s + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 &= i_{rd}R_r + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ 0 &= i_{rq}R_r + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \end{aligned} \right\} (1.12)$$

Ці рівняння можна переписати у формі Коші, тоді вони будуть придатні для чисельного інтегрування в якомусь математичному пакеті:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\psi_{sa}}{dt} &= u_{sa} - i_{sa}R_s \\ \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} &= u_{s\beta} - i_{s\beta}R_s \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} &= -i_{rd}R_r \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} &= -i_{rq}R_r \end{aligned} \right\} (1.13)$$

Двигун підключається до джерела живлення статорними обмотками, напруга, прикладена до роторних обмоток, в асинхронному двигуні з короткозамкненим ротором завжди дорівнює нулю. Зміна потокозчеплення обмоток визначається різницею напруги живлення і падіння на опорі обмоток. Після інтегрування різниці напруг вектор потокозчеплень містить величини статорних осей  $a, b$  і в роторних  $d, q$ . Обчислення струмів можна провести за рівнянням зв'язку потоків та струмів:

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} (1.14)$$

яке можна вирішити, висловивши струми через відомі потоки:

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} \\ \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_m^2 - L_s L_r} & 0 & \frac{L_s}{L_m^2 - L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} (1.15)$$

У даному рівнянні присутні статорні та роторні величини в однакових координатних осях, які необхідно отримати з величин у стаціонарних та обертових координатах за допомогою рівнянь координатних перетворень:

$$\begin{cases} x_d = x_a \cos\theta + x_\beta \sin\theta \\ x_q = x_a \sin\theta + x_\beta \cos\theta \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} x_a = x_d \cos\theta + x_q \sin\theta \\ x_\beta = x_d \sin\theta + x_q \cos\theta \end{cases} \quad (1.17)$$

Отримані за допомогою (1.15) струми записані в нерухомих осях  $a, b$  і щоб роторні струми можна було використовувати в рівняннях (1.13), необхідно виконати їх координатні перетворення з  $a, b$  в  $d, q$  за допомогою (1.16). Для розрахунку падінь напруги на опорах обмоток, які

використовуються в рівняннях (1.13), вектор струмів слід перемножити на діагональну матрицю опорів:

$$R = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Для визначення моменту рівняння статорних ланцюгів у статичному режимі координатах  $x, y$ , спрямованих віссю  $x$  по полю ротора, записуються як:

$$\begin{cases} u_{sx} = i_{sx} R_s - \psi_{sy} \omega_0 \\ u_{sy} = i_{sy} R_s - \psi_{sx} \omega_0 \end{cases} \quad (1.19)$$

де потокоцеплення при рівності нулю потоку ротора осі  $y$  і струму ротора осі  $x$  виражаються як:

$$\begin{cases} \psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} = L_s i_{sx} \\ \psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} = L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy} \end{cases} \quad (1.20)$$

і після підстановки (1.19) виходить:

$$\begin{cases} u_{sx} = i_{sx} R_s - (L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy}) \omega_0 \\ u_{sy} = i_{sy} R_s + L_s i_{sx} \omega_0 \end{cases} \quad (1.21)$$

Ці вирази, помножені на струми своїх осей, дадуть у лівій частині миттєві потужності, які споживаються з мережі, у середній частині втрати на опорі, а праві — потужність на валу. Сума правих частин, розділена на швидкість координатних осей, дасть момент на валу:

$$M = \frac{-(L_s i_{sy} - L_m \frac{L_m}{L_r} i_{sy}) \omega_0 i_{sx} + L_s i_{sx} \omega_0 i_{sy}}{\omega_0} \quad (1.22)$$

що після спрощення запишеться як:

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy} \quad (1.23)$$

Аналогічно можна отримати вираз моменту, скориставшись рівняннями роторного ланцюга:

$$\begin{aligned} u_{rx} &= i_{rx} R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_0 - \omega) \psi_{ry} \\ u_{ry} &= i_{ry} R_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} - (\omega_0 - \omega) \psi_{rx} \end{aligned} \quad (1.24)$$

Для статичного режиму і за рівності нулю напруги ротора і потоку ротора по осі у перше рівняння повністю скорочується, а друге записується у вигляді:

$$0 = i_{ry} R_r + (\omega_0 - \omega) \psi_{rx} \quad (1.25)$$

Струм ротора запишеться як:

$$i_{ry} = -\frac{\psi_{rx}}{R_r} (\omega_0 - \omega) \quad (1.26)$$

Потік ротора по осі у дорівнює нулю, що дозволяє зв'язати струми статора та ротора:

$$\psi_{ry} = L_m i_{sy} + L_r i_{ry} = 0 \quad (1.27)$$

Рівняння (1.23) можна переписати, замінивши струм статора по осі у на струм ротора тієї ж осі (1.27), підставивши струм ротора з (1.26), а потім замінивши добуток взаємної індуктивності на струм статора по осі x на потікостеплення ротора по цієї осі:

$$M = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy} = L_m i_{sx} i_{ry} = L_m i_{sx} \frac{\psi_{rx}}{R_r} (\omega_0 - \omega) = \frac{\psi_{rx}^2}{R_r} (\omega_0 - \omega) \quad (1.28)$$

Даний вираз моменту знадобиться визначення граничної механічної характеристики АТ. У структурі моделі АТ момент можна визначити за допомогою (1.26), записаного в координатних осях  $\alpha, \beta$ :

$$M = -\psi_{ra} i_{r\beta} + \psi_{r\beta} i_{ra} \quad (1.29)$$

Динамічний момент, що визначає темп зміни кутової частоти, розраховується як різницю моменту, що розвивається двигуном, і моментом опору. Кутове положення ротора виходить шляхом інтегрування кутової

частоти. Його значення використовується в координатних перетвореннях. Результуюча схема представлена на рис. 7 [15].

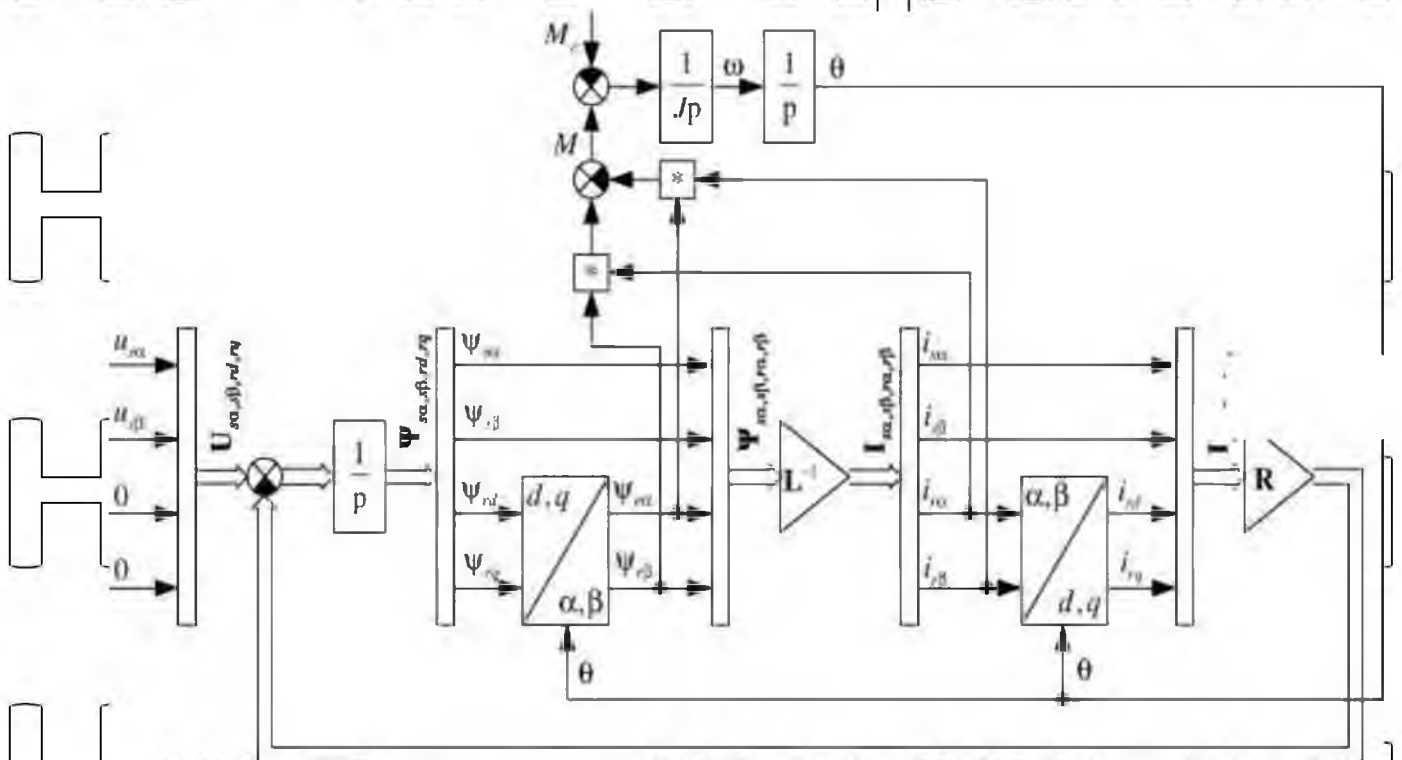


Рисунок 7 – Модель асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором

Параметри АТ є постійними величинами і залежить від поточного стану машини. Так, опори ротора і статора змінюються у процесі нагрівання машини, опір ротора залежить від ковзання чи частоти струмів ротора через ефект витіснення струму. Взаємна індуктивність залежить від струму намагнічування:

$$i_m = \sqrt{(i_{sa} + i_{ra})^2 + (i_{s\beta} + i_{r\beta})^2} \quad (1.30)$$

Якщо розглядати тяговий електропривод, що працює в режимі векторного керування з ослабленням поля [17], то більшість параметрів для оцінки граничних характеристик АТ можна вважати незмінними, оскільки при переході в режим ослаблення поля (див. рис. 8 а) взаємна індуктивність виходить на лінійну ділянку (див. рис. 8 б). Привід працює з невеликим ковзанням, яке не призводить до суттєвих змін опору роторного кола через

вигнання струмів. Індуктивності розсіювання також практично незмінні. Однак для системи векторного управління зміни даних величин все ж таки слід в детектувати за допомогою спостерігачів.

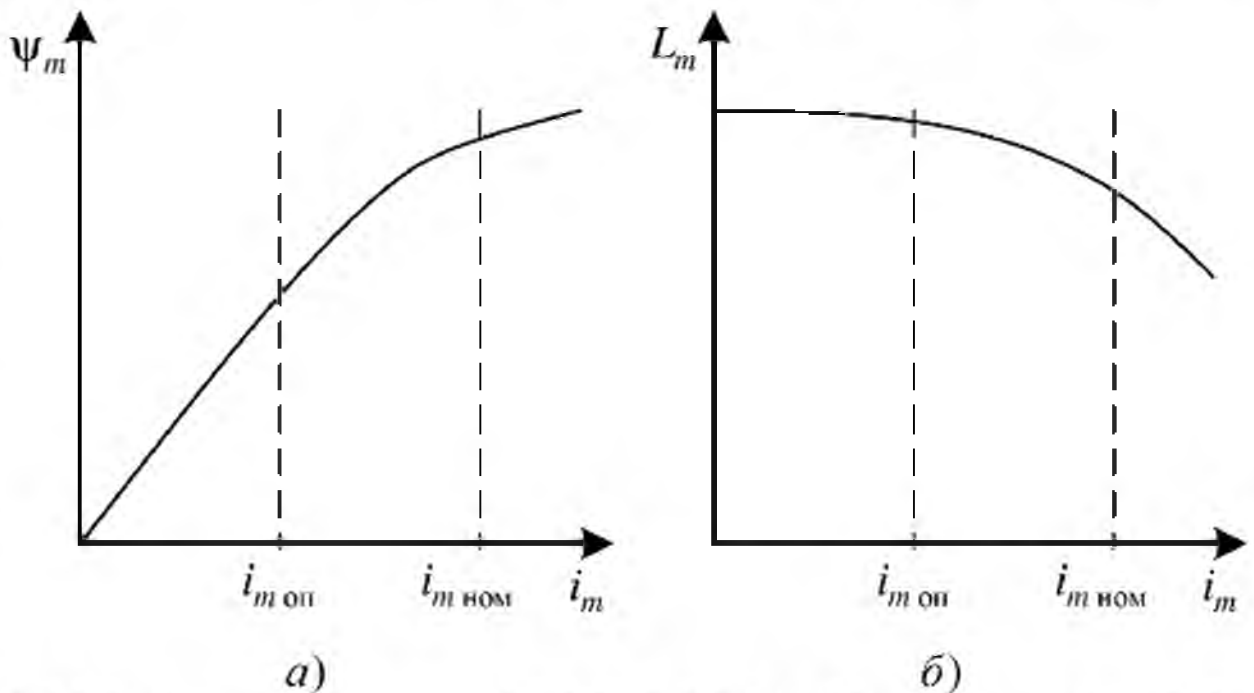


Рисунок 8 – Крива намагнічування (а) та взаємна індуктивність АТ (б)

### 1.3 Тяговий електропривод із синхронними машинами з постійними магнітами

#### 1.3.1 Застосування синхронних електродвигунів з постійними магнітами у транспорті

Існують два основні варіанти виконання СДПМ з точки зору управління та виду механічної характеристики - це двигуни, спроектовані для роботи з постійним моментом нижче номінальної швидкості, і двигуни з відносно великою індуктивністю поздовжньої осі, що дозволяє повністю або частково нейтралізувати проти-ЕРС, що виробляється постійними магнітами.

Перший варіант застосовується найчастіше в «пемірник гібридак», де такий двигун працює на одному валу паралельно до основного двигуна



внутрішнього згоряння, а необхідний діапазон сталості потужності забезпечується коробкою передач.

Другий варіант знайшов широке застосування у дорожніх машинах за рахунок глибокої зони ослаблення поля. Ці двигуни виконуються явноплюсними і мають більше значення індуктивності поперечної осі, ніж поздовжньої, що досягається за рахунок спеціальних магнітних бар'єрів. Постійні магніти інкорпоровані у залізо ротора. Конструкція такого електродвигуна, що встановлюється BMW і3, представлена на рис. 9 [18].

Конструкція може бути виконана і неявноплюсною, і з більшою поздовжньою індуктивністю.

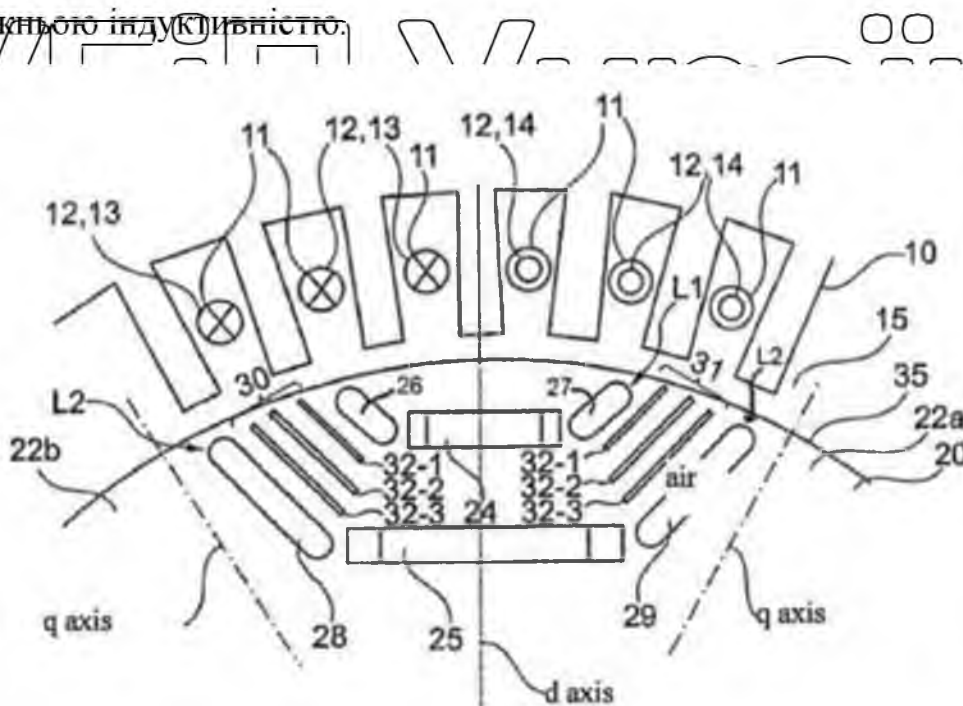


Рисунок 9 – Конструкція тягового СДПМ BMW і3

Хороші тягові характеристики зробили ці машини настільки популярними, що на сьогоднішній день тільки автомобілі Tesla та Renault випускаються з іншим типом приводу (а саме асинхронним та синхронним з регульованим збудженням). Однак у порівнянні з асинхронним приводом, де на нульовій швидкості в режимі зупиненого транспортного засобу може бути деяке ковзання, СДПМ протікають постійні струми, що концентрує струмове навантаження на одних і тих же елементах силового перетворювача.

Основним обмеженням до застосування даного типу двигуна в транспорті вважається неможливість погасити ЕРС будь-яким іншим способом, крім механічного розчеплення валу. Для багаторукових транспортних засобів ця проблема має принциповий характер, тому що відмова лише одного тягового приводу знерухоплює весь транспортний засіб.

Якщо продовжити рух з несправним двигуном (наприклад, коротке замикання в обмотках), то можливий подальший розвиток проблеми через наявність ЕРС від постійних магнітів, що виражається у загорянні та пожежі на борту транспортного засобу. Аналогічна проблема може виникати при використанні

даного типу електричної машини як генератор власних потреб із відбором потужності від основної енергоустановки, наприклад, літаком.

Насправді, ця проблема значною мірою перебільшена. За рахунок відносно великої фазної індуктивності струм машини, що обертається, при короткому замиканні фаз або міжвитковому КЗ не перевищуватиме номінальний. Пізніше, коли побоювання щодо можливості спалаху було знято, ці приводи почали набувати поширення на залізничному транспорті.

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

## 2 РОЗРАХУНОК ОСНОВНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМБІНОВАНОГО ТЯГОВОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

### 2.1. Моделювання тягового електроприводу

При проектуванні ТЗ з комбінованою енергоустановкою для вибору основних параметрів електроприводу необхідно знати динамічні характеристики ТЗ при заданих властивостях приводу. Для цього необхідно багаторазове повторення тягових розрахунків при різних значеннях потужності тягового електродвигуна (ТЕД) і первинного джерела енергії.

Крім того, суттєвим є питання про втрати енергії для ТЗ послідовної схеми. Важливо переконатися, що в такій енерго-установці можна досягти досить високого загального ККД.

Ці завдання вирішуються моделювання тягового електроприводу. У процесі перетворення вироблюваної первинним генератором енергії можна виділити такі види втрат, що враховуються в моделі:

- втрати енергії на внутрішньому опорі конденсаторного накопичувача, що відбуваються як за його заряду, так і за його розряду;

- втрати енергії в тяговому перетворювачі та ТЕД;

- втрати енергії на подолання опору руху ТЗ, пов'язані з тертям у механічній передачі, осях, колесах, а також з аеродинамічним опором кузова.

Розмір втрат залежить від швидкості руху транспортного засобу, рівня напруги буферного накопичувача, споживаної чи вироблюваної електроприводом потужності. Для заданих умов аналітично може бути обчислена миттєва потужність втрат, визначення загальної величини корисної та витраченої енергії вимагає застосування методів чисельного інтегрування.

Для обчислення енергетичних показників заданого режиму руху створено модель тягового електроприводу серед Simulink. Загальний вигляд моделі показано на рис. 10 та 11.

Модель дозволяє визначити струми заряду та розряду конденсаторного буферного накопичувача і врахувати втрати енергії на його внутрішньому

опорі. Для цього джерело модулюється схемою заміщення, що складається з послідовно з'єднаних резистора і конденсатора, до якого паралельно підключені генератор і тяговий перетворювач, а генератор - як джерело напруги, що також володіє власним внутрішнім опором. У моделі передбачена зворотний зв'язок, що задає напругу джерела таким чином, щоб потужність, що віддається їм, залишалася постійною. При перезарядженні накопичувача передбачено відключення джерела.

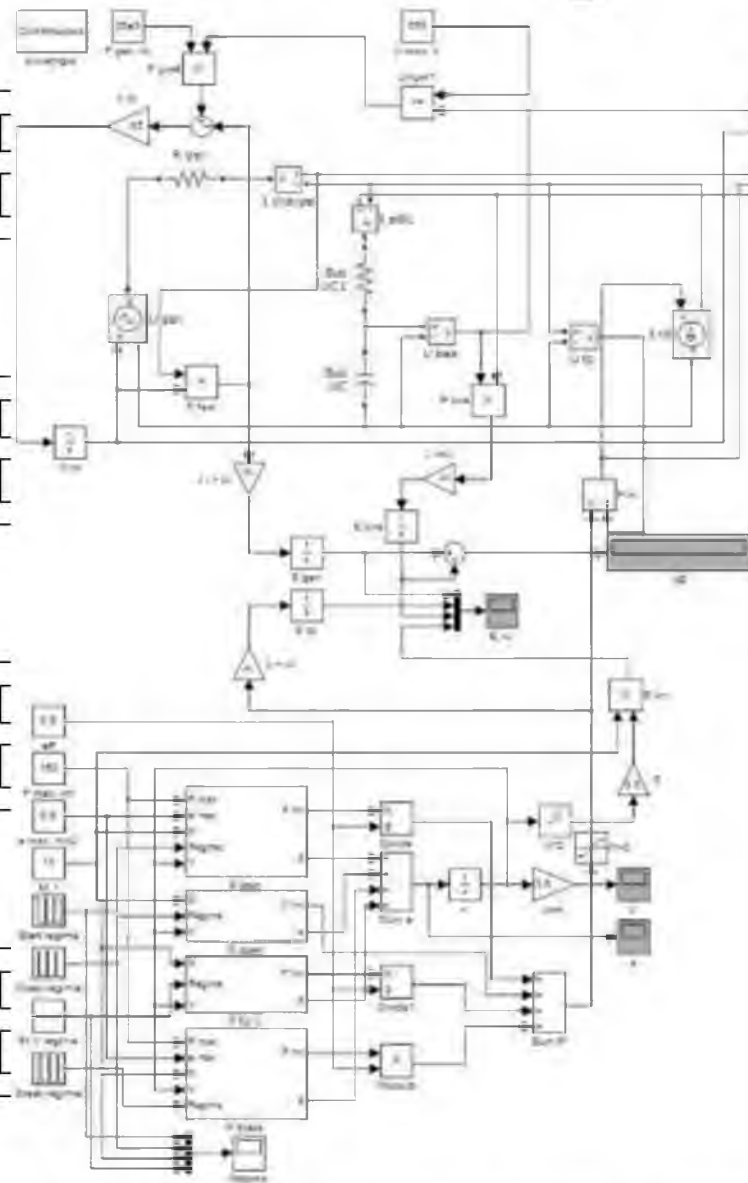


Рисунок 10. Модель гібридного тягового привода

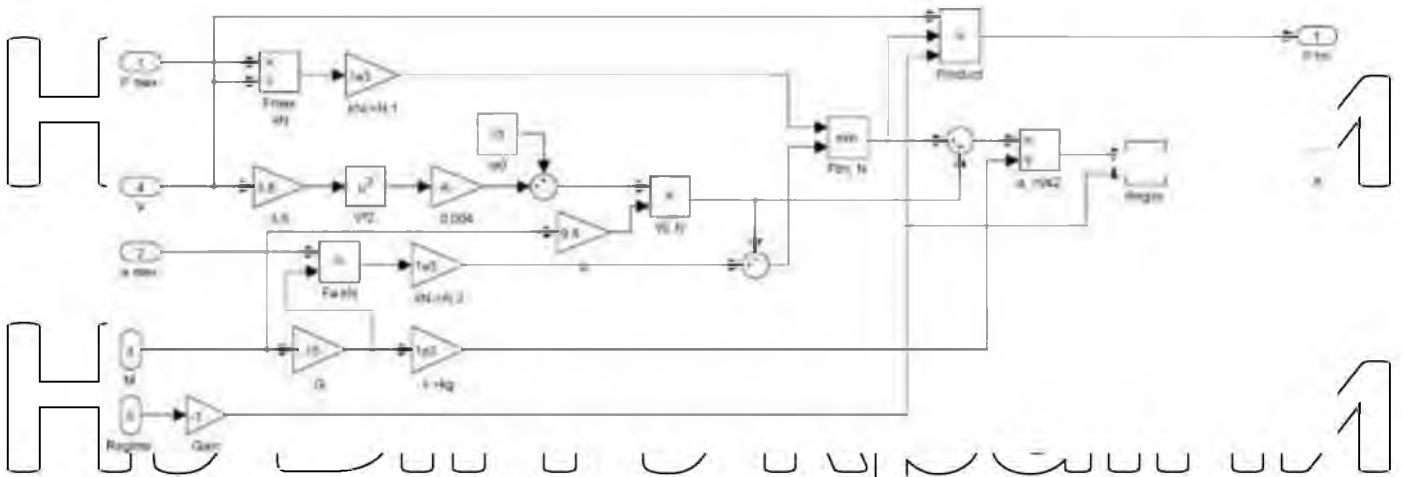


Рисунок 11 – Підсистема обчислення потужності та прискорення транспортного засобу під час руху в режимі тяги

Схема заміщення тягового перетворювача, застосована в моделі, є джерелом струму, струм якого вибирається таким чином, щоб споживана або віддається їм потужність дорівнювала потужності, що споживається або віддається тяговим приводом з урахуванням постійного коефіцієнта корисної дії, що враховує електричні втраги в перетворювачі і тяговий двигун. Механічна потужність двигуна визначається підсистемою, що виконує тяговий розрахунок для заданої тривалості знаходження ТЗ у кожному з режимів.

Тягова і гальмівна характеристики транспортного засобу з імпульсним регулюванням тягового двигуна спрощено представлені двома частинами: при малих швидкостях руху реалізується режим сталості прискорення, при високих швидкостях - сталості потужності приводу. У моделі вибирається той режим, в якому сила тяги, що реалізується приводом, мінімальна.

Підсистема розрахунку прискорення та механічної потужності тягового приводу для режиму тяги показана на рис. 11. У підсистемі потужність на валу тягового двигуна обчислюється двома способами: з обмеження максимальної потужності  $P_{max}$  і обмеження по прискоренню  $P_a$ :

$$P_a = (1 + \gamma)ma + w(V)mgV, \text{ кВт}, \quad (2.1)$$

де  $\gamma$  - коефіцієнт інерції обертових частин;  $m$  - повна маса ТЗ;  $a$  - обмеження щодо максимального прискорення ТЗ;  $w$  - питомий опір руху ТЗ;  $V$  - швидкість руху ТЗ;  $g$  - прискорення вільного падіння.

З двох величин потужності вибирається найменша, як задовольняє обох обмежень. Також обчислюється прискорення ТЗ, що необхідно для отримання залежності  $V(t)$ .

$$a = \frac{\min(P_a, P_{max})}{(1+\gamma)mV} - \frac{w(V)g}{1+\gamma} \quad (2.2)$$

Цикл руху ТЗ визначається часом знаходження його в режимах тяги, підтримки сталості швидкості руху, вибігу або гальмування.

Для ТС повною масою 15т з двигуном потужністю 150 кВт були досліджені цикл руху по перегону, що складається з розгону до 55 км/год, вибігу та гальмування, і цикл з розгону до 20 км/год і наступного за ним гальмування. Перший варіант характерний для руху ТЗ у відьних умовах, другий – при маневруванні у заторі. Обмеження прискорення та уповільнення вибиралися 1,2 і 0,8 м/с<sup>2</sup> для кожного з випадків, оскільки на практиці розгін

МС часто здійснюється зі зменшеним прискоренням. Моделювання виконане для повної ємності накопичувача енергії 3,6 та 10,8 МДж (20 та 60 Ф при номінальній напрузі 600 В). Оскільки мінімальна напруга накопичувача обмежена, корисна його енергоємність нижча за повну приблизно на 25%.

Внутрішній опір модулів прийнято 0,039 і 0,013 Ом відповідно, що відповідає характеристикам конденсаторів, що виробляються в даний час. Прийнято, що накопичувач енергії зібраний з елементів ємністю 3 кФ, номінальною напругою 2,7 і внутрішнім опором 300 мкОм. У цьому випадку для досягнення ємності 60 Ф при номінальній напрузі 600 необхідно мати п'ять паралельних гілок по 222 елементи в кожній.

Попередньо оцінити ККД накопичувача енергії можна за його струмом і внутрішнім опором як відношення потужності втрат до потужності, що віддається (приймається) на клеммах конденсатора

$$\eta = \frac{IR_{BH}}{zU} \quad (2.3)$$

де  $I$  - струм блоку конденсаторів;  $z$  – кількість паралельних гілок у блоці;  
 $R_{BH}$  - Внутрішній опір елемента;  $U$  – напруга елемента.

Так, для описаного вище накопичувача ККД перебуватиме в межах 0,83...0,97 залежно від типу елементів та їхньої напруги.

На рис. 12 та 13 показані криві руху ТЗ та приклад залежностей енергії, спожитої та поверненої тяговим приводом, від часу. Для кожного з випадків визначено величину енергії, спожитої з накопичувача та поверненої тяговим приводом у накопичувач, їхнє відношення, а також середня потужність циклу з урахуванням надходження енергії від генератора. Результати узагальнено у табл. 1.

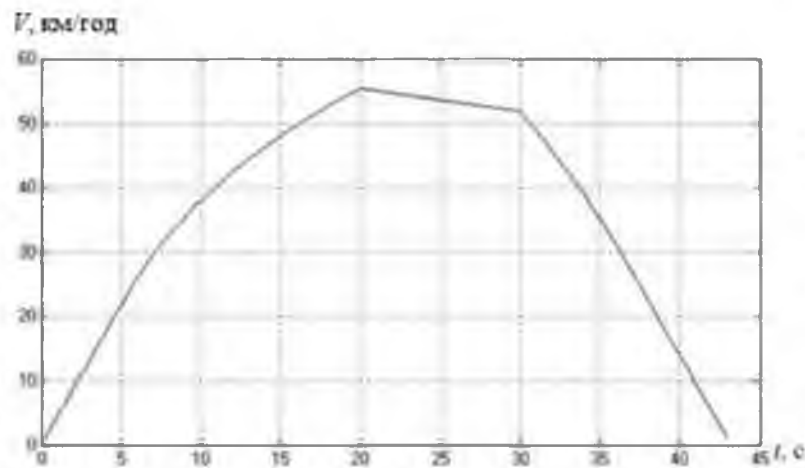


Рисунок 12 – Залежність швидкості руху ТЗ від часу

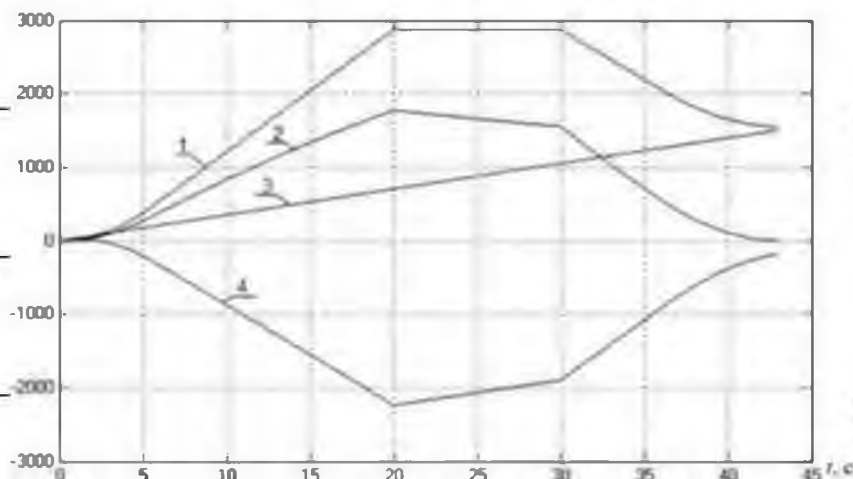


Рисунок 13 – Залежності енергії, спожитої та поверненої тяговим приводом, від часу:

1 - енергія, прийнята від НЕ; 2 – різницю енергій ПЕ та НЕ;  
 3 – енергія, прийнята від ПЕ; 4 - енергія, що перейшла в кінетичну енергію транспортного засобу



Таблиця 1 – Результати моделювання споживання енергії

| Максимальна швидкість у циклі, м/с | $a, \text{ м/с}^2$ | Місткість НЕ, Ф | Витрата енергії без рекуперації, кДж | Витрата енергії з рекуперацією, кДж | Тривалість циклу, с | Середня потужність циклу, кВт | Частина енергії, що повертається |
|------------------------------------|--------------------|-----------------|--------------------------------------|-------------------------------------|---------------------|-------------------------------|----------------------------------|
| 60                                 | 1,2                | 60              | 2887                                 | 1582                                | 43                  | 67,1                          | 0,45                             |
| 60                                 | 1,2                | 20              | 2952                                 | 1685                                | 43                  | 68,7                          | 0,43                             |
| 60                                 | 0,8                | 60              | 3200                                 | 1888                                | 53                  | 60,4                          | 0,41                             |
| 60                                 | 0,8                | 20              | 3275                                 | 2002                                | 53                  | 61,8                          | 0,39                             |
| 20                                 | 1,2                | 60              | 378                                  | 134                                 | 10                  | 37,8                          | 0,65                             |
| 20                                 | 1,2                | 20              | 380                                  | 138                                 | 10                  | 38,0                          | 0,64                             |
| 20                                 | 0,8                | 60              | 394                                  | 166                                 | 15                  | 26,3                          | 0,58                             |
| 20                                 | 0,8                | 20              | 395                                  | 169                                 | 15                  | 26,3                          | 0,57                             |

Запропонована модель не враховує зниження прискорення і необхідності заміщення рекуперативного гальмування реостатним при малих швидкостях. У той самий час ці недоліки слабо впливають на загальне споживання енергії. Так, кінетична енергія ТЗ при швидкості 5 км/год становить

$$E = \frac{(1+\gamma) m \left(\frac{v}{3,6}\right)^2}{2} = 16,6 \text{ кДж}, \quad (2.4)$$

що значно менше енергії, яка повертається в області високих швидкостей.

## 2.2 Визначення потужності тягового двигуна

При проектуванні комбінованих енергетичних установок необхідно вирішити питання вибору їх основних параметрів. До них відносяться потужність тягового електродвигуна, вид і потужність первинного джерела енергії, потужність та енергоемність накопичувача. Перелічені величини визначають як масогабаритні, і економічні характеристики створюваної енергоустановки.



Тяговий електричний двигун повинен забезпечувати необхідну динаміку транспортного засобу. Його потужність має бути достатньою для подолання сил опору руху та забезпечення заданих прискорень. Таким чином, визначення потужності вимагає завдання залежності швидкості або прискорення ТЗ від часу під час розгону. За рівного часу розгону залежність прискорення від часу може бути різною. Для досягнення мінімальної потужності, а отже, ваги та вартості тягового двигуна бажана реалізація повної потужності протягом усього періоду розгону. У цьому випадку прискорення автомобіля було б майже (без урахування опору руху) обернено пропорційно його швидкості. Але вимоги забезпечення комфорту пасажирів та надійності роботи тягової передачі накладають обмеження як по максимальній допустимій величині прискорення, так і швидкості наростання прискорення  $3 \text{ м/с}^3$  при початковому прискоренні  $0,5 \text{ м/с}^2$ .

При проектуванні гібридного автобуса чи тролейбуса за умов комфорту пасажирів, що стоять, обмежується величина пускового прискорення  $a_{\text{п}} = 1,5 \text{ м/с}^2$ , а швидкість наростання прискорення приймається рівною  $1,5 \text{ м/с}^3$  [16].

При проектуванні транспортного засобу з імпульсним регулюванням доцільно по можливості підвищити пускову швидкість, скоротивши тим самим час розгону, що вимагає підвищення потужності тягових двигунів порівняно з застосовуваними на тролейбусах з реостатним регулюванням [17].

При заданих обмеженнях розгін МЗ у загальному випадку складатиметься з трьох етапів: збільшення прискорення до максимального, розгін із постійним прискоренням до так званої пускової швидкості  $V_{\text{п}}$  та розгін із постійною (максимальною) потужністю.

Чисельним розрахунком знайдено мінімальні необхідні забезпечення заданого часу розгону питомі (виражені в кіловатах на тону ( $\text{кВт/т}$ )) потужності двигунів. Результати розрахунку показані у табл. 2, а відповідні їм режими руху — рис. 14 та 15.

Таблиця 2 – Зв'язок потужності тягового електродвигуна та динамічних характеристик гібридного автобуса при  $a_{\text{п}} = 1,5 \text{ м/с}^2$

|                  |      |      |      |      |       |      |       |       |
|------------------|------|------|------|------|-------|------|-------|-------|
| $P$ , кВт/т      | 6    | 8    | 10   | 12   | 14    | 16   | 18    | 20    |
| $t$ розгону, с   | 49,1 | 30,9 | 23,4 | 19,3 | 16,75 | 15,1 | 13,95 | 13,15 |
| $V_{ц}$ , км/год | 11,7 | 15,8 | 19,6 | 23,4 | 27,1  | 30,9 | 34,4  | 37,9  |

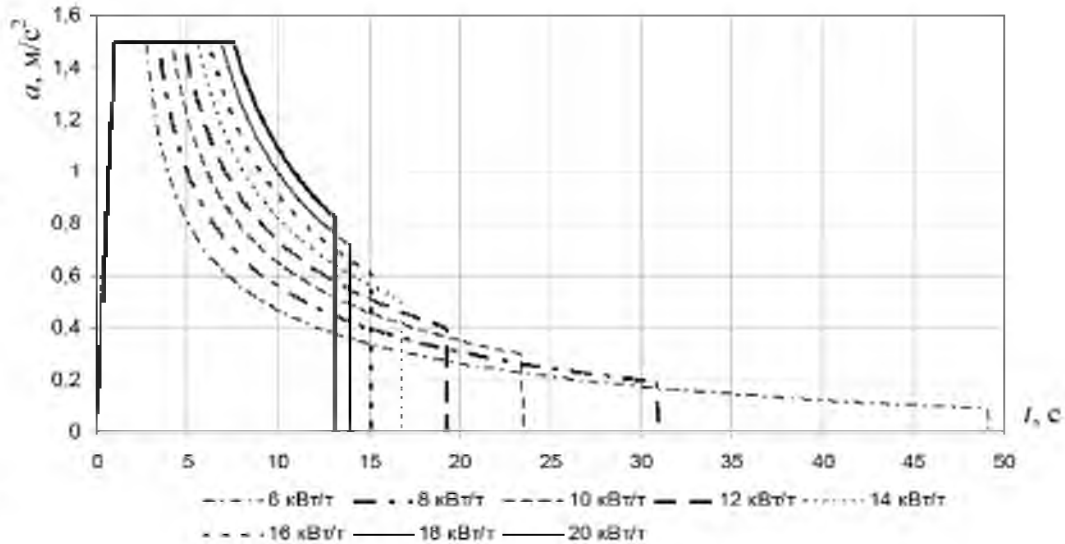


Рисунок 14 – Залежність прискорення гібридного автобуса від часу за різних заданих динамічних властивостей

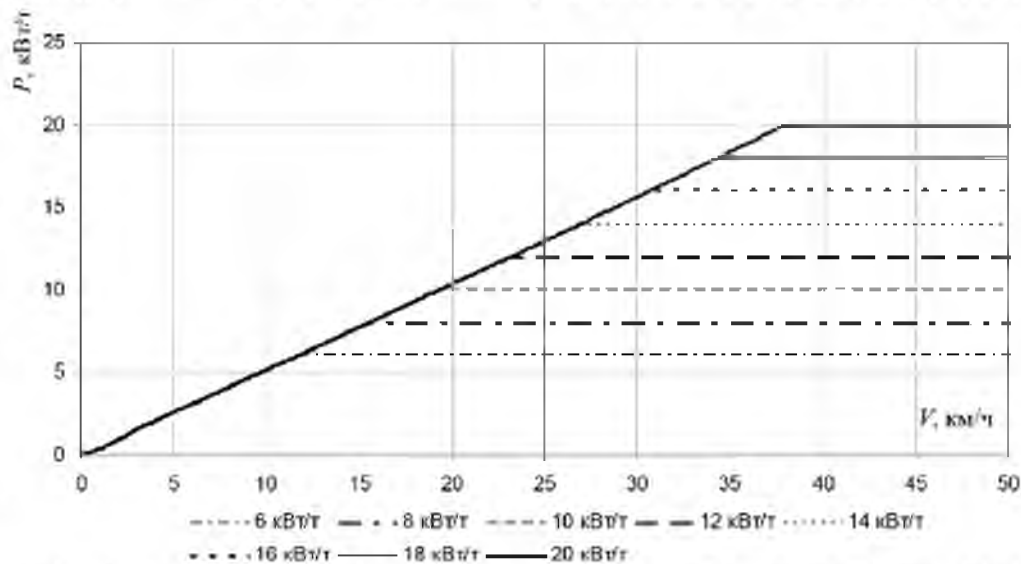


Рисунок 15 – Реалізація потужності тягового електродвигуна гібридного автобуса за різних динамічних характеристик

У момент завершення процесу пуску швидкість  $V_{ц}$ , прискорення  $a$  та потужність тягового двигуна  $P_{ТЕД}$  пов'язані між собою співвідношенням

$$P_{\text{ТЕД}} = (gw(V_{\text{п}}) + 1000\gamma a_{\text{п}}) \frac{V_{\text{п}}}{3600}, \text{ кВт/т} \quad (2.5)$$

де  $w(V)$  – питомий опір руху ТЗ за швидкості  $V$ , Н/кН,  $\gamma$  – коефіцієнт інерції обертових частин тягового приводу.

### 2.3. Визначення потужності первинного джерела енергії та енергоємності буферного накопичувача

Основне призначення агрегату ДВЗ-Г у складі комбінованої енергетичної установки ГТЗ – покриття всіх енергетичних витрат, що включають власні потреби та енергію на рух транспортного засобу.

Потужність власних потреб ГТЗ більш ніж 80 % визначається витратами енергії підтримки мікроклімату ТЗ. Для автобусів та тролейбусів великої місткості загальна потужність власних потреб ( $P_{\text{сн}}$ ) може перевищувати 30 кВт

[26]. При цьому додатково істотною перевагою застосування гібридної схеми перед суто електричними видами транспорту в умовах холодної кліматичної зони є можливість використання виробленого ДВС тепла для обігріву салону.

Потужність, вироблена ДВЗ для забезпечення переміщення транспортного засобу, необхідна для покриття витрат на подолання опору руху транспортного засобу і для відшкодування втрат у буферному накопичувачі, що забезпечує зміни кінетичної енергії ТЗ. Для вибору потужності ДВЗ необхідно розглянути випадки, в яких максимізується кожна зі складових:

- підтримка руху з максимальною можливою при поточному ухилі швидкістю;
- рух у циклі розгону - гальмування без зменшення енергії конденсаторного НЕ, при якому енергія, що віддається їм за цикл, максимальна.

У першому випадку запас енергії у НЕ залишається постійним. Необхідна потужність ДВЗ у цьому режимі визначається добутком сили опору руху та швидкості руху ТЗ:

$$P_1 = gw(V_{\text{п}}) \frac{V_{\text{п}}}{3600}, \text{ кВт/т}, \quad (2.6)$$

Оскільки питомий опір руху  $w(V)$  пропорційно квадрату швидкості, залежність необхідної питомої потужності ДВЗ від швидкості описується кубічним рівнянням (рис. 16).

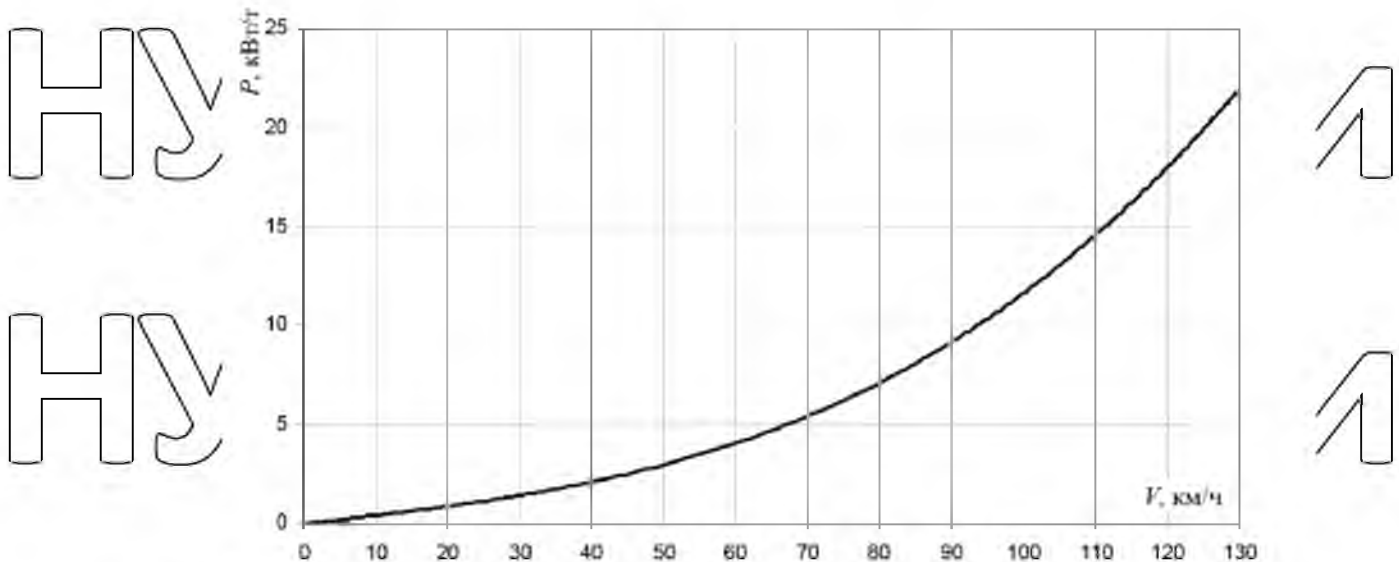


Рисунок 16 – Залежність питомої потужності, необхідної підтримки постійної швидкості руху, від швидкості руху

У другий випадок потрібно порівняння можливих циклів руху ТЗ визначення найбільш важкого режиму роботи. При порівнянні прийнято, що службове гальмування є електричним і забезпечує повернення енергії в буферний накопичувач. При цьому різниця енергії, що віддається накопичувачем при розгоні, і одержуваної при гальмуванні за час пуску-гальмування, повинна бути покрита двигуном внутрішнього згорання, інакше створюється небезпека зниження запасу енергії БНЕ нижче гранично допустимого, і ТЗ втрачає можливість забезпечити задані динамічні характеристики при наступному пуску. Середня потужність за цикл розгону-гальмування  $P_2$  може бути знайдена шляхом тягового розрахунку.

Тривалість циклу розгону-гальмування та необхідна для його здійснення потужність двигуна при заданій максимальній швидкості будуть залежати від динамічних характеристик ТЗ. Потужність, обчислена за першою умовою, визначається тільки його максимальною швидкістю. Очевидно, що потужність

ДВЗ слід вибрати за найбільшим із двох прийнятих обмежень. Як правило, потужність визначається другою умовою, лише за високої максимальної швидкості і слабкої динаміки ТЗ перше обмеження висуває більш жорсткі вимоги.

У будь-якому випадку потужність ДВЗ буде вищою, ніж середня потужність, що витрачається на рух ТЗ. Деякий запас потужності необхідний для компенсації енергії, що втрачається у разі переповнення КДЕС, або витрачається при повторних розгонах в області високих швидкостей.

Буферний накопичувач енергії повинен бути здатний віддавати енергію в тяговий привід, так і приймати її від тягового приводу і від ДВЗ. Таким чином, його максимальна потужність визначається сумарною потужністю тягового електроприводу та ДВЗ гібрида у разі, коли при гальмуванні його заряд проводиться обома джерелами одночасно. Як правило, накопичувачі на основі сучасних КДЕС мають великий запас струму та потужності і вибір параметрів буферного накопичувача практично зводиться до знаходження його енергоємності.

З урахуванням коефіцієнтів корисної дії всіх елементів системи повна необхідна потужність ДВЗ гібридного автобуса  $P_{ДВЗ}$  складе

$$P_{ДВЗ} = \frac{1}{\eta_r \eta_{HE}} (P_{CH} + m_{ТЗ} \frac{(\max(P'_1 P'_2))}{\eta_{ED} \eta_{MP}}), \text{ кВт.} \quad (2.7)$$

де  $m_{ТЗ}$  – маса ТЗ, т;  $P'_1, P'_2$  – питома потужність, що витрачається на рух ТЗ, отримана з першого та другого обмежень, кВт/т;  $\eta_r, \eta_{HE}, \eta_{ED}, \eta_{MP}$  – ККД генератора, накопичувача енергії, тягового двигуна, механічної передачі відповідно.

### 3. ВІМІР ПОЛОЖЕННЯ І ШВИДКІСТЬ РОТОРА В ТЯГОВОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

Невід'ємною частиною будь-яких систем якісного управління моментом є системи вимірювання швидкості та положення. Тяговий електропривод вимагає обов'язкової наявності в системі датчика положення.

Якщо загальнопромислового електроприводі часто обходяться бездатчиковими методами, побудованими за принципом виділення проти-

ЕРС, то для тягового електроприводу потрібна робота, в тому числі, на нульових швидкостях, де проти-ЕРС відсутня. Тому датчик ротора (ДПР) є невід'ємною частиною будь-якого тягового приводу.

Разом з тим датчик ускладнює конструкцію електричної машини і знижує загальну надійність системи, тому останнім часом ведуться активні

дослідження в області самосенсорних систем управління, коли датчиком виступає сам двигун. Це може бути вимірювання його магнітної анізотронії в реальному часі або використання двигунів з регульованим збудженням як синусно-косинусних трансформаторів, що обертаються.

У цьому розділі розглянуті питання обробки сигналів ДПР, виконаних на ефект Холла, інкрементальних датчиків положення (ІДПР) і синусно-косинусних інкрементальних датчиків положення. Крім того, розглянуто питання побудови самосенсорних систем управління для ВД та ВДНВ.

#### 3.1. Обробка сигналів датчика на елементах Холла

Для синхронних машин, що не вимагають високих показників якості регулювання швидкості, часто використовують датчики положення ротора на базі елементів, що працюють на ефекті Холла. Такі датчики у стандартній конфігурації формують три зрушені на 120 електричних градусів меандра, як показано на рис. 3.1.

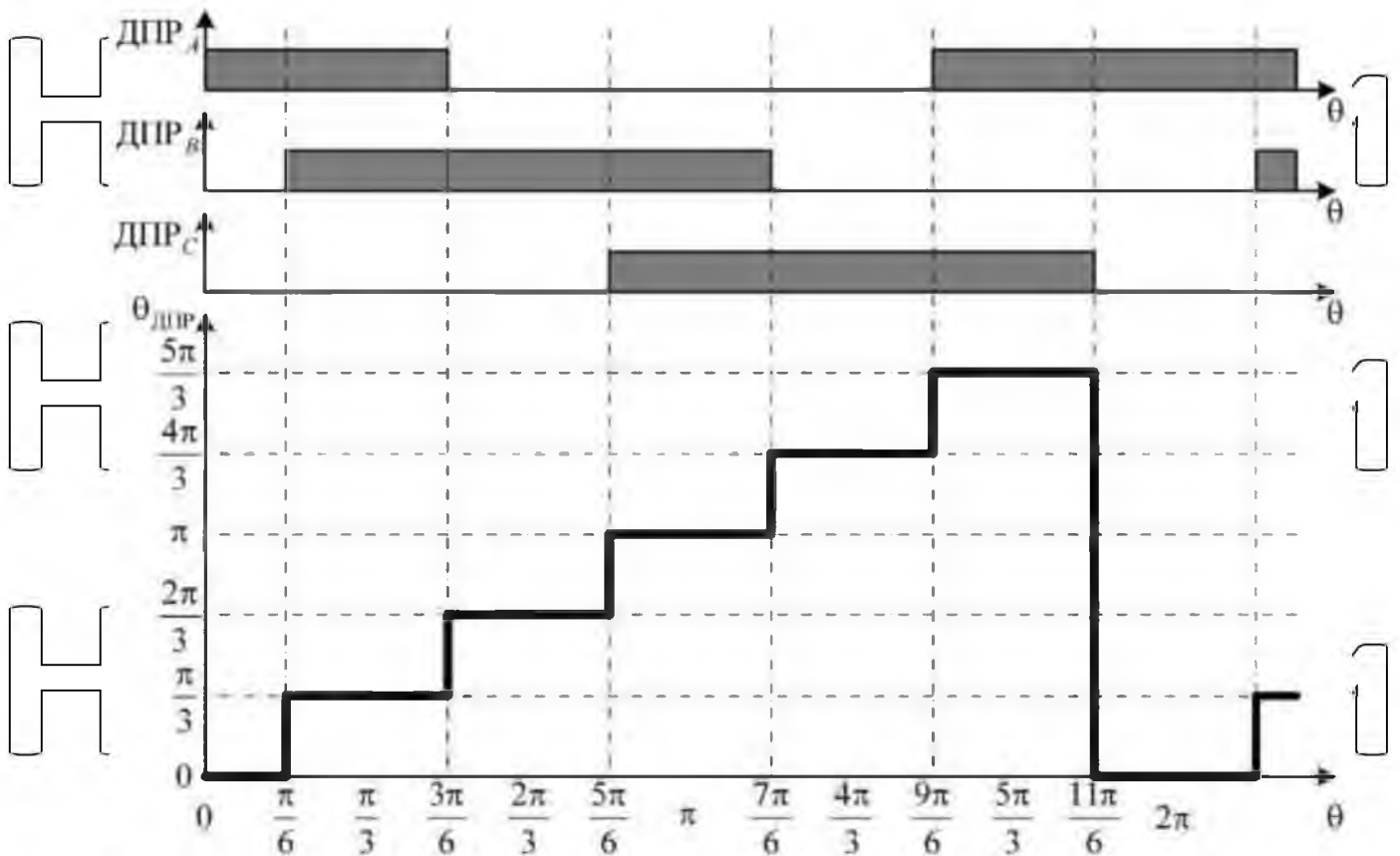


Рис. 3.1. Вихідні сигнали датчика положення ротора з трьома елементами Холла

Точність визначення положення для зупиненого приводу та низьких швидкостей становить  $\pm 30^\circ$ . Для тягових електроприводів при використанні редуктора цієї точності, як правило, достатньо, хоча певні проблеми можуть виникати в зупиненому положенні через дискретне перемикання кута і можливе «тремтіння» моменту колеса в такому режимі.

На великих швидкостях кутове положення екстраполюють всередині одного креску, підвищуючи роздільну здатність для більш точного визначення кута, що використовується в координатних перетвореннях. Слід зазначити, що через похибки установки елементів датчика існують дві основні похибки.

- сигнал має відмінну від 50% шпаруватість,
- сигнали можуть бути зміщені не на 120 електричних градусів.

Ці похибки накладають обмеження на алгоритми вимірювання швидкості та екстраполяції кута. Так, для вимірювання швидкості повинен

використовуватися той самий фронт одного елемента датчика, оскільки положення інших фронтів строго не визначено. Екстраполяція положення також повинна проводитися від цього кута по всьому електричному обороті.

Для обробки сигналів такого датчика використовують входи захоплення подій (Capture Unit) мікроконтролера. Так як у процесі перемикання сигналу датчика можливий брязкіт сигналу, особливо на малих і близько нульових швидкостях, то рекомендується реалізувати дискретний автомат шляхом блокування зайвих переривань модуля захоплення. Наприклад, для стану датчика, що відповідає нульовому положенню, слід дозволити переривання по

передньому фронту сигналів В і С. Причому прихід переднього фронту по фазі В свідчить про позитивний напрямок обертання, у той час як прихід переднього фронту по фазі С - про негативний.

При виникненні однієї з цих подій викликається відповідне переривання, і система переривань переналаштовується на очікування наступних подій. При цьому множинні спрацьбовування захоплення сигналів через брязкіт повинні бути проігноровані і в пам'яті збережено час останньої з подій.

У міру переходу від одного стану до іншого дискретний автомат проходить повний оборот і, в черговий раз виходячи зі стану нульового кута, вимірювальна система має два часи приходу поточного фронту сигналу і час його надходження на попередньому обороті. Середня швидкість може бути розрахована за формулою:

$$\omega_{ел} = 2\pi \frac{f_{CPU}}{t[k] - t[k-1]} \quad (3.1)$$

де  $t[k]$  і  $t[k-1]$  - поточне та попереднє значення, отримані в модулі захоплення по фронту одного типу однієї і тієї ж фази, що вимірюються в тактах мікроконтролера,  $f_{CPU}$  - частота процесора, якщо з такою самою частотою тактується модуль захоплення (як правило, це так, оскільки частоту тактування пристроїв вимірювання часу намагаються робити вище збільшення дозволу за часом).

Вимірювання швидкості можна проводити не тільки по наростаючому фронту, наприклад, фази А. Це можна робити по будь-якій фазі або по кількох



фазах відразу і по наростаючому і спадаючому фронту, але завжди за однією і тією самою ознакою. Так, на одному обороті можна виконати шість вимірювань швидкості за двома наростаючими напрямками фази А, по двох спадаючих напрямках фази В і т.д. Ці швидкості в міру їх виміру можуть бути використані для екстраполяції кутового положення, яка повинна виконуватися від одного заздалегідь каліброваного фронту одного із сигналів за формулою:

$$\theta_{\text{ел}} = \omega_{\text{ел}} t \quad (3.2)$$

де  $t$  - час, що минув з моменту надходження останньої події від каліброваного фронту.

При істотному зниженні швидкості вимірювання інтервалу часу між сигналами однієї фази стає занадто довгим і швидкість за цей час може змінитися істотно.

### 3.2. Вимірювання швидкості в системах з інкрементальним датчиком положення

Електроприводи з векторним керуванням вимагають вимірювання положення і швидкості. Для визначення положення та швидкості часто застосовують інкрементальні ДПР, сигнали яких, будучи обробленими вбудованим у сучасні мікроконтролери модулем квадратурного декодування, дозволяють отримувати положення валу двигуна у будь-який момент часу. Вимірювання ж швидкості проводиться шляхом диференціювання положення у часі. Хоча сучасні мікроконтролери дозволяють «полегшити» процедуру диференціювання положення апаратними способами, готового якісного рішення немає, і в рамках цього розділу наводиться рішення, що має максимально можливе дозвіл при заданій смузі пропускання вимірювача швидкості.

Електропривод можна у вигляді структури рис. 3.2, яка суттєво спрощена. Інвертор представлений у вигляді екстраполятора нульового порядку з постійною часом, що дорівнює частоті ШІМ. Електродвигун має власну постійну механічну часу, яка визначається моментом інерції. Постійні

часу інших елементів залежить від реалізації системи управління. Як показано на рис. 3.2, затримка у вимірі струму зазвичай становить половину періоду ШІМ, якщо струми перетворюються АЦП у середині періоду ШІМ.

Швидкодія контуру струму обмежена цими затримками в інверторі та вимірюванні струму, і для стандартного налаштування регуляторів струму може бути представлена інерційною ланкою з постійним часом, що дорівнює подвоєному періоду ШІМ.

Як і вимірювання струму, вимірювання швидкості має затримку і разом з постійним часом контуру струму ця затримка обмежує швидкодію контуру швидкості, тому затримка у вимірюванні швидкості повинна бути якнайменше.

Проблему точного виміру швидкості незалежно один від одного вирішили в 1982 Ц. Омае (Tsutomu Ohmae) [79] і в 1983 - Р. Бонерт (Richard Bonert) [29], які запропонували М / Т-метод і метод постійного часу вимірювання (СЕТ - Constant Elapse Time). Обидва методи практично ідентичні та мають однакову точність. Вони були реалізовані ще на мікроконтролерних і мікропроцесорних системах. Отримані результати повністю вирішили проблему вимірювання швидкості, коли мікроконтролери

прорвалися ринку в 1990-х роках, ці методи були забуті. Багато років і епізодично цитувалися в непрофільних публікаціях. Є лише кілька згадок даних статей у 1990-ті роки, як, наприклад, [43], де алгоритм реалізується на спеціалізованій логічній мікросхемі. Єдина різниця між вихідним методом і

версією для спеціальної логіки полягає в тому, що вихідний алгоритм використовує мінімальне значення для зміни шляху шляху, в той час як модифікований метод 1996-го року пропонує збільшення кратно ступеня числа два.

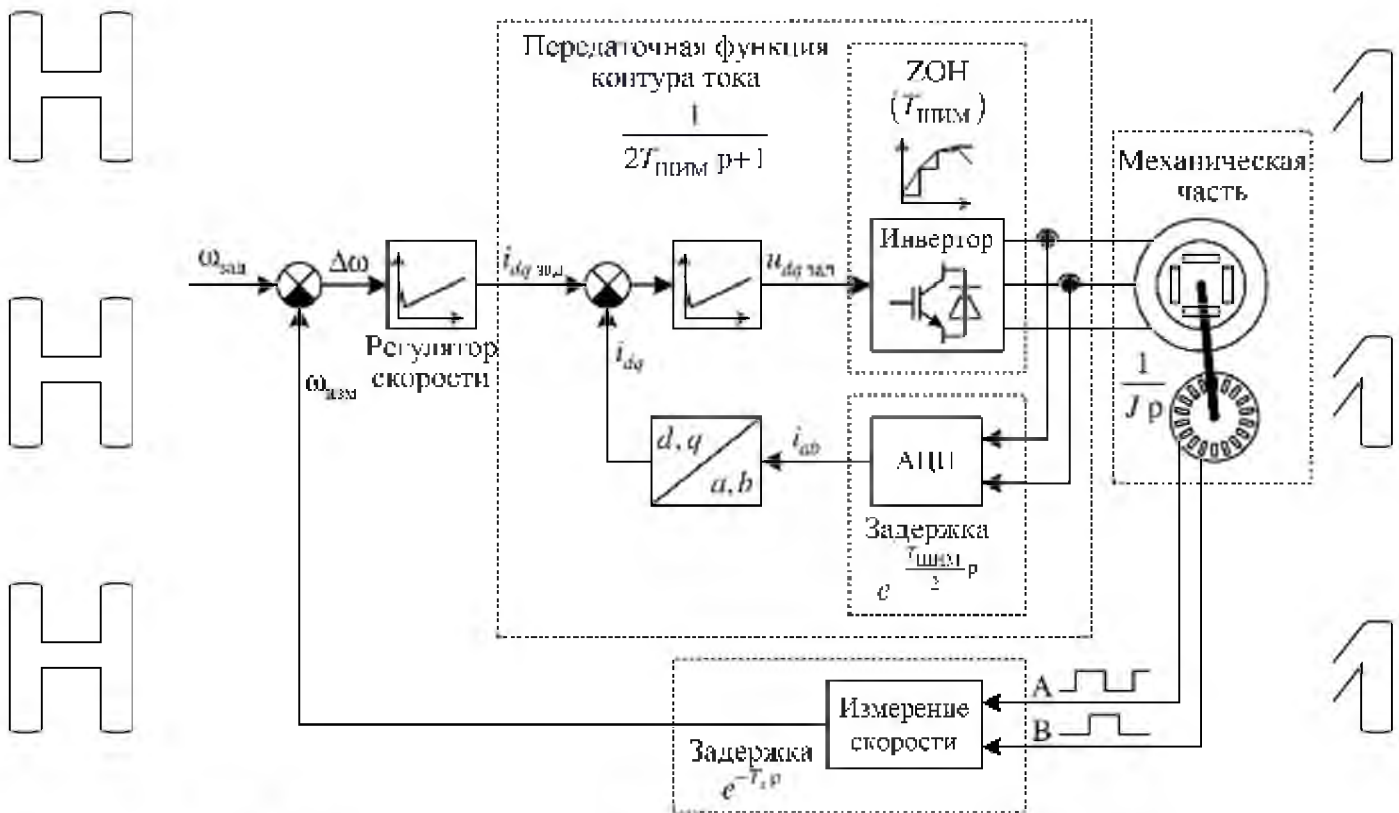


Рис. 3.2. Типова структура електрприводу з контуром швидкості

Дуже багато дослідників пропонують використовувати або метод підрахунку імпульсів за період часу (частотний метод), або вимірювати час між двома сусідніми імпульсами (метод вимірювання періоду). У багатьох статтях 1990-х років і навіть пізніших [78, 83] розглядається поєднання цих методів, коли точніший на малих швидкостях метод вимірювання періоду зі зростанням швидкості підміняється частотним методом з метою збільшення точності. Однак ці методи залишалися далекими за точністю від запропонованих раніше. В 1998 було запропоновано реалізувати метод СЕТ на базі програмувані логічної матриці [69], пізніше в 2008 цей же метод був удосконалений за рахунок застосування більш точного вимірювача часу з дозволом 400 пс [70].

В [3, 49] було запропоновано використовувати фільтр ковзного середнього, щоб обробити результати методу вимірювання періоду і зробити оверсемплінг результату. Це рішення за точністю порівняно з методами СЕТ і М/Т, проте сильно завантажує мікроконтролер на високих швидкостях, коли

кількість вимірювань швидкості на одному кроці контуру швидкості стає більшою. Багато вимірювань швидкості повинні зберігатися в пам'яті, потім усереднюватися, і зі зростанням швидкості потрібно більше ресурсів.

Підсумовуючи, можна стверджувати, що збільшення швидкодії контуру швидкості можливе при зниженні часу вимірювання  $T_s$ . В [29] пропонується утримувати час вимірювання в межах половини від постійного часу контуру струму. У цьому випадку, ефект джиттера (фазового тремтіння цифрового сигналу даних), що виявляється від асинхронного (по відношенню до періоду

ШІМ) принципу вимірювання швидкості стає дуже малим. Але, своєю чергою, зменшення часу вимірювання швидкості призводить до зростання похибки вимірювання часу, оскільки час у мікроконтролерній системі квантовано, отже, більший час може бути виміряно з більшою відносною точністю. Таким чином, похибка вимірювання швидкості стає пропорційна відношенню одного

тика таймера до загальної кількості злічених тиків таймера за час вимірювання. Ще більша точність може бути отримана за рахунок застосування програмованих логічних матриць з високою частотою тактування для годинника, проте це рішення дорожче в порівнянні з системою, реалізованою повністю на одному мікроконтролері.

Щоб збільшити роздільну здатність вимірювача швидкості, час вимірювання повинен бути максимально великим. При збільшенні часу виміру вдвічі, точність виміру швидкості збільшується однією двійковий розряд.

Хоча збільшення часу вимірювання впливає на стабільність контуру швидкості при однакових налаштуваннях регулятора, можливо, мінімізувати затримку шляхом виключення джиттера. Це можна зробити засинхронізувавши вимір швидкості з моментом виконання програмного коду регулятора швидкості.



### 3.2.1 Експериментальні випробування синхронізованого виміру

швидкості

#### 3.2.1.1. Експериментальне встановлення

Для підвищення наочності результатів виробування проводилися на електроприводі малої потужності, що включає інвертор з живленням напругою 28 В типу DRV8302-NC-C2-KIT від компанії Texas Instruments. Контролер системи управління реалізований з урахуванням мікроконтролера TMS320F28035, працюючого на частоті 60 МГц. Цей мікроконтролер має один модуль захоплення, тому алгоритми вимірювання швидкості адаптувалися до роботи з єдиним сигналом каналу "А" з ЦДПР. Інвертор живить СДПМ з двома парами полюсів, номінальний струм 6 А, що діє, а максимальна швидкість 5000 об/хв. На валу електродвигуна встановлено оптичний ЦДПР HEDM-5500 # B06 з 1000 міток на оборот. Зовнішній вигляд експериментальної установки показано на рис. 3.3.



Рис. 3.3. Експериментальна установка із СДПМ

Система управління реалізована мовою Сі серед Code Composer Studio IDE і є системою векторного управління (СВУ) з контуром струму, що працює на частоті 10 кГц. Система містить два регулятори струму по поздовжній та поперечній осях ПІ типу, регулятор швидкості пропорційного типу з коефіцієнтом посилення 0,08 об/хв. Вихід регулятора швидкості обмежений лише на рівні  $\pm 10$  А. Частота виклику регулятора швидкості 2 кГц. Це істотно менше частоти контуру струму, проте при такому поєднанні можна явніше показати різницю між вихідним методом із постійним часом вимірювання та синхронізованим.

Експериментальні дані отримані за допомогою цифрового осцилографа, реалізованого всередині системи керування на базі модуля DLOG із пакету бібліотек Control Suite від компанії Texas Instruments.

Реалізація синхронізованого методу SET мовою асемблера вимагає близько 5 мкс процесорного часу на мікроконтролері з частотою 60 МГц і 13 мкс при реалізації мовою Сі.

### 3.2.2. Пуск двигуна

Перехідний процес пуску двигуна зі стандартним методом постійного вимірювання представлений на рис. 3.4. Завдання швидкості змінюється стрибком від нуля до 2000 об/хв. В результаті регулятор швидкості потрапляє в насичення і формує завдання струму по поперечній осі 10 А, в результаті чого двигун розганяється з приблизно постійним прискоренням. У час приблизно рівний 4 мс відбувається перший вимір швидкості. Регулятор швидкості виконується кожні 500 мкс і кожен виклик завдання струму поперечної осі оновлюється. Зі зростанням швидкості час вимірювання залишається приблизно постійним і тримається близько 30 000 тактів ЦПУ або 5 мкс. Щоб утримувати час вимірювання біля цього значення, алгоритм SET постійно змінює задане збільшення кута, проте вимірювальна система працює асинхронно з регулятором швидкості, тому вимірювання може відбуватися будь-якої миті часу.



Таким чином, регулятор швидкості використовує сигнал зворотного зв'язку, має змінну затримку, яка максимально може дорівнювати 5 мкс.

Коли привід досягає заданої швидкості, регулятор швидкості виходить із насичення і починає працювати, у перехідному процесі, як по струму, так і швидкості, видно значні коливання. Вони зумовлені занадто великим коефіцієнтом посилення регулятора швидкості для цієї затримки в ланцюзі зворотного зв'язку та даного моменту інерції.

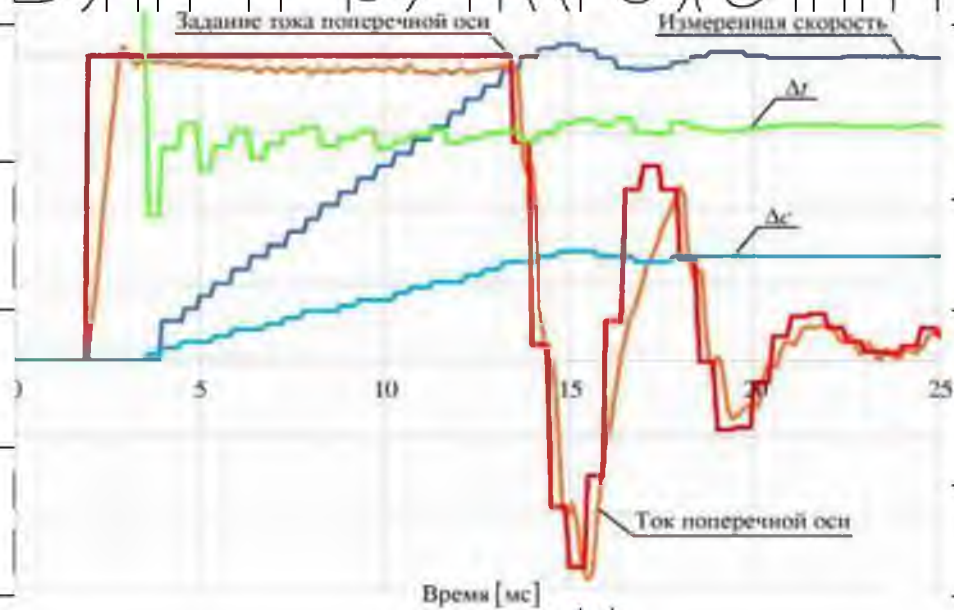


Рис. 3.4. Пуск двигуна з вимірюванням швидкості методом SET ( $\Delta t$  - 10000 тактів ЦПУ або 166,7 мкс в клітині;  $\Delta c$  - 50 імпульсів OCLK в клітині; струм поперечної осі та його завдання - 2,5 А в клітині; вимірювана швидкість - 500 об/хв в клітині)

Щоб зменшити затримку в ланцюзі зворотного зв'язку за швидкістю, час вимірювання було зменшено в два рази, що природно знизило точність вимірювання швидкості на один двійковий розряд. Процес розгону двигуна з переналаштованим вимірювачем представлений на рис. 3.5.

Час виміру зменшився вдвічі, як і збільшення кута. При цьому добре видно, що частота вимірювання швидкості зростає і «сходинки» на швидкості, що зростає, зменшилися приблизно в два рази. Особливо слід зазначити, що вихід на задану швидкість не супроводжується значними коливаннями в

струмі і швидкості, що обумовлено зменшенням затримки в каналі зворотного зв'язку.

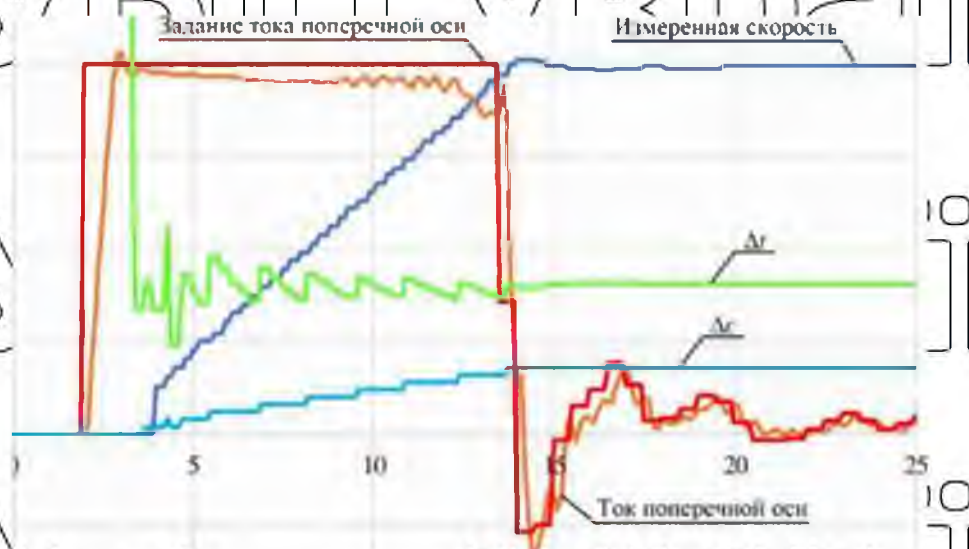


Рис. 3.5. Пуск двигуна з вимірюванням швидкості методом CET із зменшеним у два рази часом вимірювання ( $\Delta t$  - 10000 тактів ЦПУ або 166,7 мкс в клітині;  $\Delta c$  - 50 імпульсів QCLK в клітині; струм поперечної осі та його задання - 2,5 А в клітині; вимірювана швидкість - 500 об/хв у клітині)

Аналогічний досвід було проведено із синхронізованим методом, результат представлений на рис. 3.6. Перехідний процес практично повторює попередній досвід коливання при виході на задану швидкість, проте дозвіл тут в два рази (на один біт) вище, ніж у попередньому досвіді. За рахунок виключення затримки між вимірюванням і застосуванням зворотного зв'язку можна або підняти точність порівняно з класичним методом CET в два рази, або при тій же точності отримати вдвічі вищу динаміку контуру швидкості в малому.



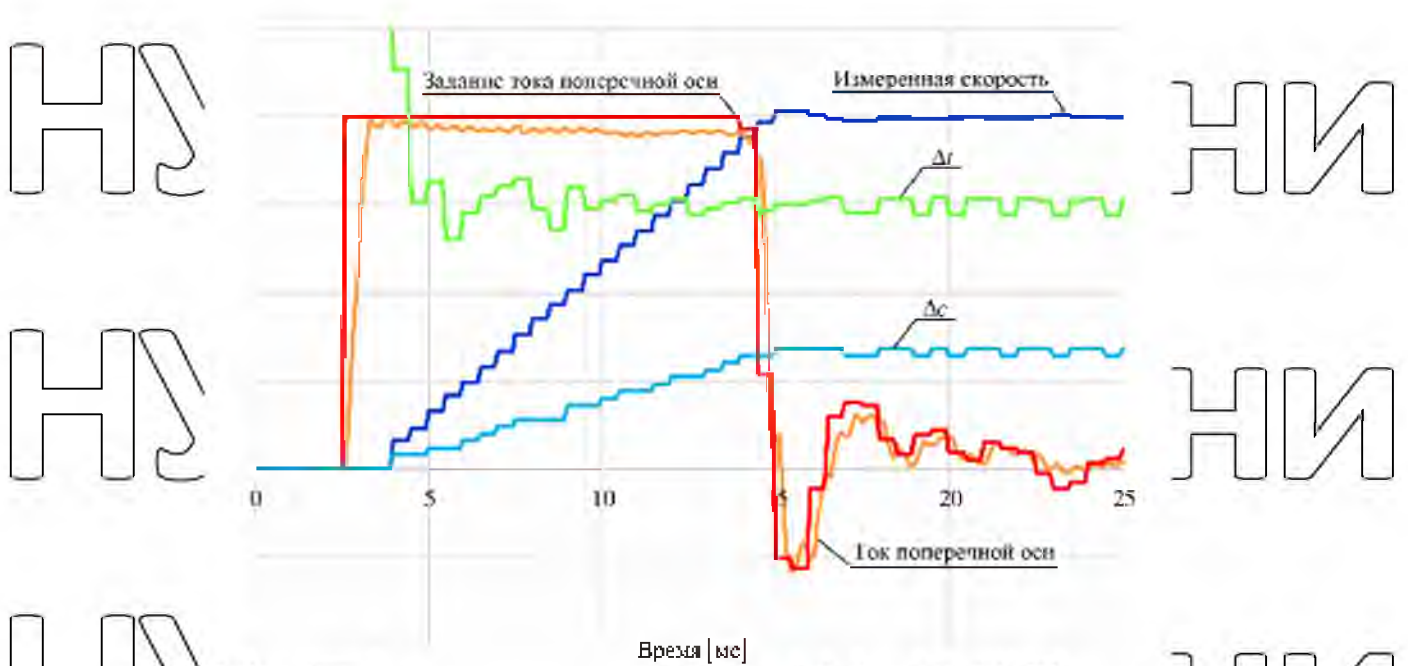


Рис. 3.6. Пуск двигателя с синхронным измерением скорости на частоте регулятора скорости 2 кГц ( $\Delta t$  - 10000 тактов ЦПУ або 166,7 мкс в клітці;  $\Delta c$  - 50 імпульсів QCLK в клітці; струм поперечної осі та його завдання - 2,5 А в клітці; виміряна швидкість - 500 об/хв у клітці)

### 3.3 Вимірювання швидкості з використанням синусно-косинусного датчика положення

Синусно-косинусні інкрементальні датчики положення набули широкого поширення відносно недавно завдяки своїй надійності та простоті конструкції. Датчик будується на магніторезистивному принципі і є для механічно незв'язані частини — зубчасте колесо індуктора і головку.

Зовнішній вигляд датчика подано на рис. 3.7.

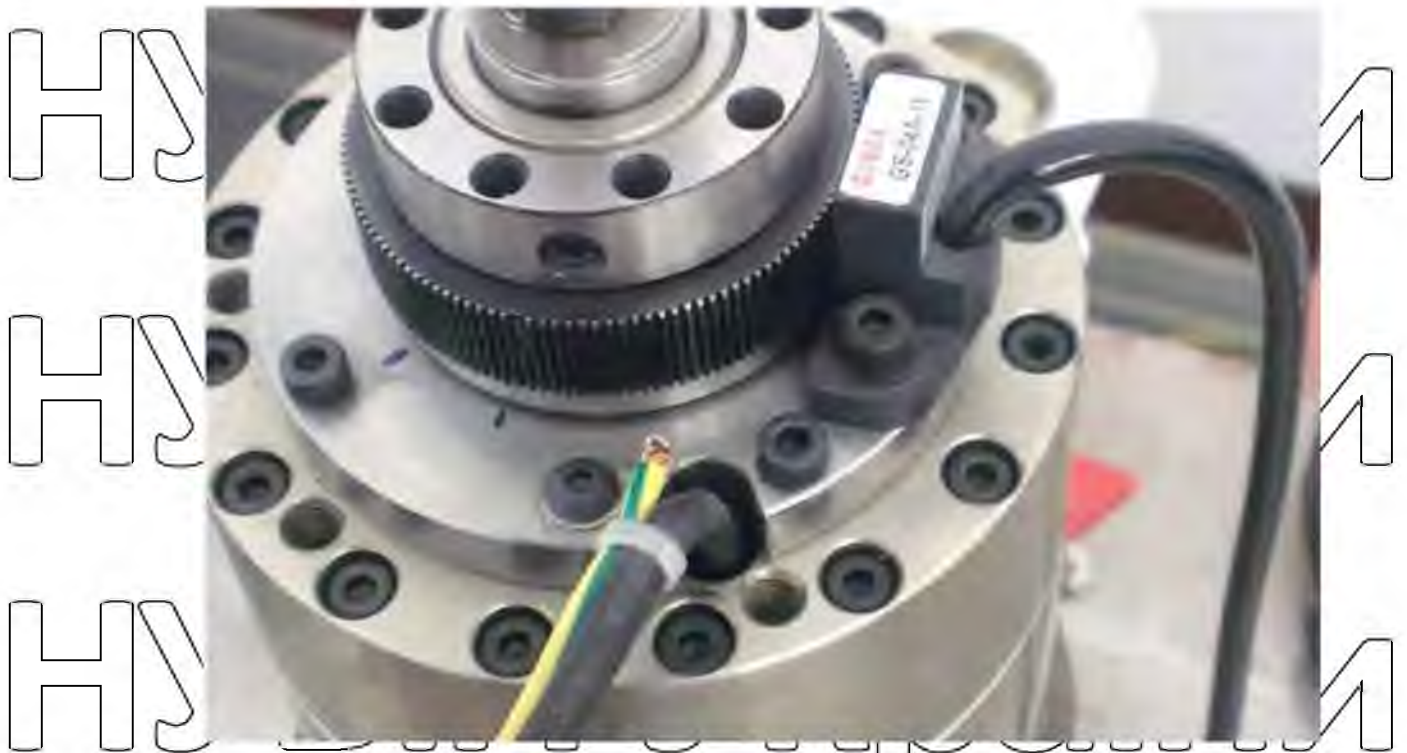


Рис. 3.7. Зовнішній вигляд магніторезистивного датчика положення ротора із синусно-косинусним виходом

Зубчасте колесо встановлюється на вал, швидкість якого необхідно виміряти, головка вимірювальна встановлюється поруч. Головка містить постійний магніт, який формує поле у напрямку зубчастого колеса. Потік магнітів проходить через колесо і повертається через зуби, розташовані у безпосередній близькості до чутливих елементів, зрушених на  $90^\circ$ . Зміна кута входу магнітного потоку в чутливий елемент при переміщенні зубців внаслідок обертання призводить до зміни сигналу чутливого елемента згідно із законом, близьким до синусоїди. Приклад сигналів із вимірювальної головки показаний на рис. 3.8.

Для вимірювання швидкості застосовують схему з автспідстроюванням частоти - PLL, представлену на рис. 3.9. Пропорційний та інтегральний коефіцієнти PLL встановлюють відповідно до вимог смуги пропускання контуру швидкості. Так, на рис. 3.8 видно, що неправильна установка зміщень сигналів датчика призводить до пульсації оцінки швидкості, яка не фільтрується при високій смузі пропускання вимірювача швидкості.



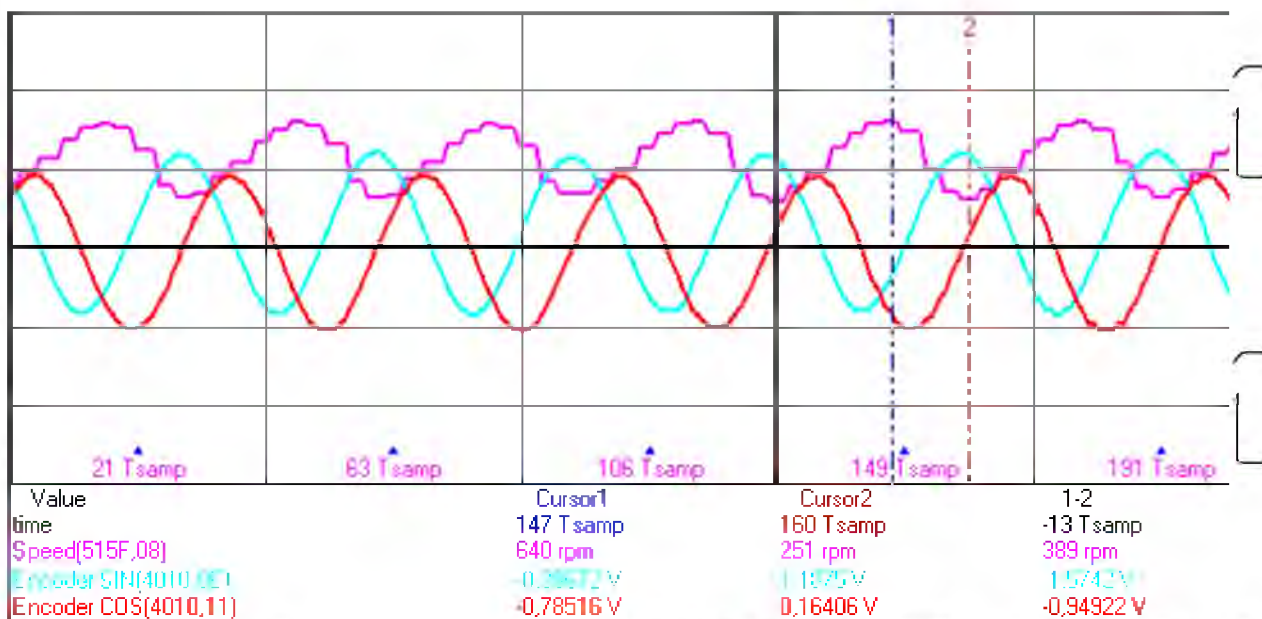


Рис. 3.8. Сигнали датчика та оцінка швидкості (фіолетовий – швидкість, 400 об/хв у клітці; блакитний та червоний – сигнали ДПР – 1 В у клітці)

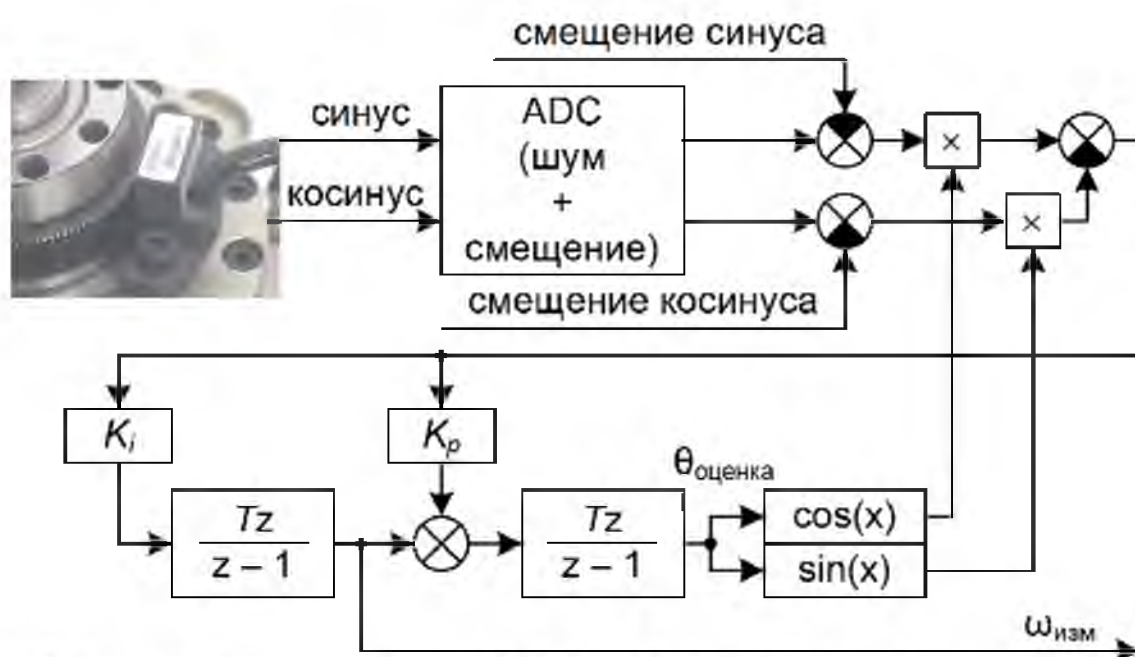


Рис. 3.9. Структура PLL для вимірювання швидкості

Проблема постійної складової сигналів ДПР може бути вирішена налаштуванням, оскільки зміщення може змінюватися зі зміною температури. Крім того, амплітуда сигналів також може бути різною. Для вирішення цієї проблеми було запропоновано два алгоритми автоматичного налаштування

датчика положення. Перший алгоритм будується з урахуванням відстеження пікових значень сигналів датчика і коригування усунення і амплітуди, а другий служить коригування усунення незалежно від швидкості обертання.

### 3.3.1. Алгоритм автоматичного налаштування ДПР у процесі пуску

Принцип роботи методу полягає у вимірі у процесі розгону двигуна (або його роботи на малих швидкостях) пікових значень сигналів ДПР. Щоб відстежити піковий сигнал із заданою похибкою  $\delta$ , швидкість електродвигуна

не повинна перевищувати значення:

$$\omega_{max} = \frac{1}{K} f_{АПД} 2\alpha = \frac{1}{K} f_{АПД} 2 \arccos(1 - \delta) \quad (3.2)$$

де  $K$  - число зубців,  $f_{АПД}$  - Частота отримання даних з АЦП. У межах цієї швидкості проводиться відстеження кількох максимумів і мінімумів сигналів.

Знайдені мінімуми та максимуми коригують зміщення та амплітуди.

При цьому використовуються інерційний фільтр, щоб уточнювати результат, аперіодично наближаючись до необхідного значення, щоб виключити можливі випадкові помилки вимірювання:

$$\left. \begin{aligned} sine_{offset}[k] &= sine_{offset}[k-1] - (sine_{min}[k] + sine_{max}[k]) \cdot k_f \\ cosine_{offset}[k] &= cosine_{offset}[k-1] - (cosine_{min}[k] + cosine_{max}[k]) \cdot k_f \\ cosine_{gain}[k] &= cosine_{gain}[k-1] - ((cosine_{min}[k] - cosine_{max}[k]) - (sine_{min}[k] - sine_{max}[k])) \cdot k_f \end{aligned} \right\} (3.3)$$

де  $sine_{offset}$  - зміщення синусоїдального сигналу,  $cosine_{offset}$  - зміщення косинусоїдального сигналу,  $cosine_{gain}$  - коефіцієнт посилення косинусоїдального сигналу,  $k_f$  - коефіцієнт фільтрації (рекомендований діапазон значень від 0,1 до 0,5). Коефіцієнт посилення синусоїдального сигналу не змінюється, тому що в цьому немає необхідності - модуль PLL практично не чутливий до зміни амплітуди вектора.

Робота системи автоматичного налаштування представлена на рис. 3.10

де видно ітераційна корекція зміщення косинусоїдального сигналу і його амплітуди.

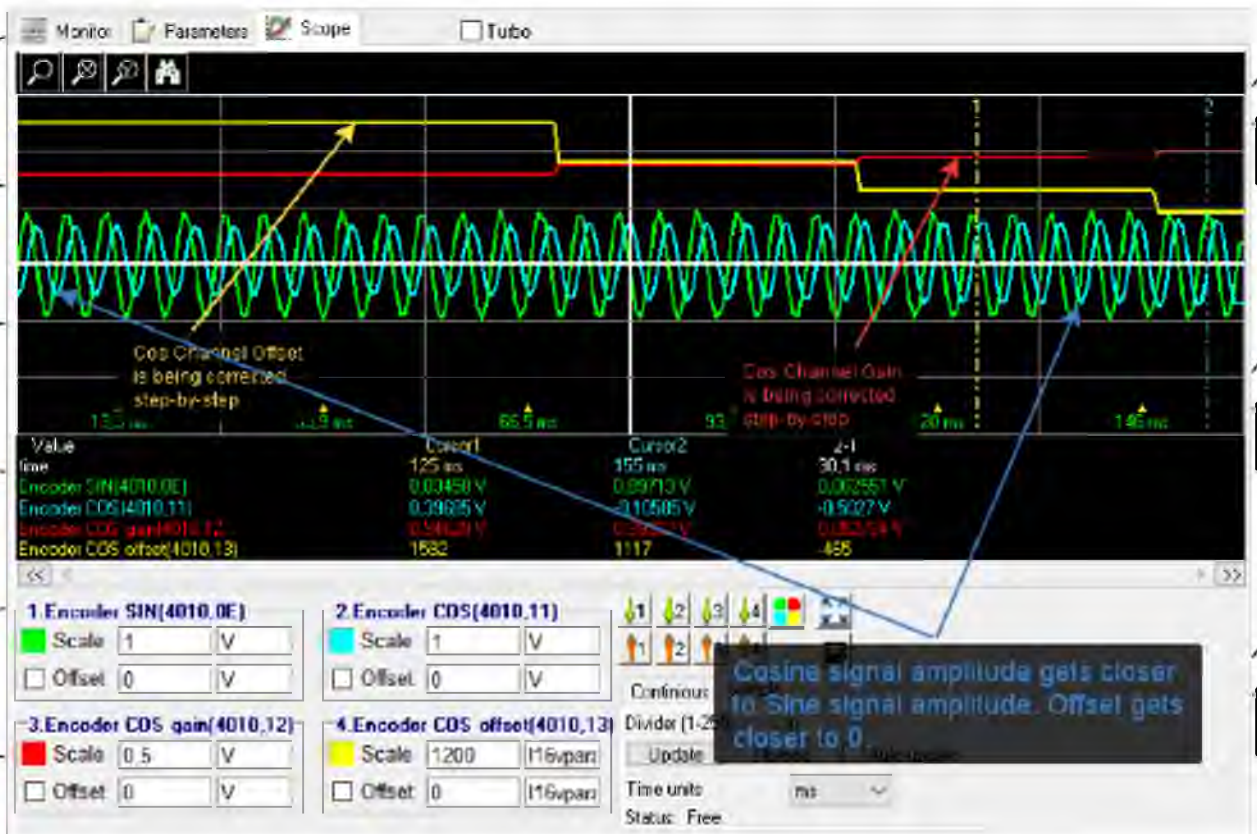


Рис. 3.10. Процес автоматичної корекції зміщення та коефіцієнта сигналів ДЦП (зелений — скоригований синусоїдальний сигнал; блакитний — скоригований косинусоїдальний сигнал; червоний — коефіцієнт посилення косинусоїдального сигналу; жовтий — зміщення косинусоїдального сигналу)

### 3.3.2. Моделювання фільтра у кутовій області

Моделювання проводилося зміни швидкості двигуна з 5000 об/хв до нуля і назад до 5000 об/хв. На рис. 3.11, 3.12 та 3.13 показані процеси оцінки швидкості з різними налаштуваннями фільтра верхніх частот у часовій області. Перший експеримент (див. рис. 3.11) проводиться при максимальній частоті зрізу. Видно, що низькочастотні сигнали придушуються і вони близькі до нуля, коли привід зупинений. Але хоча ці сигнали повністю придушені, розрахункова швидкість не дорівнює нулю. Це тому, що комплексне множення в PLL повертає нуль і змінює інтегральну складову оцінки швидкості. При запуску двигуна через перехідні процеси у фільтрі оцінка швидкості неточна.



При зменшенні частоти зрізу якість оцінки на низькій швидкості збільшується, але цього конкретного випадку на нулі розрахункова швидкість дуже мала і негативна (див. рис. 3.12). При запуску двигуна видно невеликі коливання перехідному процесі розрахункової швидкості.

Останній досвід з найменшою частотою зрізу показує найкраще відстеження нульової швидкості, але при запуску приводу відбуваються сильні коливання сигналу розрахункової швидкості (рис. 3.13).

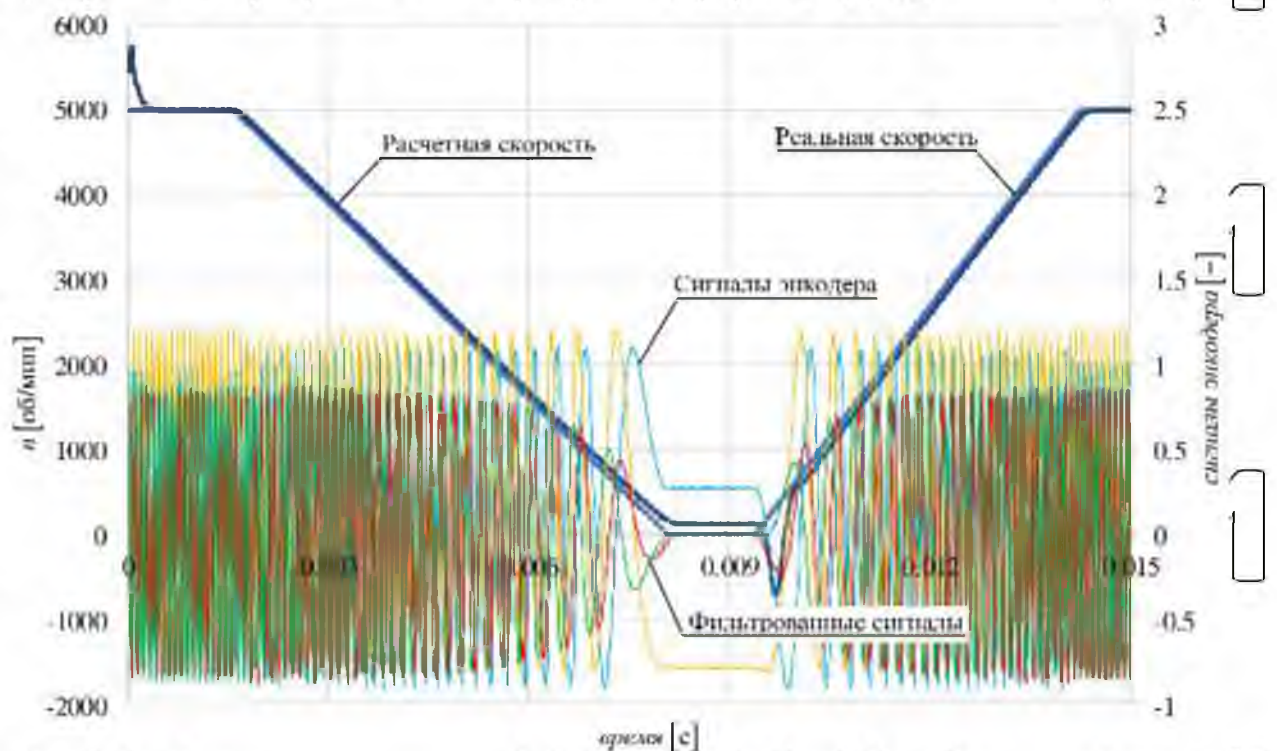


Рис. 3.13. Оцінка швидкості з фільтром верхніх частот у часовій області з максимальною частотою зрізу

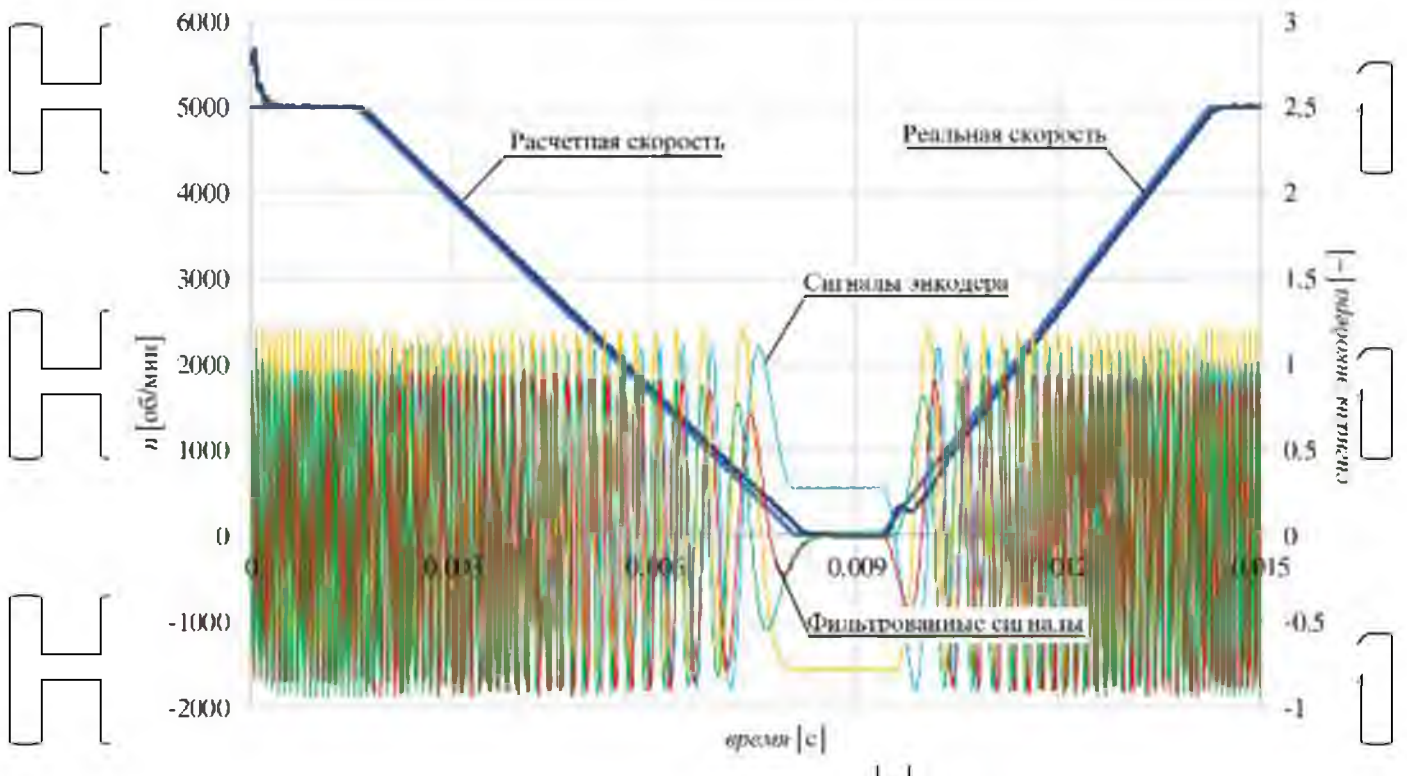


Рис. 3.12. Оцінка швидкості з фільтром верхніх частот у часовій із

середньою частотою зрізу

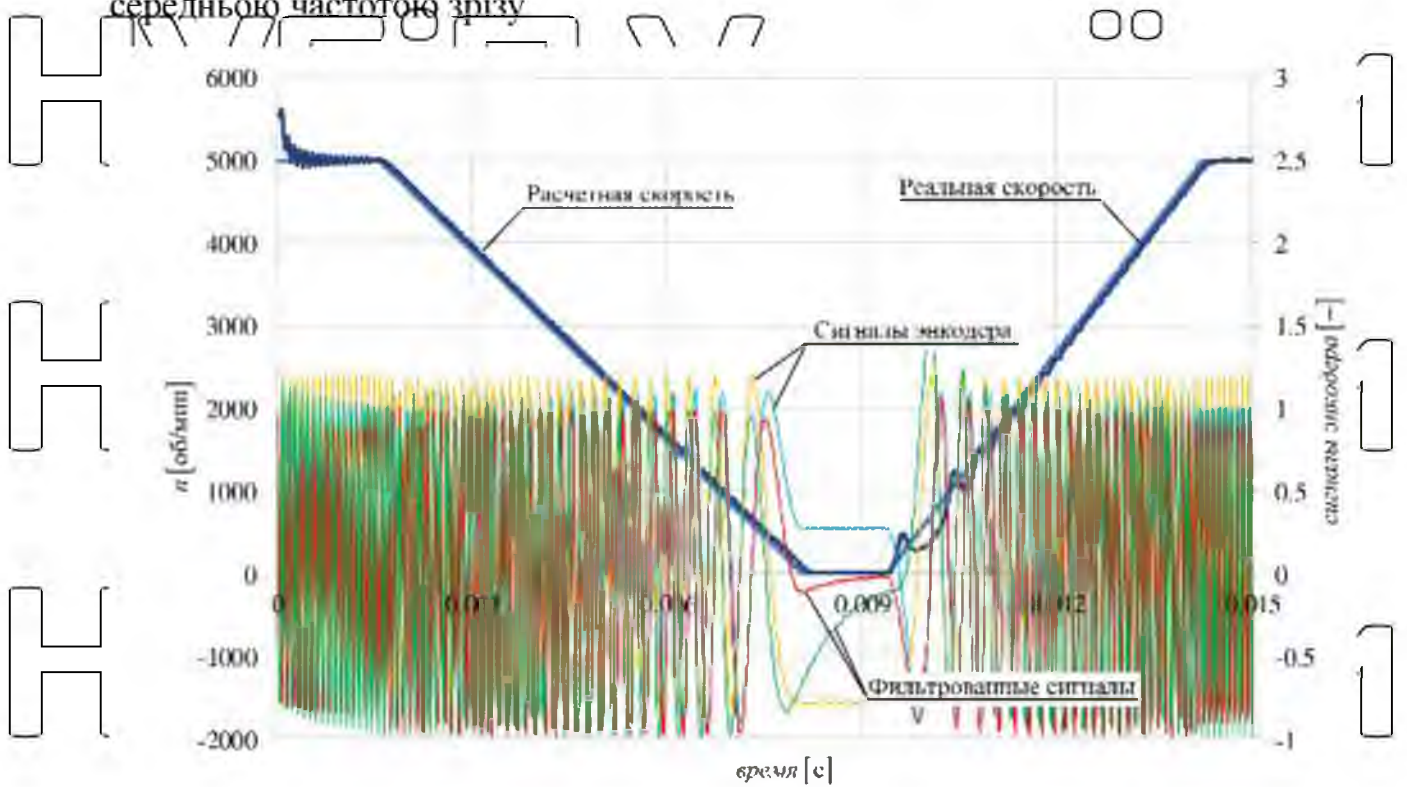


Рис. 3.13. Оцінка швидкості з фільтром верхніх частот у часовій області

з мінімальною частотою зрізу

НУБІП України



Запропонований автором фільтр у кутовій області показує найкращі результати (рис. 3.14). Відфільтровані сигнали швидко втрачають постійну складову, їх амплітуди не змінюються зі зміною швидкості і залишаються постійними, коли зупинено привід. Під час запуску видно деякі незначні коливання розрахункової швидкості, але перехідний процес краще, ніж для стандартного фільтра в часовій області.

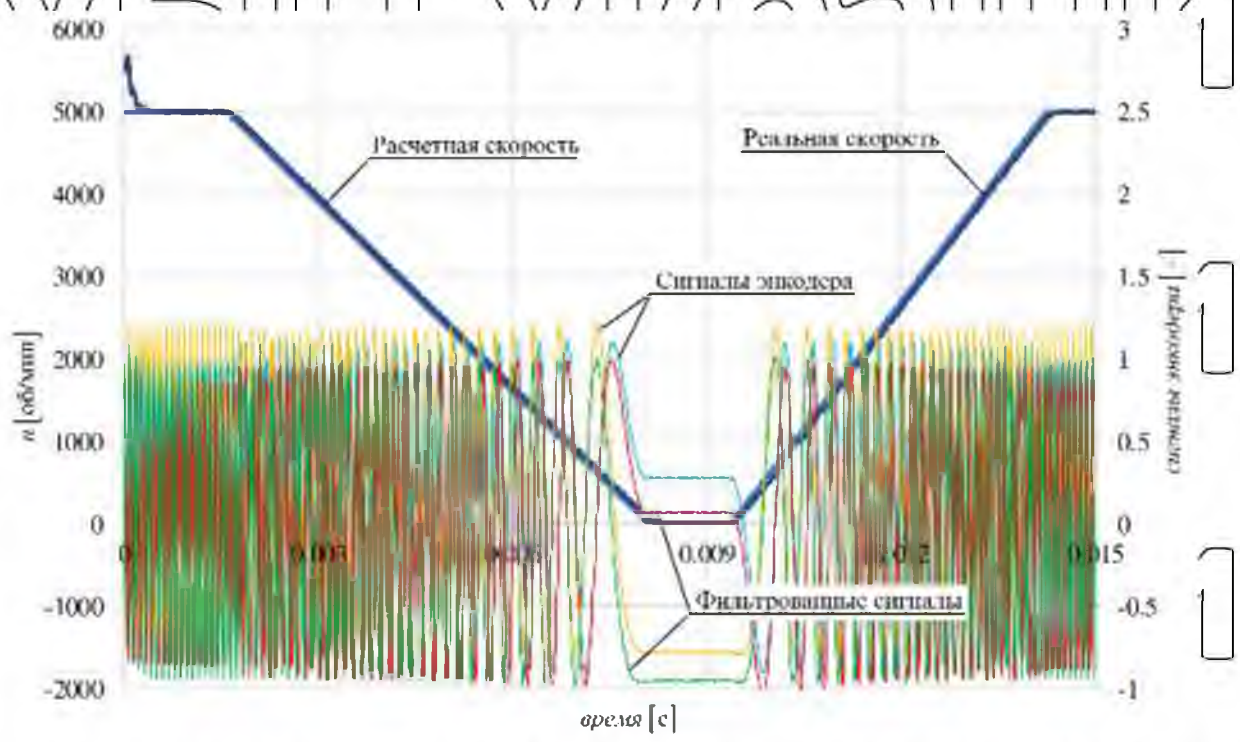


Рис. 3.14 Оцінка швидкості із запропонованим фільтром верхніх частот у кутовій області

### 3.4 Результати експериментів

Розглянутий метод фільтрації, реалізований на мікроконтролері TMS320F28335, який працює як один з модулів програмного забезпечення векторної системи управління асинхронним двигуном з орієнтацією по потоку. На рис. 3.24 показано роботу модуля оцінки швидкості з включеним алгоритмом фільтрації. Порівняно з осцилограмою рис. 3.18 відхилення швидкості протягом одного періоду сигналів синуса та косинуса значно знижується. Девіація у швидкості пояснюється деякою несинусоїдністю вхідних сигналів та невеликою різницею амплітуд.



Запропонована автором реалізація фільтра для сигналів зі змінною частотою показує кращі результати різних швидкостей, включаючи нульову. Цей метод може використовуватися не тільки для фільтрації сигналів енкодера, але і для інших завдань, таких як фільтрація помилки чистого інтегрування в деяких спостерігачах розсіювання потоку для бездатчикових систем управління.

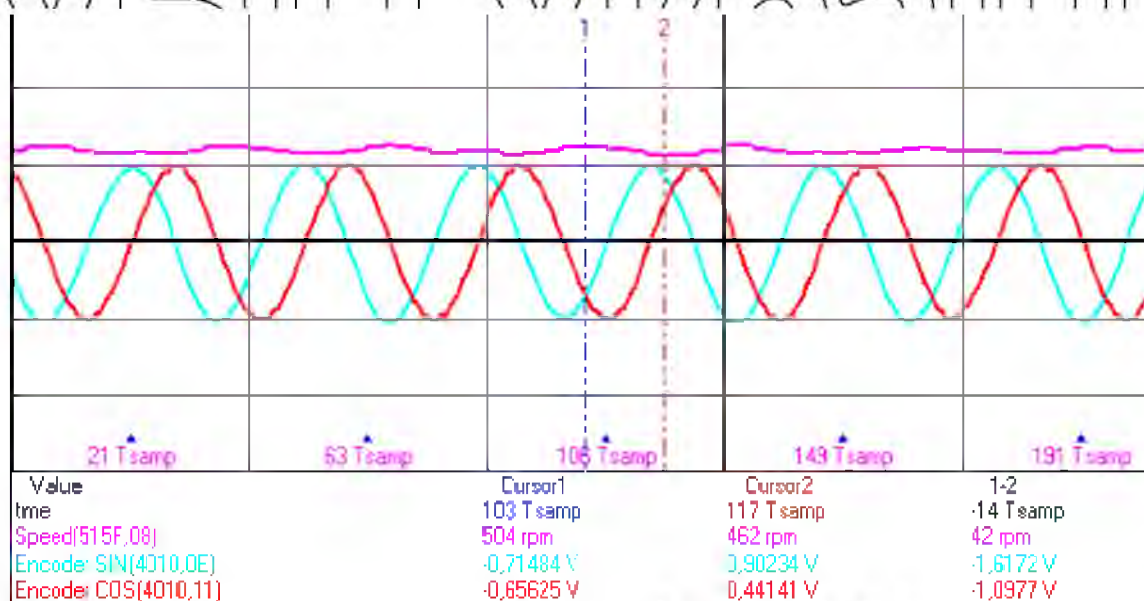


Рис. 3.15. Оцінка швидкості з фільтром у кутовій області для даних сигналу енкодера

### 3.5. Самосенсорні методи ідентифікації положення у синхронних електроприводах

Один з головних недоліків тягових електроприводів будь-якого типу - наявність датчика положення ротора, необхідного для забезпечення роботи системи векторного управління, що забезпечує регулювання моменту і швидкості двигуна з нульових швидкостей до максимальних [9]. Слід зазначити, що наявність датчика положення ротора у всіх сучасних тягових електроприводах має низку небажаних ефектів:

- Збільшення ціни електроприводу за рахунок ціни датчика, його монтажу, прокладання проводів;

· Зниження надійності тягового електроприводу в цілому через залежність надійності системи від надійності датчика положення;

· Збільшення масогабаритних параметрів електричних машин через необхідність розташовувати датчик поза або всередині електричної машини;

· виникають вимоги на пило- та вологозахищеність датчикових вузлів електричної машини;

· Є обмеження по теплу для чутливих елементів датчиків положення, що накладає обмеження на тепловий режим роботи машини та веде до зниження питомої потужності.

Більшість традиційних бездатчикових систем управління працюють за принципом виділення проти ЕРС електродвигуна. На малих швидкостях похибка визначення проти ЕРС зростає. Це з тим, що сама ЕРС стає менше, а відносна похибка відтворення напруги інвертором зростає. Частково неідеальності інвертора можна компенсувати, провівши компенсацію «мертвого» часу та падіння напруги в ключах, проте на практиці з урахуванням усіх компенсацій діапазон бездатчикової системи управління за швидкістю не перевищує 50:1.

До тягових електроприводів пред'являються також вимоги щодо реалізації максимального моменту на зупиненому ТЗ та утримання ТЗ у нерухомому стані на ухилі, що в системах, що працюють з виділенням проти ЕРС, не реалізовано.

Разом з тим можна відновлювати кутове положення валу ротора шляхом аналізу магнітної анізотропії машини за формою струмів і напруг. Для машин із сильною анізотропією, таких як СДПМ чи ВД, це відносно просте завдання. Для АТ, магнітна анізотропія якої не перевищує кількох відсотків та має високий коефіцієнт електромеханічної редукції, дослідження показали неможливість створення таких систем найближчим часом. У ВДНВ є додатковий канал вимірювання - обмотка збудження, і електрична машина може використовуватися як трансформатор, що обертається. Усі ці системи

названі самосенсорними, щоб відрізнити їх від бездатчикових способів, які працюють за принципом виділення проти-ЕРС.

Слід зазначити, що досі самосенсорні системи управління не знайшли широкого застосування у загальнопромисловому електроприводі, хоча невдовзі ця функція має стати доступною для синхронних машин. Поширення таких систем та їх практичну реалізацію стримує низка проблем, які не можуть бути вирішені повністю:

- Додатковий шум при роботі на малих частотах обертання, пов'язаний з необхідністю «промацувати» двигун для визначення його положення;

- при високих моментах через ефект насичення електричної машини магнітна анізотропія знижується, що вимагає складання карти анізотропії конкретного електродвигуна для всіх поєднань струмів поздовжньої і поперечної осі;

- Будь-яке інжектування сигналів в обмотки двигуна з метою одержати інформацію про становище призводить до невеликого, але зниження максимального моменту і нагріває двигун, хоча в даний час ведуться дослідження з виділення положення по відгуку на базові вектори напруги всередині періоду ШІМ.

Однак самосенсорні системи управління добре застосовні для спеціальних електроприводів з відомими параметрами електродвигуна та картами анізотропії. У рамках цього розділу будуть представлені розроблені рішення в галузі самосенсорного управління для ВІД і ВІДНВ.

#### Висновки по розділу

У цьому розділі розглянуті питання обробки сигналів ДІР та побудови самосенсорних систем управління для ВІД та ВІДНВ.

В результаті виконаних досліджень розроблено комплекс алгоритмів ідентифікації швидкості та положення для основних типів датчиків, що застосовуються у тягових електроприводах.

Для інкрементальних датчиків положення запропоновано метод синхронізованого вимірювання швидкості, що працює синхронно з регулятором швидкості і забезпечує мінімальну і постійну затримку, що дорівнює половині часу вимірювання швидкості, і забезпечує вдвічі більш високі показники порівняно з відомими методами.

Для синусно-косинусних інкрементальних датчиків положення розроблено метод фільтрації постійної складової сигналів у кутовій області, що не потребує переналаштування залежно від кутової частоти обертання.

Розроблено алгоритми самосенсорної ідентифікації положення, що забезпечують надійне функціонування тягових електроприводів у разі відмови датчика ротора. Для вентильно-індукторних електроприводів з незалежним збудженням розроблена і реалізована система самосенсорного управління з спостерігачем по відгуку в струмі збудження, що забезпечує ідентифікацію положення у всьому діапазоні моментів, реалізованих тяговим електроприводом, що дозволяє створювати тягові електроприводи, що спочатку не мають датчика.

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

# НУБІП України

У роботі розглянуто питання побудови сучасних ефективних систем управління комплектних гібридних електричних трансмісій, проведено аналіз вимог до тягових приводів та виконано аналіз основних типів тягових електроприводів з точки зору відповідності цим вимогам, розглянуто питання енергетичного балансу в трансмісіях, реалізовано заходи щодо підвищення надійності галузі сучасних цифрових систем управління тягового електроприводу.

# НУБІП України

Основні результати роботи полягають у наступному:

# НУБІП України

1. Розроблено методику оцінки вимог до тягових електроприводів з урахуванням обмежень силового перетворювача, що дозволяє визначити необхідну потужність та діапазон регулювання вгору від номінальної швидкості тягових електричних машин наступних типів: асинхронний електродвигун, синхронний електродвигун з постійними магнітами, реактивний синхронний електродвигун та вентиль вентиляльно-індукторний електродвигун незалежного збудження.

# НУБІП України

2. Розроблено та реалізовано спосіб управління потоками потужності в гібридних електротрансмісіях, що працює у функції напруги ланки постійного струму трансмісії та забезпечує максимальну автономність пристроїв та стійкий енергетичний баланс між джерелами потужності та споживачами.

# НУБІП України

3. Розроблено та досліджено методи самосенсорної ідентифікації положення ротора тягових електроприводів з вентиляльно-індукторними електродвигунами незалежного збудження, засновані на інжекції високочастотної напруги в статорних обмотках та аналізі відгуку в статорних обмотках та в обмотці збудження при забезпеченні без управління ) датчика положення за незначного зниження максимального тягового моменту.

# НУБІП України

4. Для всіх основних видів датчиків положення ротора, що застосовуються в тяговому електроприводі, запропоновані алгоритми вимірювання швидкості та положення, а для інкрементального датчика

# НУБІП України

положення розроблено алгоритм синхронізованого вимірювання швидкості обертання тягових електроприводів, що забезпечує мінімальну затримку вимірювання при збереженні точності, що особливо важливо зв'язки із постійним зростанням максимальних швидкостей тягових електроприводів.

Отриманий досвід та напрацювання дозволяють проектувати системи управління комплектного тягового електрообладнання в найкоротші терміни з тяговими електродвигунами будь-якого типу, забезпечуючи надійну роботу трансмісії та діагностику несправностей її елементів.

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України



СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. 2017 Key World Energy Statistics // International Energy Agency (IEA). 2017. p. 30. URL:

<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/KeyWorld2017.pdf>.

2. Aliamkin D., Anuchin A., Lashkevich M., Briz F. Sensorless control of two-phase switched reluctance drive in the whole speed range // IECON 2016 – 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24–27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 2917 — 2922. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793719.

3. Anuchin A., Astakhova V., et al. Optimized method for speed estimation using incremental encoder // 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee), 19–21 Oct. 2017, Novi Sad, Serbia — DOI: 10.1109/PEE.2017.8171692.

4. Anuchin A., Belyakov G., Fedorova K., Vaganov Y. Insulation fault detection and localisation in electric and hybrid electric vehicles // 2016 51st International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 2016. Coimbra, Portugal. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114066.

5. Anuchin A., Briz F., Rassudov L., Gulyaev I. Implementation of fast and accurate modeling method of electric drives // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343158.

6. Anuchin A., Briz F., Shpak D., Lashkevich M. PWM strategy for 3-phase 2-level VSI with non-idealities compensation and switching losses minimization // 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 21–24 May 2017, Miami, FL, USA. DOI: 10.1109/IEMDC.2017.8002325.

7. Anuchin A., Bychkov M. The modern electric drives — Using of information technologies and the problems of education // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga



Technical University (RTUCON), 12–13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124802.

8. Anuchin A., Dianov A. et al. Speed Estimation Algorithm with Specified Bandwidth for Incremental Position Encoder // 17th Mechatronika 2016, December 7 — 9, 2016, Prague.

9. Anuchin A., Dianov A. Initial Rotor Position Detection of PM Motors // EPE-PEMC 2004 // 11th International Power Electronics and Motion Control Conference, Riga, Latvia, 2004.

10. Anuchin A., Dianov A., et al. Speed estimation algorithm with specified bandwidth for incremental position encoder // 2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME), 7–9 Dec. 2016, Prague, Czech Republic. IEEE: INSPEC Accession Number: 16622750.

11. Anuchin A., Kulik E., Tran X.T. Estimation of the requirements for hybrid electric powertrain based on analysis of vehicle trajectory using GPS and accelerometer data // 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), Moscow, Russia, 2018.

12. Anuchin A., Grishchuk D., et al. Real-time model of switched reluctance drive for educational purposes // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), Riga, Latvia, 2016. DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763099.

13. Anuchin A., Gulyaeva M., Briz E., Gulyaev I. Modeling of AC voltage source inverter with dead-time and voltage drop compensation for DPWM with switching losses minimization // 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS), 6–9 June 2017, Cluj-Napoca, Romania. DOI: 10.1109/MPS.2017.7974401.

14. Anuchin A., Il'in G., Belyakov G., Shpak D. Insulation monitoring system for electric drives in TN networks // 2017 International Conference on Modern Power Systems (MPS), 6–9 June 2017, Cluj-Napoca, Romania. DOI: 10.1109/MPS.2017.7974372.

15. Anuchin A., Khanova Y., Shpak D., Vagapov Y. Real-time Model of Synchronous Reluctance Motor drive for laboratory based investigations // IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24-27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 4989 — 4994. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793879.

16. Anuchin A., Kozachenko V. Current Loop Dead-beat Control with the Digital PI-controller // 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE14-ECCE Europe), 26—28 August 2014, Lappeenranta, Finland: DOI: 10.1109/EPE.2014.6910795.

17. Anuchin A., Kulmanov V., Belyakov Y. Simulation of Power Converter Control System with Compensation of Harmonic Distortion in Output Voltage Waveform // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2015, Omsk). DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146981.

18. Anuchin A., Lashkevich M., Aliamkin D., Briz F. Achieving maximum torque for switched reluctance motor drive over its entire speed range // 2017 International Symposium on Power Electronics (Ee), 19—21 Oct. 2017, Novi Sad, Serbia. — DOI: 10.1109/PEE.2017.8171676.

19. Anuchin A., Ostrirov V., at al. Thermal stabilization of power devices for compressor drive with start/stop operation mode // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763096.

20. Anuchin A., Savkin D., Khanova Y., Grishchuk D. Real-time Model for Motor Control Coursework // 2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG 2015, Riga) / — P. 427—430. DOI: 10.1109/PowerEng.2015.7266355.

21. Anuchin A., Shpak D., Aliamkin D., Briz F. Adaptive observer for field oriented control systems of induction motors // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763157.

22. Anuchin A., Shpak D., et al. A method of determining the maximum performance torque-speed characteristic for an induction motor drive over its entire speed range // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124815.

23. Anuchin A., Vagapov Y. Configurable Control Systems of Power Converters for Instructional Laboratories // 2015 Internet Technologies and Applications (ITA) (United Kingdom Wrexham Glyndwr University), 8—11 September 2015, P. 18 — 22. IEEE Unique Identifier: 7344168490; ISBN: 978-1-4799-8036-9-978-1-4673-9557-1

24. Anuchin A., Vagapov Y., Belloc C. Development of Curriculum for a Post-graduate Course on Electric Drives and Motion Control // 50th Universities Power Engineering Conference (UPEC 2015), Staffordshire University, 1—4 September 2015. DOI: 10.1109/UPEC.2015.7339849.

25. Anuchin A.S., Kulmanov N.I., Kozachenko V.F., Shpak D.M. Optimization of the Division Operation for Real-time Control Systems // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON 2015, Omsk). DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146982.

26. Bhuvanendaram S., Vagapov Y., Anuchin A., Belloc C. Performance analysis of Z-source inverter operating under random PWM // 50th Universities Power Engineering Conference (UPEC 2015), Staffordshire University, 1—4 September 2015. DOI: 10.1109/UPEC.2015.7339844.

27. Bolam R.C., Vagapov Y., Anuchin A. Curriculum development of under-graduate and post graduate courses on small unmanned aircraft // 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 28—31 Aug. 2017, Heraklion, Greece. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8232002.

28. Boldea I., Nasar S.A. Electric drives // Boca Raton: CRC Press, 1999. — 411 p.

29. Bonert R. Digital Tachometer with Fast Dynamic Response Implemented by a Microprocessor // IEEE Transactions on Industry Applications,

Year: 1983, Volume: IA-19, Issue: 6, Pages: 1052–1056. URL:  
<https://ieeexplore.ieee.org/document/4504334/>

30. Briz F., Anuchin A., Gulyaev I. Current regulation of AC machines under voltage constraints // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343166.

31. Briz F., Cancelas J.A., Diez A. Speed measurement using rotary encoders for high performance AC drives // in Proc. IECON94, Bologna, Italy, 1994, P. 538–542, 10.1109/IECON.1994.397844.

32. Briz F., Degner M.W. Rotor Position Estimation // IEEE Industrial Electronics Magazine, 2011. Vol. 5, no. 2, P. 24–36.

33. CANopen Application Layer and Communication Profile // IEC Draft Standard 301, Version 4.02, Date: 13 February 2002.

34. Carlidge E. Fuel cells: environmental friend or foe? URL: <http://physicsworld.com/cws/article/news/2003/jun/13/fuel-cells-environmental-friend-or-foe>

35. Choi W., Wu Y. et al. Reviews on grid-connected inverter, utility-scaled battery energy storage system, and vehicle-to-grid application - challenges and opportunities // Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2017 IEEE, 22–24 June 2017. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7993272/>

36. Degner M. W., Guerrero J. M., Briz F. Slip gain estimation in field orientation controlled induction machines using the system transient response // Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, Vol. 3, 2005. — P. 1820–1827.

37. Do H.D. Overvoltage protection for interior permanent magnet synchronous motor testbench / H.D. Do, A. Anuchin, D. Shpak, A. Zharkov, A. Rusakov // 2018 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives (IWED), 31 Jan.—2 Feb. 2018, DOI: 10.1109/IWED.2018.8321396, URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8321396/>

38. Drag coefficient for BMW i3. URL:  
<http://www.mybmwi3.com/forum/viewtopic.php?t=534>

39. Ermolaev A., Plekhov A., Titov D., Anuchin A., Vagapov Y. Adaptive control of magnetorheological fluid damper // 2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC), 28—31 Aug. 2017, Heraklion, Greece. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8231927.

40. Fitzgerald A.E., Electric Machinery, A.E. Fitzgerald, C. Kingsley, JR., S.D. Umans. — McGraw-Hill. 2005. — 608 p.

41. Florentsev S.N., Garonin D.L., Vorob'ev I.K., Gordeev L.I. LIAZ 5292XX City Bus with a Combined Power Plant: General Characteristics // Russ. Electr. Eng., 2009, Vol. 80, no. 7. — P. 376.

42. Fluhrer S.R., Mantin I., Shamir A. Weaknesses in the Key Scheduling Algorithm of RC4 // Selected Areas in Cryptography 2001: 8th Annual International Workshop, SAC 2001 Toronto, Ontario, Canada, August 16—17, 2001. P. 1—24. Lecture Notes in Computer Science 2259: P. 1—24. DOI:10.1007/3-540-45537-X\_1.

43. Galvan E., Torralba A., Franquelo L.G. ASIC implementation of a digital tachometer with high precision in a wide speed range // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Year: 1996, Vol. 43, Issue: 6, P. 655 — 660. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/544553/>

44. H. Potdevin, Insulation monitoring in high voltage systems for hybrid and electric vehicles // Hardware High Voltage Safety, ATZelextronik world-wide, November 2009, Vol. 4, Issue 6. — P 28—31.

45. Ha K., Kim R.-Y., Ramu R. Position Estimation in Switched Reluctance Motor Drives Using the First Switching Harmonics Through Fourier Series // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, Issue: 12. — P. 5352—5360.

46. Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm // IEEE Transactions on Industry Applications Year: 1998, Vol. 34, Issue: 5. — P. 1059—1071.

47. Heavy Expanded Mobility Tactical Truck. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/>

48. Hendershot J., Burress T. Motoring, Generating, Simulation & Test Results for the Current BWM i3 Electric Vehicle Traction Machine (Affiliations: Motor Solver and Oak Ridge National Lab (ORNL)) // IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC2017 Tutorial #4, Florida, May 21 — 24, 2017. URL: [http://iemdc.org/iemdc2017\\_tutorial](http://iemdc.org/iemdc2017_tutorial)

49. Ilmiawan A. F. An easy speed measurement for incremental rotary encoder using multi stage moving average method / A.F. Ilmiawan, D. Wijanarko, A. H. Arofat, H.Hindersyah, A. Purwad // in Proc. ICEECS, Kuta, Indonesia, 2015. —P. 363—368. DOI:10.1109/ICEECS.2014.7045279.

50. Ilyin M., Bobrov M., Lapshina V., Briz F., Anuchin A. Analysis of the influence of the switching strategy on the IGBT's temperature in AC drives // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI:10.1109/RTUCON.2016.7763115.

51. Ilyin M., Briz F., Lapshina V., Bobrov M., Anuchin A. Influence of the PWM strategy on the IGBT's thermal behavior in AC drives // IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, October 24— 27, 2016, Firenze (Florence), Italy, 2016. — P. 4337—4342. DOI: 10.1109/IECON.2016.7794012.

52. International Energy Agency. Statistics/Electricity and Heat by country. URL: <https://www.iea.org/statistics/statisticsearch/report/?country=USA=&product=electricityandheat>

53. Jahns T.M. Uncontrolled generator operation of interior PM synchronous machines following high-speed inverter shutdown // The 1998 IEEE Industry Applications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting. 12—15 Oct. 1998. DOI: 10.1109/IAS.1998.732333, URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/806049/>

54. Kato T., Inoue K., Taniyama Y., Yamada K. Optimum reduction of switching losses based on the two-phase PWM modulation method for two-level

inverter // IEEE 13th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2012. P. 1—6.

55. Knezevic J., BMW electrical drives for battery and plug-in hybrid vehicles // Keynote speech at 19th International Symposium POWER ELECTRONICS Ee2017, Novi sad, Republic of Serbia, October 19 — 21, 2017.

56. Knupfer M., Sprake D., Vagapov Y., Anuchin A. Cross impact analysis of Vehicle-to-Grid technologies in the context of 2030 // 2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS). DOI:

10.1109/ICPDS.2016.7756682.

57. Koblara T., Sorandaru C., Musuroi S., Svoboda M. A low voltage sensorless Switched Reluctance Motor drive using flux linkage method // International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OP-TIM), 2010. —P. 665—672.

58. Kondratyeva O., Korolev I., Sherbacheva O., Bulatov R., Anuchin A. Analysis of compliance of hybrid vehicles with safety requirements for customs clearance // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON) 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8125622.

59. Krishnan R., Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications // CRC Press. 2001.

60. Kulik E., Tran X.T., Anuchin A., Vagapov Y. GPS-track data processing for the optimization of the powertrain for hybrid electric vehicles // 2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 12—13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8124845.

61. Kulmanov V., Anuchin A., Bychkova E., Prudnikova Y. Simulation of Power Converter with Repetitive Control System for Higher Harmonics Elimination // 2016 IX International Conference on Power Drives Systems (ICPDS), DOI: 10.1109/ICPDS.2016.7756685.



62. Kurian S., Nisha G. K. Torque ripple minimization of SRM using torque sharing function and hysteresis current controller // 2015 International Conference on Control, Communication & Computing India (ICCCI), 19–21 Nov. 2015.

P. 149 — 154. DOI: 10.1109/ICCCI.2015.7432884, URL:

<https://ieeexplore.ieee.org/document/7432884/>

63. Landsmann P., Kennel R., de Kock H.W., M.J. Kamper. Fundamental sali-ency based encoderless control for reluctance synchronous machines. // The XIX International Conference on Electrical Machines — ICEM 2010, 2010, P.7.

64. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Control strategy for synchronous homopolar motor in traction applications // IECON 2017 — 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 29 Oct. — 1 Nov. 2017, Beijing, China. — P. 6607 — 6611. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217153.

65. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Investigation of

self-sensing rotor position estimation methods for synchronous homopolar motor in traction applications // IECON 2017 — 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 29 Oct. — 1 Nov. 2017, Beijing, China. — P. 8225 — 8229. DOI: 10.1109/IECON.2017.8217443.

66. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Self-sensing control capability of synchronous homopolar motor in traction applications // 2017 IEEE

58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON), 12–13 Oct. 2017, Riga, Latvia. DOI: 10.1109/RTUCON.2017.8125631.

67. Liu Y.-C., Lin C.-Y., Insulation fault detection circuit for ungrounded dc power supply systems // in Proc. IEEE Sensors, Taipei, ROC, Oct. 28–31, 2012. — P. 1–4.

68. LM135Z datasheet, URL:

[http://www2.st.com/content/st\\_com/en/products/mems-and-sensors/temperature-sensors/lm135.html](http://www2.st.com/content/st_com/en/products/mems-and-sensors/temperature-sensors/lm135.html)

69. Lygouras J.N., Lalakos K.A., Ysalides P.G. High-performance position de-tection and velocity-adaptive measurement for closed-loop position control //

IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Aug. 1998, Vol. 47, issue 4.  
—P. 978—985.

70. Lygouras J.N., Pachidis T.P., Tarchanidis K.N., Kodogiannis V.S.  
Adaptive High-Performance Velocity Evaluation Based on a High-Resolution Time-  
to-Digital Converter // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Mar.  
2008, Vol. 57, issue 9, —P. 2035—2043, 10.1109/TIM.2008.919039.

71. Ma B.-Y., Liu T.-H., Feng W.-S. Modeling and torque pulsation  
reduction for a switched reluctance motor drive system / Proceedings of the 1996  
IEEE IECON. // 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control  
and Instrumentation. 1996, Vol. 1. —P. 72—77.

72. Ma Y., Zhang B. et al. An overview on V2G strategies to impacts from  
EV integration into power system // Control and Decision Conference (CCDC),  
Chinese, 28—30 May 2016. URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7531477/>

73. Makino H., Nagata S., Kosaka T., Matsui N. Instantaneous current profiling  
control for minimizing torque ripple in switched reluctance servo motor // 2015 IEEE  
Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2015 —P. 3941—3948.

74. Masrur, M. A. Toward Ground Vehicle Electrification in the U.S. Army  
// IEEE Electrification Magazine, March 2016, vol. 4, num. 1. —P. 33 — 45.

75. Mironov I. (Not So) random shuffles of RC4 // Advances in Cryptology  
— CRYPTO 2002: 22nd Annual International Cryptology Conference, Santa  
Barbara, California, USA, August 18—22, 2002. Lecture Notes in Computer  
Science 2442: —P. 304—319. DOI:10.1007/3-540-45708-9\_20.

76. Mu Y. Control of torque ripple suppression and noise reduction of  
three-phase switched reluctance motor / M. Yongyun, Z. Yun, Z. Xie, M. Zhu, B.  
Zhao // 2017 Chinese Automation Congress (CAC). 2017. P. 2142 — 2147.

77. Neeb C., Boettcher L., Conrad M., De Doncker R. Innovative and  
Reliable Power Modules: A Future Trend and Evolution of Technologies //  
Industrial Electronics Magazine, IEEE, P. 6—16 Vol. 8, Issue: 3, Sept. 2014.

78. Negrea A. C., Error compensation methods in speed identification using in-cremental encoder / A.C. Negrea, M. Imecs, I.I. Incze, A. Pop, C. Szabo // in Proc. EPE, Isai, Romania, 2012. —P. 441—445. 10.1109/ICEPE.2012.646385.

79. Ohmae T., Matsuda T., Kamiyama K., Tachikawa M. A Microprocessor- Controlled High-Accuracy Wide-Range Speed Regulator for Motor Drives // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Year: 1982, Vol. IE-29, Issue: 3, P. 207—211. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4180395/>

80. Ottosson J., Alakula M. A Compact Field Weakening Controller Implemen-tation // SPEEDAM 2006 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. 2006. — P. 696—700.

81. Pellegrino G., Bojoi R., Guglielmi P., Cupertino F. Accurate Inverter Error Compensation and Related Self-Commissioning Scheme in Sensorless Induction Motor Drives // IEEE Transactions on Industry Applications, Year: 2010, Volume: 46, Issue: 5. —P. 1970—1978.

82. Peng W., Gyselinck J., Dziechciarz A., Martis C. Magnetic Equivalent Circuit Modelling of Reluctance Machines // 2016 Eleventh International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER). Wednesday, April 6 — April 8, 2016, Monte Carlo, Monaco.

83. Petrella R., Tursini M., Peretti L., Zigliotto M. Speed measurement algorithms for low-resolution incremental encoder equipped drives: a comparative analysis // in Proc. ACEMP'07, Bodrum, Turkey, 2007. —P. 780—787, 10.1109/ACEMP.2007.4510607.

84. Potdevin H., Insulation monitoring in high voltage systems for hybrid and electric vehicles // Hardware High Voltage Safety, ATZelektronik world-wide, November 2009, Vol. 4, Issue 6. —P. 28—31.

85. Quang N. P., Dittrich J.-A. Vector Control of Three-Phase AC Machines. System Development in the Practice // Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2015. —P. 364.

86. Raca D., Garcia P. et al. Carrier-Signal Selection for Sensorless Control of PM Synchronous Machines at Zero and Very Low Speeds // IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, Vol. 46, no. 1. — P. 167—178.

87. Ramos G.A., Costa-Castello R., Olm J.M. Digital Repetitive Control under Varying Frequency Conditions // New York Dordrecht London: Springer Heidelberg, 2013. T. 446. — 157 p.

88. Rassudov L., Anuchin A., Briz F., Gulyaev I. System on Chip in modern motion control systems // 2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). DOI: 10.1109/RTUCON.2015.7343159.

89. Rassudov L., Balkovoi A., Anuchin A., Gulyaev I. FPGA implementation of servodrive control system // 2016 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTU- CON). DOI: 10.1109/RTUCON.2016.7763158.

90. RC4-drop(nbytes). Standard Cryptographic Algorithm Naming database. URL: <http://www.users.zetnet.co.uk/hopwood/crypto/scan/cs.html#RC4-drop>.

91. Reigosa D.D., Briz F., Blanco C., Guerrero J.M. Sensorless Control of Doubly Fed Induction Generators Based on Stator High-Frequency Signal Injection. // IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, Vol. 50, no. 5. — P. 3382—3391.

92. Savkin D., Anuchin A., et al. Real-time model of switched reluctance drive based on a LUT magnetization curve for educational purposes // 2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA), 1-3 June 2017, Sofia, Bulgaria. — P. 480—483. DOI: 10.1109/ELMA.2017.7955491.

93. Scheuermann U. Power Module Design without Solder Interfaces - an Ideal Solution for Hybrid Vehicle Traction Applications // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, P. 472—478.

94. Seok J.-K., Sul S.-K. Induction motor parameter tuning for highperformance drives // IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 37, Jan./Feb. 2001, no. 1. — P. 35—41.

95. Shilina A., Lupin S., Barhotkin V., Anuchin A., et al. Modelling of Smart Control System for plug-in electric vehicle charging stations // 2015 Internet Technologies and Applications (ITA); P. 370—373. IEEE Unique Identifier: 7344153104; ISBN: 978-1-4799-8036-9/978-1-4673-9557-1

96. Sprake D., Vagapov Y., Lupin S., Anuchin A. Housing estate energy storage feasibility for a 2050 scenario // 2017 Internet Technologies and Applications (ITA), 12—15 Sept. 2017, Wrexham, UK. — P. 137 — 142. DOI: 10.1109/ITECHA.2017.8101925.

97. Sul S.-K., A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance // IEEE Transactions on Industry Applications (Vol. 25, Issue: 4 ), Jul/Aug 1989. — P. 578—587.

98. Sul, S.-K. Control of Electric Machine Drive Systems. — IEEE Press/Wiley, 2011. 399 p.

99. Tiron R. \$400 per gallon gas to drive debate over cost of war in Afghanistan. URL: <http://thehill.com/homenews/administration/63407-400gallon-gas-another-cost-of-war-in-afghanistan>.

НУБІП України

НУБІП України

НУБІП України

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ

НУБІЛ ПІДНІМАЄТЬСЯ