

**Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет
«Дніпровська політехніка»**



**ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
Кафедра електропривода**

О.С.Бешта, О.О.Азюковський, О.О.Бешта

НАВЧАЛЬНИЙ ПОСІБНИК

ЕЛЕКТРОМОБІЛІ

Дніпро
Журфонд
2026

УДК 629.331-83(075.8)

E50

Рекомендовано вченою радою Національного технічного університету «Дніпровська політехніка» як навчальний посібник для бакалаврів і магістрів спеціальностей G3 Електрична інженерія, протокол №14 від 24.04.26 р.

E50 Електромобілі: Навчальний посібник / О.С. Бешта, О.О. Азюковський, О.О. Бешта; за ред. О.С. Бешта; М-во освіти і науки України, Нац. техн. ун-т «Дніпровська політехніка». – Дніпро: Журфонд, 2026. – 265 с.

ISBN 978-617-8737-76-4

Розглянуто сучасні тенденції розвитку транспортних систем, зумовлені технологічними змінами в галузях енергетики, силової електроніки та інформаційних технологій. Особливу увагу приділено електричному транспорту як елементу нової концепції мобільності, що забезпечує підвищення енергоефективності, зменшення впливу на довкілля та інтеграцію з цифровими системами керування. Висвітлено передумови розвитку електромобілів та обґрунтовано їх актуальність у контексті кліматичних викликів і енергетичної безпеки.

Значний обсяг матеріалу присвячено аналізу конструкції та принципів функціонування електромобіля. Розглянуто основні компоненти електричного привода: тягові акумулятори, електродвигуни, силові перетворювачі та системи керування, процеси заряджання і рекуперації енергії, а також вплив експлуатаційних факторів на ефективність і ресурс систем.

Окрему увагу приділено ролі керування транспортними системами та розглянуто гібридні силові установки як перехідний етап розвитку електрифікованого транспорту.

Навчальний посібник призначено для студентів технічних спеціальностей, аспірантів, інженерів та всіх, хто цікавиться сучасними технологіями електричного транспорту та принципами функціонування електричного привода.

УДК 629.331-83(075.8)

ISBN 978-617-8737-76-4

© Бешта О.С., Азюковський О.О.,
Бешта О.О., 2026

© НТУ «Дніпровська політехніка», 2026

© Журфонд, 2026

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1. Загальні принципи формування електричної тяги електромобілів	9
1.1. Актуальність електромобілів і гібридів.....	9
1.2. Типи електромобілів.....	11
1.3. Конфігурації трансмісії електромобілів	14
1.3.1. Конфігурації трансмісії BEV	14
1.3.2. Конфігурації трансмісії HEV	19
1.4. Основні компоновки електросилових агрегатів	23
1.4.1 Електросилові агрегати BEV	23
1.4.2 Електросилові агрегати HEV	29
1.4.3 Електросилові агрегати PHEV	31
2. Електричні машини	35
2.1. Типи електричних машин для електромобілів	35
2.2. Електричні машини постійного струму	36
2.3. Асинхронні машини	37
2.4. Безколекторні машини постійного струму (BLDC motor).....	40
2.5. Синхронні машини з постійними магнітами (PMSM).....	44
2.6. Реактивні машини (switched reluctance machines (SRM))	49
2.7. Синхронні реактивні машини (Synchronous reluctance machines (SyncRM)).....	51
2.8. Машини з осьовим магнітним полем (Axial Flux Permanent Magnet Machine).....	52
2.9. Порівняльні характеристики різних типів електромашин.....	52
2.9.1. PMSM vs BLDC	55
2.9.2.PMSM vs IM	56
2.9.3. PMSM vs SRM.....	56
3. Інвертори і конвертори	59
3.1. DC-DC конвертери.....	59
3.1.1. Buck converter.....	61
3.1.2. Boost converter.....	63
3.1.3. Buck-Boost converter	64

3.1.4.	Вибір індуктивності і ємності для перетворювачів.....	66
3.2.	Топології dc-dc конвертерів	69
3.2.1.	Напівмостовий двонаправлений dc-dc конвертер.....	69
3.2.2.	Двонаправлений dc-dc конвертер для гібридного джерела живлення.....	70
3.2.3.	Двонаправлений dc-dc конвертер для гібридного джерела живлення з трансформатором.....	70
3.3.	DC-AC інвертер	72
3.3.1.	Однофазний dc-ac інвертер.....	72
3.3.2.	Синусоїдальний однофазний dc-ac інвертер.....	73
3.3.3.	Трифазний dc-ac інвертер	77
4.	Системи зберігання електричної енергії	83
4.1.	Вимоги до систем зберігання електричної енергії	84
4.1.1.	Безпека.....	84
4.1.2.	Термін служби і календарний термін служби.....	84
4.1.3.	Параметри систем зберігання енергії	85
4.2.	Електрохімічні елементи.....	89
4.2.1.	Основні поняття.....	89
4.2.2.	Свинцево-кислотні акумулятори.....	93
4.2.3.	Нікель-метал-гідридні акумулятори (NiMH)	94
4.2.4.	Літій-іонні акумулятори (Li-ion)	97
4.3.	Суперконденсатори.....	100
4.4.	Пакетування ESS.....	103
4.4.1.	Топологія модулів ESS	105
4.4.2.	Оптимізація пакетування ESS	108
4.4.3.	Особливості ESS електромобілів різних типів	112
4.4.4.	Battery management system (BMS).....	116
5.	Оцінка стану та параметрів ESS.....	120
5.1.	Загальні відомості про стан акумулятора.....	120
5.2.	Методи прямого виміру.....	125
5.2.1.	Open Circuit Voltage (OCV)).....	125
5.2.2.	Кулонівський метод	127
5.3.	Модель комірки з RC елементами.....	128

5.4.	Адаптивні фільтри	131
5.4.1.	Recursive least squares (RLS).....	132
5.4.2.	Фільтри Калмана.....	134
6.	Синтез систем керування електроприводом	136
6.1.	Синтез систем керування двигуном постійного струму	136
6.1.1.	Керування струмом (моментом) DCM та BLDCM	136
6.1.2.	Керування швидкістю DCM та BLDCM.....	142
6.2.	Синтез систем керування синхронними машинами.....	146
6.2.1.	Загальні питання	146
6.2.2.	Керування SPMSM	148
6.2.3.	Керування IPMSM	150
6.3.	Синтез систем керування синхронними реактивними машинами (SynRM) 155	
6.4.	Синтез систем керування реактивними машинами (SRM).....	155
6.5.	Синтез систем керування асинхронною машиною	157
6.5.1.	Загальні питання	157
6.5.2.	Система непрямого векторного керування.....	163
6.5.3.	Система прямого векторного керування.....	164
7.	Енергетика електромобіля	168
7.1.	Модель руху транспортного засобу	168
7.2.	Сила опору коченню	169
7.3.	Аеродинамічний опір	172
7.4.	Сила зкочування.....	174
7.5.	Максимальна сила тяги	175
7.6.	Механічна робота руху.....	177
7.7.	Коефіцієнт корисної дії	182
8.	Енергетичний менеджмент і оптимізація.....	183
8.1.	Загальні питання	183
8.2.	Рекуперація енергії	185
8.3.	Стратегія гальмування	188
8.4.	Тестові цикли	192
8.5.	Врахування топології маршруту.....	196
	Додатки	207

Додаток А	207
Додаток В.....	214
Додаток С.....	231
Додаток D	236
Додаток Е.....	249
Література.....	253

ВСТУП

Сучасний етап розвитку транспортних систем характеризується глибокими технологічними змінами, зумовленими прогресом у галузях енергетики, силової електроніки, матеріалознавства та інформаційних технологій. Одним із ключових проявів цієї трансформації є масове впровадження електричного транспорту. Електромобіль у цьому контексті слід розглядати не лише як альтернативу традиційному автомобілю з двигуном внутрішнього згоряння, а як елемент нової концепції мобільності, що поєднує підвищену енергоефективність, зменшення антропогенного впливу на довкілля та інтеграцію з цифровими системами керування.

Історично електромобілі не є новим явищем. На початку ХХ століття вони були конкурентоспроможними порівняно з бензиновими автомобілями завдяки простоті експлуатації, низькому рівню шуму та відсутності локальних викидів. Однак їх подальший розвиток був обмежений через низьку енергетичну щільність акумуляторних батарей та економічну доступність викопного палива. У результаті протягом майже століття домінуюче положення зайняли транспортні засоби з двигунами внутрішнього згоряння. Сучасне «відродження» електричного транспорту стало можливим лише після суттєвого технологічного прориву в галузі електрохімічних джерел струму, систем керування та силової електроніки.

Актуальність широкого впровадження електромобілів у ХХІ столітті зумовлена насамперед двома чинниками: загостренням проблеми глобальних кліматичних змін та необхідністю підвищення енергетичної безпеки. Електричний привод характеризується значно вищою ефективністю перетворення енергії порівняно з традиційними двигунами внутрішнього згоряння (ДВЗ). Якщо коефіцієнт корисної дії ДВЗ зазвичай не перевищує 25–30%, то ефективність сучасних електродвигунів у складі транспортних систем може досягати 85–90%. Це забезпечує зменшення сумарних енергетичних витрат і підвищення економічної доцільності експлуатації електромобілів у довгостроковій перспективі.

З інженерної точки зору сучасний електромобіль являє собою складну технічну систему, у якій тісно інтегровані електричні, електронні, механічні та програмні компоненти. Його функціонування визначається узгодженою роботою тягового акумулятора, електродвигуна, силових перетворювачів і цифрових алгоритмів керування.

Ключовим елементом електромобіля є тяговий акумулятор. У межах даного навчального посібника розглядаються конструктивні особливості батарейних модулів, їх електрохімічні властивості та експлуатаційні обмеження. Значну увагу приділено системі керування батареєю (BMS — Battery Management System), яка забезпечує моніторинг параметрів комірок, балансування заряду, а також захист акумулятора від перевантажень, перегріву та деградації.

Окремий розділ присвячено електричним двигунам, що застосовуються в електромобілях, зокрема асинхронним двигунам, безщітковим двигунам

постійного струму, синхронним двигунам з постійними магнітами та ін. Аналізуються їхні робочі характеристики, переваги та обмеження в умовах транспортного застосування. Розглядається роль силових перетворювачів, зокрема DC/AC-інверторів, які формують керований змінний струм для живлення двигуна, а також DC/DC-перетворювачів, призначених для узгодження напруг і струмів між різними електричними підсистемами.

Значна частина матеріалу присвячена процесам заряджання тягових акумуляторів. Описано принципи відмінності між заряджанням змінним струмом через бортовий зарядний пристрій і прямим заряджанням постійним струмом від високопотужних зарядних станцій. Розглянуто вплив температурного режиму, рівня заряду та системи терморегулювання на швидкість заряджання й ресурс акумулятора. Окремо проаналізовано процес рекуперації енергії під час гальмування як важливий елемент підвищення загальної ефективності електромобіля.

Розглядається також вплив стилю керування на енергоспоживання, особливості роботи батарей у низькотемпературних умовах, а також фізичні процеси, що відбуваються під час зарядки. Усвідомлення цих закономірностей дозволяє оптимізувати режими використання автомобіля та подовжити термін служби його ключових компонентів.

Електромобіль є першим масовим транспортним засобом, у якому програмне забезпечення відіграє визначальну роль поряд із апаратними компонентами. Алгоритми керування, діагностики та оптимізації роботи систем формують основу сучасної концепції електричного привода. З огляду на це, матеріал навчального посібника має довготривалу актуальність і може бути використаний як базис для розуміння подальшої еволюції транспортних технологій.

Окрім повністю електричних транспортних засобів, у книзі розглядаються гібридні силові установки як перехідний етап між автомобілями з двигунами внутрішнього згоряння та електромобілями. Наведено класифікацію гібридів за ступенем електрифікації, зокрема м'які гібриди (MHEV), повні гібриди (HEV), плагін-гібриди (PHEV) та системи з подовжувачем ходу (REEV), і пояснено технічну доцільність кожного з підходів.

Даний навчальний посібник орієнтований на читачів, які прагнуть глибокого інженерного розуміння процесів, що відбуваються в електричному транспорті. Вона може бути корисною студентам технічних спеціальностей, інженерам, а також практичним користувачам електромобілів, зацікавленим у науково обґрунтованому аналізі принципів роботи електричного привода.

1. ЗАГАЛЬНІ ПРИНЦИПИ ФОРМУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ТЯГИ ЕЛЕКТРОМОБІЛІВ

1.1. Актуальність електромобілів і гібридів

Електричний транспорт має багату історію, яка сягає понад 150 років. Електродвигуни були вперше розроблені на початку дев'ятнадцятого століття на основі експериментів з магнітами. Але електродвигуни не використовувалися для транспортних цілей до 1850-х років, коли електричні машини були експериментально впроваджені в поїзди, кораблі та особисті вагони (або «автомобілі»). Ці експерименти призвели до появи серії нових електромобілів для особистого транспорту, багато з яких домінували на автомобільному ринку до Першої світової війни.

Незважаючи на популярність електромобілів, вони були дорогими, а запас ходу був обмежений. Натомість, транспортні засоби з бензиновими та дизельними двигунами, які з'явилися до Першої світової війни, були дешевші та потужніші види транспорту.

Зростання популярності двигунів внутрішнього згорання протягом перших десятиліть ХХ століття створило те, що ми називаємо парадигмою Транспорт 1.0. Транспортні системи, що лежать в основі цієї парадигми, працювали на основі безперешкодних, дешевих та постійних поставок викопного палива як джерел рушійної сили. У світі Транспорт 1.0 електромобілі були віднесені до нішевих ринків, корисних для легких вантажівок доставки або молочних фургонів, але вони не продавалися для масового споживання або не були розроблені для щоденних поїздок на роботу.

Але транспорт, що працює на двигунах внутрішнього згорання, став джерелом нескінченного потоку проблем. Він був брудним. Він був небезпечним. І він обіцяв спричинити катастрофічне збільшення витрат на охорону здоров'я через міський смог та погіршення стану навколишнього середовища.

Підсумовуючи, поєднання екологічних, геополітичних, економічних та медичних проблем, пов'язаних з транспортом на двигунах внутрішнього згорання, створило благодатний ґрунт для відновлення інтересу та інвестицій в електромобілі та електрифікований транспорт.

Парадигма «Транспорт 2.0», що виникла у 21-му столітті, передбачає світ, який подорожує, використовуючи чисті, ефективні, безпечні, надійні, потужні та інтелектуальні варіанти мобільності. Вона базується на передумові, що «електрифікація транспорту» включатиме низку передових технологій, які дозволять споживачам, виробникам та урядам досягти сталої мобільності протягом наступного століття.

За оцінками, в Європі 50% поїздок становлять менше 10 км (6,25 миль), а 80% поїздок — менше 25 км (15 миль). У Великобританії 97% поїздок становлять менше 80 км (50 миль). У Сполучених Штатах дистанції одноразової подорожі становить менше 10 миль (16 км) за одну поїздку (рис.1.1) і близько 50% транспортних засобів щодня проїжджають менше 20

км (31,25 миль), а біля 85% проїжджають менше 100 км (60 миль) (рис.1.2). Таким чином, 100 км (60 миль) відповідає більшості вимог щодо запасу ходу в Європі та Америці.

Найбільш типові характеристики електромобілів представлено у табл.1.1.

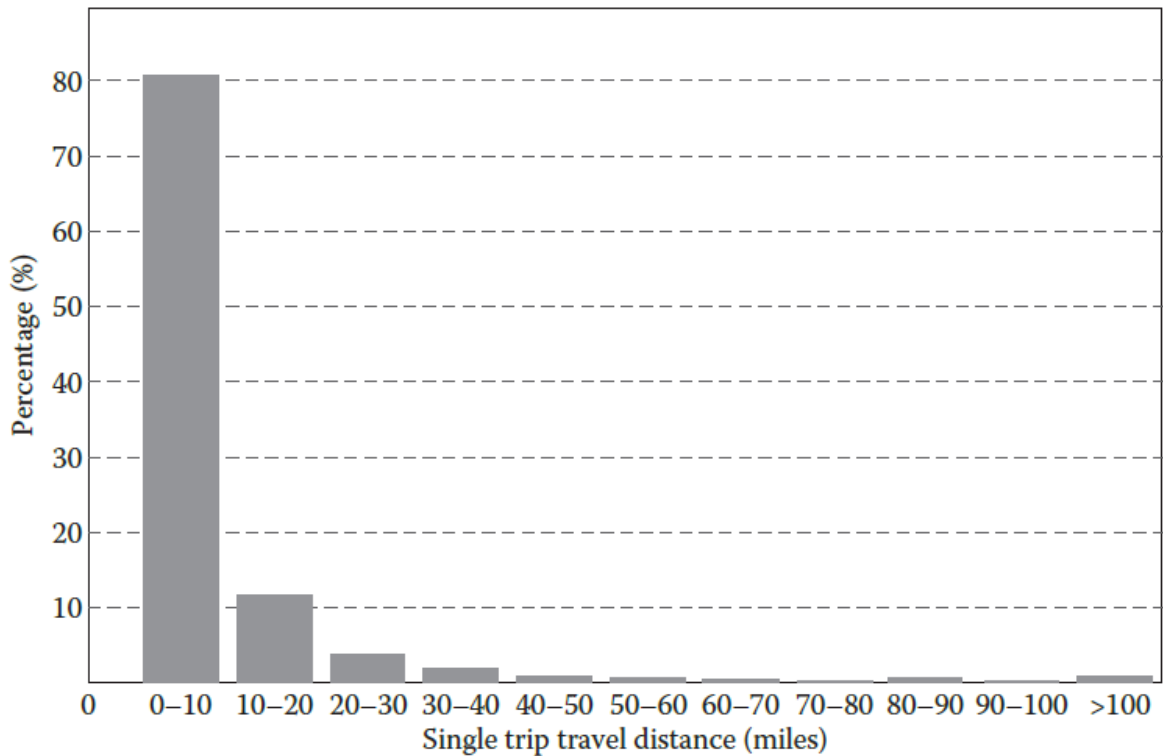


Рис. 1.1. Дистанція одноразової подорожі на автомобілі у США [1]

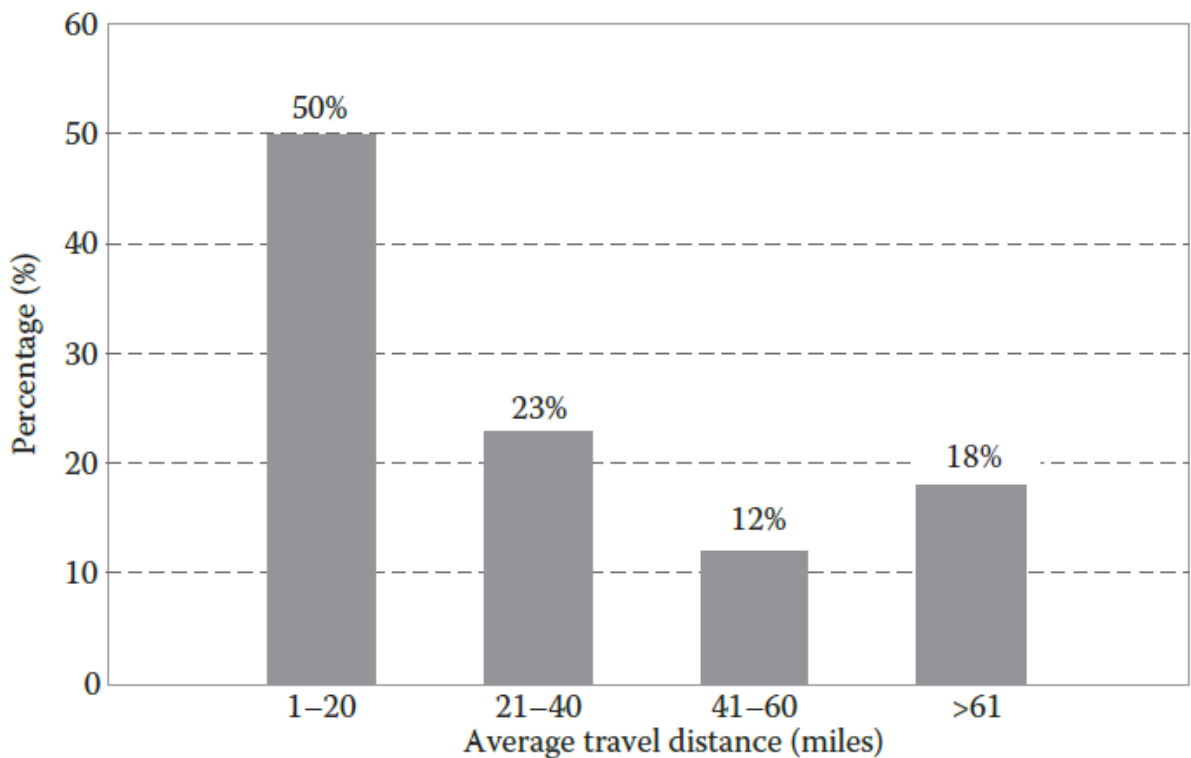


Рис.1.2. Щоденна дистанція руху автомобілів у США [1].

Таблиця 1.1.

Узагальнена специфікація параметрів електромобілів [14]

Параметр	Значення параметра
Максимальна швидкість (рівна дорога)	120 км/год
Розгін (0-50 км/год)	9 сек
Споряджена маса	550 кг
Корисне навантаження (3 особи + 40 кг)	250 кг
Лобова площа	1,5 м ²
Коефіцієнт аеродинамічного опору	0,35
Радіус кочення коліс	0,3 м
Коефіцієнт перевищення швидкості	1,2

1.2. Типи електромобілів

Електромобілі можуть працювати виключно на електротязі або ж разом з двигунами внутрішнього згоряння (Internal Combustion Engine-ICE). Наявність лише акумуляторів як джерела енергії робить електромобілі базовим типом, але є види, які можуть використовувати інші види джерела енергії. Їх можна назвати гібридними електромобілями (Hybrid Electrical Vehicle-HEV). Це визначення робить можливими багато комбінацій для HEV, і відповідно до цієї норми, електромобілі можна класифікувати наступним чином:

1. Електромобіль на акумуляторах (Battery Electric Vehicle-BEV).
2. Гібридний електромобіль (Hybrid Electric Vehicle-HEV).
3. Гібридний електромобіль із підзарядкою від мережі (Plug-in Hybrid Electric Vehicle-PHEV).
4. Електромобіль на паливних елементах (Fuel Cell Electric Vehicle-FCEV).

Особливості BEV. Електродвигуни BEV подають електроенергію до трансмісії виключно від батареї, повністю покладаючись на накопичену енергію. Тому радіус дії залежить від ємності акумулятора. Нормальний запас ходу на одному заряді становить 100-250 кілометрів, хоча деякі моделі BEV досягають запасу ходу 300-500 км. Фактори, що впливають на запас ходу електромобіля на акумуляторах, представлено на рис.1.3.

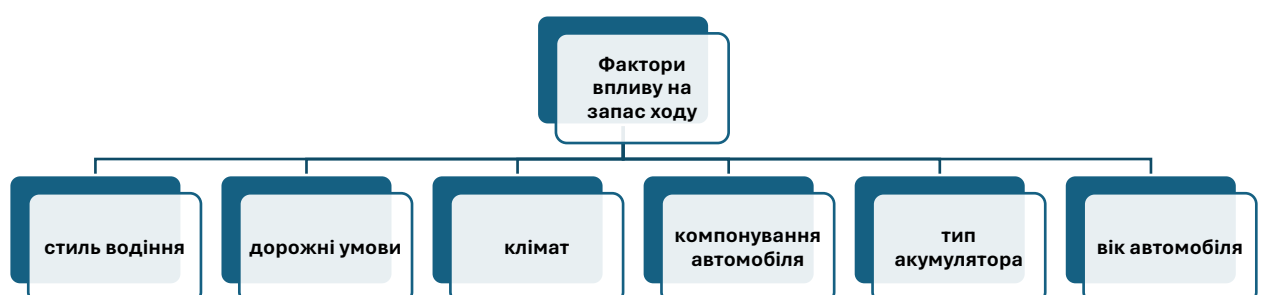


Рис. 1.3. Фактори впливу на запас ходу BEV

BEV має певні переваги над автомобілями з ICE. Вони не виробляють парникових газів, не створюють шуму і тому корисні для навколишнього середовища. Електромобілі мають просту конструкцію, прості у експлуатації та зручні. Електрична тяга забезпечує миттєвий та високий крутний момент навіть на низьких швидкостях. Ці переваги їх ідеальним транспортним засобом для використання в міських районах. Однак є суттєвий недолік, який полягає у тривалості зарядки батареї. Зарядка батареї може тривати до 36 годин, що значно довше, ніж заправка звичайного автомобіля з двигуном внутрішнього згоряння. Існують різні типи, які вимагають набагато менше часу, але жоден не зрівняється із заправкою автомобіля.

Особливості HEV. Загалом, гібридні електромобілі дорожчі за порівнянні звичайні транспортні засоби. Високовольтний акумуляторний блок та система керування акумулятором, електричні машини та силова електроніка, допоміжний силовий модуль (що замінює функції генератора), електричний компресор, високовольтні кабелі, рекуперативна гальмівна система додають вартості та ваги HEV. Однак економія палива, досягнута протягом терміну служби автомобіля, справді значна; нещодавно Ford Fusion HEV заявляв про 2-річну окупність, що дуже привабливо для споживачів. Оскільки вартість ключових компонентів покращується, очікується більше поширення HEV.

Гібридні електромобілі приводяться в рух комбінацією ICE і електричної силової установки. HEV використовують електричну систему тяги у разі низької потреби в електроенергії. Автомобіль повертає до ICE, якщо потрібна більша швидкість. Принципи роботи силових агрегатів HEV представлено на рис.1.4. Під час запуску транспортного засобу (Starting) ICE може використовувати двигун як генератор для виробництва та зберігання електроенергії в акумуляторі. Оскільки під час обгону (Passing) необхідно підвищити швидкість транспортного засобу, працюють ICE і електродвигун. Під час руху з круїзною швидкістю (Cruising) ICE діє як генератор, виробляючи електроенергію для живлення двигуна та заряджання акумуляторів. Щоб зарядити акумулятор за допомогою рекуперативного гальмування, автомобіль використовує двигун як генератор під час уповільнення (Braking). Після повної зупинки електрична система автомобіля повністю зупиняється.

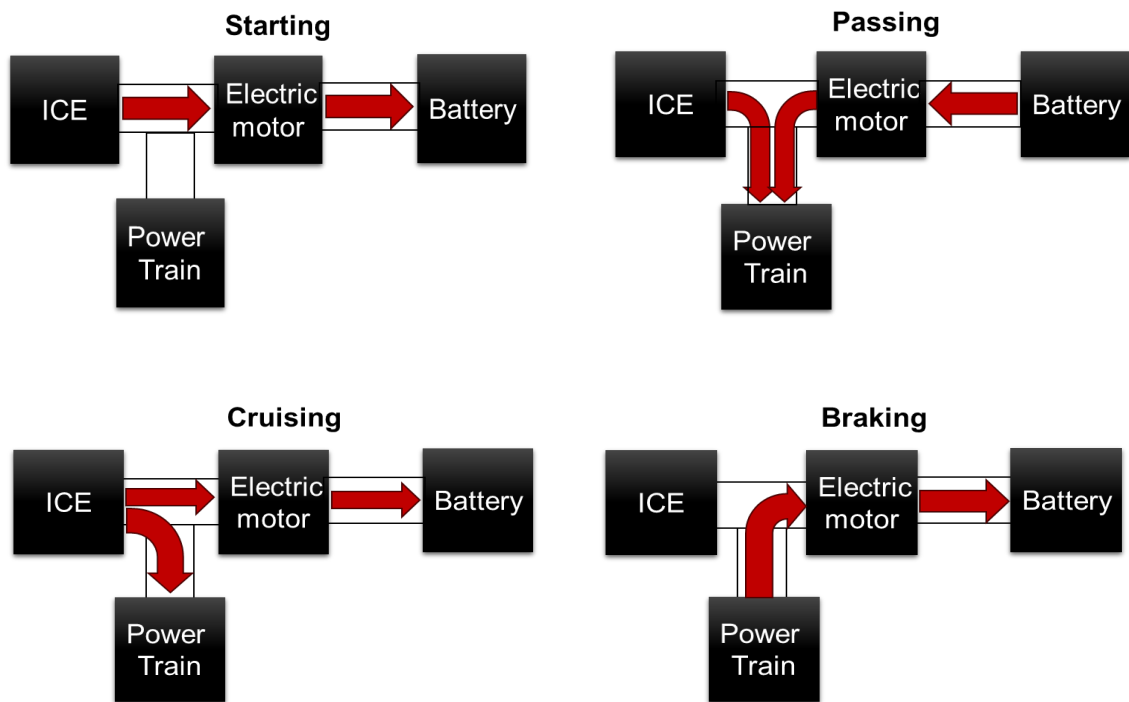


Рис. 1.4. Принципи роботи силових агрегатів HEV

HEV використовує електричну силову систему в умовах низької швидкості, коли потреба в потужності низька. Це велика перевага, наприклад, у міських районах, і зменшує витрату палива. Крім того, електродвигун повністю вимкнений під час холостого ходу, наприклад, у заторах, що зменшує витрати енергії. Коли потрібна вища швидкість, HEV перемикається на ICE. Два силові агрегати також можуть працювати разом для покращення продуктивності. Гібридні системи живлення широко використовуються для зменшення або повного усунення турболагу в автомобілях з турбонаддувом, таких як Acura NSX. Це також покращує продуктивність, заповнюючи проміжки між перемикаваннями передач та забезпечуючи підвищення швидкості, коли це необхідно. ICE може заряджати акумулятори, а HEV також можуть отримувати енергію за допомогою рекуперативного гальмування.

Таким чином, HEV – це, перш за все, автомобілі з двигунами внутрішнього згоряння, які використовують електричну трансмісію для збільшення пробігу або підвищення продуктивності.

Особливості PHEV. Концепція гібридних електромобілів з підзаряджанням батареї електричного агрегату виникла для розширення повністю електричного запасу ходу гібридних електромобілів [3-6]. Концепція передбачає як двигун внутрішнього згоряння, так і електричну силову установку, так як у гібридних електромобілів, але різниця між ними полягає в тому, що гібридні електромобілі використовують електричний двигун як основну рушійну силу. Тому PHEV потребують більшої ємності акумулятора, ніж HEV.

РНЕV запускаються в режимі «повністю електричний», працюють на електроенергії, а коли заряд акумуляторів низький, вони залучають двигун внутрішнього згоряння для забезпечення заряду або зарядки акумуляторної батареї. Двигун внутрішнього згоряння використовується тут для збільшення запасу ходу. РНЕV можуть заряджати свої акумулятори безпосередньо від мережі (чого не можуть зробити гібридні електромобілі), вони також мають можливість використовувати рекуперативне гальмування. Прикладом таких гібридних електромобілів можуть слугувати моделі Chevrolet Volt та Toyota Prius.

Особливості FCEV. Електромобілі на паливних елементах також можуть називатися FCV (автомобілі на паливних елементах). Основним джерелом електроенергії таких транспортних засобів є паливні елементи, які використовують хімічні реакції для виробництва електроенергії [7]. Водень є основою цих хімічних реакцій, і зберігається у спеціальних резервуарах високого тиску. Іншим інгредієнтом для процесу вироблення енергії є кисень, який отримують з повітря, що всмоктується з навколишнього середовища. Електрика, що виробляється паливними елементами, надходить до електродвигуна, який приводить в рух колеса. Надлишок енергії зберігається в таких накопичувачах, як акумулятори або суперконденсатори [8-10]. Побічним продуктом генерації електроенергії у FCEV є лише вода, яка викидається з автомобіля через вихлопні труби.

Перевагою таких транспортних засобів є те, що вони можуть виробляти власну електроенергію, яка не викидає вуглецю, що дозволяє їм зменшити свій вуглецевий слід більше, ніж будь-який інший електромобіль. Ще однією важливою перевагою цих транспортних засобів, і, можливо, найважливішою на даний момент, є те, що заправка цих транспортних засобів займає стільки ж часу, скільки й заправка звичайного автомобіля на бензоколонці.

Основною перешкодою у впровадженні цієї технології є дефіцит водневих заправних станцій. Ще одним недоліком є висока вартість паливних елементів, яка набагато більше, ніж у двигунів внутрішнього згоряння. Існують також побоювання щодо безпеки у разі витоку легкозаймистого водню з резервуарів.

Комерційно доступними FCEV є такі моделі як Toyota Mirai або Honda Clarity.

1.3. Конфігурації трансмісії електромобілів

1.3.1. Конфігурації трансмісії BEV

Електромобілі цього типу можуть мати різноманітні конфігурації трансмісії. На рис.1.5 представлено варіанти трансмісії BEV з переднім приводом.

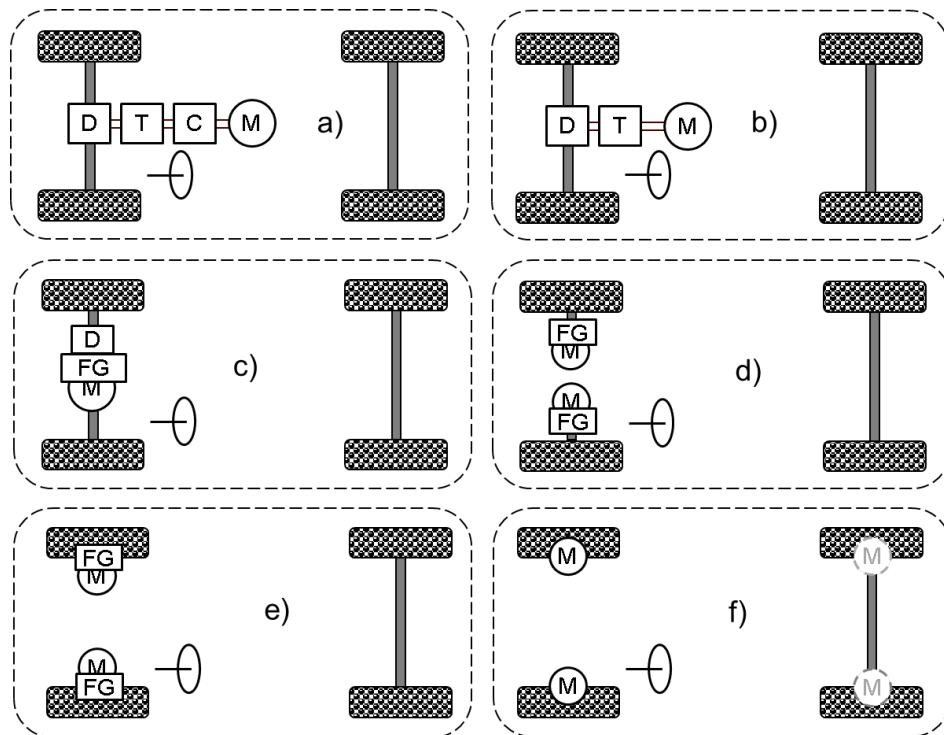


Рис.1.5. Варіанти трансмісії електромобіля: D – диференціал (Differential); T – трансмісія (Transmission); C – муфта (clutch); FG – редуктор з фіксованим передатним числом (Fix gearing); M – електродвигун (Motor)

На рис.1.5 (a) показано електромобіль, у якому лише замінено двигун внутрішнього згоряння електродвигуном. Він має коробку передач (T) і муфту (C), що забезпечує високий крутний момент на низьких швидкостях і низький крутний момент на високих швидкостях. Також є диференціал (D), який дозволяє колесам обертатися з різною швидкістю.

На рис.1.5 (b) показано конфігурацію без муфти. Замість коробки передач вона має трансмісію у вигляді редуктора з фіксованим передатним числом, що виключає можливість отримання бажаних характеристик крутного моменту та швидкості.

Конфігурація на рис.1.5 (c) має двигун, фіксований редуктор та диференціал, вбудовані в карданний вал, який приводить у рух обидва колеса. Прикладом можуть бути моделі Nissan Leaf і Chevrolet Spark, що використовують електродвигун для привода передньої осі.

На рис.1.5 (d) показано конфігурацію мотор-редукторів з незмінною редукторною передачею на ведучих колесах.

На рис.1.5 (e) показано прямий привод з окремими мотор-колесами та фіксованою редукторною передачею, інтегрованою у колесо. Тут використовується планетарна система передач через такі переваги, як високе передаточне число та рядне розташування вхідного та вихідного валів.

В останній конфігурації рис.1.5 (f) механічна система передач повністю виключається шляхом встановлення низькошвидкісного двигуна із зовнішньою конфігурацією ротора на ободі колеса. Швидкість двигуна таким чином визначає швидкість колеса та автомобіля.

Електромобілі також можуть бути побудовані з конфігурацією заднього привода. Версія Tesla Model S з одним двигуном використовує саме цю конфігурацію (рис.1.6).

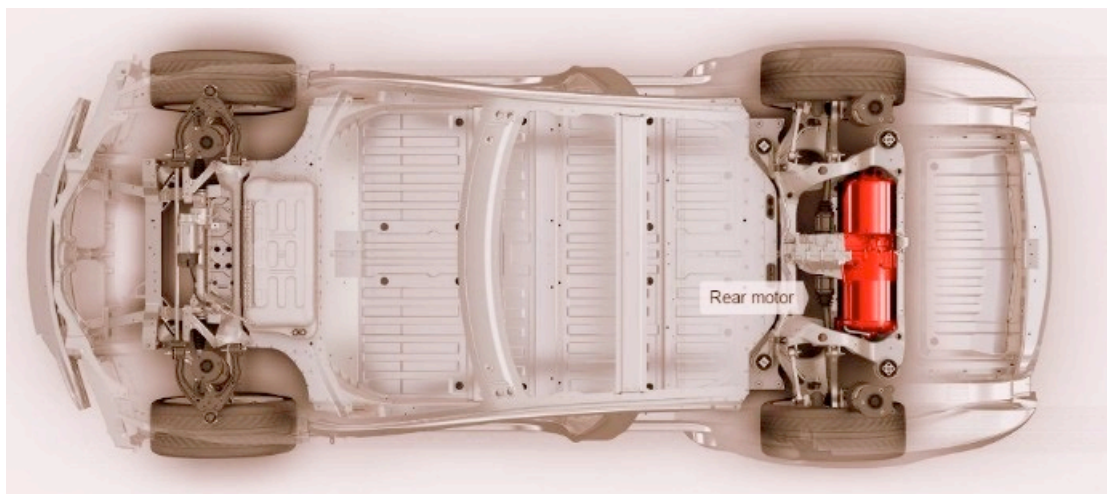


Рис. 1.6. Tesla Model S, привод заднього мосту [11]

Для більшого контролю та потужності також можна використовувати конфігурацію повного привода (AWD), хоча це пов'язано з додатковими витратами, вагою та складністю. У цьому випадку два двигуни можуть бути використані для привода передньої та задньої осей (рис.1.5(f), рис.1.7).

Можливий варіант три-двигунової конфігурації AWD. Для моделі Tesla Model S такий варіант конфігурації представлено на рис.1.8.

Конфігурація AWD корисна для забезпечення кращого зчеплення на слизьких дорогах, кращої керованості та керування на поворотах. Така конфігурація може також забезпечити легкість паркування та поворотів.

Конфігурації з використанням мотор-колес досить зручні в тому сенсі, що вони зменшують вагу трансмісії шляхом видалення центрального двигуна, пов'язаної з ним коробки передач, диференціала, універсальних шарнірів та карданного валу. Це також забезпечує кращий контроль, кращі можливості повороту та більше місця для акумулятора, паливного елемента або вантажу. Але в цьому випадку двигун підключений до систем живлення та керування через дроти, які можуть бути пошкоджені через суворі умови навколишнього середовища, вібрацію та прискорення, що спричиняє серйозні проблеми. Крім того, використання мотор-колес на дорозі з численними нерівностями призводить до суттєвих динамічних навантажень на конструкцію електродвигунів такого типу і їх механічних поламок.

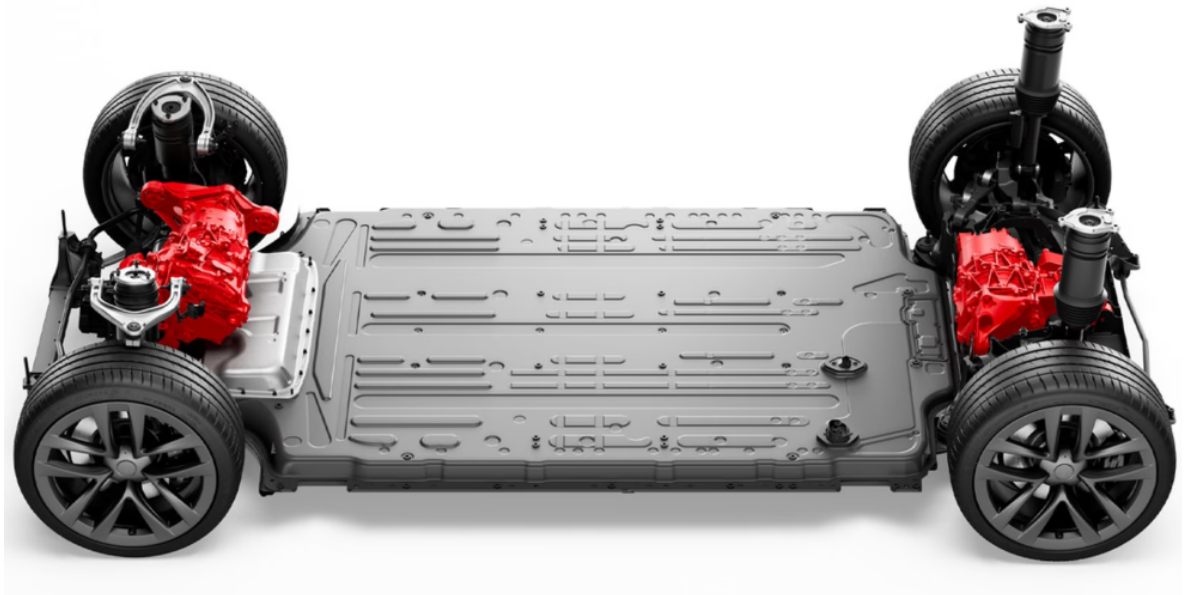


Рис. 1.7. Tesla Model S, повноприводна конфігурація [12]

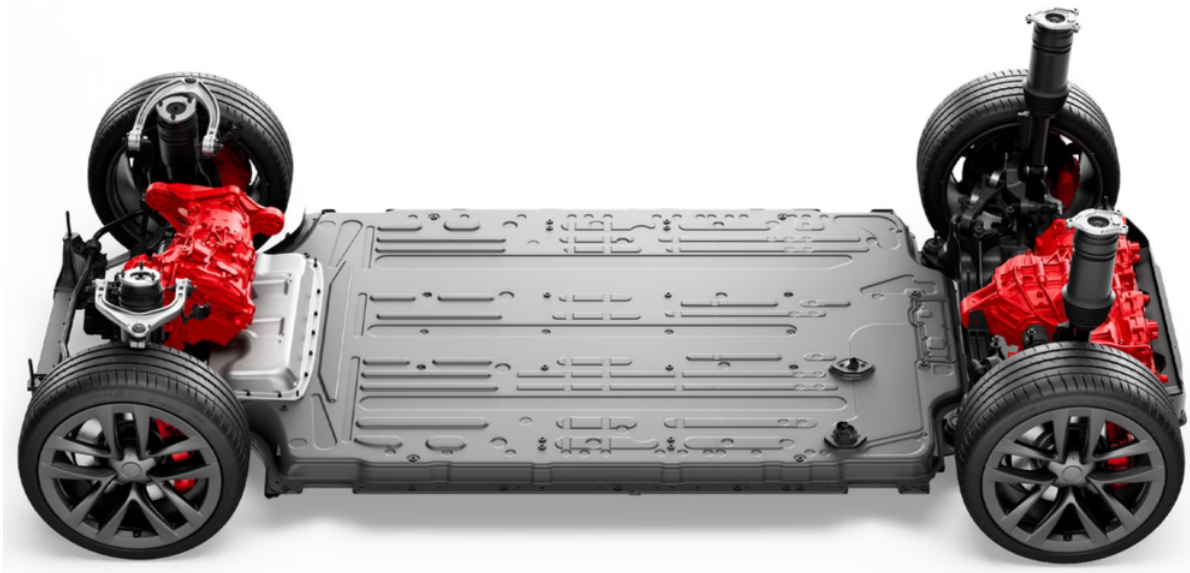


Рис. 1.8. Tesla Model S, тривигунова AWD конфігурація [12]

Електропривод живиться від джерела електроенергії електромобіля. Конфігурації джерел електропостачання різняться залежно від типу джерела електроенергії та комбінацій джерел енергії різних видів. Кілька конфігурацій джерела електроенергії показано на рис.1.9. Як показано на рис.1.9(а), єдиним джерелом електроенергії для EV під час розгону, сталого руху та підйому на пагорби, а також під час рекуперативного гальмування може бути акумуляторна батарея. Цей варіант живлення вимагає, щоб акумуляторна батарея мала належну питому енергію та питому потужність для задоволення усіх вимог руху.

Може бути система живлення з двох акумуляторів різних типів, кожен з яких задовольняє певним вимогам. Наприклад, система живлення з двох акумуляторів (рис.1.9 (b)) поєднує натрієвий акумулятор з високою щільністю енергії і літєвий акумулятор з високою питомою потужністю.

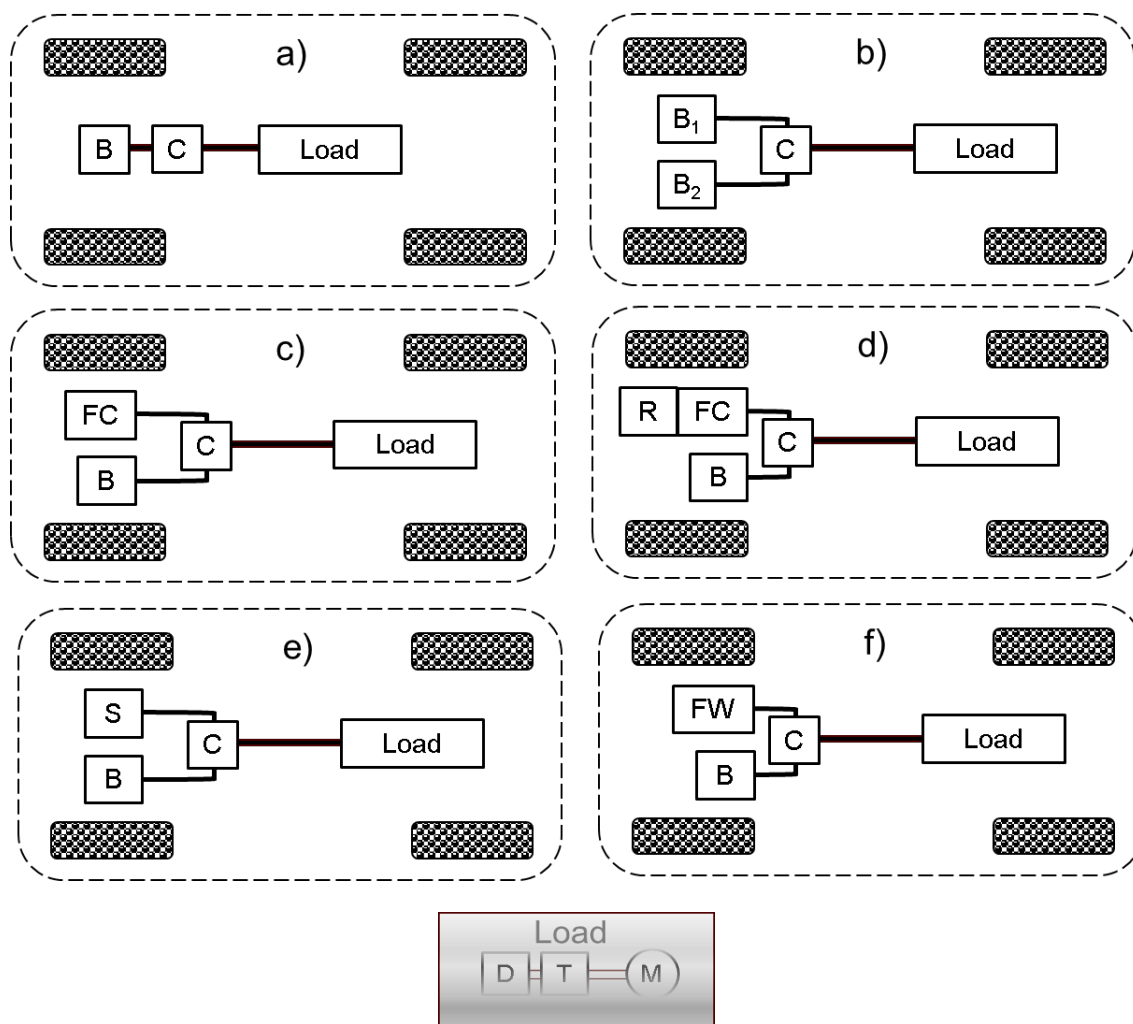


Рис.1.9. Трансмiсії з декількома джерелами енергiї:

B – батарея (Battery); C– конвертер (Converter); FC – паливні комiрки (Fuel cell); FW – маховик (Flywheel); R – водневий перетворювач (Hydrogen reformer); S – суперконденсатор (Supercapacitor)

На рисунку 1.9 (c) показано трансмісію HEV з двома джерелами енергії, один з яких є водневою паливною коміркою, а інший – акумуляторною батареєю. Паливні елементи виробляють електроенергію на основі водня, що зберігається в паливному баку на борту, та кисню, видобутого з повітря. Побічним продуктом цієї реакції є вода. Бортова акумуляторна батарея може бути використана для зберігання надлишкової енергії та енергії рекуперативного гальмування.

На рисунку 1.9 (d) представлено інший варіант паливних комірок. Водень, який використовується паливним елементом, може бути отриманий на борту з метанолу, етанолу, бензину або дизельного палива за допомогою водневого перетворювача (R). У цьому випадку для перетворення палива мають вирішальне значення довговічні та недорогі каталізатори. Вироблений водень необхідно очистити, а CO, отруйний газ для більшості паливних елементів, необхідно видалити з газу, що утворюється в результаті реформінгу, перед подачею в паливні елементи.

Іншим додатковим типом джерела електричної енергії є суперконденсатори (рис.1.9 (e)). Щільність енергії суперконденсаторів поступається більшості хімічних акумуляторів, але суперконденсатори перевершують за щільністю потужності. Суперконденсатори можна швидко заряджати та розряджати. Суперконденсатор може поглинати піки потужності під час рекуперативного гальмування та допомагати акумуляторній батареї, коли транспортному засобу потрібна висока потужність. Поєднання суперконденсатора та акумуляторного блоку дозволить зменшити розмір батареї, збільшити питому енергію силового агрегата, зменшити пікове навантаження на акумуляторний блок та подовжити термін його служби.

Маховик, що працює на дуже високих швидкостях у вакуумному середовищі, є ще одним енергетичним буфером, який може бути використаний для силової установки електромобіля (рис.1.9(f)). Маховики мають високу питому потужність і можуть отримувати кінетичну енергію під час уповільнення або гальмування електромобіля для рекуперації. Основним компонентом простого маховика є плоский диск, що обертається навколо своєї осі. Коли плоский диск сповільнюється, кінетична енергія, що зберігається в маховику, може бути вивільнена.

Маховик може бути з'єднаний з колесами транспортного засобу через зчеплення та коробку передач, через які кінетична енергія, що зберігається в маховику, може безпосередньо приводити в рух електромобіль.

1.3.2. Конфігурації трансмісії HEV

Гібридні електромобілі за конфігурацією трансмісії можна розділити на п'ять різних типів:

- 1) помірні (легкі) гібриди;
- 2) паралельні гібриди;
- 3) гібриди з підзарядкою;
- 4) послідовні гібриди;
- 5) послідовно-паралельні гібриди.

Крім того, гібридний електромобіль з підзарядкою PHEV – це ще один тип HEV, який має більший бортовий акумулятор та може заряджатися від електричної мережі.

Співвідношення між потужностями двигуна внутрішнього згорання (IC engine propulsion) та електричного силового агрегата (Electric propulsion) для вказаних типів HEV та EV у порівнянні з традиційними автомобілями представлено на рис.1.10.

З рис.1.10 видно, що, наприклад, що помірний гібрид в основному працює на двигуні внутрішнього згорання, тоді як гібридний електромобіль з підзарядкою в основному працює на електричних двигунах.

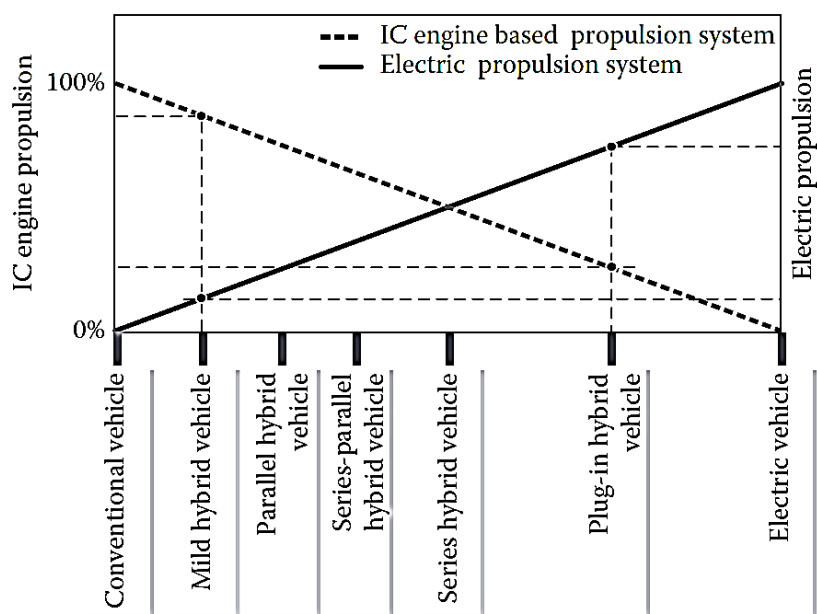


Рис. 1.10. Співвідношення між потужностями ІСЕ та електричного силового агрегата для HEV [1]

Помірний гібридний електромобіль містить невелику електричну силову установку, і зазвичай вона інтегрована в двигун внутрішнього згорання, як показано на рис.1.11(а). Двигун внутрішнього згорання може запускатися за допомогою електричного привода, а електрична машина також може підтримувати двигун внутрішнього згорання, коли потреба в потужності зростає. Крім того, електропривод може рекуперувати певну кількість кінетичної енергії під час фази гальмування транспортного засобу. Зрозуміло, що такий гібрид не може забезпечити суттєву економію палива транспортного засобу, оскільки вони мають електричні силові установки малої потужності.

Паралельний гібридний електромобіль. Значна частина тягової потужності в паралельному гібридному електромобілі забезпечується електроприводом. Типова електромеханічна схема паралельного гібридного електромобіля зображена на рисунку 1.11(б). Така схема має два незалежні джерела тягової потужності. Тому, залежно від потреб транспортного засобу в тяговій потужності, можна вибрати лише електричний, лише механічний або комбінацію обох. Оскільки паралельні гібридні електромобілі містять електричні машини більшої потужності, вони мають кращу здатність до рекуперативного гальмування порівняно з помірними гібридами, і тому демонструють кращу економію палива для міського циклу руху та певних умов руху по шосе. Існує чотири різні режими роботи, які можна отримати в паралельному гібридному електромобілі:

- 1) двигун внутрішнього згорання машина є єдиною рушійною силою;
- 2) електрична машина є єдиною рушійною силою;
- 3) двигун внутрішнього згорання та електричні машини працюють комбіновано;
- 4) режим рекуперативного гальмування транспортного засобу.

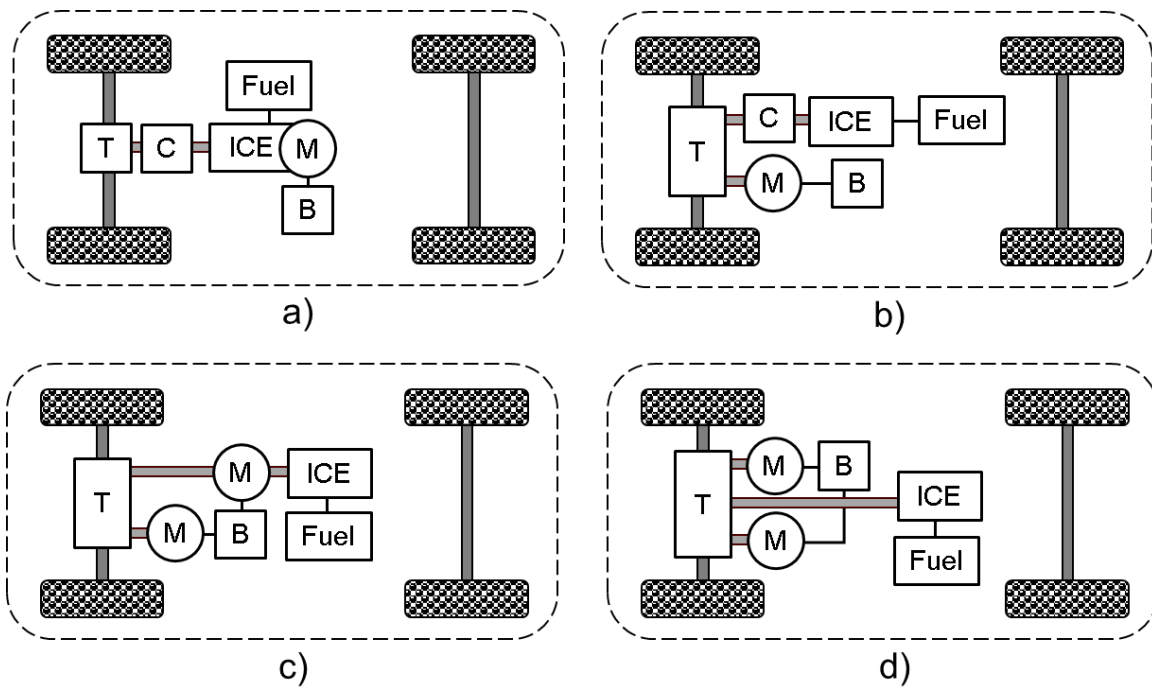


Рис.1.11. Трансмисії HEV: В – батарея (Battery); ICE– двигун внутрішнього згорання; С – муфта; Т – механічна трансмісія; М – мотор; Fuel - паливо

Послідовний гібридний електромобіль. Послідовні гібридні електромобілі працюють від електричних машин. Як показано на рисунку 1.11(с), послідовні гібридні транспортні засоби містять дві електричні машини та двигун внутрішнього згорання в рушійній системі. Одна електрична машина безпосередньо з'єднана з двигуном внутрішнього згорання і більшу частину часу функціонує як електричний генератор (під час запуску двигуна внутрішнього згорання вона діє як електродвигун). Інша електрична машина безпосередньо забезпечує необхідну тягову потужність транспортного засобу.

Оскільки послідовні гібридні електромобілі містять більшу потужність електропривода в рушійній системі, здатність такої системи до рекуперації енергії значно вища, ніж у інших типів гібридних електромобілів.

Послідовні гібридні електромобілі мають шість різних режимів роботи:

- 1) електрична машина є єдиною рушійною силою;
- 2) двигун внутрішнього згорання є єдиною рушійною силою;
- 3) двигун внутрішнього згорання та електричні машини працюють комбіновано;
- 4) режим рекуперативного гальмування транспортного засобу;
- 5) двигун внутрішнього згорання є єдиною рушійною силою, а надлишкова потужність двигуна внутрішнього згорання перетворюється на електроенергію та накопичується в системі акумуляторів;
- 6) двигун внутрішнього згорання заряджає систему акумуляторів (також акумулятор може отримувати енергію від рекуперативного гальмування).

Архітектура послідовного гібридного електромобіля забезпечує перевагу для важких транспортних засобів з точки зору спрощення конструкції системи трансмісії і більшої рушійної сили, але вимагає значного простору для розміщення обладнання. Ця архітектура не підходить для легких транспортних засобів, де простір обмежений, і його необхідно ефективно використовувати.

Послідовно-паралельний гібридний електромобіль. Такий тип електромобіля поєднує дві електричні машини та двигун внутрішнього згоряння, як показано на рис.1.11(d). Найпопулярнішим гібридним електромобілем цього типу на ринку є Toyota Prius.

Послідовно-паралельні гібридні електромобілі використовують малопотужні електричні машини, які можуть виступати як двигун і генератор. Двигун внутрішнього згоряння під'єднаний до електричних машин через механічну трансмісію. На прикладі HEV Toyota Prius можна побачити, що у якості механічної трансмісії виступає планетарна система передач (рис.1.12). Така системи передач дозволяє рушійній системі мати набагато більшу гнучкість, досягаючи різних вимог до руху. Вона також дозволяє реалізовувати багато різних режимів низької потужності, вибираючи відповідні комбінації джерел живлення.

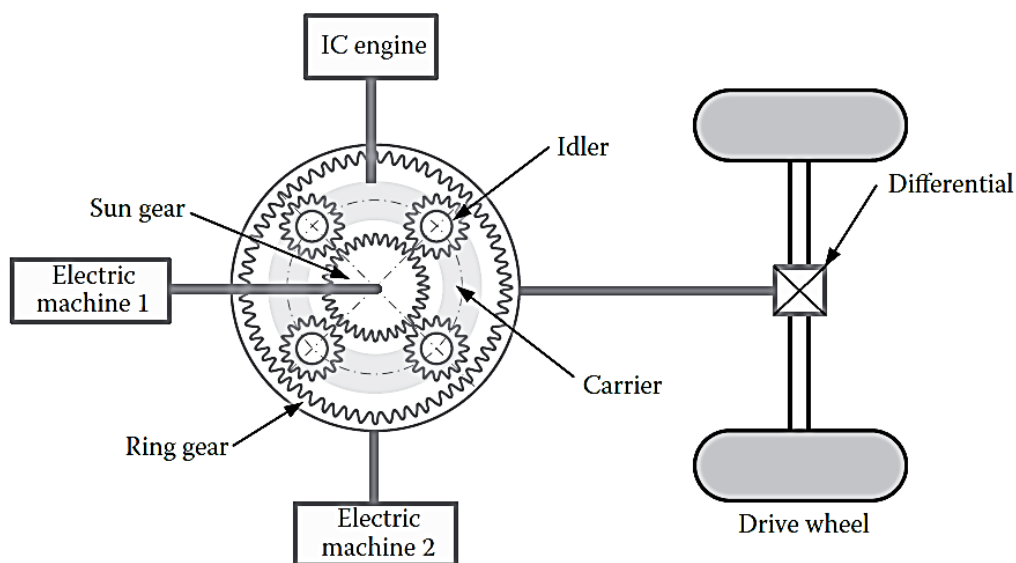


Рис. 1.12. Трансмісія HEV Toyota Prius [1]

Гібридний електромобіль з підзарядкою. PHEV зазвичай є або паралельними гібридними електромобілями, або послідовно-паралельними гібридними електромобілями. Основна відмінність PHEV від паралельного гібридного електромобіля (рис.1.11(b)) полягає у порівняно більшій електричній силовій установці та меншій силовій установці на базі двигуна внутрішнього згоряння. Крім того, гібридний електромобіль, що підключається до мережі, включає зовнішній зарядний пристрій, і його можна використовувати для заряджання акумулятора від мережі. Завдяки більшій потужності електричної силовій установці, гібридні електромобілі, що підключаються до мережі, мають вищу здатність до рекуперативного

гальмування порівняно з традиційними гібридними електромобілями. PHEV найбільш ефективні на міських циклах водіння.

1.4. Основні компоновки електросилових агрегатів

1.4.1. Електросилові агрегати BEV

Загальну компоновку електросилового агрегата електромобіля типу BEV представлено на рис.1.13.

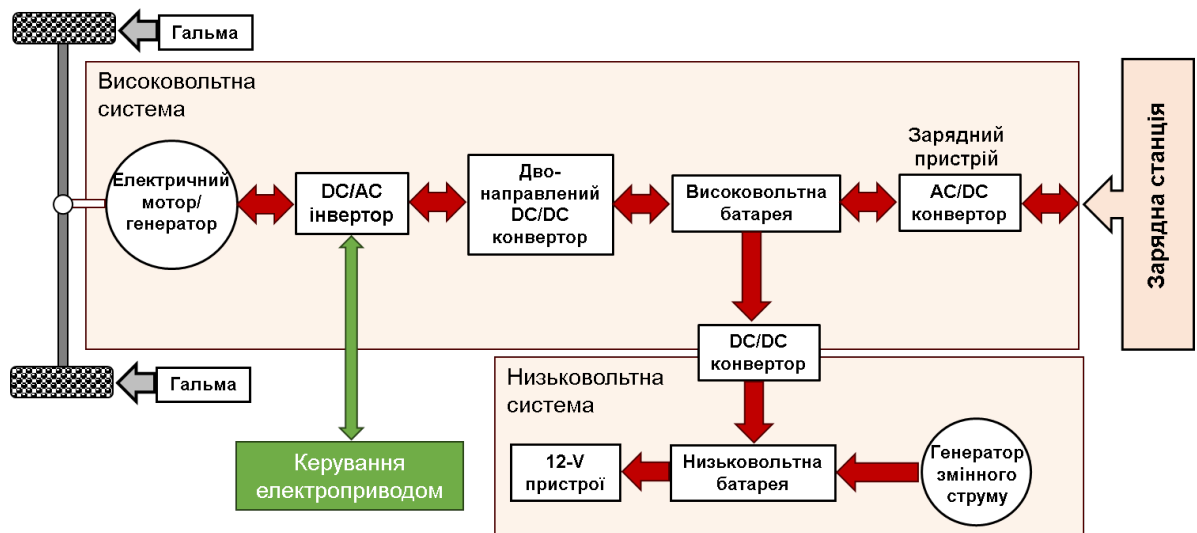
Електричний мотор/генератор перетворює електричну енергію на механічну у режимі двигуна і, навпаки, механічну енергію у електричну у режимі генератора шляхом електромеханічного перетворення енергії. Він відіграють фундаментальну роль у електромобілі.

Електричні машини в електромобілі мають специфічні вимоги щодо об'єму, ваги, роботи за високих температур, продуктивності, надійності та, особливо, вартості. Необхідно, щоб тягові електродвигуни електромобілів мали високі питому потужність, кВт/кг і щільність потужності, кВт/л, невисоку вартість \$/кВт та високий ККД. Крім того, надійна робота в суворих умовах навколишнього середовища та температури є обов'язковою умовою, поряд зі структурною цілісністю.

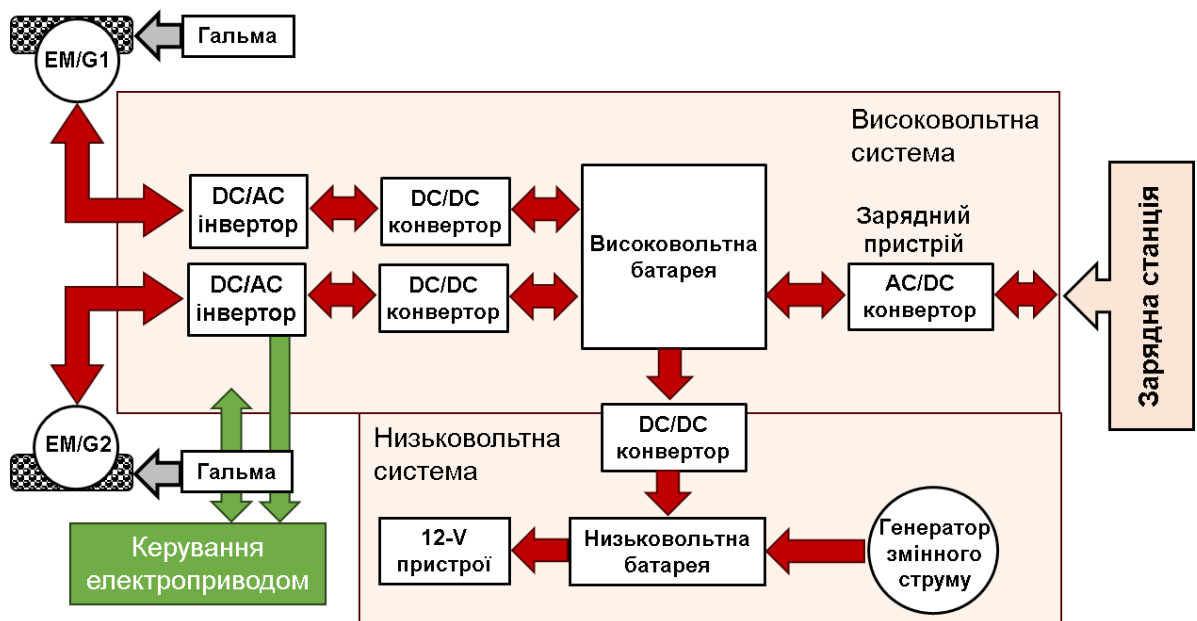
DC/AC інвертор призначений для перетворення електричної енергії постійного струму від високовольтної батареї у електричну енергію змінного струму для живлення електричної машини. В залежності від типу електричної машини інвертор має відповідну архітектуру. За допомогою керування інвертором відбувається зміна параметрів режиму роботи електричної машини, її швидкості і моменту.

DC/DC конвертор використовується для керування параметрами режимів передачі електричної енергії постійного струму. Наприклад, двонаправлений DC/DC конвертер адаптує напругу живлення постійного струму від високовольтної батареї до величини напруги, на яку розрахований DC/AC інвертор і електрична машина. Або DC/DC конвертор для низьковольтної батареї конвертує напругу високовольтної батареї до рівня напруги низьковольтної.

Відповідно до рис.1.13 відбувається під'єднання акумуляторної батареї (battery pack BP) до тягового DC/AC інвертора (inverter) через DC/DC конвертер (converter) (рис.1.14). Таку топологію електросилового агрегата мають, наприклад, Toyota Hybrid System II: Camry 2007, Prius 2010.



а)



б)

Рис.1.13. Загальна компоновка електросилового агрегата:
а) з приводом переднього мосту; б) з передніми мотор-колесами

У даній топології DC/DC перетворювач постійного струму підвищує напругу акумулятора, щоб отримати необхідну напругу шини постійного струму (DC-link). Таким чином, для одного двигуна можна використовувати різні акумуляторні батареї з різною напругою. Наприклад, у Prius 2010 використовуються три різні напруги кола постійного струму. Крім того, можна забезпечувати регулювання енергії рекуперації на батарею.

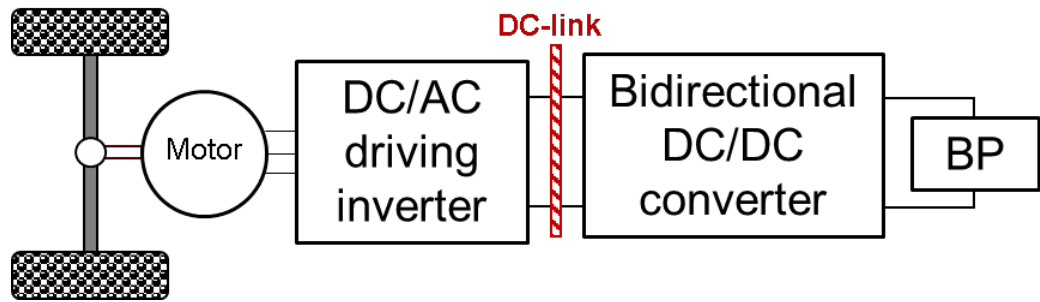


Рис. 1.14. Під'єднання BP до приводного інвертора через DC/DC конвертер

Якщо акумулятор безпосередньо підключити до тягового інвертора (рис.1.15), як, наприклад, у моделей Toyota Hybrid System I, Fiat 500e, то у цій конфігурації потужність батареї визначає потужність системи електропривода, що в деяких випадках може бути недоліком, оскільки обмежує можливості електродвигуна (особливо щодо максимальної швидкості і рекуперації енергії).

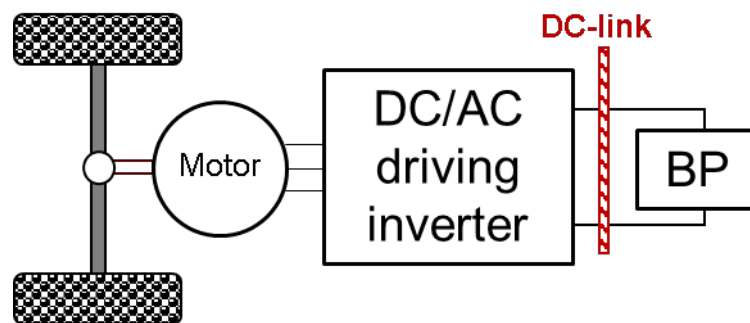


Рис. 1.15. Пряме під'єднання BP до приводного інвертора DC/AC

Якщо використовується гібридний варіант системи зберігання електричної енергії на основі акумуляторної батареї (BP) і суперконденсатора (ultracapacitor UC), то можливі різні комбінації електричного живлення електропривода електромобіля. Наприклад, топологія гібридної пасивної компоновки (рис.1.16) забезпечує простоту та економічну ефективність гібридних систем зберігання електричної енергії (battery energy system BES). У цій топології очікується, що UC працюватиме швидше, ніж батарея, завдяки своїй меншій постійній часу. Вважається, що UC забезпечить перехідні процеси та швидкі зміни потужності, тоді як батарея забезпечує відносно повільно змінний струм через свою повільнішу динаміку. При цьому двонаправлений інтерфейс DC/DC забезпечує рекуперацію енергії гальмування.

Недоліками такої топології є відсутність активного контролера струму батареї, тому струм не контролюється ефективно і також виникає при роботі UC. Крім того, номінальні напруга батареї та UC повинні відповідати одна одній, що накладає додаткові обмеження на конфігурацію системи.

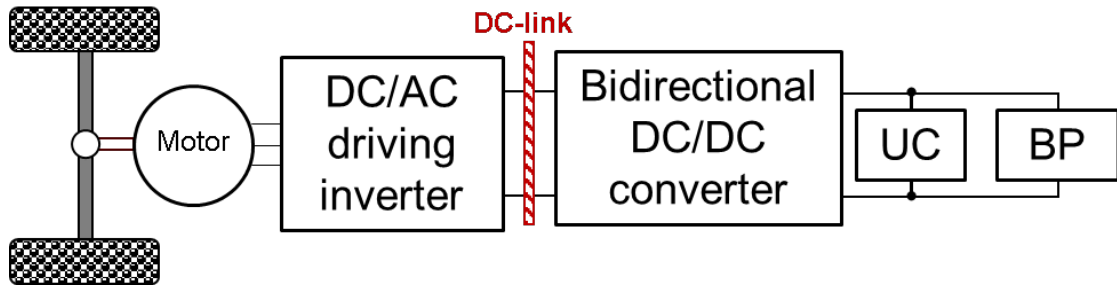


Рис. 1.16. Гібридна пасивна компоновка

Гібридна послідовна (рис.1.17) і гібридна паралельна (рис.1.18) компоновки (UC-DC/DC)/BP мають перевагу над топологією (рис.1.16) у тому, що внесок потужності від UC можна ефективно контролювати. Додатково можна вибрати напругу UC, яка відрізняється від номінальної напруги кола постійного струму. Вхідна напруга на привод двигуна є відносно постійною, і подальше регулювання напруги кола постійного струму не потрібно. Це забезпечує простоту керування. Також, як і у випадку з гібридною пасивною компоновкою, внесок потужності від UC можна ефективно контролювати.

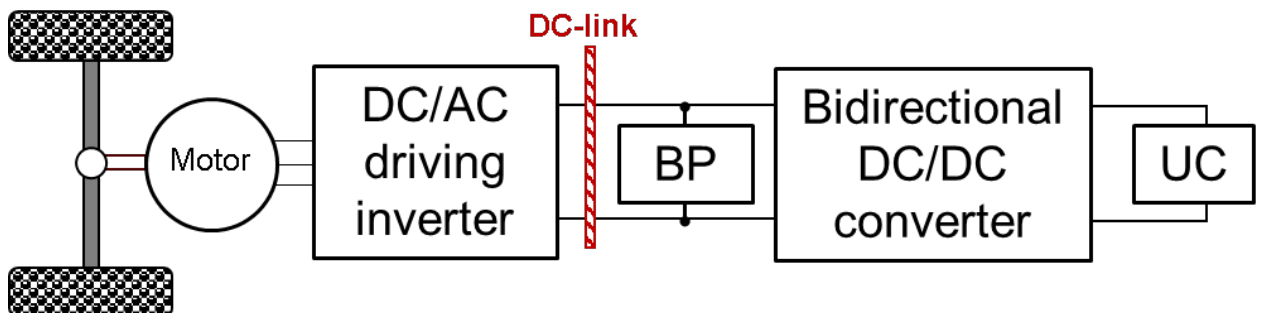


Рис. 1.17. Гібридна послідовна компоновка (UC-DC/DC)/BP

Недоліками топології (UC-DC/DC)/BP є те, що гальмівна енергія, що надходить до акумулятора, не контролюється безпосередньо. Енергія гальмування залежить від рівня потужності, стану заряду батареї (state of charge SOC) і кількості енергії, яку отримує UC. Двонаправлений DC/DC перетворювач повинен працювати належним чином навіть при низьких напругах UC і, отже, при вищих значеннях струму; тому номінальний струм перемикачів та іншої силової електроніки слід вибрати відповідно.

Гібридна послідовна компоновка (BP-DC/DC)/UC (рис.1.19) дозволяє UC під час гальмування заряджатися безпосередньо від ланки постійного струму, і деяка частина енергії гальмування, відповідним чином обмежена струмом, може бути передана акумулятору.

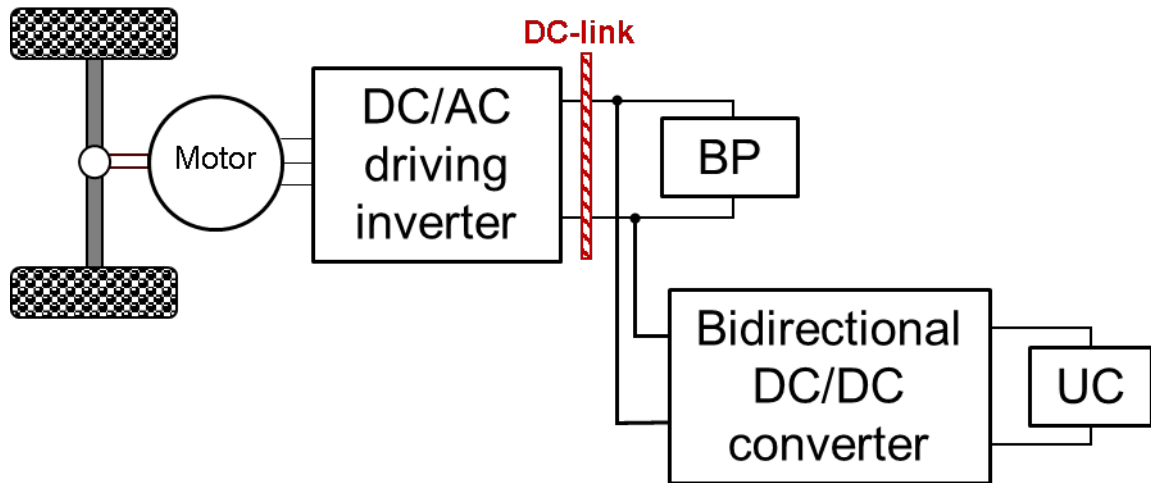


Рис. 1.18. Гібридна паралельна компоновка (UC-DC/DC)/BP

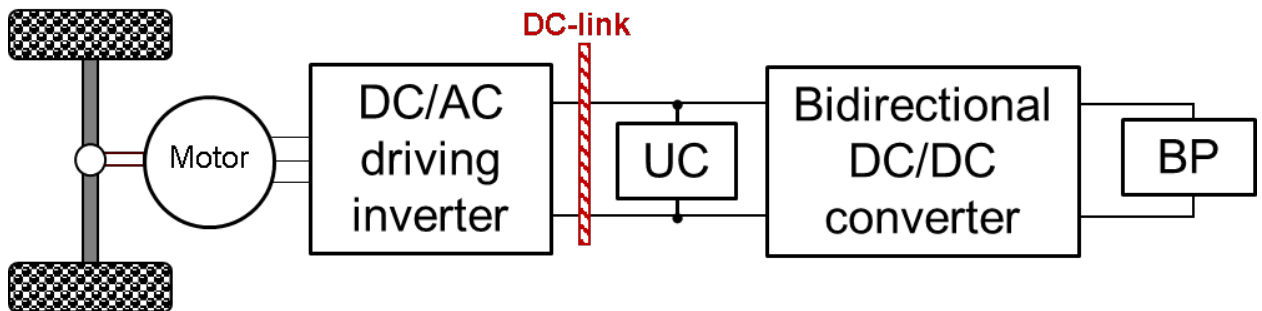


Рис. 1.19. Гібридна послідовна компоновка (BP-DC/DC)/UC

Для простоти та економічності DC/DC конвертер акумуляторної батареї може бути односпрямованим. Акумуляторна батарея може отримувати заряд лише від бортового генератора або зовнішнього джерела, а UC може бути єдиним пристроєм, відповідальним за уловлювання енергії гальмування.

Основною перевагою даної топології є те, що напруга батареї може підтримуватися на нижчому порівняно із попередніми компоновками рівні. Оскільки UC безпосередньо підключено до кола постійного струму, він діє як низькочастотний фільтр і реагує на швидкі перехідні процеси навантаження.

Однак, акумуляторну батарею слід контролювати таким чином, щоб вона постійно підтримувала відповідну напругу в ланці DC-link. Стратегія керування для акумуляторної батареї може бути розроблена так, щоб вона забезпечувала середні та повільно змінювані навантаження, тоді як UC постачав решту, діючи як буфер із швидшою динамікою. Якщо UC має недостатньо великий розмір або постійно заряджається, напруга кола постійного струму може коливатися в широкому діапазоні, і в цьому випадку інвертор двигуна має бути здатний працювати у широкому діапазоні вхідної напруги.

У конфігурації гібридної каскадної компоновки (BP-DC/DC)/(UC-DC/DC) напруга батареї та напруга UC відокремлені від напруги системи та одне від одного (рис.1.20).

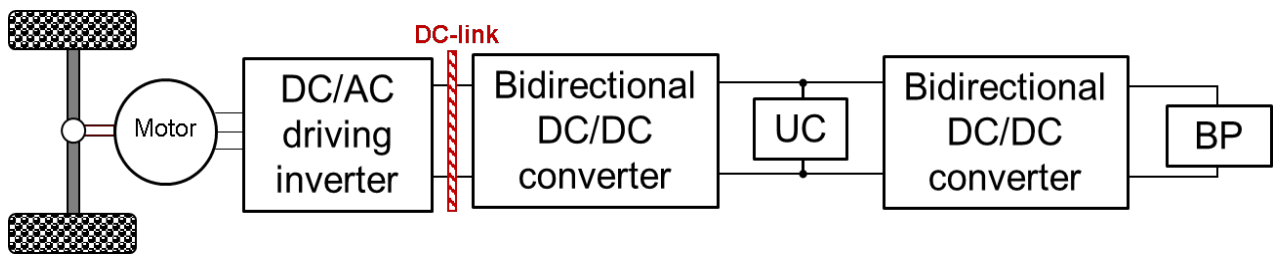


Рис. 1.20. Гібридна каскадна компоновка (BP-DC/DC)/(UC-DC/DC)

UC-DC/DC перетворювач повинен забезпечувати стабільну роботу в широкому діапазоні вхідної напруги. Ним керується ланка DC-link, а BP-DC/DC перетворювачем можна керувати так, щоб він забезпечував більш плавний профіль струму під час роботи.

При такій компоновці акумуляторний перетворювач може бути однонаправленим перетворювачем для простоти керування та конфігурації. Основним недоліком топології каскадного перетворювача є те, що при низькому рівні потужності акумулятора можуть виникнути додаткові втрати, оскільки між акумулятором і ланкою постійного струму є два каскадних перетворювача.

Як і в компоновках (рис.1.17) та (рис.1.18), положення батареї та UC у топології (рис.1.20) можна поміняти. Це призводить до іншої топології каскадних перетворювачів – гібридної каскадної компоновки (UC -DC/DC)/(BP -DC/DC) (рис.1.21).

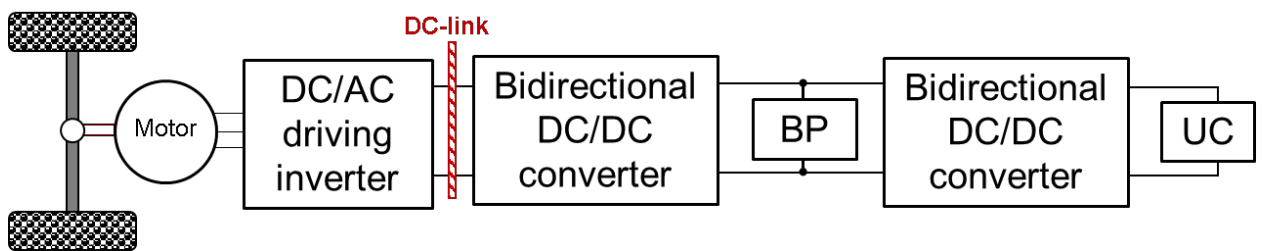


Рис. 1.21. Гібридна каскадна компоновка (UC -DC/DC)/(BP -DC/DC)

Однак у цьому випадку внесок потужності від UC може призвести до більшого коливання напруги, що подається на клемах акумулятора. З іншого боку, оскільки батарея є накопичувачем енергії на стороні ланки постійного струму (DC-link), регулювання напруги ланки постійного струму може бути легко здійснено завдяки майже постійній напрузі батареї.

Топологія гібридної паралельної компоновки (BP-DC/DC)/(UC-DC/DC) пропонує найвищу гнучкість і кращу функціональність, ніж топологія каскадних перетворювачів (рис.1.22).

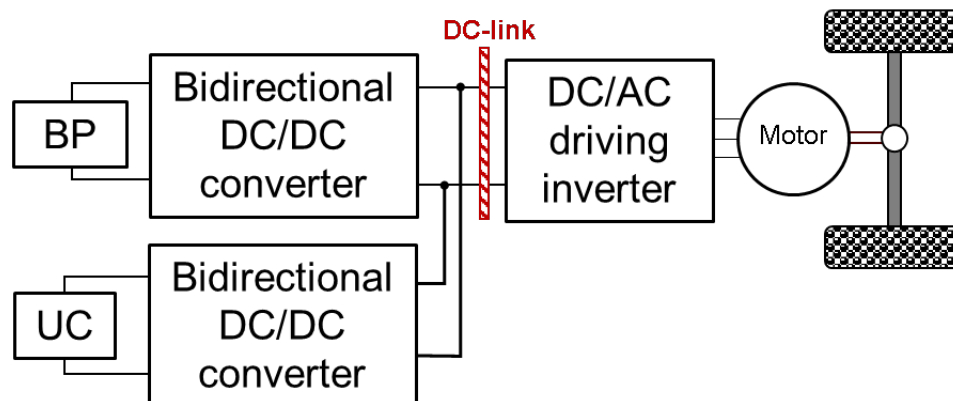


Рис. 1.22. Гібридна паралельна компоновка (BP -DC/DC)/(UC -DC/DC)

Напруги батареї та UC розв'язані один від одного, а також від напруги кола постійного струму. Батарея може працювати в режимі керування струмом, забезпечуючи усереднені та згладжені зміни навантаження протягом певного періоду часу. Тим часом UC працюватиме в режимі керування напругою, підтримуючи майже постійну напругу в ланці постійного струму. Таким чином, UC забезпечуватиме швидкі зміни навантаження та перехідні процеси як під час швидкого прискорення, так і раптового гальмування. При цьому забезпечується вища надійність, оскільки одне джерело може продовжувати працювати навіть у разі відмови іншого.

1.4.2. Електросилові агрегати HEV

Для гібридних електромобілів звичайний силовий агрегат поєднується із електричним силовим агрегатом.

Звичайний силовий агрегат включає бензиновий або дизельний двигун (з допоміжним обладнанням та системою керування), трансмісію (зі зчепленнями, гідравлікою та контролером) і трансмісію (передній привод, 2WD, 4WD). Основна функція силового агрегату полягає у створенні крутного моменту на ведучих колесах для задоволення потреб водія та вимог системи транспортного засобу, шляхом регулювання крутного моменту коленвала двигуна та вибору передачі коробки передач. Очевидно, що ICE є перетворювачем енергії для виробництва механічної роботи шляхом перетворення хімічної енергії палива, а паливний бак є накопичувачем енергії.

Електричний силовий агрегат можна визначити таким же самим чином, починаючи з джерела електричної енергії до механічної роботи на ведучих колесах. Відповідно до визначених трансмісій HEV (рис.1.11) маємо різні варіанти силової електричної установки.

У послідовному гібриді рух забезпечується тяговим електродвигуном або електродвигунами; ICE та генератор відокремлені від трансмісії, як показано на рис. 1.23.

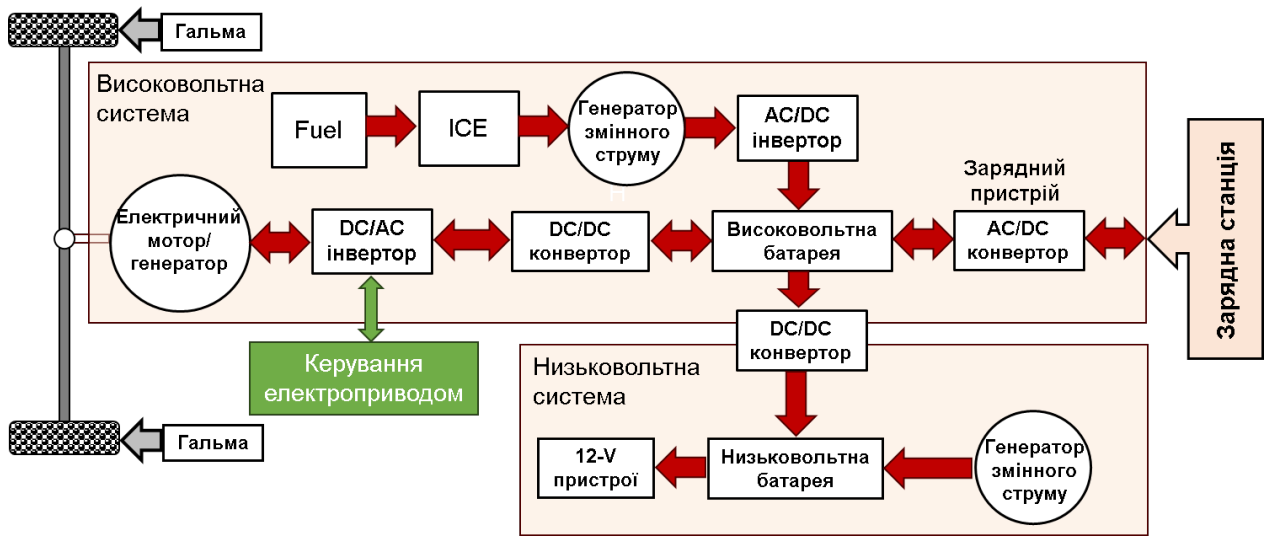


Рис. 1.23. Компонівка електросилового агрегата послідовного гібрида

У паралельному гібриді як електродвигун, так і двигун внутрішнього згоряння можуть безпосередньо сприяти руху. Якщо зчеплення увімкнене, крутний момент двигуна та крутний момент електродвигуна є адитивними; іншими словами, вони працюють паралельно, як показано на рис.1.24.

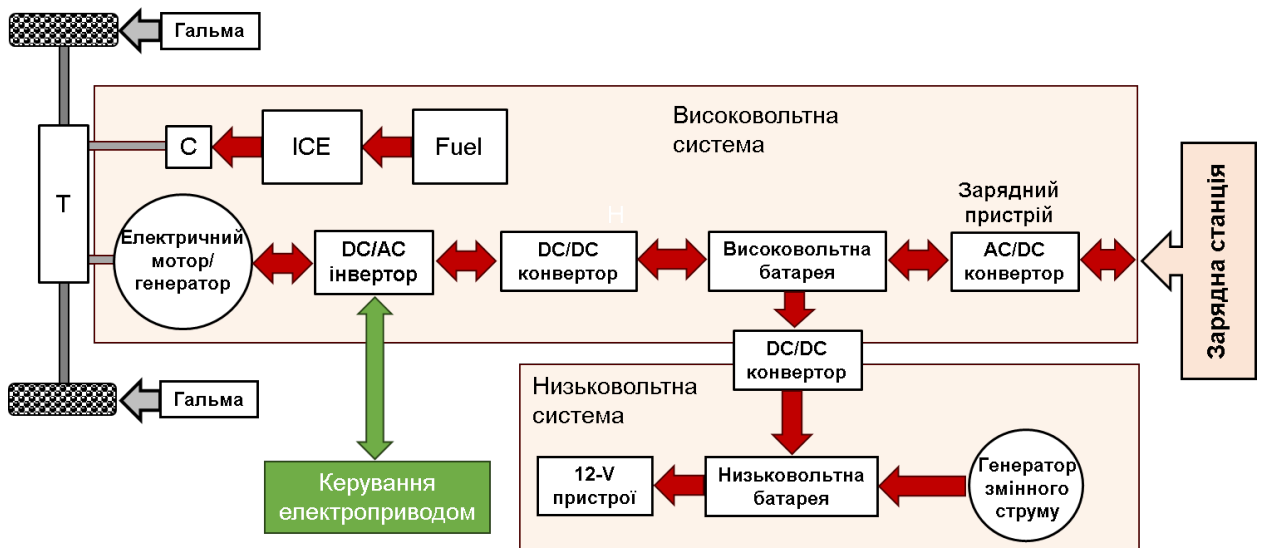


Рис. 1.24. Компонівка електросилового агрегата паралельного гібрида

Послідовно-паралельно-гібридна система електромобілів (рис.1.11(d)) поєднує послідовно-гібридну та паралельно-гібридну конфігурації. Цей підхід нібито забезпечує переваги обох, але він є складнішим та дорожчим. Ускладнення частково пов'язані з планетарним редуктором (рис.1.12).

1.4.3. Електросилові агрегати PHEV

Режими роботи гібридних електромобілів PHEV значною мірою залежать від рівня заряду акумулятора (SOC). Стан акумулятора (SOC) – це термін, що описує поточний стан акумулятора від 0% до 100%, де 0 означає порожній акумулятор, а 100 – повністю заряджений. Для порівняння, гібридні електромобілі HEV зазвичай залишають рівень заряду акумулятора у вузькому діапазоні, наприклад, 60%, щоб оптимізувати його продуктивність та забезпечити необхідний термін служби. Однак гібридні електромобілі PHEV зазвичай потребують більшої глибини розряду (Depth of discharge DOD) через вищу залежність від джерела електроенергії.

Через відмінності в режимах роботи PHEV від HEV, режими роботи PHEV частіше класифікуються за набором специфічних режимів роботи: CD (Charge depleting) – режим виснаження заряду, CS (Charge sustaining) – режим підтримки заряду, AER (all-electric range) режим та режим обслуговування двигуна (engine-maintenance mode). На рис.1.25 показано порівняння вказаних режимів для гібридів HEV і PHEV.

Режим CD стосується режиму роботи PHEV, у якому заряд акумулятора в середньому зменшується. Цей режим часто використовується на першому етапі роботи PHEV, коли заряд акумулятора достатній для живлення транспортного засобу переважно електроенергією протягом певного діапазону. Він надає пріоритет використанню електроенергії, забираючи більшу частину енергії з акумуляторної батареї, доки заряд акумулятора залишається вище заданого порогу. Однак, якщо необхідна потужність перевищує потужність акумулятора, ІСЕ також працюватиме, щоб допомогти електромобілю, збільшуючи вихідну тягову потужність.

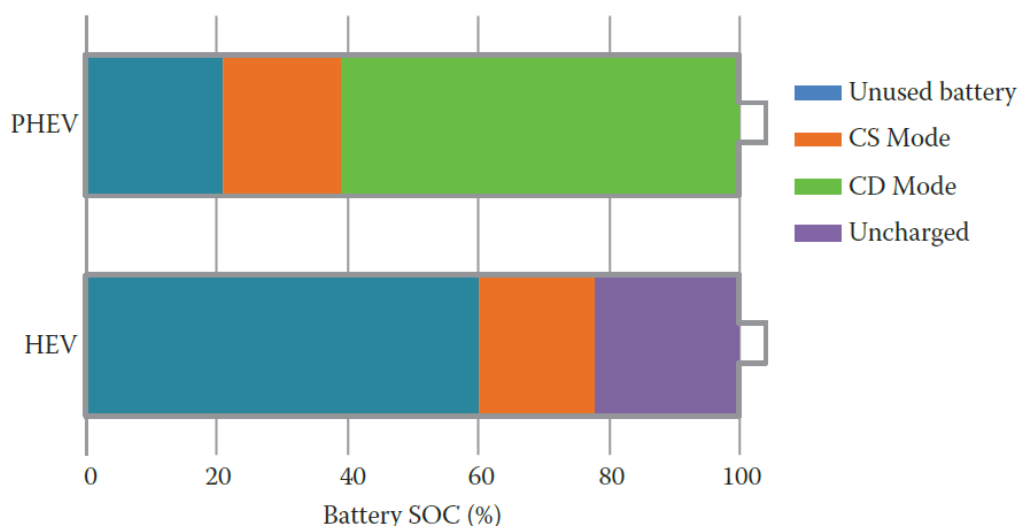


Рис. 1.25. Порівняння режимів роботи акумуляторних батарей для HEV і PHEV [1]

У режимі CS заряд акумулятора в середньому підтримується з невеликими коливаннями на певному рівні. Режим CS використовує як електродвигун, так і двигун внутрішнього згорання, підтримуючи заряд

акумулятора на постійному рівні. Це еквівалентно режиму роботи HEV, у якому ICE здебільшого працює в межах оптимального діапазону паливної ефективності, а електродвигун відпрацьовує пульсації потужності. ICE і електропривод працюють разом і скоординовано в режимі роботи HEV.

CS режим частіше використовується після проходження діапазону CD, коли заряд акумулятора розряджається до певного низького порогу. Як тільки заряду акумулятора стає недостатньо для самостійного живлення транспортного засобу, починає працювати ICE.

Таким чином, робота в режимі CS значно збільшує запас ходу PHEV порівняно з режимом CD без подальшого збільшення витрат на акумулятор.

Поєднання режимів CD та CS дозволяє використовувати енергію з двох джерел. Електрика виступає основним носієм енергії для руху транспортних засобів у режимі CD. Акумулятори ж можна заряджати від зовнішніх джерел електроенергії і також, працюючи в режимі CS.

Режим AER використовує виключно електроенергію як джерело енергії для живлення транспортних засобів. ICE вимикається під час режиму AER, тоді як електропривод забезпечує рух електромобіля. Режим AER значною мірою схожий на режим CD, за винятком того, що режим AER не використовує ICE для збільшення вихідної потужності. Максимальний запас ходу на одному заряді залежить від ємності бортового акумулятора. Режим AER часто активується вручну, перемикаючись за командою водія транспортного засобу, або для більшої економії палива, або для дотримання правил у певних зонах руху лише на електротязі.

На відміну від інших режимів роботи, режим обслуговування двигуна не призначений для руху PHEV. Натомість, він головним чином функціонує для підтримки роботи двигуна та запобігання застаріванню палива. Це корисно в ситуаціях, коли запас ходу завжди менший, ніж у режимі AER, і транспортний засіб часто заряджається. Таким чином, використовується лише режим AER, і двигун ніколи не запускається, що може спричинити проблеми як з компонентами двигуна, так і з паливом після тривалого часу невикористання.

У конфігурації *послідовного гібридного PHEV* двигун, генератор, акумулятор та електродвигун з'єднані послідовно, а акумулятор може заряджатися від зовнішніх розеток, як показано на рис.1.23. У PHEV акумуляторна батарея забезпечує більшу частину потреб у енергії, а електродвигун відіграє головну роль у русі транспортного засобу. ICE поєднується з генератором, щоб заряджати акумулятор, використовуючи енергію викопного палива. Зазвичай, в архітектурі послідовного PHEV двигун внутрішнього згоряння має невелику номінальну потужність, оскільки він відокремлений від ведучих коліс і в основному використовується для допомоги електродвигуну в досягненні кращих загальних характеристик автомобіля. ICE здебільшого працює в своїх оптимальних для палива областях, тому паливна ефективність значно зростає. Отже, паливний бак можна зменшити до відносно малого розміру.

Відносно велика ємність акумулятора та можливість заряджати автомобіль шляхом підключення до розеток живлення дозволяють

максимально вимикати двигун. Таким чином, послідовні гібриди PHEV зазвичай працюють у режимі переважної роботи на електротязі, доки акумулятор не досягне нижнього порогу заряду. Це допомагає гібридам серії PHEV мати набагато менші втрати потужності на перетворення порівняно з гібридами серії HEV, оскільки в гібридах серії HEV значна частина потужності двигуна втрачається через механіко-електромеханічні перетворення. Рекуперативне гальмування також може бути досягнуто шляхом роботи електричної машини як генератора для перетворення кінетичної енергії в електрику, щоб могла здійснюватися зарядка батареї під час гальмування.

Паралельні гібриди PHEV дозволяють використовувати енергію як від основного, так і від вторинного джерела енергії для руху транспортного засобу (рис.1.24). Як правило, акумулятор служить основним джерелом енергії в паралельній конфігурації PHEV, і його можна заряджати від зовнішніх джерел живлення. Двигун внутрішнього згоряння використовується для безпосереднього приведення в рух ведучих коліс, допомагаючи електродвигуну, коли потрібна додаткова потужність, або він використовується для заряджання акумулятора під час гібридного режиму роботи.

Порівняно з паралельними гібридними електромобілями HEV, паралельні гібридні електромобілі PHEV ще більше зменшують розміри механічної системи живлення, оскільки двигун не використовується для постачання більшої частини потужності. Таким чином, на PHEV встановлюються менші двигуни та менші паливні баки. З іншого боку, PHEV значно збільшують частку потужності від системи електропостачання, надаючи пріоритет електроенергії як основному джерелу енергії.

Електрична система повинна самостійно жити транспортний засіб певний діапазон без допомоги двигуна, тому для реалізації вищої потужності системи електропостачання порівняно з паралельними гібридними електромобілями HEV потрібен набагато більший акумуляторний блок та потужніший двигун.

Складна гібридна компоновка PHEV. Потік потужності в складній компоновці PHEV не відповідає простій послідовній або паралельній схемі. Натомість, механічна та електрична трансмісії енергії взаємодіють одна з одною складним чином, коли зазвичай використовується планетарний редуктор для розподілу та об'єднання потужності. На рисунку 1.26 показано архітектуру типової складної компоновки силового агрегата PHEV.

Спочатку транспортний засіб працює в режимі CD. Електрична машина EM/G1 забезпечує переважну потужність і крутний момент на вихідному валу, тоді як ICE забезпечує потужність лише зрідка, коли потреба в потужності від силового агрегату велика. Потім транспортний засіб працює в режимі CS для збільшення запасу ходу. Як двигун внутрішнього згоряння, так і EM/G1 забезпечують енергію руху, тоді як EM/G2 працює в режимі генерації, заряджаючи акумулятор.

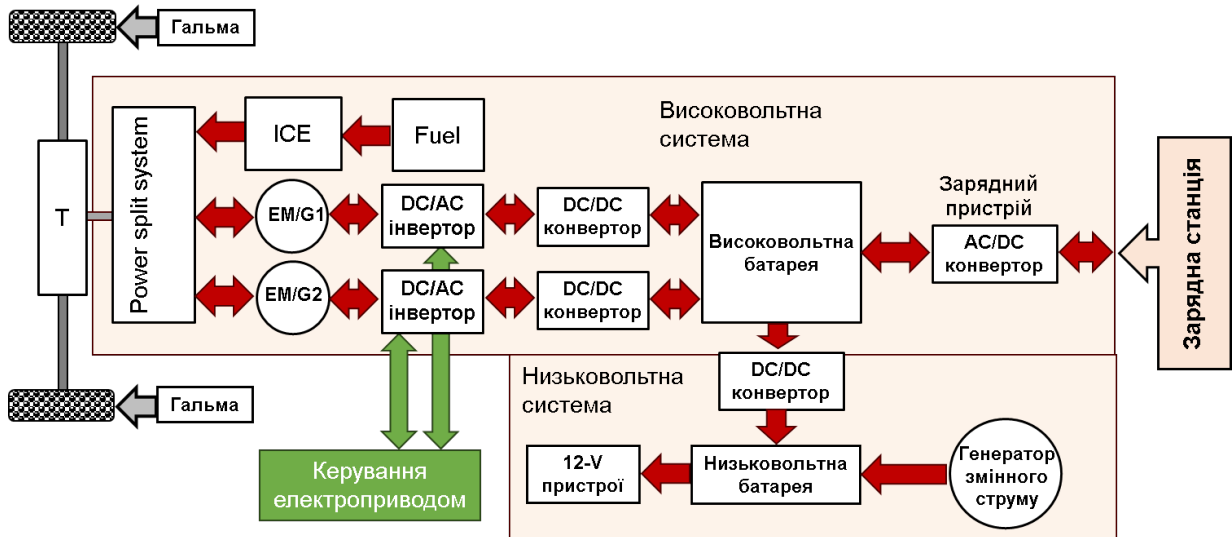


Рис. 1.26. Компоновка електросилового агрегата складного гібрида PHEV

Складні гібриди PHEV поєднують у собі переваги як послідовних, так і паралельних PHEV, коли транспортний засіб рухається як за допомогою механічного, так і електричного привода. На відміну від паралельних PHEV, ICE відокремлений від вихідного валу завдяки системі розподілу потужності (power split system), що дозволяє йому працювати в оптимальних для палива областях. Крім того, складні гібриди мають менші втрати потужності порівняно з послідовними гібридами, оскільки частина потужності двигуна внутрішнього згоряння передається безпосередньо механічним шляхом. Крім того, обидві електричні машини можуть працювати як двигуни або як генератори, що підвищує гнучкість керування системою, а також покращує характеристики керування автомобілем.

2. ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ

2.1. Типи електричних машин для електромобілів

Електродвигун — це пристрій, що перетворює електричну енергію в механічну роботу на основі взаємодії магнітного поля і електричного струму в обмотках, що створює обертальний рух ротора. Основна функція електродвигуна в електромобілі полягає в перетворенні електричної енергії, що зберігається в батареї, в механічну енергію, необхідну для руху транспортного засобу. Електродвигун приводить в дію колеса автомобіля, забезпечуючи плавне та ефективне прискорення, а також можливість рекуперативного гальмування, яке дозволяє відновлювати частину енергії під час гальмування і зберігати її в батареї.

Типове місце розташування електродвигуна в системі електропривода електричного транспортного засобу зображено на рис.2.1 [13].

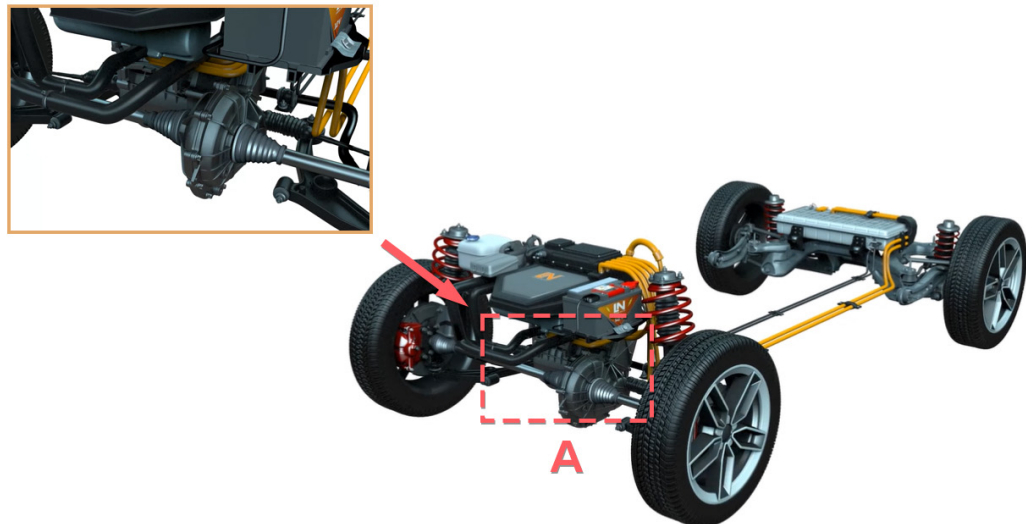


Рис. 2.1. Типове місце розташування двигуна (А) в електричному транспортному засобі

Основними вимогами до електродвигунів електромобілів є:

- висока миттєва потужність та висока щільність потужності;
- високий крутний момент на низьких швидкостях для старту та підйому, а також висока потужність на високій швидкості для крейсерської їзди;
- дуже широкий діапазон швидкостей, включаючи області постійного крутного моменту та постійної потужності;
- швидка зміна крутного моменту;
- висока ефективність у широкому діапазоні швидкостей та крутного моменту;
- рекуперативна гальмівна здатність;

- висока надійність та стійкість до різних умов експлуатації транспортного засобу;
- висока відмовостійкість;
- здатність конвертувати потужність;
- низька загальна вартість.

Типи електричних машин, що використовуються у електромобілях, представлено у вигляді діаграми на рис.2.2.



Рис. 2.2. Типи електричних машин, що використовуються у електромобілях

2.2. Електричні машини постійного струму

У електромобілях раніше використовували майже виключно двигуни постійного струму тому, що існувало джерело постійного струму у вигляді акумулятора в транспортних засобах. Це охоплювало період, коли технології машин постійного струму розвивалися та поступово вдосконалювалися.

Машини постійного струму можуть мати індукційну обмотку збудження або постійні магніти на статорі, ротори мають колектор і щітки для живлення обмоток напругою постійного струму(рис.2.3(a)).

Перевагами цих двигунів може бути здатність забезпечувати максимальний крутний момент на низькій швидкості, а керування швидкістю та крутним моментом є простим, незалежним.

Особливо привабливим варіантом є послідовні двигуни постійного струму. Вони з'єднують поле та ланцюг якоря послідовно та мають унікальну характеристику крутного моменту та швидкості, щоб забезпечити високий крутний момент на низьких швидкостях та низький крутний момент на високих швидкостях. Крім того, вони не потребують окремого джерела збудження. При перевантаженні ефект розмагнічування якоря компенсується посиленням поля. Це в поєднанні робило послідовні двигуни постійного

струму провідною технологією для електрифікованого транспорту до 1980-х років.

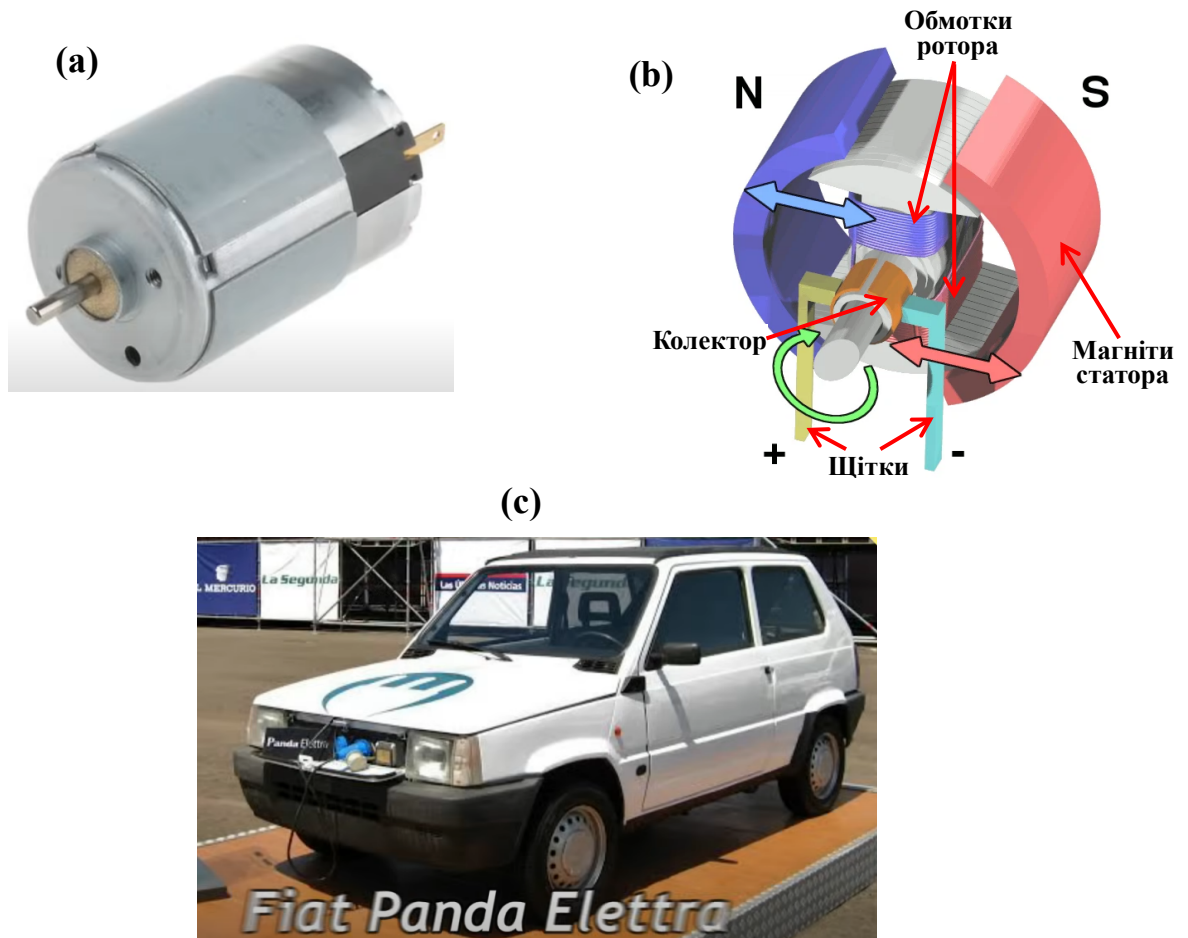


Рис. 2.3. Машини постійного струму: (а)-загальний вид; (б)-конструкція; (с)-електромобіль з машиною постійного струму

Недоліками машин постійного струму, з іншого боку, є громіздка конструкція (рис.2.3(б)), низький ККД, тепло, що утворюється через щітки, та пов'язане з цим зниження ККД. Тепло також важко відводити, оскільки воно утворюється в центрі ротора.

З цих причин щіткові машини постійного струму у більшості не використовуються в електромобілях, хоча їх все ще можна знайти в електромобілях, таких як Danavolt від Peugeot Citroen, Fiat Panda Elettra (рис.2.3(с)).

2.3. Асинхронні машини

Асинхронні машини характеризуються трифазними обмотками змінного струму, розташованими на статорі, та короткозамкненими мідними обмотками (або литими алюмінієвими стрижнями) на роторі, як показано на рис.2.4(а).

Для обертання трифазного двигуна необхідно, щоб в його статорі утворювалось обертове магнітне поле, що досягається шляхом живлення обмоток статора трифазною змінною напругою (рис.2.4(б)).

Через одну з котушок (обмоток) статора протікає синусоїдальний струм. В результаті чого, утворюються магнітний потік та магніторушійна сила, що пропорційні струму. Сила магнітного поля при цьому також змінюється синусоїдально. Змінний струм, проходячи через обмотку кожної з фаз, зсунутих одна відносно одної у просторі на кут 120 градусів, створює змінні магнітні поля, які також зсунуті один відносно одного на кут 120 градусів (рис.2.5). Амплітуда та напрямок магнітного поля кожної фази позначені на рисунку за допомогою вектора, який постійно змінює свою довжину, але зберігає положення. Напрямок поля вказується напрямком результуючого вектора. В результаті взаємодії цих полів утворюється обертове магнітне поле з постійними синхронною кутовою швидкістю і амплітудою, яке впливає на ротор двигуна, змушуючи його обертатися (рис.2.6).

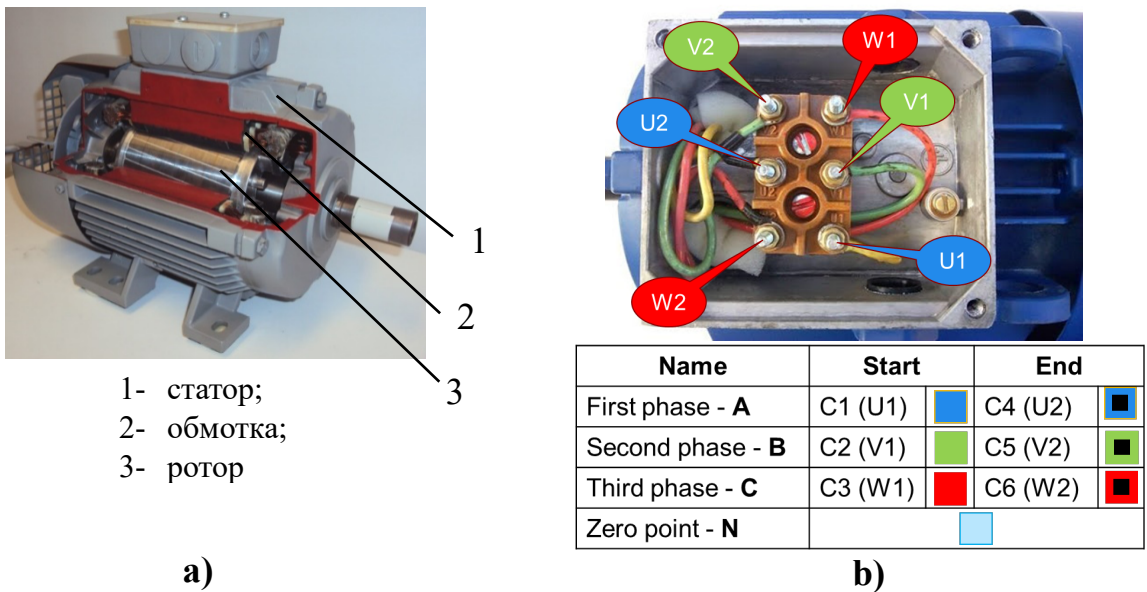


Рис. 2.4. Асинхронна машина

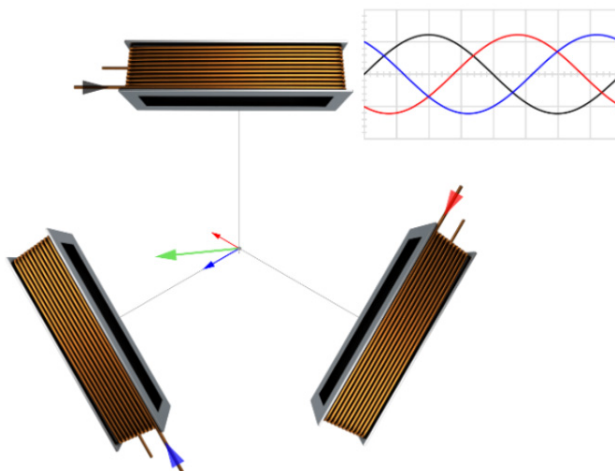


Рис. 2.5. Обмотки фаз статора

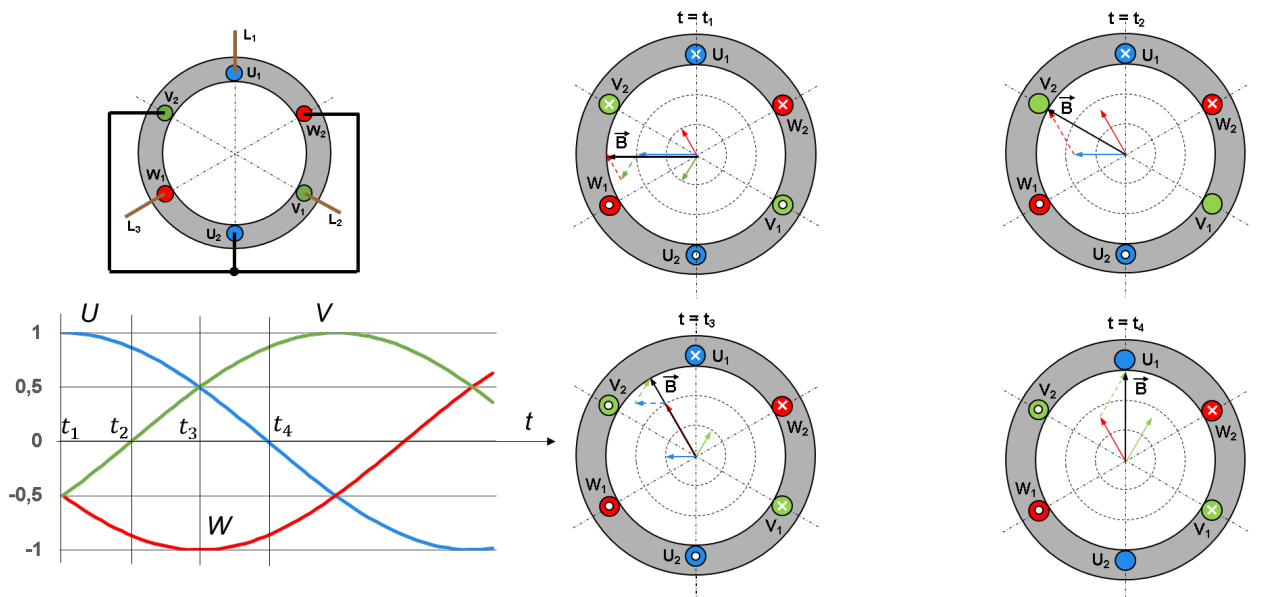


Рис. 2.6. Обертове магнітне поле

Асинхронні машини генерують крутний момент на основі сили, що створюється струмами ротора, які індукуються обертним полем повітряного зазору, що генерується струмами статора. ЕРС, а отже, і напруга, індукуються на провідниках ротора, коли змінна в часі магнітна індукція пройде через замкнуту поверхню провідника (рис.2.7). Якщо ротор обертається з синхронною швидкістю, обертове магнітне поле повітряного зазору не зможе пройти через поверхню провідника, і не індукуються напруга, струм, сила і, отже, крутний момент. Тому в асинхронній машині швидкість обертання ротора трохи нижча за синхронну швидкість обертання магнітного поля статора і становить до 5% при повній ефективності. Таке відставання називають терміном *ковзання* (slip).

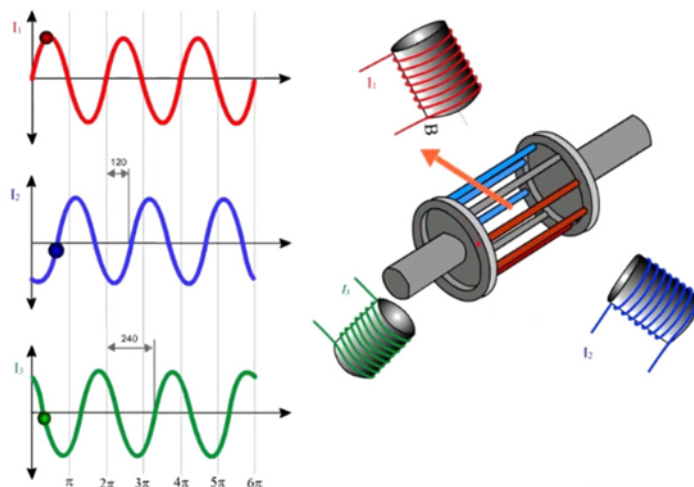


Рис .2.7. Взаємодія магнітного поля статора і обмоток ротора

Асинхронні двигуни з короткозамкненим ротором відомі своєю простотою, міцністю, дешевизною та надійністю. Якість керування крутним моментом та швидкістю за допомогою векторного керування є такою ж, як і у приводах двигунів постійного струму.

Однак недоліками асинхронних машин є низька ефективність через наявність ковзання, низький коефіцієнт потужності та низька ефективність використання приводного інвертора, що обмежує використання асинхронних машин у потужних приводах електромобілів та при високошвидкісній роботі електромобілів.

Асинхронні двигуни зазвичай використовуються у базових моделях Tesla, таких як Model S та Model 3, Audi Q8 e-tron 55, Toyota RAV 4. Прикладами електромобілів з асинхронним двигуном є Silverado від Chevrolet, Durango від Daimler Chrysler, X5 від BMW та Kangoo від Renault [17].

2.4. Безколекторні машини постійного струму (BLDC motor)

Безколекторна машина постійного струму (Brushless direct current motor) представлена на рис.2.7(a). Ротор цього двигуна виготовлений з полімерних металів (найчастіше NdFeB), статор живиться постійним струмом від джерела постійного струму через декодер (рис.2.7.(b)). Такий *тип електричного двигуна* ще називається *трапеціоїдного типу* через вид ЕРС в обмотках статора.

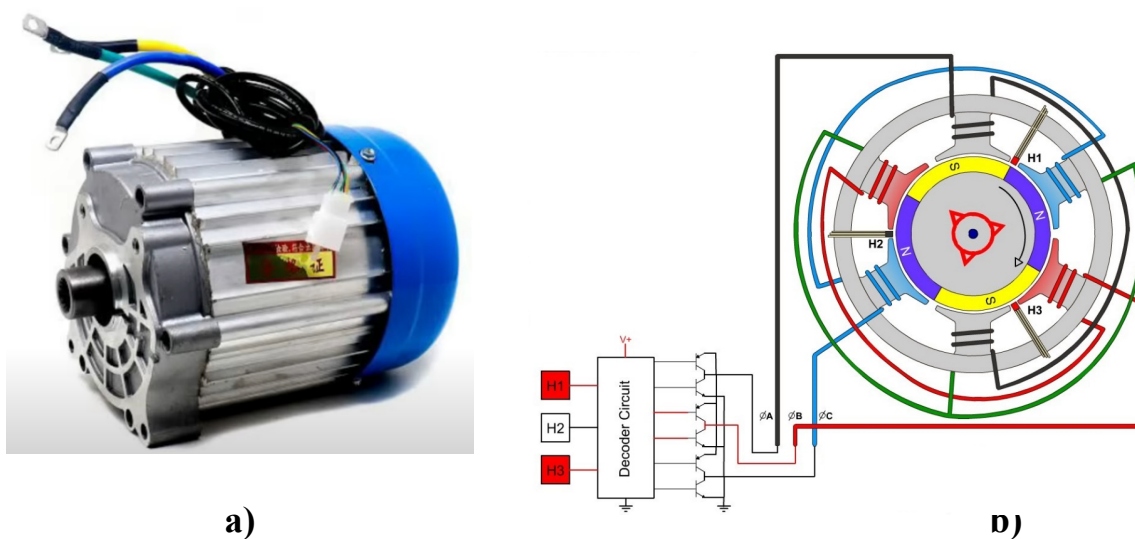


Рис. 2.8. Безколекторна машина постійного струму

Для прикладу розглянемо найпростіший випадок, коли дуга магнітного полюса ротора дорівнює 180° , а обмотка статора є трифазною з двома пазами на фазу. Індукцію постійних магнітів у повітряному проміжку, нехтуючи будь-якими коливаннями, можна вважати прямокутною хвилею (див. рис.2.9,1; рис.2.9,2a). При зміні положення магнітів відносно обмоток ($A_1 - A_1$) та ($A_2 - A_2$) на певний кут θ відбувається зміна потокозчеплення $\Psi(\theta)$ магнітного поля магнітів з обмотками (рис.2.9,2b). Оскільки обмотки статора зсунуті у просторі одна від одної на кут θ_{12} , то відповідно, буде кутовий лаг θ_{12} і у зміні

потокосцеплень з цими обмотками. Через зміну потокосцеплень з обмотками при обертанні ротора з постійною кутовою швидкістю $\omega = d\theta/dt$ в обмотках наводиться ЕРС постійної амплітуди (рис.2.9,2с,d). Загальна ЕРС обох обмоток є сумою ЕРС кожної з них. Апроксимація результируючих прямокутників сумарної ЕРС представляє собою трапецію (рис.2.9,2е).

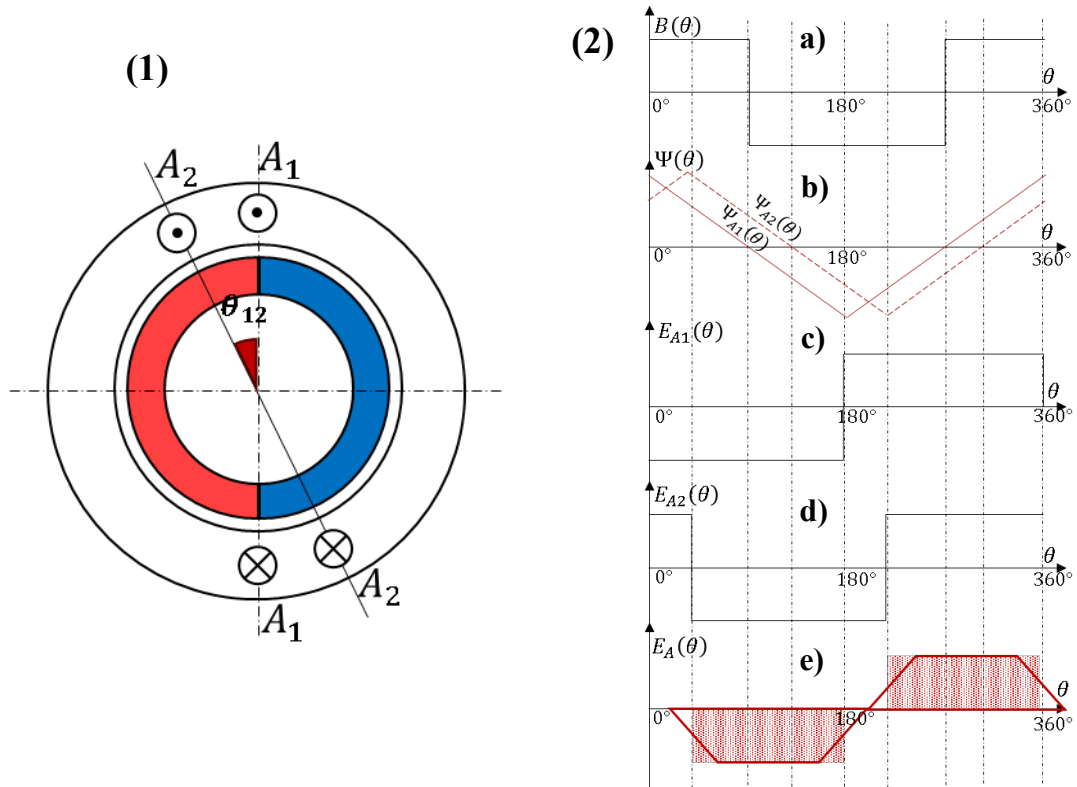


Рис. 2.9. Принцип роботи BLDC мотора

У випадку, коли у обмотки статора подається постійна напруга, то струм обмоток статора створює відповідне магнітне поле, і постійні магніти ротора орієнтуються відносно напрямку магнітного поля статора. Якщо на статорі розташована трифазна система обмоток, що створює почергову орієнтацію магнітного поля статора відносно кожної фази, куди подана напруга постійного струму, то виникає обертальний рух магнітів із кутовою швидкістю, що визначається швидкістю перемикання напруги у фазах.

Для синхронізації руху ротора з перемиканнями напруги у фазах статора необхідно мати контролер перемикання ключів (декодер) і датчики положення ротора (рис.2.10). Датчики положення ротора (датчики Хола), п.1 надають інформацію у вигляді цифрового коду про положення ротора на декодер (Commutation Logic), п.2, який визначає відповідну послідовність комутації транзисторів інвертора, п.4. Швидкість комутації визначає регулятор швидкості (Speed Controller), п.3, який отримує інформацію від датчика швидкості (Speed Transducer).

Коли двигун з'єднаний зіркою, тільки дві фази можуть проводити струм у будь-який момент часу, і, отже, лише два транзистори повинні проводити

протягом будь-якого періоду перемикання. Ідеалізовані фазні струми показані на рис.2.11. Вони мають ширину 120° . Послідовність перемикання пристрою на рис.2.11 організована для отримання збалансованого трифазного живлення двигуна (рис.2.12).

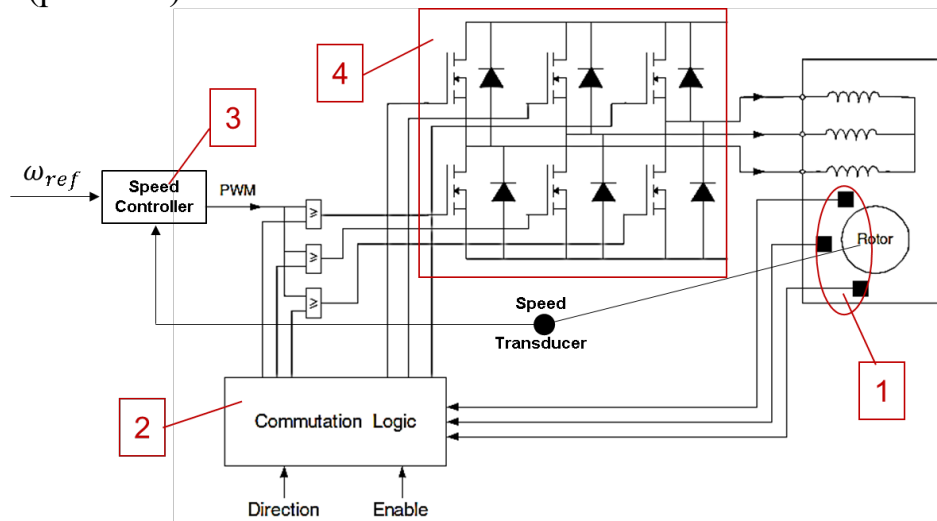


Рис. 2.10. Система керування BLDC мотора

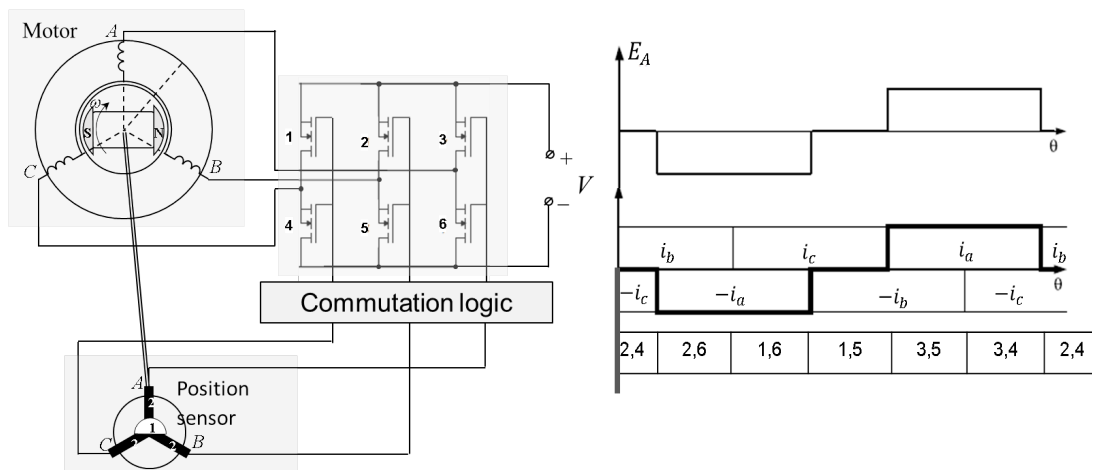


Рис. 2.11. Логіка перемикання ключів інвертора BLDC мотора

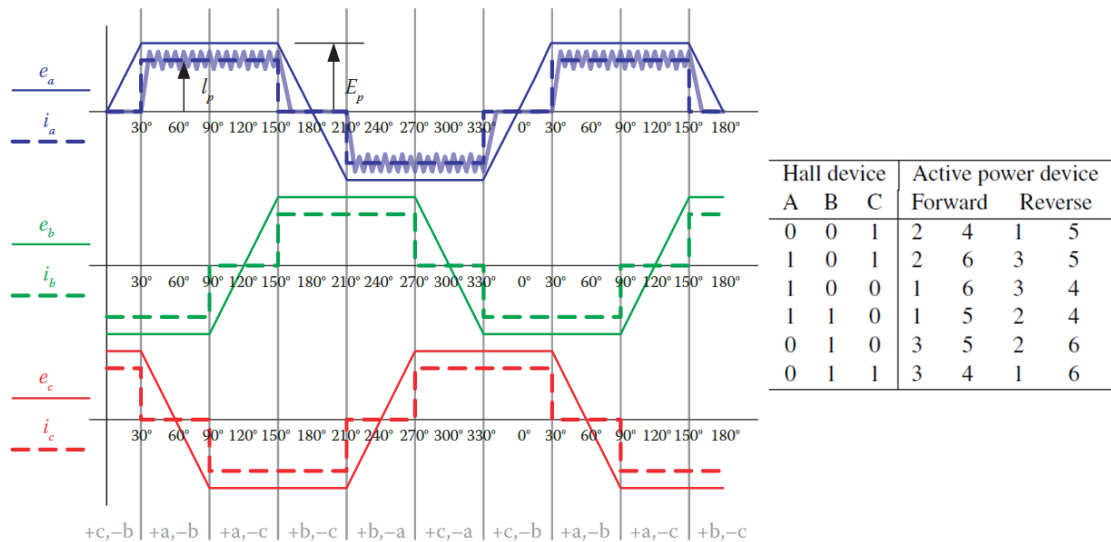


Рис. 2.12. Система трифазного живлення BLDC мотора

Оскільки машина BLDC працює шляхом подачі напруги та регулювання струму в двох із трьох фаз одночасно, а третя фаза протягом цього часу розімкнута, то сумарний вектор магніторушійної сили F_s обертається, залучаючи у обертання ротор з магнітами (рис.2.13).

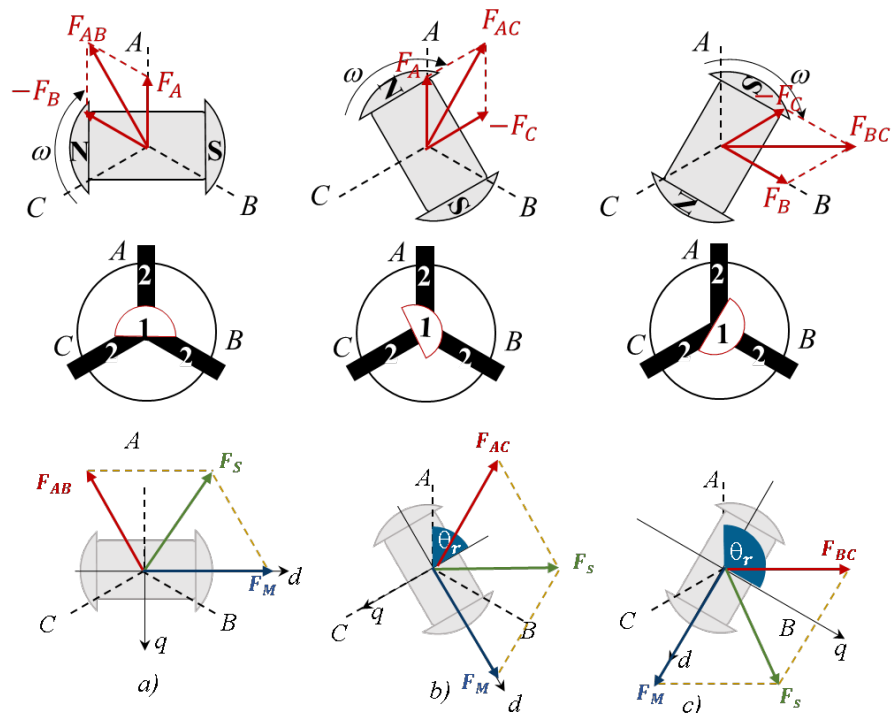


Рис. 2.13. Сумарний вектор магніторушійної сили F_s BLDC мотора

Механічні характеристики BLDC двигуна подібні до механічних характеристик двигунів постійного струму (рис.2.14). Вони мають нахил в залежності від величини активного опору обмоток статора, швидкість ідеального холостого ходу залежить від величини напруги живлення фаз.

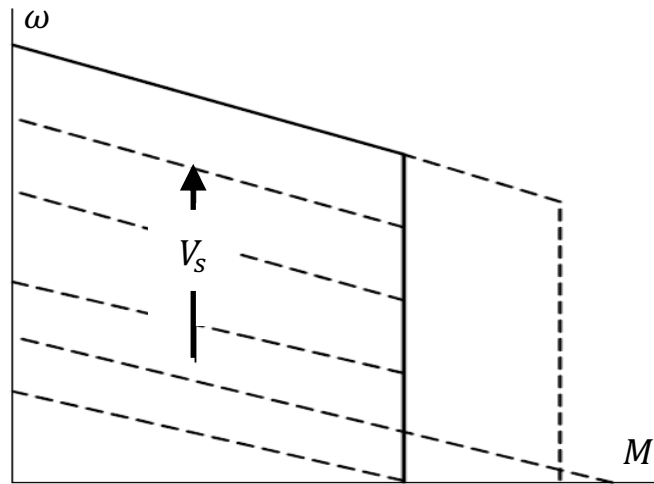


Рис. 2.14. Механічні характеристики BLDC двигуна

Оскільки в роторі немає обмоток, то втрати міді в роторі відсутні. Це робить його більш ефективним, ніж асинхронні двигуни. Цей двигун також легший, менший, краще розсіює тепло (оскільки воно генерується в статорі), надійніший, має більшу щільність крутного моменту та питому потужність.

Однак цей тип електричної машини має обмежену здатність послаблювати поле, має досить короткий діапазон постійної потужності. Крутний момент зменшується зі збільшенням швидкості через зворотну ЕРС, що створюється в обмотках статора. Використання постійних магнітів збільшує вартість.

Машини BLDC корисні для використання в невеликих автомобілях, що потребують потужності до 60 кВт.

2.5. Синхронні машини з постійними магнітами (PMSM)

Синхронні двигуни з постійними магнітами (Permanent Magnet Synchronous Motor) мають постійні магніти на роторі та трифазні обмотки змінного струму на статорі (рис. 2.15). Це *синусоїдальний тип синхронної електричної машини з постійними магнітами* через:

- синусоїдальний потік повітряного зазору, створюваний декількома роторними магнітами спеціальної форми;
- обмотки мають синусоїдальний розподіл;
- електрична машина живиться трифазним синусоїдальним струмом (рис.2.6).



Рис. 2.15. Синхронний двигун з постійними магнітами

Ротор PMSM може мати різні варіанти розміщення постійних магнітів. Як і у BLDC машин, магніти можуть: а) розміщуватися на поверхні тіла ротора (Surface Permanent Magnet (SPM)) – рис.2.16,а; б) укладатися у пази ротора (Inset Permanent Magnet (Inset PM)) – рис.2.16,б; в) вбудовуватися у тіло ротора (Insert Permanent Magnet (IPM)) – рис.2.16,с.

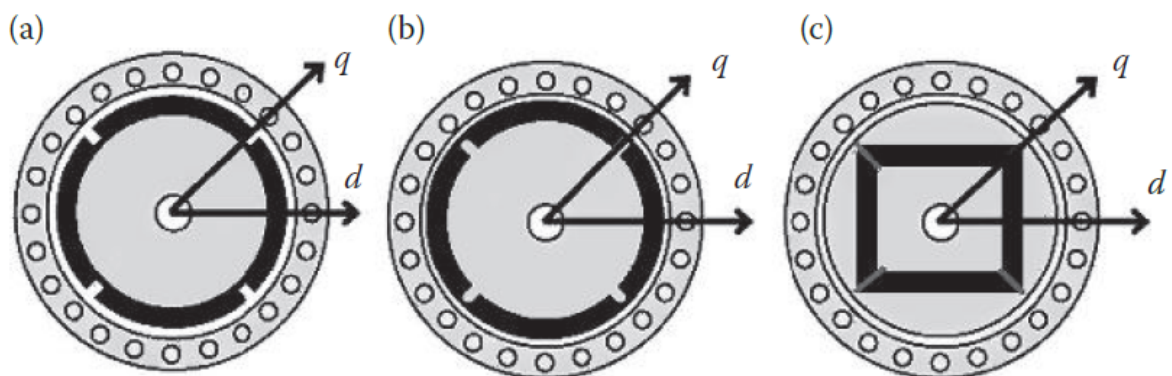


Рис. 2.16. Варіанти розміщення постійних магнітів [1]

Машини з вбудованими магнітами (IPM) можуть мати різні типи розміщення постійних магнітів (рис.2.17).

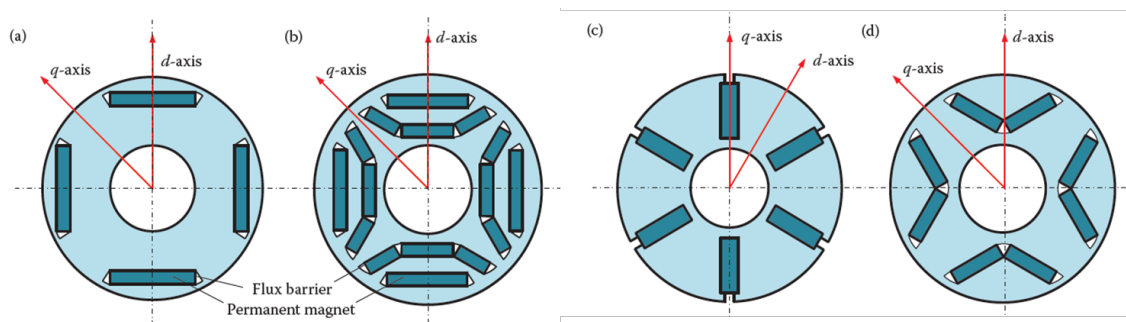


Рис.2.17. Варіанти розміщення постійних магнітів ІРМ [1]:
 (а) одношарові; (б) двошарові; (с) спицевого типу
 (тангенціальне намагнічування); (d) V-подібної форми.

Різне розміщення постійних магнітів на роторі призводить до різних величин індуктивності по осях "d" і "q" (рис.2.17, 2,18). Як відомо, вісь "d" направлена вздовж вектора максимальної індукції магнітного поля магніта, а вісь "q" – вздовж вектора мінімальної індукції. Таким чином, максимальна індуктивність L_d і мінімальна індуктивність L_q PMSM визначаються магнітопровідними шляхами, що формуються в залежності від варіантів розміщення постійних магнітів (рис.2.18).

Оскільки магнітна провідність постійного магніта мало відрізняється від магнітної провідності повітря зазору між ротором і статором, то індуктивності L_d і L_q для поверхневих магнітів SPM електромашин будуть однаковими (рис.2.18,а і b), тобто індуктивність не змінюється в залежності від положення ротора.

Ротор з поверхневими магнітами не може працювати на високих швидкостях через недостатню механічну міцність магнітів; однак монтаж поверхневих магнітів на ротор простий.

У випадку ІРМ електромашин магнітна провідність ротора по осі "d" визначається шляхом "сталь-магніт-сталь-магніт-сталь", а по осі "q" – виключно "сталь" (рис.2.18,с і d). Таким чином, $L_d < L_q$ у цьому типі електромашини. Така магнітнопровідна різниця призводить до зміни індуктивності ІРМ електромашини залежно від положення ротора.

На відміну від машин BLDC, у машинах PMSM збуджуються усі три фази статора одночасно, створюючи обертальне магнітне поле (рис.2.6).

З розвитком недорогих, високопродуктивних цифрових сигнальних процесорів, найпоширенішим підходом до керування крутним моментом (струмом) PMSM є поле-орієнтоване керування (Field Oriented Control (FOC), або векторне керування).

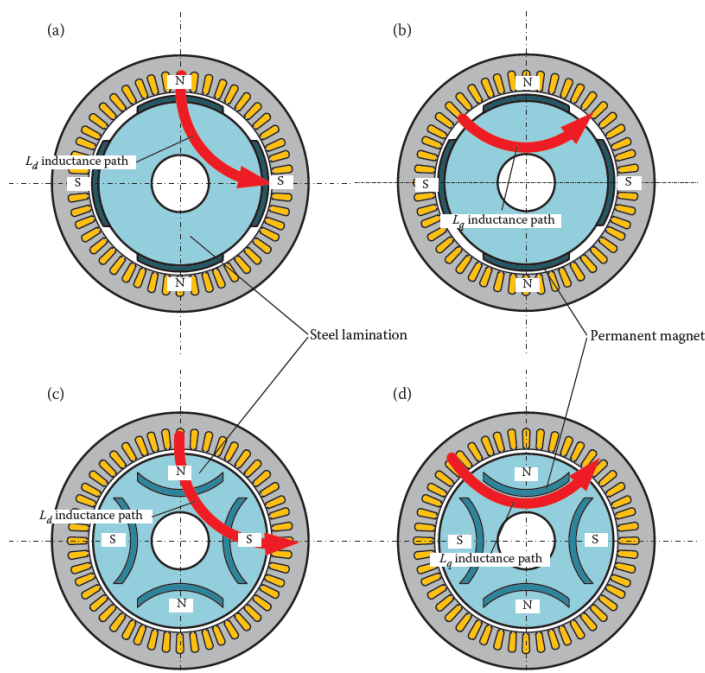


Рис. 2.18. Індуктивності L_d і L_q PMSM [1]

FOC перетворює величини (потоки, напруги та струми) з їх трифазних координат (тобто струму фаз А, В, С) у двофазні ортогональні координати в системі координат (d, q) , яка обертається разом з ротором. Таким чином, параметри режиму змінного струму у трифазній стаціонарній системі координат, пов'язаної із статором, перетворюються у параметри режиму постійного струму у двофазній системі координат (d, q) ротора (рис.2.19).

Для математичного перетворення трифазних величин, наприклад, струму статора I_{As} , I_{Bs} , I_{Cs} у двофазний еквівалент I_{ds} та I_{qs} достатньо (через симетричність трифазної системи) отримати інформацію з датчиків струму двох фаз (наприклад I_{As} , I_{Cs}) і надіслати на перетворювач $[3/2]$, який виконає необхідні перерахунки для отримання складових струму у двофазній нерухомій системі координат (α, β) . З урахуванням кута положення ротора θ_r , що визначається датчиком положення (Resolver) з перерахунком у електричний кут обертання ротора θ_e (він більший у число пар полюсів електричної машини) визначаються складові двофазного струму I_{ds} та I_{qs} для негативних зворотних зв'язків за струмом, які порівнюється із відповідними завданнями на потік I_{ds}^* та момент I_{qs}^* на відповідних регуляторах струму. Крім того, складові струмів I_{ds} та I_{qs} потрібні для розрахунків відповідних складових напруги V_{ds} та V_{qs} , що використовуються для формування фазних напруг на інверторі за законом широтно-імпульсної модуляції (Pulse width modulation (PWM)).

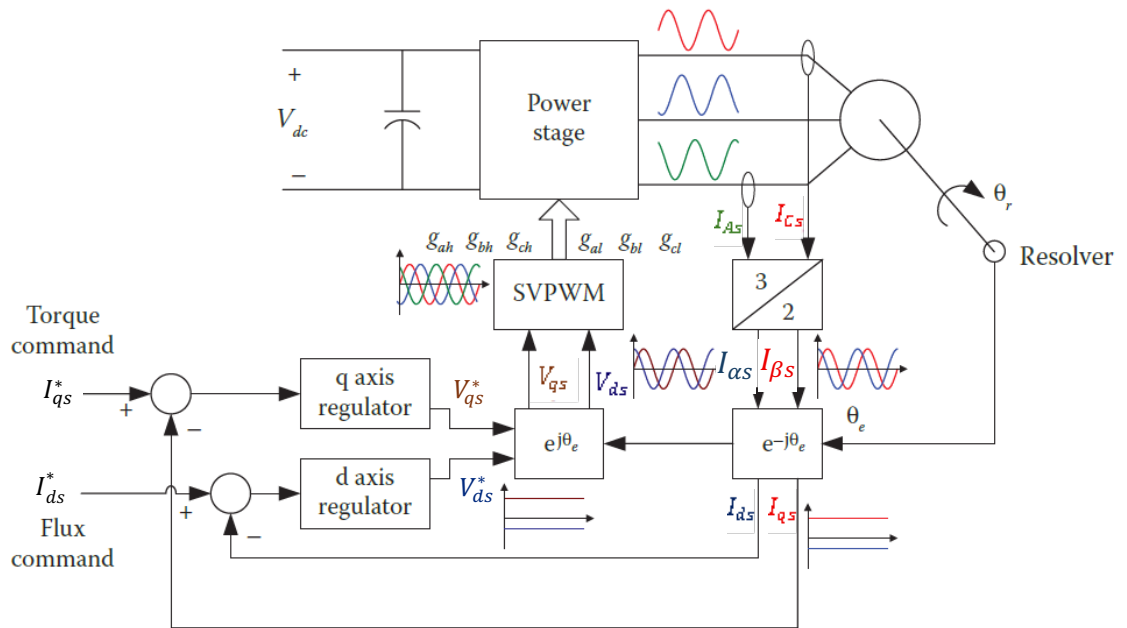


Рис. 2.19. Векторне керування PMSM [1]

Механічні характеристики синхронної машини з постійними магнітами представлено на рис. 2.20.

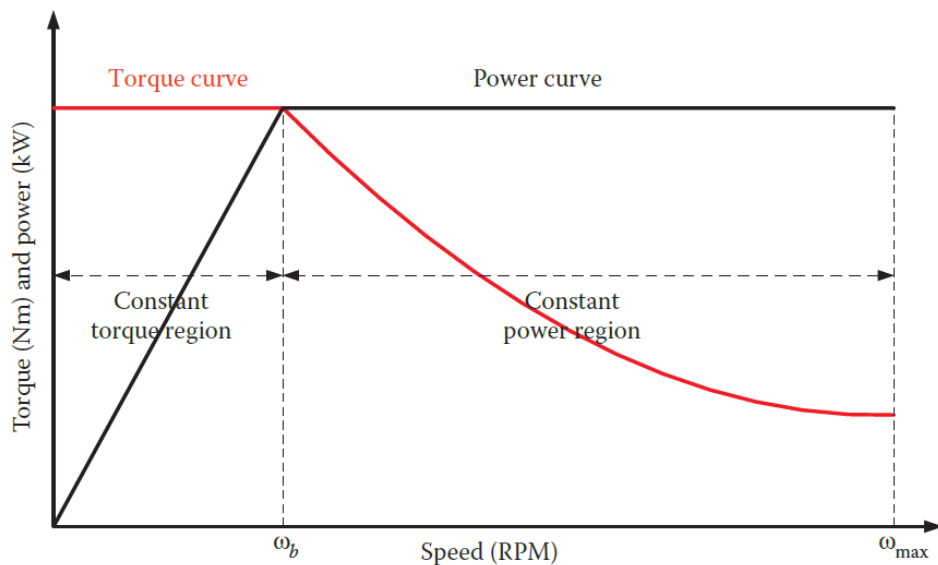


Рис. 2.20. Механічні характеристики PMSM

З рис. 2.20 видно, що PMSM можуть працювати з заданою постійною швидкістю і постійним моментом до певного рівня кутової швидкості ω_b (Constant torque region). Розгін вище цієї швидкості може реалізовуватися тільки у режимі постійної потужності (Constant power region) через зменшення навантажувальної здатності машини на таких швидкостях. Це пов'язано з тим, що збільшення кутової швидкості вище основної ω_b забезпечується шляхом ослаблення поля магнітів за участі складової струму I_{ds} . Ігнорування цього факту призведе до випадіння машини з синхронізму і зупинки.

PMSM мають кілька переваг порівняно з аналогами:

- працюють з вищим коефіцієнтом потужності порівняно з асинхронним двигуном через відсутність струму намагнічування;
- не потребують регулярного обслуговування щіток, як, наприклад, звичайні синхронні машини з фазним ротором;
- ротор не потребує живлення, а втрати в роторі дуже низькі;
- низький рівень шуму та вібрації, ніж у BLDC машин та асинхронних машинах;
- менша інерція ротора і, отже, швидка реакція;
- більша щільність енергії та компактна структура;
- може працювати без механічних передач (мотор-колесо);
- PMSM із зовнішнім ротором можна сконструювати без підшипників для ротора.

Однак, коли використовується схема векторного керування для роботи в умовах ослаблення поля, застосовується високий струм розмагнічування по осі d . Це збільшує не тільки втрати активної потужності, але й ризик розмагнічування постійних магнітів. Крім того недоліком є висока вартість та чутливість до температурних і навантажувальних умов.

Для прикладу, PMSM використовується у таких електромобілях як GM Chevrolet Bolt, Toyota Prius, Nissan Leaf та BMW i3.

2.6. Реактивні машини (switched reluctance machines (SRM))

Реактивні машини типу SRM – це синхронні машини, що мають виражені полюси як у статорі, так і в роторі (рис.2.21,а). Магніторушійна сила створюється шляхом живлення обмоток, зосереджених навколо виступаючих полюсів статора (рис.2.21,б).

Конфігурації SRM визначаються кількістю полюсів статора та ротора. На рис.2.20,б показано поперечний переріз трифазної 6/4 SRM, оскільки на статорі розташовано шість полюсів з обмотками, що створюють трифазну магнітну систему, і чотири полюси на роторі.

SRM працюють на основі принципу, що магнітний потік прагне розташовуватися вздовж магнітного шляху з найменшим магнітним опором. Найменший магнітний опір знаходиться при співпадінні осей виражених полюсів статора і ротора. Коли зосереджені котушки навколо виступаючих полюсів статора піддаються збудженню, магнітний потік замикається через виступаючі полюси ротора. Це створює крутий момент на полюсі ротора та притягує його до полюса статора для вирівнювання.

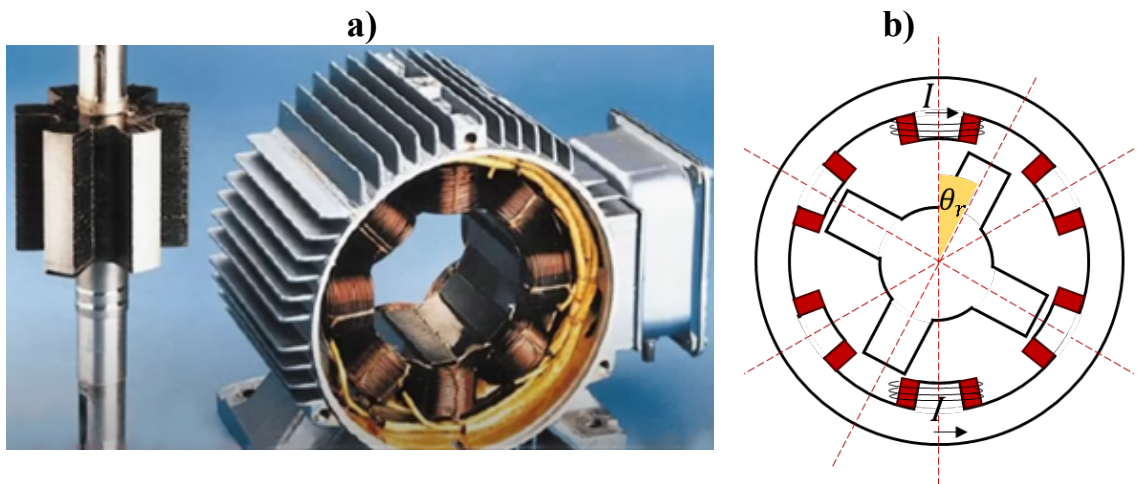


Рис. 2.21. Реактивна машина типу SRM

Коли полюс ротора рухається з невірвняного положення в вирівняне, довжина повітряного зазору та опір зменшуються, і, отже, індуктивність магнітного кола збільшується, як показано на рис.2.22.

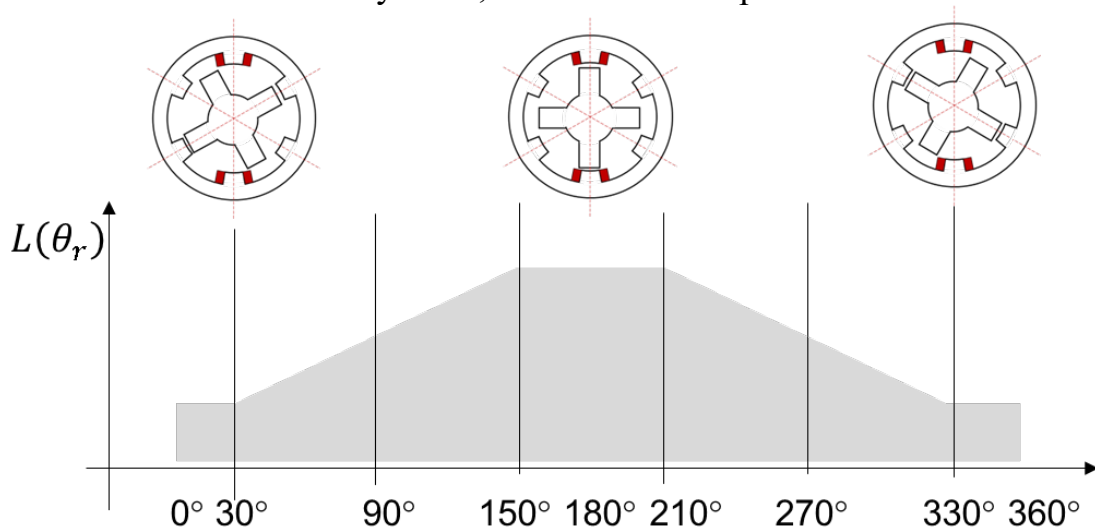


Рис.2.22. Зміна взаємоіндуктивності в залежності від кута повороту ротора на одну фазу

Крутний момент пропорційний похідній енергії або спільної енергії від положення ротора (кута θ_r).

SRM має просту та недорогу конструкцію – шаруватий сердечник статора з зосередженими обмотками навколо виступаючих полюсів. Шаруватий сердечник ротора не має обмоток та постійних магнітів. Це забезпечує високошвидкісну та високотемпературну роботу ротора. Структура виступаючих полюсів дозволяє ізолювати фазні обмотки одна від одної. Тому взаємна індуктивність фаз статора дуже низька, і це робить SRM за своєю суттю надійною машиною. SRM може працювати у чотирьох квадрантах і має вищий діапазон постійної швидкості потужності порівняно з іншими машинами. Їхній діапазон високих швидкостей може бути розширений до семи

разів від базової швидкості [14], що особливо корисно для транспортних засобів.

Той факт, що реактивні двигуни не використовують ні обмоток, ні постійних магнітів на роторі, дозволяє їм витримувати великі теплові або механічні навантаження, високі температури. При використанні однополярних струмів збудження можна використовувати просту топологію перетворювача з двома перемикачами/фазу, що забезпечує додаткову незалежність між фазами та відмовостійкість. Якщо на одній фазі відбувається коротке замикання, двигун все ще може працювати зі зниженим крутним моментом. Додатковою перевагою є усунення наскрізних замикань, оскільки фазні перемикачі перетворювача підключені послідовно з фазною обмоткою двигуна.

З іншого боку, структура з виступаючими полюсами призводить до меншого використання окружності повітряного зазору. Густина магнітного потоку зазвичай концентрується навколо виступаючих полюсів. Оскільки для збільшення щільності потужності використовується невеликий повітряний зазор між полюсами, то це призводить до виникнення радіальних сил вищого порядку і викликають шум і вібрацію в SRM.

2.7. Синхронні реактивні машини (Synchronous reluctance machines (SyncRM))

Подібно до SRM, створення крутного моменту в синхронній реактивній машині (SyncRM) базується на змінному профілі реактивності в повітряному зазорі. Синхронний реактивний двигун не має магнітів або обмоток на роторі. Як показано на рисунку 2.23, повітряні щілини у роторі створюють різницю між індуктивностями по осях q та d .

На відміну від SRM, SyncRM не має виступаючих полюсів. Магніторухлима сила створюється розподіленими обмотками на статорі. Це перевага SyncRM, оскільки подібна структура статора та інвертор можуть бути використані, як в асинхронних та синхронних машинах з постійними магнітами. В ідеальних умовах це створює синусоїдальний розподіл магнітної щільності магнітного потоку у повітряному зазорі.

Для підвищення ефективності, досягнення вищого коефіцієнта потужності та підтримки ширшого діапазону постійної швидкості обертання, можна вставляти постійні магніти у повітряні щілини ротора SyncRM для сприяння виробленню більшого крутного моменту. Такі типи машин називаються SyncRM з



Рис. 2.23. Синхронна реактивна машина

постійними магнітами, і кількість використовуваних постійних магнітів зазвичай менша, ніж у синхронних машин з вбудованими магнітами IPM.

2.8. Машини з осьовим магнітним полем (Axial Flux Permanent Magnet Machine)

Як відомо, електромагнітна сила в електричних машинах генерується, коли магнітне поле та котушки з обмотками орієнтовані по різних осях. У радіальних електромашин, які на сьогоднішній день є найпоширенішим типом у тягових електроприводах, магнітне поле орієнтоване в радіальному напрямку, а струм – в осьовому напрямку. В осьових електромашин магнітне поле розташоване в осьовому напрямку, а провідники – в радіальному напрямку. Це може забезпечити краще використання простору, вищу питому потужність та підвищену ефективність (рис.2.24).



Рис. 2.24. Електромашини з осьовим магнітним полем

Осьові електромашини забезпечують коротку осьову довжину, що дозволяє їх використовувати в системах прямого приводу з високим крутним моментом, таких як приводи мотор-коліс. Осьові електромашини можуть бути налаштовані за допомогою кількох шарів комбінацій статор-ротор для більшого вихідного крутного моменту. На рис.2.25 показано структуру осьової машини з постійними магнітами, двома роторами та одним статором.

Збірка осьових електромашин є досить складною через природу осьових сил. Крім того, через аксіальну орієнтацію поля, магнітний сердечник осьової машини не може бути виготовлений аналогічно радіальним машинам. Це повільний, складний та дорогий процес.

2.9. Порівняльні характеристики різних типів електромашин

Авторами статті [18] зроблено детальний порівняльний аналіз характеристик різних типів електродвигунів, що використовуються в електромобілях. Скористаємося цим аналізом для визначення переваг і недоліків кожного варіанту.

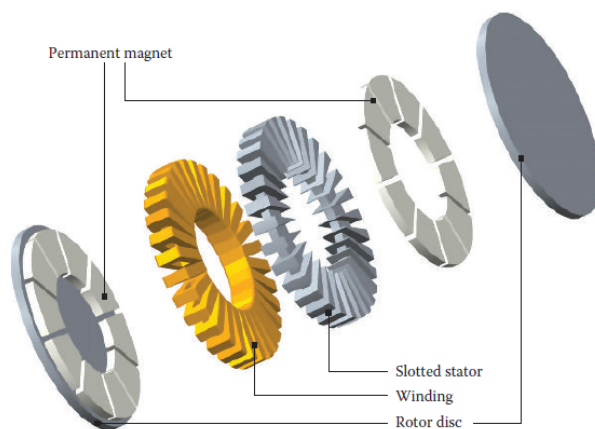


Рис.2.25. Конструкція осьових електромашин [1]

У табл.2.1 представлено найбільш поширені варіанти використання різних типів електромашин у електромобілях різних марок.

Таблиця 2.1

Типи електродвигунів на електромобілях різних виробників

№	Тип електромобіля	Тип електромотора	Компанія	Кількість пасажирів	Країна
1.	Fiat Panda Elettra	Brushed DC motor	Fiat	5	Italy
2.	Buddy	Brushed DC motor	2 Buddy electric	3	Norway
3.	PSA Peugeot-Citroën/ Berlingo	Brushed DC motor	PSA Group	5 або 7	France
4.	Tesla Model S	Induction motor	Tesla	5	USA
5.	Tesla Model X	Induction motor	Tesla	5	USA
6.	Toyota RAV4	Induction motor	Toyota	5	Japan
7.	GM EV1	Induction motor	General Motors	2	USA
8.	ZeCar	Induction motor	Stevens Vehicles	5	UK
9.	Toyota Prius	PMSM	Toyota	5	Japan
10.	Nissan Leaf	PMSM	Nissan	5	Japan
11.	Kia Soul EV	PMSM	Kia	5	S/ Korea
12.	Honda Insight	PMSM	Honda	5	Japan
13.	Lucas Chloride	SRM/ SynRM	Lucas chloride EV systems	5	UK
14.	BYD E6	BLDC	BYD Auto	5	China
15.	Mitsubishi i-MiEV	BLDC	Mitsubishi	4	Japan
16.	BMW-i3	BLDC	BMW	5	5 Germany

З таблиці 2.1 видно, що найбільш поширеними типами електромашин у електромобілях є щіткові машини постійного струму (Brushed DC motor), безщіткові машини постійного струму (BLDC) асинхронні машини (Induction motor), синхронні машини з постійними магнітами (PMSM). З точки зору переваг PMSM, BLDC-двигун та асинхронний двигун є найпопулярнішими (табл.2.2).

Переваги і недоліки різних типів електродвигунів

Тип електричної машини	Максимальна швидкість електромобіля км/год	Переваги	Недоліки
Щітковий двигун постійного струму	до 80	<ul style="list-style-type: none"> • Максимальний крутний момент на низькій швидкості 	<ul style="list-style-type: none"> • Громізка конструкція • Низька ефективність • Виділення тепла щітками
Асинхронний двигун	до 160	<ul style="list-style-type: none"> • Найефективніша безколекторна система живлення двигуна • Може працювати як двигун постійного струму з незалежним збудженням завдяки використанню векторного керування магнітним полем 	<ul style="list-style-type: none"> • Складне керування • Невисокий коефіцієнт потужності • Низька ефективність при малих навантаженнях
PMSM	до 160	<ul style="list-style-type: none"> • Працює в різних діапазонах швидкостей без використання зубчастих передач • Високоєфективний • Компактний розмір • Підходить для використання в колесі (мотор-колесо) • Високий крутний момент навіть на дуже низьких швидкостях • Висока щільність потужності 	<ul style="list-style-type: none"> • Велика втрата у сталі на високих швидкостях під час роботи в режимі мотор- колесо
SRM/SytrRM	до 160	<ul style="list-style-type: none"> • Проста та міцна конструкція • Низька вартість • Висока швидкість • Менша ймовірність небезпеки • Значний діапазон постійної потужності • Висока щільність потужності • Відмовостійкість • Малий розмір 	<ul style="list-style-type: none"> • Дуже шумний • Низька ефективність • Більший та важчий, ніж машини з постійними магнітами • Складна конструкція та керування • Проблеми з керованістю та виробництвом • Низький коефіцієнт потужності
Двигун BLDC	До 160	<ul style="list-style-type: none"> • Без втрат міді ротора • Більша ефективність, ніж у асинхронних двигунів • Легший • Менший • Краще тепловідведення • Більша надійність • Більша щільність крутного моменту • Більша питома потужність 	<ul style="list-style-type: none"> • Малий діапазон постійної потужності • Зменшення крутного моменту зі збільшенням швидкості • Висока вартість через наявність постійних магнітів

2.9.1. PMSM vs BLDC

Порівняння двох типів електромашин здійснюється з урахуванням однакового розміру, номінальних характеристик та конструкції.

Коефіцієнт вихідної потужності для порівняння двох двигунів визначається за рівністю втрат міді їхніх статорів. Нехай $I_{m(PMSM)}$ та $I_{m(BLDCM)}$ – це пікові значення струмів статора PMSM та пікові значення струмів статора BLDCM відповідно. Оскільки контролер перемикачів (декодер) BLDC мотора (рис.2.10) під'єднує дві фазні обмотки статора до живлення постійним струмом, а інвертор PMSM (рис.2.18) забезпечує обертальне магнітне поле за допомогою трьох фаз, то діючі значення струмів кожної машини можна визначити, рахуючи, що активний опір R_f кожної фази обидвох машин однаковий, як

$$I_{PMSM}^{rms} = \frac{I_{m(PMSM)}}{\sqrt{2}}; I_{BLDCM}^{rms} = I_{m(BLDCM)}. \quad (2.1)$$

Можемо прирівняти втрати у міді статорів наступним чином

$$(I_{PMSM}^{rms})^2 3R_f = (I_{BLDCM}^{rms})^2, \quad (2.2)$$

звідкіля отримуємо співвідношення струмів фаз машин

$$I_{m(BLDCM)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{m(PMSM)}. \quad (2.3)$$

Максимальні значення індукованої ЕРС E_m у машинах BLDC та PMSM рахуємо рівними. Оскільки у випадку двигуна BLDC вихідна потужність забезпечується лише двома фазами, а для PMSM вихідна потужність забезпечується всіма трьома фазами, маємо максимальну вихідну потужність двох двигунів (кут потужності дорівнює 90°)

$$P_{m(BLDCM)} = 2E_m I_{m(BLDCM)}, \quad (2.4)$$

$$P_{m(PMSM)} = 3E_m I_{m(PMSM)}. \quad (2.5)$$

Співвідношення між потужностями з урахуванням формул (2.3)-(2.5) дорівнює

$$\frac{P_{m(PMSM)}}{P_{m(BLDCM)}} = \frac{3\sqrt{3}}{4} = 1,299. \quad (2.6)$$

Наведене вище співвідношення показує, що вихідна потужність та момент привода PMSM більша на 29,90%, ніж двигуна BLDC з урахуванням їх однакового розміру та конструкції.

Для номінальної потужності 80 кВт, номінальної швидкості 320 рад/с та максимальним крутним моментом 250 Нм порівняльні характеристики представлено на рис.2.26 [18].

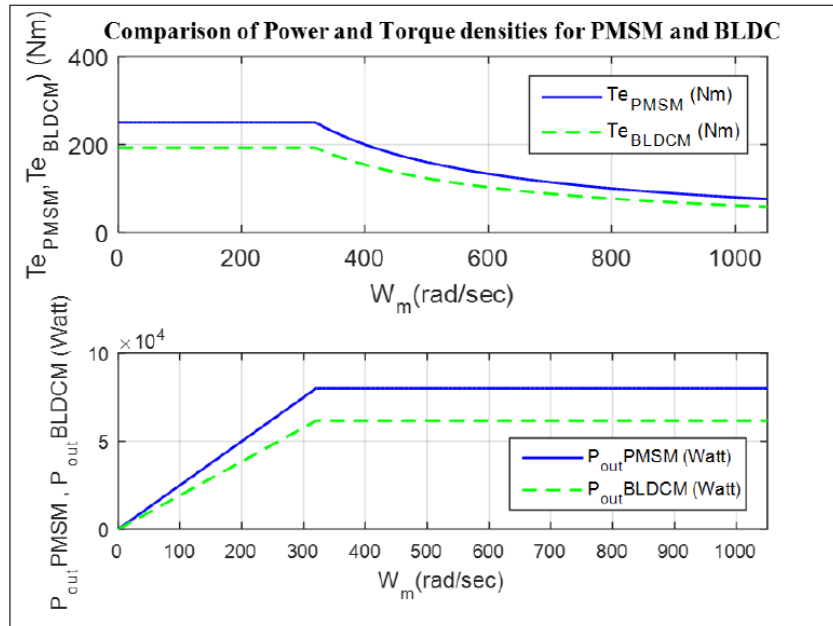


Рис. 2.26. Механічні характеристики PMSM та двигуна BLDC [18]

2.9.2. PMSM vs IM

Питома потужність привода з PMSM у два-три рази перевищує питому потужність асинхронного двигуна за однакової потужності, розміру та конструкції двох двигунів [19-20]. Відповідно, можемо вважати, що співвідношення потужностей і моментів цих типів машин дорівнює

$$\frac{P_m(PMSM)}{P_m(IM)} = \frac{M_m(PMSM)}{M_m(IM)} = 2. \quad (2.6)$$

Відповідно механічні характеристики для номінальної потужності 80 кВт, номінальної швидкості 320 рад/с та максимальним крутним моментом 250 Нм мають вигляд рис.2.27 [18].

2.9.3. PMSM vs SRM

Порівняння PMSM та реактивного мотора SRM проводиться з урахуванням однакового розміру, номінальної потужності та конструкції двох машин. В результаті порівняння рівнянь механічної та електричної потужності та моментів цих машин було визначено, що [18]

$$\frac{P_m(PMSM)}{P_m(SRM)} = \frac{M_m(PMSM)}{M_m(SRM)} = 1,88. \quad (2.7)$$

Відповідні механічні характеристики для номінальної потужності 80 кВт, номінальної швидкості 320 рад/с та максимальним крутним моментом 250 Нм представлено на рис.2.28 [18].

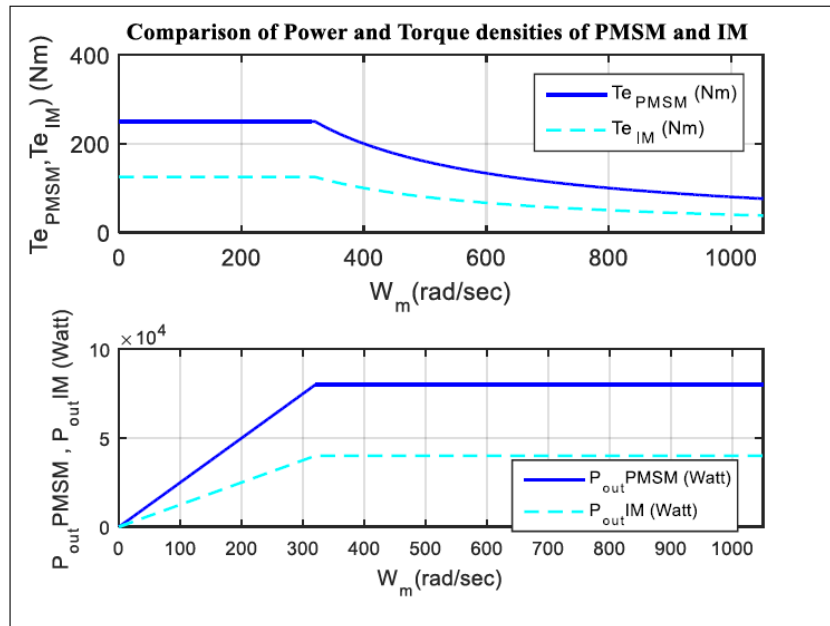


Рис. 2.27. Механічні характеристики PMSM та ІМ [18]

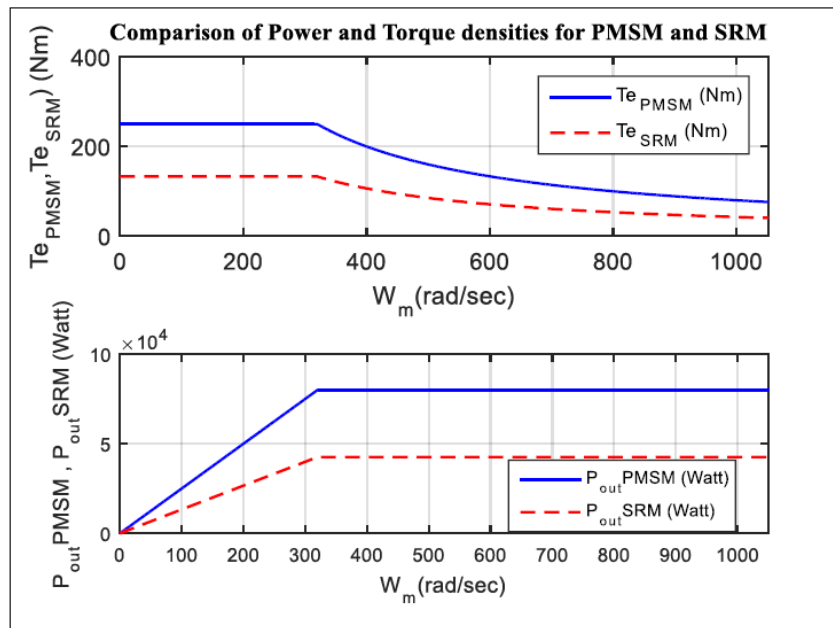


Рис. 2.28. Механічні характеристики PMSM та SRM [18]

Загалом, можна зробити висновок, що питома потужність привода з PMSM перевищує питому потужність інших типів електричних машин, тому за однакової конструкції та розміру потужність і момент PMSM більша ніж у BLDCM, SRM та ІМ (рис.2.29) Тому електропривод на базі PMSM є найкращим вибором для електричних систем, які потребують високої щільності потужності та крутного моменту, таких як системи руху електромобілів.

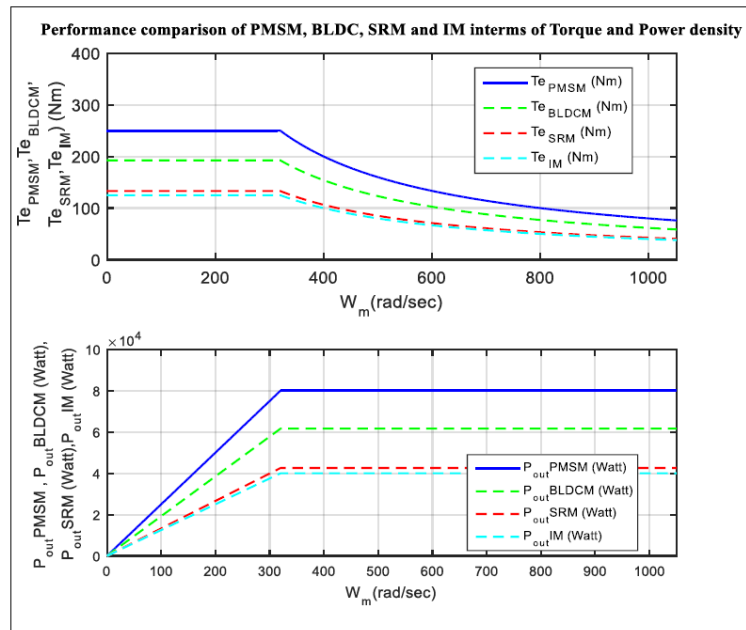


Рис.2.29. Порівняння механічних характеристик різних типів електричних машин [18]

3. ІНВЕРТОРИ І КОНВЕРТОРИ

Силова електроніка є технологією, яка забезпечує керування електричною енергією. В електричному транспортному засобі електричні тягові двигуни створюють механічну потужність для коліс. Енергія, яка живить двигуни, надходить або з електрохімічного джерела енергії (акумулятор, ультраконденсатор), або генерується двигуном внутрішнього згорання. Тому для роботи тягового двигуна необхідно передавати енергію від бортового(их) джерела(джерел) до нього. Цю енергію необхідно перетворювати контрольованим чином, щоб створити обертове магнітне поле в двигуні відповідно до вимог навантаження. Всі ці фази (передача, перетворення та керування) забезпечуються силовими електронними системами. Перетворювачі потужності "постійний струм–постійний струм" (dc-dc), "змінний струм–постійний струм" (ac-dc) та "постійний струм–змінний струм" (dc-ac) використовуються для перетворення електричної енергії та управління потоком енергії в транспортному засобі. Цей потік енергії може надходити від акумулятора до коліс (або навпаки), від мережі до акумулятора (або навпаки), а також від двигуна до акумулятора або коліс (див. розділ 1.4).

3.1. DC-DC конвертери

Перетворювач (конвертер) постійного струму (dc-dc) дозволяє:

1. Генерувати контрольовану вихідну напругу постійного струму з будь-якої вхідної напруги постійного струму. Це надає гнучкість системи живлення: для одного двигуна можна використовувати різні акумуляторні батареї з різною напругою.

2. Забезпечувати живлення низьковольтної мережі постійного струму 12 В (або 48 В). Ця мережа постійного струму забезпечує живленням усі електронні компоненти автомобіля (систему кондиціонування повітря, мікропроцесор, освітлення тощо).

Вхідну напругу можна як підвищувати, так і знижувати. В залежності від цього dc-dc конвертери діляться на:

- Buck converter (підвищувальний).
- Boost converter (понижувальний).
- Buck-Boost converter (понижувально-підвищувальний).
- Інші типи.

У таких застосуваннях, як виробництво електроенергії (наприклад, вітрові турбіни) або побутове застосування, dc-dc конвертер перетворює нерегульовану випрямлену напругу на контрольовану постійну напругу. Значення вихідної напруги вибирається відповідно до застосування (540 або 28 В у аерокосмічних системах, 225–650 В у гібридному транспортному засобі тощо).

В електричному транспортному засобі зазвичай використовується високовольтний акумулятор як джерело електричної енергії. Цей акумулятор

може мати різні розміри залежно від типу транспортного засобу. Чим більша ємність акумулятора, тим більше електричної енергії можна накопичити та використувати. У деяких автомобілях (Toyota Hybrid System I, Fiat 500e) акумулятор безпосередньо підключений до тягового інвертора (рис.1.15). У цій конфігурації вихідна потужність акумулятора визначає системи привода, що в деяких випадках може бути обмеженням, оскільки обмежує можливості електродвигуна точки зору максимальної швидкості і рекуперації енергії. Щоб уникнути цього, інші конфігурації (Toyota Hybrid System II: Camry 2007, Prius 2010) мають перетворювач постійного струму між акумулятором та тяговим інвертором (рис.1.14). Дс-дс конвертер у цьому випадку підвищує напругу акумулятора для отримання необхідної напруги шини постійного струму.

Наприклад, у Prius 2010 використовуються три різні напруги шини постійного струму завдяки Buck converter [21]. Регулюючи значення напруги постійного струму, можна змінювати характеристики системи привода як з точки зору продуктивності, так і ефективності. Також використання перетворювача постійного струму забезпечує гнучкість у проектуванні системи: для одного й того ж двигуна можна використовувати різні акумуляторні блоки з різною номінальною напругою.

Дс-дс конвертер містить принаймні один комутаційний пристрій, який є напівпровідниковим ключем (наприклад, MOSFET та IGBT), що забезпечує циркуляцію (увімкнений стан) або відсутність (вимкнений) струму у силовому колі (рис.3.1,а). Стан (увімкнено вимкнено) ключа або визначається електричним колом (наприклад, діодом), або контролюється періодичним сигналом затвора u , який характеризується його шпаруватістю d протягом періоду T . Значення d представляє середнє значення u протягом періоду T , як показано на рис.3.1,б.

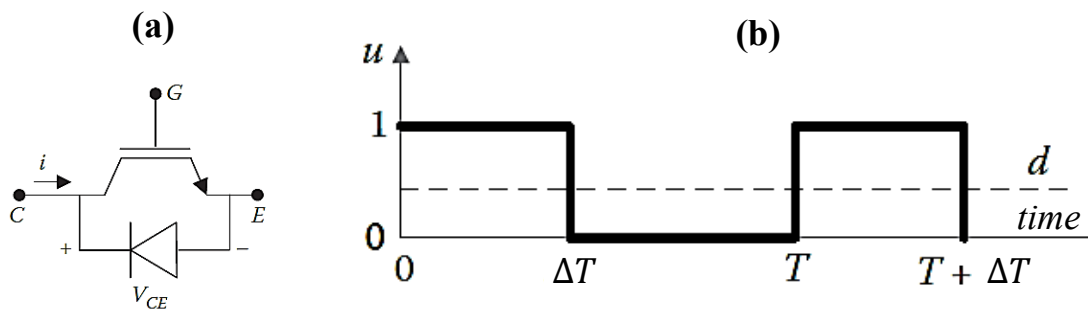


Рис. 3.1. Транзистор (а) та сигнал затвора G транзистора (б)

Стационарний режим роботи dc-dc перетворювача визначає середньоквадратичну (Root Mean Square (RMS)) вихідну напругу перетворювача відповідно до середньоквадратичної вхідної напруги та шпаруватості d .

3.1.1. Buck converter

Електрична схема понижувального перетворювача з ідеальними ключами представлена на рис.3.2. Понижувальний перетворювач (Buck converter) дозволяє знижувати вхідну напругу.

Коли ключ S_1 увімкнено, тобто сигнал керування ключа $u = 1$, маємо накопичення енергії у індуктивності L (рис.3.3)

$$V_L = L \frac{di}{dt} = u \cdot V_{in} - V_{out}. \quad (3.1)$$

Коли S_1 вимкнено, тобто сигнал керування ключа $u = 0$, енергія, що накопичена в індуктивності L під час стану $u = 1$, передається конденсатору C і навантаженню R за допомогою струму i , що протікає через діод (рис.3.4). У цьому випадку $V_L = -V_{out}$.

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = i - \frac{V_{out}}{R}. \quad (3.2)$$

Протягом усього періоду часу T середнє значення V_L дорівнює нулю в усталеному стані. Якщо ні, то це означає, що усталений стан ще не досягнуто.

Отже, для отримання коефіцієнта трансформації між V_{in} та V_{out} можна представити співвідношення

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta T} (V_{in} - V_{out}) dt + \int_{\Delta T}^T (-V_{out}) dt \right) = 0. \quad (3.3)$$

Враховуючи формулу (3.1) отримуємо

$$d \cdot V_{in} = V_{out}, \quad (3.4)$$

де $d = \Delta T / T$ – шпаруватість ключа S_1 .

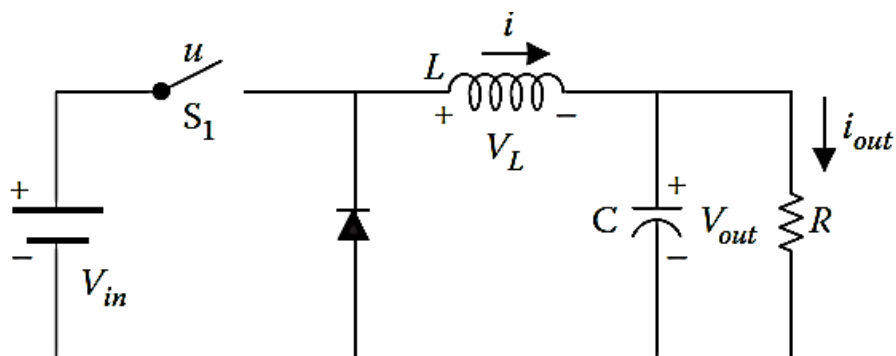


Рис. 3.2. Понижувальний перетворювач (Buck converter)

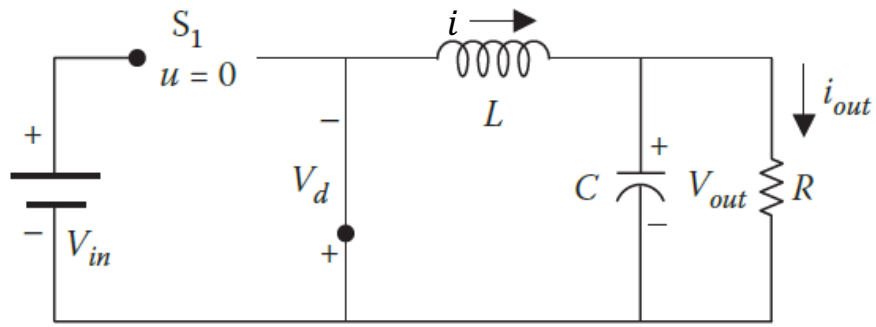


Рис. 3.3. Понижувальний перетворювач у режимі $u = 0$

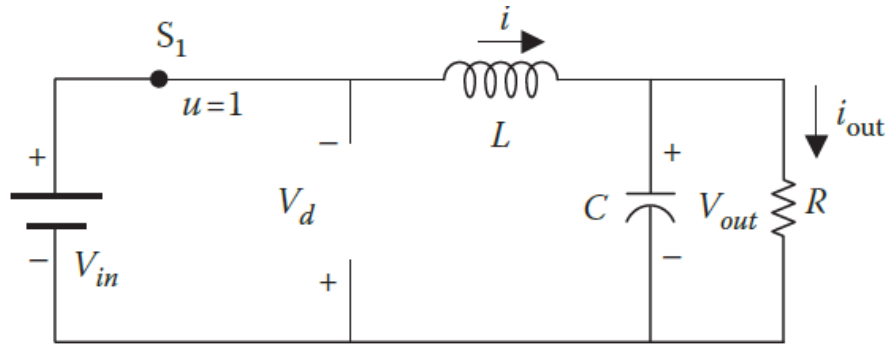


Рис. 3.4. Понижувальний перетворювач у режимі $u = 1$

Оскільки робочий цикл знаходиться в діапазоні від 0 (S_1 завжди відкритий) до 1 (S_1 завжди замкнутий), значення V_{out} коливається від 0 до V_{in} (рис.3.5).

Якщо врахувати, що всі компоненти ідеальні, то в перетворювачі немає втрат, і вхідна потужність $P_{in} = V_{in} \cdot i_{in}$ дорівнює вихідній $P_{out} = V_{out} \cdot i_{out}$ потужності у сталому режимі. Тоді співвідношення між вхідним струмом та вихідним струмом можна виразити рівнянням

$$d \cdot i_{out} = i_{in}. \quad (3.5)$$

Величини V_{out0} та i_0 є середні за період T і визначаються параметрами схеми перетворювача R, L, C .

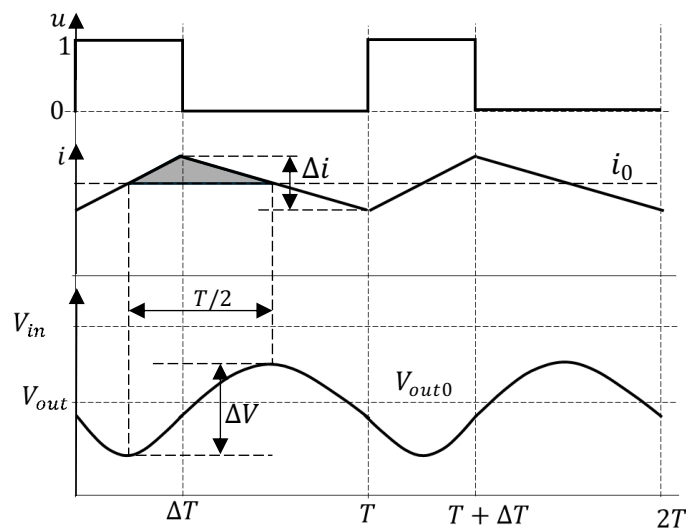


Рис. 3.5. Вихідна напруга Виск конвертера

3.1.2. Boost converter

Підвищувальний перетворювач (Boost converter) підвищує вхідну напругу. Його електрична схема з ідеальними ключами представлена на рис.3.6. Коли S_1 увімкнено ($u = 1$), діод зміщений у зворотному напрямку, а індуктивність L заряджається від джерела V_{in}

$$V_L = L \frac{di}{dt} = V_{in} - (1 - u) \cdot V_{out}. \quad (3.6)$$

Потім, коли S_1 вимкнено ($u = 0$), енергія, що зберігається в індуктивності, передається до ємності постійного струму C , тому

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = -(1 - u) \cdot i - \frac{V_{out}}{R}. \quad (3.7)$$

Ця передача енергії призводить до генерації вихідної напруги, вищої за вхідну. В електричному транспортному засобі такий перетворювач можна використовувати між акумуляторною батареєю та тяговим інвертором, наприклад, у Toyota Prius 2010.

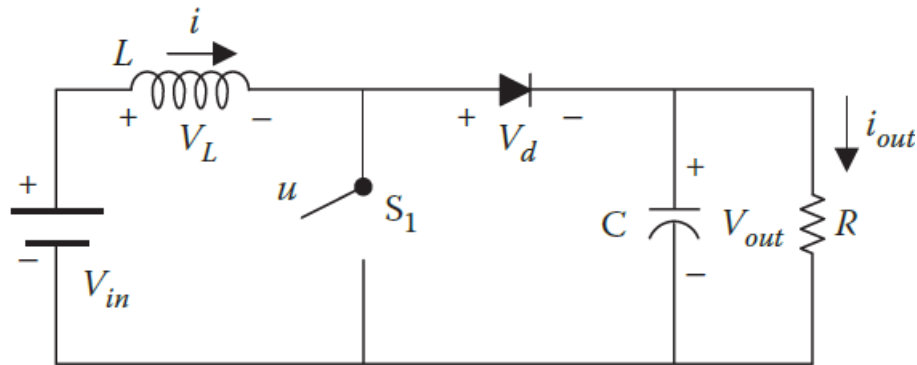


Рис. 3.6. Підвищувальний перетворювач (Boost converter)

Як і у випадку понижувального перетворювача, протягом усього періоду часу T середнє значення V_L дорівнює 0 у стаціонарному режимі роботи. Отже, для отримання коефіцієнта трансформації між V_{in} та V_{out} можна отримати наступне співвідношення

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta T} (V_{in}) dt + \int_{\Delta T}^T (V_{in} - V_{out}) dt \right) = 0. \quad (3.8)$$

Виходячи з рівнянь (3.6), (3.7) усереднені за період роботи T конвертера значення напруги і струму задаються рівняннями

$$V_{in} = (1 - d) \cdot V_{out}, \quad (3.9)$$

$$i_{out} = (1 - d) \cdot i_{in}, \quad (3.10)$$

де $d = \Delta T / T$ – шпаруватість ключа S_1 .

В ідеальному випадку, що видно з рівняння (3.9), V_{out} теоретично можна підвищити до нескінченності (випадок $d = 1$). Однак нескінченна вихідна напруга, очевидно, неможлива на практиці. Паразитні резистивні елементи схеми (наприклад активний опір індуктивної котушки r_L) обмежують максимальну вихідну напругу, досягну перетворювачем

$$V_{in} = \left(1 - d + \frac{r_L}{R(1-d)}\right) \cdot V_{out}. \quad (3.11)$$

Оскільки робочий цикл знаходиться у діапазоні від 0 (S_1 завжди відкритий) до 1 (S_1 завжди замкнутий), значення V_{out} коливається від 0 до V_{in} (рис.3.7).

Величини V_{out0} та i_0 є середніми за період T і визначаються параметрами схеми перетворювача R, L, C .

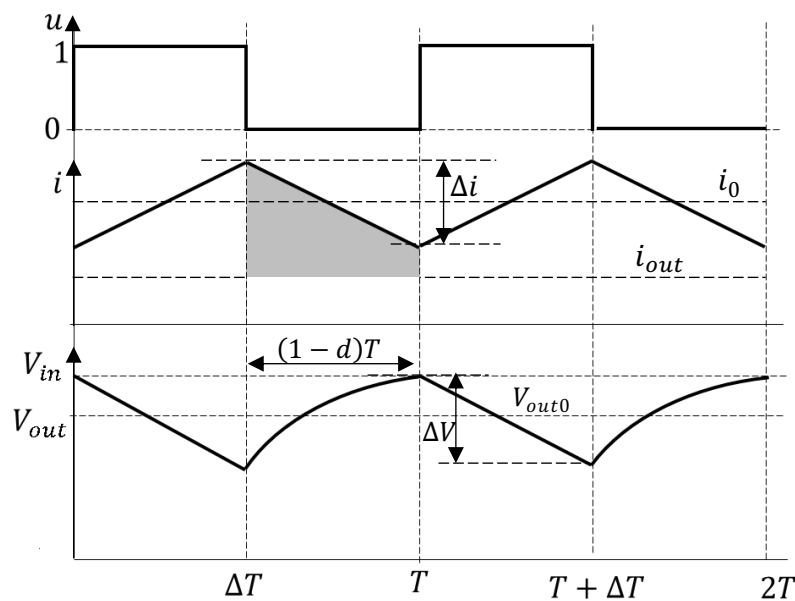


Рис. 3.7. Вихідна напруга Boost конвертера при $d = 0,5$

3.1.3. Buck-Boost converter

Понижувально-підвищувальний перетворювач (Buck-Boost converter) дозволяє як підвищувати, так і знижувати вихідну напругу. Його електрична топологія з ідеальним ключем показана на рисунку 3.8.

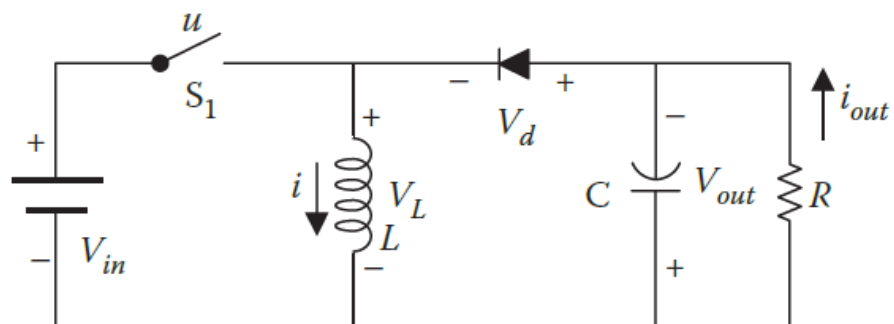


Рис. 3.8. Перетворювач Buck-Boost

Ключ S_1 дозволяє накопичувати енергію всередині індуктивності L . Коли ключ S_1 знаходиться у «увімкненому стані» ($u = 1$), струм циркулює від джерела вхідної напруги до індуктивності, і напруга на індуктивності дорівнює

$$V_L = L \frac{di}{dt} = u \cdot V_{in} - (1 - u)V_{out}. \quad (3.12)$$

Потім, коли S_1 знаходиться у «вимкненому стані» ($u = 0$), енергія, що накопичується всередині індуктивності, передається до конденсатора постійного струму через діод. Протягом цієї фази

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = (1 - u) \cdot i - \frac{V_{out}}{R}. \quad (3.13)$$

У стаціонарному режимі роботи протягом періоду T середнє значення V_L дорівнює нулю, і тому коефіцієнт трансформації між V_{in} та V_{out} можна отримати з наступного співвідношення

$$V_L = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\Delta T} (V_{in}) dt + \int_{\Delta T}^T (-V_{out}) dt \right) = 0. \quad (3.14)$$

З урахуванням (3.12), (3.13) сталий режим роботи конвертера задається рівняннями

$$V_{in} \cdot d = (1 - d) \cdot V_{out}, \quad (3.15)$$

$$i_{out} \cdot d = (1 - d) \cdot i_{in}, \quad (3.16)$$

де $d = \Delta T / T$ – шпаруватість ключа S_1 .

Таким чином, значення V_{out} коливається від 0 до V_{in} (рис.3.9). Величини V_0 та i_0 визначаються параметрами схеми перетворювача R, L, C .

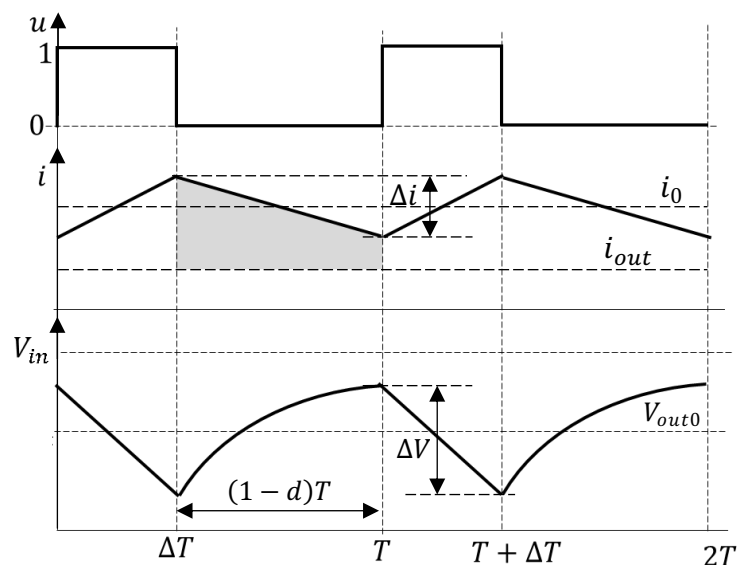


Рис. 3.9. Вихідна напруга Buck-Boost конвертера при $d = 0,4$

З рівняння (3.15) видно, що якщо $d < 0,5$ то $V_{out} < V_{in}$, і перетворювач працює в режимі пониження (Buck). І навпаки, якщо $d > 0,5$, то $V_{out} > V_{in}$ і перетворювач працює в режимі підвищення (Boost) (рис.3.10).

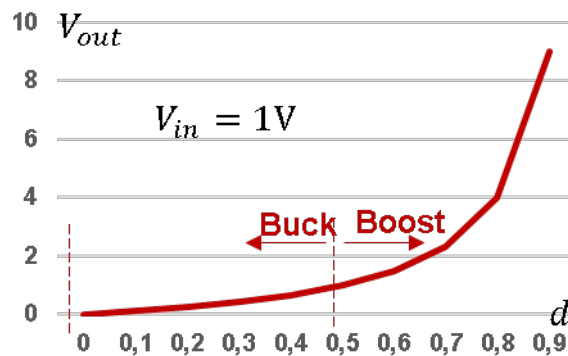


Рис. 3.10. Вихідна напруга Buck-Boost конвертера при різній щільності d

3.1.4. Вибір індуктивності і ємності для перетворювачів

У імпульсних перетворювачів постійного струму, що представлені вище, вибір правильних значень індуктивності L та ємності C є дуже важливим з кількох причин: індуктивність є обов'язковою для забезпечення перетворення напруги та передачі потужності через перетворювач. Крім того, значення індуктивності безпосередньо впливає на рівень пульсацій вхідного струму, тоді як значення ємності здебільшого впливає на пульсації вихідної напруги.

Щоб вибрати правильні значення як для індуктивності L , так і для ємності C , необхідно отримати вирази пульсацій струму Δi та напруги ΔV . Для цього скористаємося одним із початкових станів ключа $u = 0$ або $u = 1$.

Buck converter. Для цього варіанту конвертера використаємо формулу (3.1) при початковому стані ключа $u = 0$

$$V_L = L \frac{di}{dt} = -V_{out0}, \quad (3.17)$$

де V_{out0} – середнє значення вихідної напруги конвертера при вимкненому ключі (рис.3.5).

Вважаємо, що за період часу $T - \Delta T$ середня напруга V_{out0} не зміниться і визначиться формулою (3.4). Тоді пульсація струму Δi дорівнюватиме

$$\Delta i = \frac{1}{L} \int_{\Delta T}^T V_{out0} dt = \frac{V_{out0}(1-d)T}{L}. \quad (3.18)$$

Максимальне значення пульсації струму Δi_{max} буде при $d = 0,5$, тобто при $V_{out0} = 0,5V_{in}$ тому, виходячи з цього і формули (3.18), маємо мінімальну індуктивність

$$\Delta i_{max} = \frac{V_{in} \cdot T}{L_{min}}. \quad (3.19)$$

Рівняння (3.19) дає мінімальне значення індуктивності, щоб забезпечити Δi_{max} для заданої вихідної напруги та періоду часу T (або частоти перемикання). Варто зазначити, що зменшення T , а отже, збільшення частоти перемикання, дозволяє зменшити необхідну індуктивність. Однак на практиці частоту перемикання не можна збільшувати занадто сильно через втрати на перемикання, що виникають на кожній фазі ввімкнення та вимкнення напівпровідників.

Конденсатор заряджається струмом, коли струм від індуктивності перевищує струм навантаження i_{out} (рис.3.2). При цьому напруга на конденсаторі підвищується на величину

$$\Delta V = \Delta Q / C, \quad (3.20)$$

де $\Delta Q = \int i dt$ – заряд, який отримує конденсатор за рахунок струму i через нього.

Однак, у понижувальному перетворювачі лише з резистивним навантаженням, як це представлено на рис.3.2, струм навантаження дорівнює середньому значенню струму індуктивності. У випадку індуктивного навантаження, наприклад, тягового двигуна, слід враховувати індуктивність обмоток електричної машини. У будь-якому випадку ΔQ відповідає площі діаграми струму за період часу, коли напруга на конденсаторі V_{out} зміниться на величину ΔV , тобто $T/2$. Для варіанта схеми (рис.3.2) ця площа дорівнює площі трикутника (рис.3.5)

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i}{2}. \quad (3.21)$$

Підставляючи ΔQ з (3.21) у (3.20), отримуємо максимальне коливання напруги ΔV_{max} при мінімальному значенні ємності конденсатора C_{min} .

$$\Delta V_{max} = \frac{T \Delta i_{max}}{8 C_{min}}. \quad (3.22)$$

Як видно з рівняння (3.22), вибір ємності пов'язаний з максимальною пульсацією напруги ΔV_{max} , а також з Δi_{max} , які відповідають структурі схеми конвертора. Рівняння (3.22) виражає співвідношення, яке використовується для визначення мінімального значення ємності для конкретного застосування. Подібно до вибору індуктивності, необхідну ємність можна зменшити, збільшивши частоту перемикання (зменшивши T).

Boost converter. Користуючись тою ж методикою, що і для понижувального перетворювача, Δi можна виразити рівнянням

$$\Delta i = \frac{V_{out} \cdot d \cdot (1-d) \cdot T}{L}. \quad (3.23)$$

Враховуючи постійне значення вихідної напруги для найгіршого випадку $d = 0,5$, вибір індуктивності можна здійснити за формулою

$$\Delta i_{max} = \frac{V_{out0} \cdot T}{4L_{min}}. \quad (3.24)$$

Припускаючи, що конденсатор заряджається струмом $i - i_{out}$ та розряджається лише струмом навантаження i_{out} (це означає, що $i_0 - \Delta i/2 > i_{out}$), і дотримуючись аналогічного методу для понижувального перетворювача, отримуємо ΔQ , що відповідає сірій зоні на рис.3.7

$$\begin{aligned} \Delta Q &= \frac{1}{2} \cdot (1 - d) \cdot T \cdot \Delta i + (1 - d) \cdot T \cdot \left(i_0 - \frac{\Delta i}{2} - i_{out} \right) = \\ &= (1 - d) \cdot T \cdot \left(i_0 + \frac{\Delta i}{2} - i_{out} \right). \end{aligned} \quad (3.25)$$

Враховуючи, що $i_0 + \frac{\Delta i}{2} = i_{in}$, $i_{out} = V_{out0}/R$, (3.10), (3.20) та (3.25) отримуємо вираз ΔV для підвищувального перетворювача

$$\Delta V = \frac{d \cdot T \cdot V_{out0}}{R \cdot C}. \quad (3.26)$$

Враховуючи найгірший випадок рівняння (3.25), коли $\Delta V = \Delta V_{max}$ ($d = 1$), маємо мінімальне значення ємності, яке забезпечує мінімальні вимоги до коливань напруги

$$\Delta V_{max} = \frac{d \cdot T \cdot V_{out0}}{R \cdot C_{min}}. \quad (3.27)$$

Слід зазначити, що якщо використовується індуктивно-резистивне навантаження (електрична машина), то струм навантаження не є постійним і рівняння (3.25)-(3.27) мають дещо інший вигляд.

Buck-Boost converter. Подібно до того, як це було зроблено для понижувального та підвищувального перетворювачів, отримуємо коливання струму Δi

$$\Delta i = \frac{V_{out0} \cdot (1-d) \cdot T}{L}. \quad (3.28)$$

Це рівняння використовується для вибору індуктивності. Враховуючи найгірший випадок, коли амплітуда коливань буде найбільшою ($d = 0$), вибір найменшої індуктивності може бути здійснений за допомогою співвідношення

$$\Delta i_{max} = \frac{V_{out0} \cdot T}{L_{min}}. \quad (3.29)$$

Припускаючи, що конденсатор заряджається струмом $i - i_{out}$ та розряджається лише струмом навантаження i_{out} (це означає, що $i_0 - \Delta i/2 > i_{out}$), і дотримуючись аналогічного методу для понижувального перетворювача, отримуємо ΔQ , що відповідає сірій зоні на рис.3.9

$$\Delta Q = (1 - d) \cdot T \cdot \left(i_0 + \frac{\Delta i}{2} - i_{out} \right) \quad (3.30)$$

Враховуючи, що $i_0 + \frac{\Delta i}{2} = i_{in}$, $i_{out} = V_{out0}/R$, (3.16), (3.20) та (3.30) отримуємо вираз ΔV для підвищувального перетворювача

$$\Delta V = \frac{T \cdot V_{out0}}{R \cdot C} \quad (3.31)$$

Враховуючи найгірший випадок рівняння (3.25), коли $\Delta V = \Delta V_{max}$ ($d = 1$), маємо мінімальне значення ємності, яке забезпечує мінімальні вимоги до коливань напруги

$$\Delta V_{max} = \frac{T \cdot V_{out0}}{R \cdot C_{min}} \quad (3.32)$$

3.2. Топології dc-dc конвертерів

3.2.1. Напівмостовий двонаправлений dc-dc конвертер

Енергосилові установки електричних і гібридних транспортних засобів передбачають двонаправлені енергетичні потоки як від високовольтної батареї до електромашини у режимі двигуна, так і від електромашини у режимі генератора (рекуперативний режим) до високовольтної батареї (див. розділ 1.4). Для цього використовують двонаправлені dc-dc перетворювачі, здатними працювати в режимі підвищення напруги в одному напрямку та в режимі зниження напруги в іншому (рис.3.11).

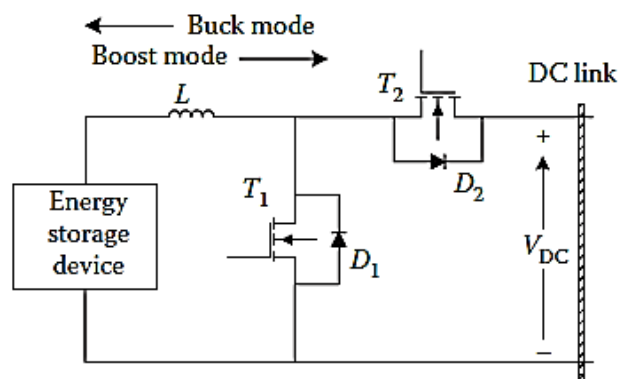


Рис. 3.11. Напівмостовий двонаправлений Buck-Boost конвертер

Як показано на рис.3.11, від накопичувача енергії до ланки постійного струму індуктивність L , перемикач T_1 і діод D_2 утворюють підвищувальний перетворювач. Перемикач T_2 , діод D_1 і індуктивність L утворюють понижуючий перетворювач від ланки постійного струму до накопичувача енергії.

3.2.2. Двонаправлений dc-dc конвертер для гібридного джерела живлення

У разі гібридного джерела живлення, наприклад акумуляторної батареї і суперконденсаторів, може бути використаний двонаправлений dc-dc конвертер виду (рис.3.12).



Рис. 3.12. Двонаправлений Buck-Boost конвертер для гібридного джерела живлення [1]

Для суперконденсатора UC , індуктивність L_1 , ключ T_1 та діод D_2 утворюють підвищувальний перетворювач під час передачі живлення від акумулятора до ланки постійного струму, а для акумулятора індуктивність L_2 , ключ T_3 та діоди $D_1 - D_2$ утворюють підвищувальний перетворювач під час передачі живлення від суперконденсатора UC до ланки постійного струму.

Під час рекуперативного гальмування схема повинна працювати в режимі зниження напруги. Ключ T_2 , діод D_1 та індуктивність L_1 утворюють понижуючий перетворювач від ланки постійного струму до суперконденсатора UC . З іншого боку, деяка енергія рекуперативного гальмування може бути передана до UC шляхом подачі сигналу широтно-імпульсної модуляції (ШІМ) на ключ T_1 . У цьому випадку ключі T_2 і T_1 , діод D_3 та індуктивність L_2 утворюють знижувальний перетворювач від ланки постійного струму до UC . Застосовуючи відповідний робочий цикл для T_1 та T_2 , енергія гальмування може бути належним чином розподілена між джерелами енергії.

3.2.3. Двонаправлений dc-dc конвертер для гібридного джерела живлення з трансформатором

Замість паралельного підключення виходів dc-dc перетворювачів з декількома джерелами енергії за схемою (рис.3.11) або (рис.3.12) на ланці постійного струму, можна застосувати варіант схеми, коли окремі джерела під'єднуються до ланки постійного струму через трансформатор (рис.3.13).

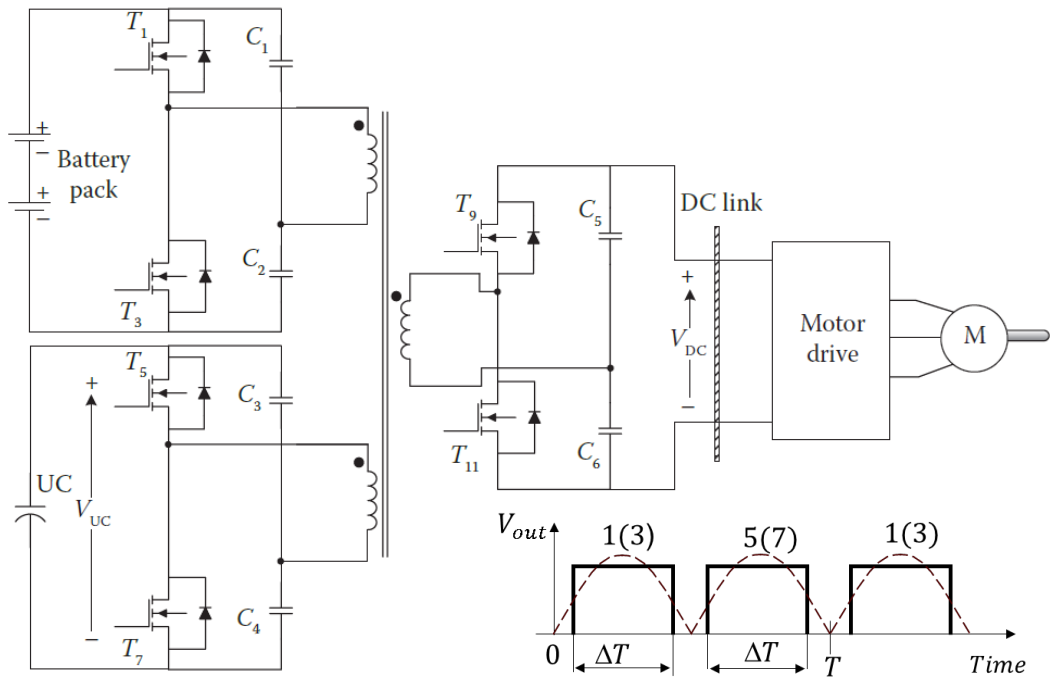


Рис. 3.13. Двонаправлений Buck-Boost конвертер з трансформатором для гібридного джерела живлення [1]

Вихідна напруга V_{out} на обмотці трансформатора з боку джерел енергії формується за допомогою ключів T_1, T_3, T_5, T_7 . У заданому циклі комутації T зі шпаруватістю $\Delta T/T$ замикаються ключі у послідовності, що визначена діаграмою на рис.3.13. Якщо замикаються ключі T_1, T_5 , то формуються позитивні імпульси напруги по чергово з обох джерел енергії, якщо замикаються ключі T_3, T_7 – формуються негативні імпульси напруги з обох джерел. Трансформатор забезпечує трансформацію сумарного імпульсного сигналу змінного струму на іншу обмотку, де змінна напруга випрямляється за допомогою випрямляча на ключах T_9, T_{11} .

Хоча трансформатори зазвичай збільшують вартість і обсяг системи, трансформатор у перетворювачі з подвійним активним мостом працює на дуже високій частоті, тому він може бути дуже маленьким і дешевим. Наявність трансформатора в топології перетворювача може бути вигідним, коли є два або більше джерел вхідного сигналу, оскільки їх можна об'єднати через магнітний зв'язок реактивності трансформатора.

Може бути використана повномостова схема dc-dc перетворювача, яка забезпечує зменшену кількість вищих гармонік (рис.3.14). Послідовність включення ключів мостів обох обмоток трансформатора при передачі енергії від джерел до панки постійного струму, а також при рекуперації показано стрілками (рис.3.14). Хоча ця топологія забезпечує зменшену кількість вищих гармонік і повністю ізолює джерела вхідного сигналу від ланки постійного струму, вона вимагає більшої кількості ключів і вищих витрат.

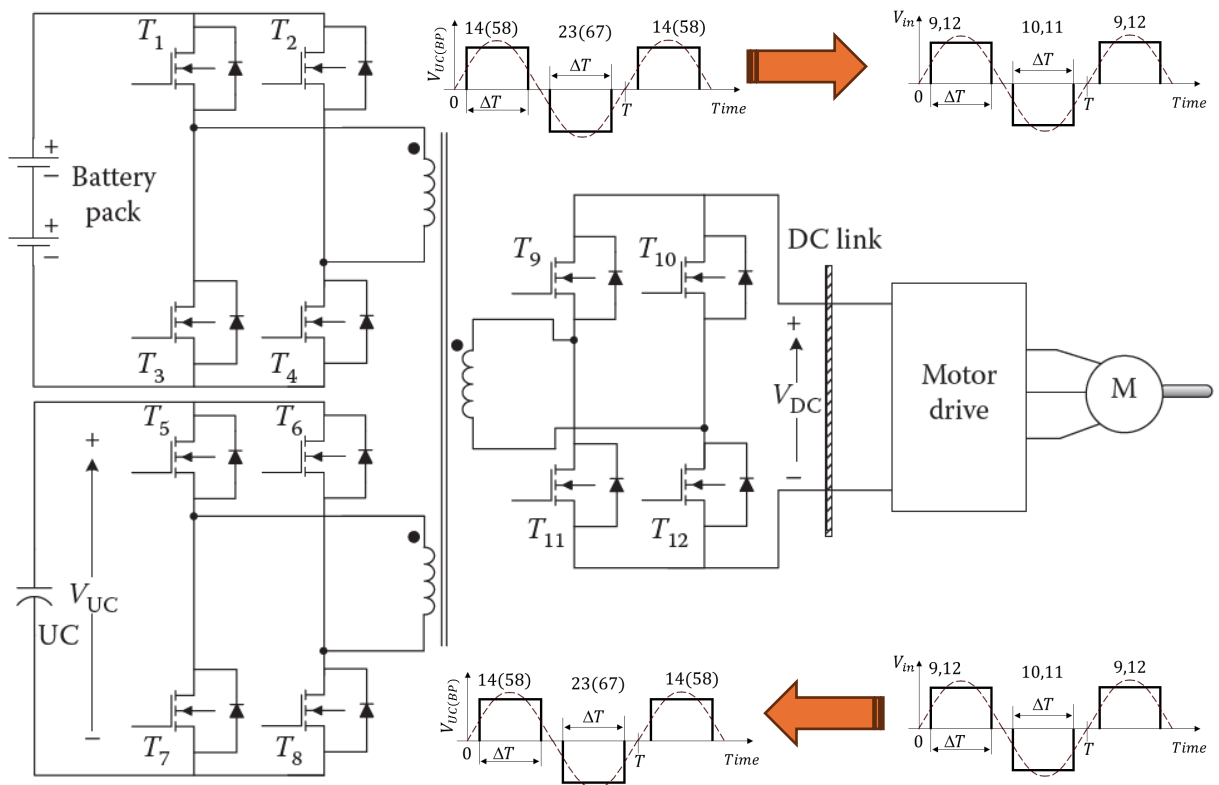


Рис. 3.14. Повномостовий двонаправлений Buck-Boost конвертер з трансформатором для гібридного джерела живлення [1]

3.3. DC-AC інвертер

3.3.1. Однофазний dc-ac інвертер

Інвертор перетворює постійний струм (dc) на змінний (ac). Однофазний інвертор генерує однофазний змінний вихідний струм з джерела постійного струму. Такі інвертори широко використовуються в мікромережах, оскільки дозволяють підключати сонячні панелі, акумулятори або будь-яке інше джерело постійного струму до мережі змінного струму. Вони також використовуються для керування однофазним двигуном змінного струму.

Електрична схема однофазного інвертора наведена на рис.3.15,а). У якості напівпровідникових ключів можуть використовуватися MOSFET або IGBT зі зворотним діодом (рис.3.1,а).

Розглянемо ідеальні ключі з сигналами керування u_1, u_2 (рис.3.14,б), що відповідають діаграмі (рис.3.1,б). Два ключі однієї гілки схеми не можуть бути замкнуті одночасно, оскільки в цьому випадку виникає коротке замикання джерела напруги, тому на інший ключ гілки подається протилежний сигнал керування \bar{u}_1, \bar{u}_2 .

Для гілки 1, керованої сигналами $u_1 = 1, \bar{u}_1 = 0$, ключ T_1 замкнутий, а ключ T_3 розімкнутий, а напруга V_{AN} між точками А та N дорівнює V_{DC} . Коли $u_1 = 0, \bar{u}_1 = 1$, ключ T_1 розімкнутий, а ключ T_3 замкнутий, і $V_{AN} = 0$.

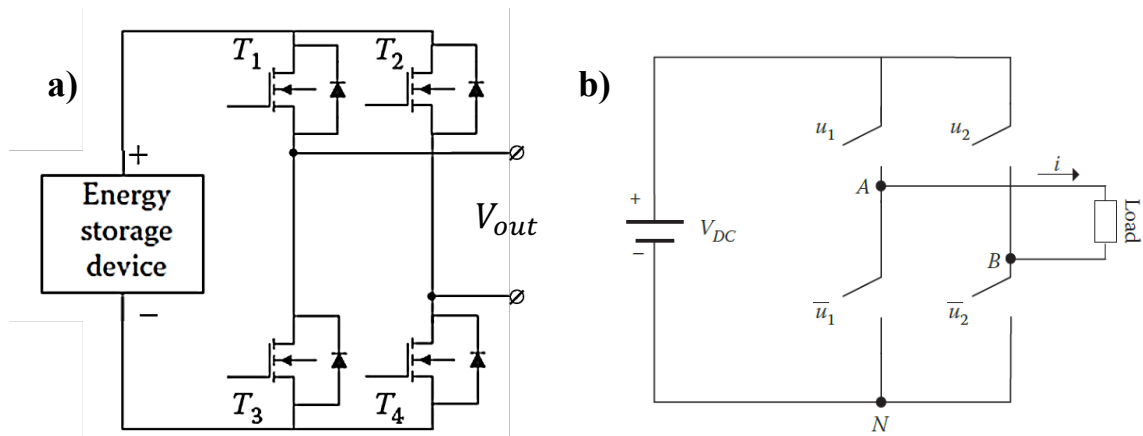


Рис. 3.15. Однофазний dc-ac інвертер

Загальні співвідношення між V_{DC} , V_{AN} , V_{BN} та V_{AB} задаються наступними рівняннями

$$V_{AN} = u_1 V_{DC}. \quad (3.33)$$

$$V_{BN} = u_2 V_{DC}. \quad (3.34)$$

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = (u_1 - u_2) V_{DC}. \quad (3.35)$$

При такому алгоритмі керування ключами отримуємо вихідну напругу $V_{out} = V_{AB}$ при перетворенні напруги постійного струму у напругу змінного і V_{in} при перетворенні напруги змінного струму у напругу постійного (рис.3.16).

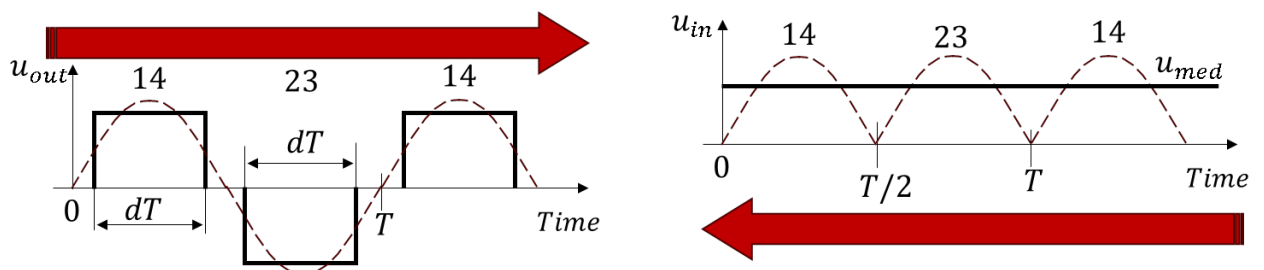


Рис. 3.16. Діаграми напруг dc-ac інвертора

3.3.2. Синусоїдальний однофазний dc-ac інвертер

У більшості застосувань потрібна синусоїдальна вихідна напруга. Однофазний інвертор може генерувати такий вихідний сигнал, якщо застосовується відповідна схема керування ключами. Найбільш використовуваним методом генерації синусоїдального вихідного сигналу є широтно-імпульсна модуляція ШІМ (power width modulation (PWM)).

Принцип ШІМ полягає в порівнянні заданого синусоїдального опорного сигналу V_{ref} з несучою $V_{carrier}$ для генерації сигналу затвора перемикачів

інвертора. При цьому зв'язок між керуючими сигналами u_1 і u_2 співвідношення, яких дотримується метод біполярної ШІМ наведено нижче

$$u_2 = 1 - u_1, \quad (3.36)$$

$$\begin{cases} u_1 = 1 & \text{if } V_{ref} > V_{carrier} \\ u_1 = 0 & \text{if } V_{ref} \leq V_{carrier} \end{cases} \quad (3.37)$$

Розрізняють: 1) біполярну ШІМ; 2) однополярну ШІМ.

Біполярна ШІМ. У біполярній ШІМ для керування двома гілками мосту інвертора використовується лише один синусоїдальний опорний сигнал, як показано на рис.3.17. На рисунку представлені опорний V_{ref} та несучий $PWM_{carrier}$ сигнали, які порівнюються на компараторі, а також відповідні згенеровані сигнали затвора u_1 для ключа T_1 або u_2 для ключа T_2 .

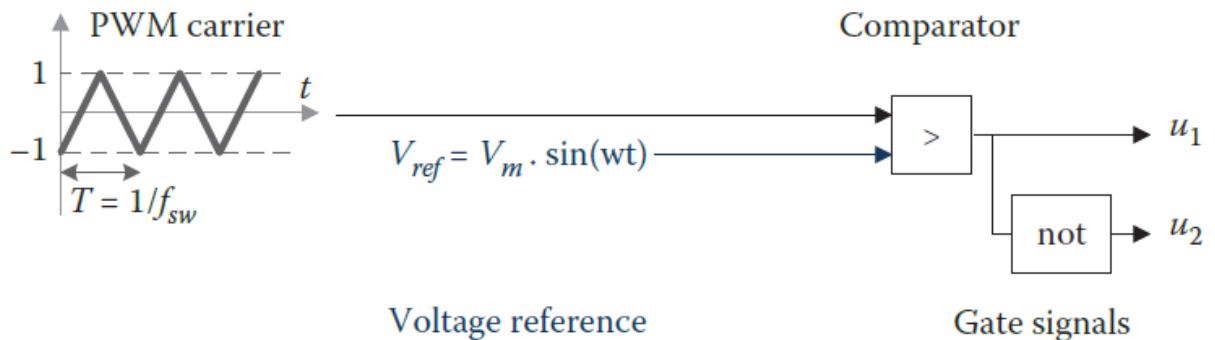


Рис. 3.17. Біполярна ШІМ

Маємо наступну діаграму згенерованих сигналів керування в режимі біполярної широтно-імпульсної модуляції (рис.3.18), де V_c – амплітуда несучого сигналу $V_{carrier}$.

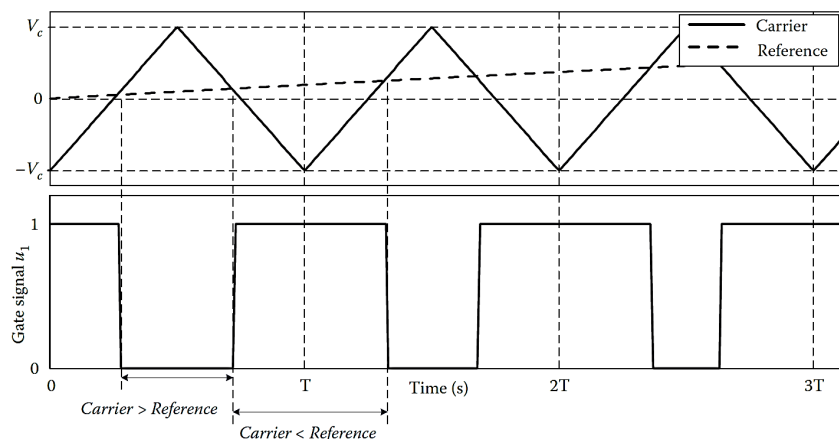


Рис. 3.18. Керуючі сигнали біполярної ШІМ

На рис.3.19 показано отриману вихідну напругу з використанням синусоїдального опорного сигналу V_{ref} , наведеного в рівнянні (3.37). Відповідно до рівнянь (3.33)-(3.37) отримуємо

$$V_{AN} = u_1 V_{DC}. \quad (3.38)$$

$$V_{BN} = (1 - u_1) V_{DC}. \quad (3.39)$$

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN} = (2u_1 - 1) V_{DC}. \quad (3.40)$$

З формули (3.40) видно, що $V_{out} = V_{AB}$ може дорівнювати лише $+V_{DC}$ або $-V_{DC}$.

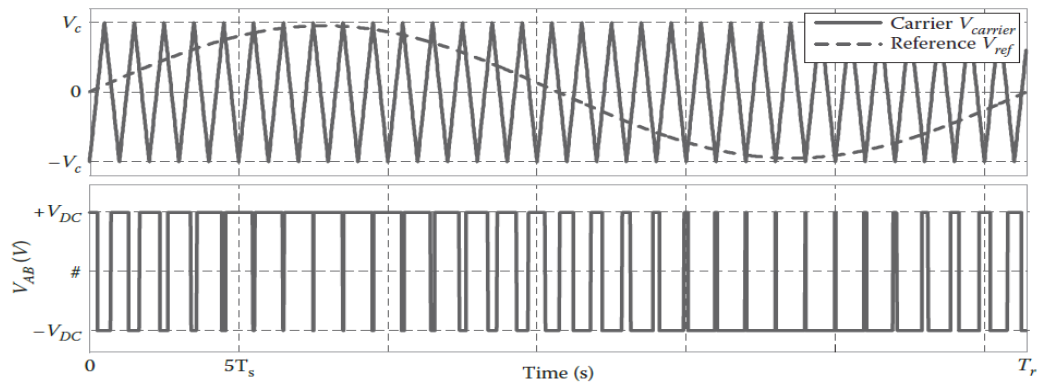


Рис. 3.19. Вихідна напруга V_{out} біполярної ШІМ

Спосіб біполярної ШІМ, як видно з рис.3.19, створює не тільки синусоїдальну напругу першої гармоніки з частотою синусоїдального опорного сигналу V_{ref} і амплітудою

$$V_{1m} = V_{DC} \frac{V_{ref}}{V_c}. \quad (3.41)$$

де V_c – амплітуда несучого сигналу $V_{carrier}$, але і спектр вищих гармонік (рис.3.20).

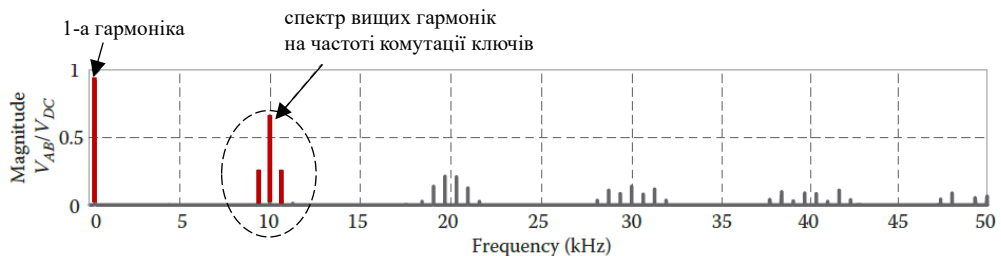


Рис. 3.20. Спектр вищих гармонік біполярної ШІМ

Найбільш згубні гармоніки на несучій частоті комутації f_{sw} (на рис.3.20 це 10 кГц). Вони знижують якість генерованого вихідного сигналу. У деяких застосуваннях, таких як мережевий інвертор, стандарти вимагають специфічних вимог до якості електроенергії з точки зору генерованих гармонік. Якщо генеровані високочастотні гармоніки є занадто важливими з

точки зору стандартів якості електроенергії, на виході інвертора можна додати додатковий фільтр низьких частот. Розмір цього фільтра зменшується з його частотою зрізу: коли частота комутації найвища, вихідний фільтр найменший.

Однополярна ШІМ. В однополярній схемі ШІМ дві гілки інвертора керуються окремо, як показано на рис.3.21.

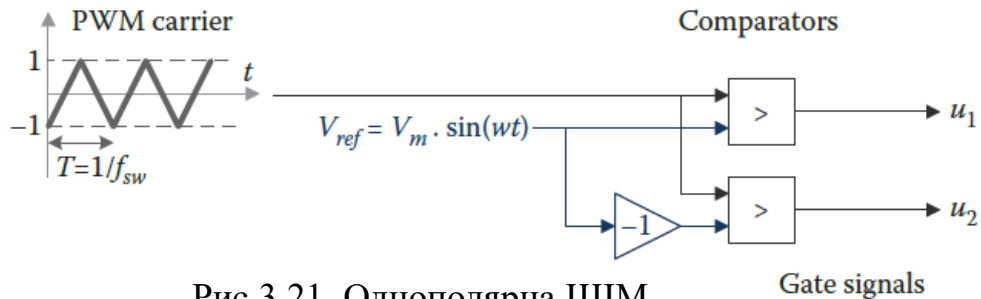


Рис.3.21. Однополярна ШІМ

Два сигнали керування u_1 та u_2 відповідають наступним співвідношенням

$$\begin{cases} u_1 = 1 & \text{if } V_{ref} > V_{carrier} \\ u_1 = 0 & \text{if } V_{ref} \leq V_{carrier} \\ u_2 = 1 & \text{if } -V_{ref} > V_{carrier} \\ u_2 = 0 & \text{if } -V_{ref} \leq V_{carrier} \end{cases} \quad (3.42)$$

На рис.3.22 показано згенеровану фазну напругу V_{AB} відповідно до V_{ref} та $V_{carrier}$.

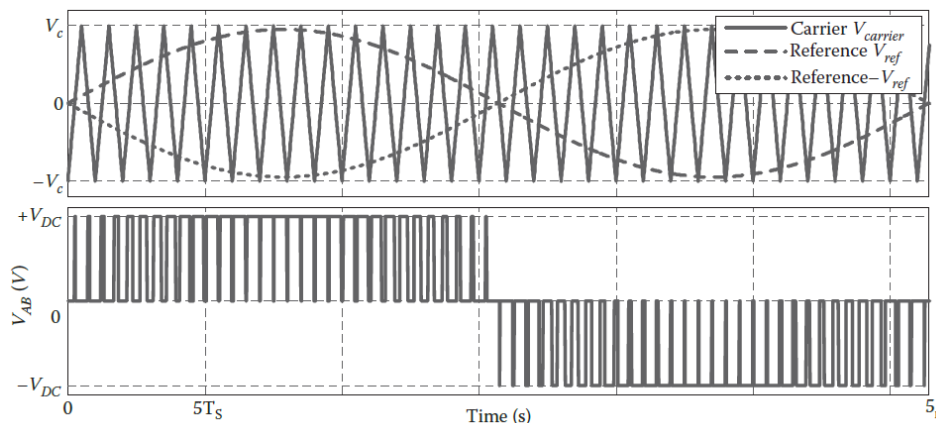


Рис.3.22. Вихідна напруга V_{out} однополярної ШІМ [1]

Використання цієї схеми керування дозволяє генерувати три значення для V_{AB} ($+V_{DC}$, 0 та $-V_{DC}$), тоді як попередній метод генерує лише два ($+V_{DC}$ та $-V_{DC}$). Завдяки цьому покращується якість напруги живлення $V_{out} = V_{AB}$ (рис.3.23). З рисунку видно, що перша вища гармоніка генерується на частоті 20 кГц, що вдвічі перевищує несучу частоту комутації ключів 10 кГц, що використовується в схемі. Використання цієї схеми ШІМ дозволяє генерувати синусоїдальний вихід з кращою якістю живлення без збільшення частоти перемикання ключів.

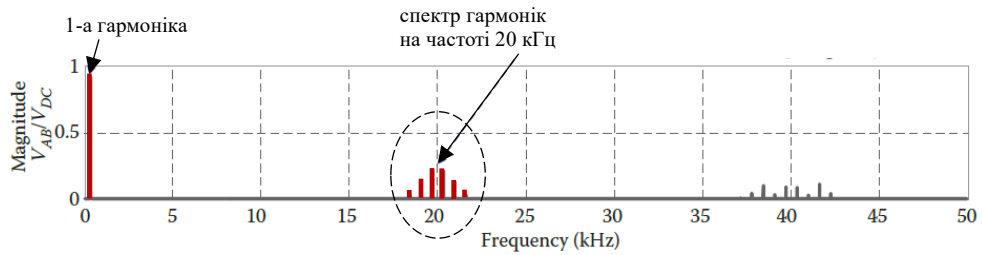


Рис.3.23. Спектр вищих гармонік однополярної ШІМ [1]

3.3.3. Трифазний dc-ac інвертер

Трифазні інвертори використовуються для перетворення джерела постійної напруги в напругу трифазного змінного струму. Два основні застосування цього типу інвертора: 1) потужний мережевий інвертор для електричного транспорту; 2) трифазна система змінного струму.

Трифазна система змінного струму дуже важлива в будь-якому транспортному застосуванні, оскільки значна кількість електричних машин, що використовується для тяги (автомобільний, залізничний, корабельний), є електричними машинами, що використовують трифазну систему живлення (див. розділ 2).

Електрична схема трифазного інвертора представлена на рис.3.24. Вона складається з трьох гілок, паралельно з'єднаних з джерелом постійної напруги. Середня точка кожної гілки відповідає одному з трьох виходів перетворювача. У застосуванні привода двигуна три фази двигуна з'єднані в конфігурації "зірка" та підключені до середньої точки кожної гілки, як показано на рисунку рис.3.24. Трифазний інвертор складається з шести двонаправлених ключів, таких як MOSFET або IGBT зі зворотним діодом. Електричні характеристики ключів такі ж, як і для однофазної конфігурації. Також, подібно до однофазного інвертора, два ключі однієї гілки не можуть бути замкнуті одночасно. Якщо це станеться, джерело постійної напруги закоротить.

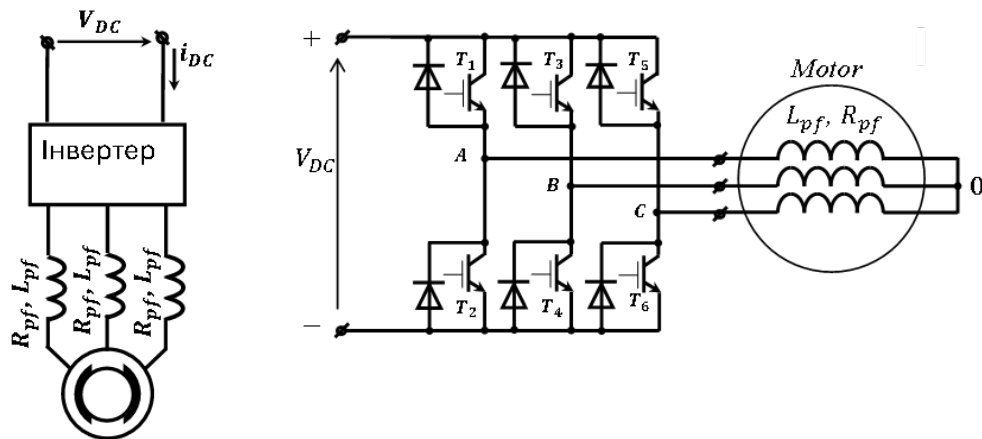


Рис. 3.24. Трифазний dc-ac інвертер

У вигляді ідеальних ключів, трифазний інвертор можна представити у вигляді схеми (рис.3.25).

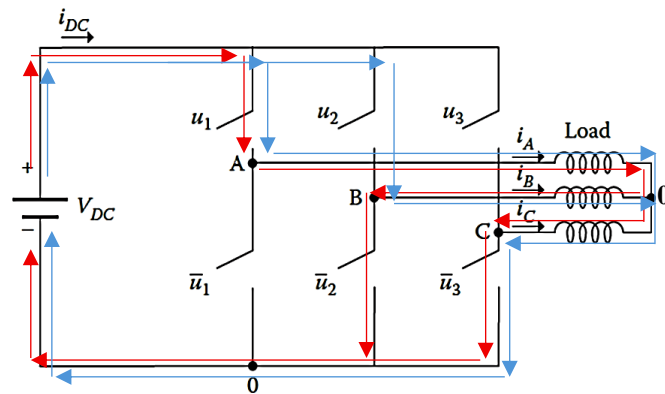


Рис. 3.25. Трифазний dc-ac інвертор з ідеальними ключами

Враховуючи електричну схему (рис.3.25), міжфазну (лінійну) вихідну напругу інвертора можна виразити відповідно до сигналу затвора перемикачів та напруги шини постійного струму (табл.3.1).

Таблиця 3.1

Лінійна напруга інвертора

u_1	u_2	u_3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	p_v
1	1	0	0	V_{DC}	$-V_{DC}$	$p_v(1,1,0)$
1	0	1	V_{DC}	$-V_{DC}$	0	$p_v(1,0,1)$
0	1	1	$-V_{DC}$	0	V_{DC}	$p_v(0,1,1)$
0	0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	$p_v(0,0,1)$
0	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}	0	$p_v(0,1,0)$
1	0	0	V_{DC}	0	$-V_{DC}$	$p_v(1,0,0)$
1	1	1	0	0	0	$p_v(1,1,1)$
0	0	0	0	0	0	$p_v(0,0,0)$

Що стосується фазної напруги, то лінійна напруга перерозподіляється між фазами електричної машини в залежності від схеми підключення обмоток фаз до напруги V_{DC} . Схеми підключення обмоток фаз електричної машини визначаються таблицею станів ключів p_v . Наприклад, у разі, коли $u_1 = 1$; $u_2 = 1$; $u_3 = 0$, стан ключів T_1, T_3, T_5 можна записати як $p_v(1,1,0)$. У цьому випадку струм тече через паралельні обмотки фаз A і B електричної машини і далі - через фазу C (синій колір стрілок на рис.3.25). У разі, коли $u_1 = 1$; $u_2 = 0$; $u_3 = 0$, стан ключів T_1, T_3, T_5 записується як $p_v(1,0,0)$, і струм тече через фазу A електричної машини і далі - через паралельні обмотки фаз C і B (червоний колір стрілок на рис.3.25). Таким чином, варіанти станів підключень обмоток електричної машини обмежуються трьома електричними схемами (рис.3.26), а фазні напруги визначаються співвідношеннями опорів фаз відносно спільної точки "0" (рис.3.26, табл.3.2).

Оскільки фазні обмотки електричної машини розміщені на статорі таким чином, що їх осі розташовані під кутом 120° одна від одної у фронтальній

площині (рис.2.6, рис.2.7), то забезпечення станів ключів p_v згідно з табл.3.2 створює вектори напруги, що мають амплітуду $2V_{DC}/3$ і співпадають з відповідними осями обмоток (рис.3.27,a).

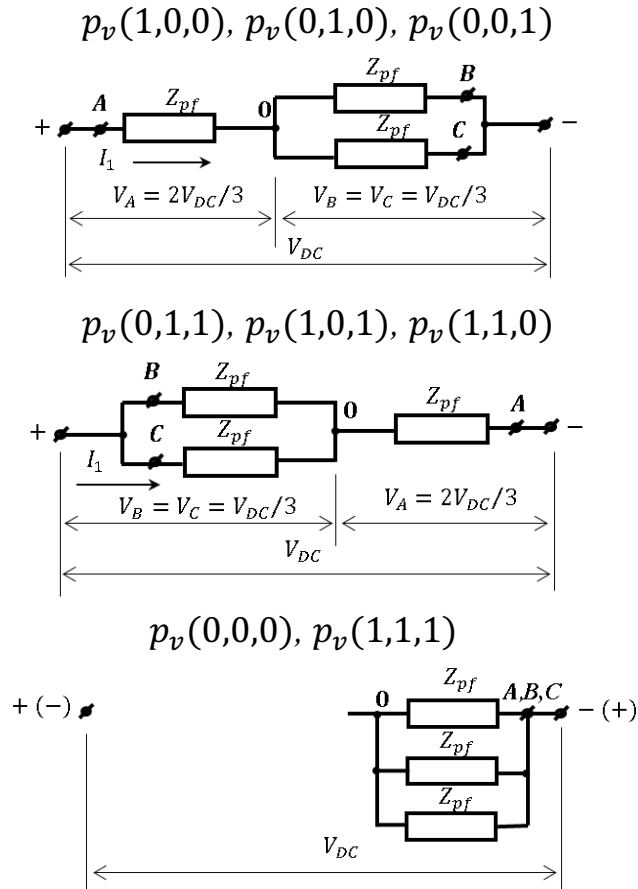


Рис. 3.26. Схеми підключень обмоток фаз електричної машини до трифазного дс-ас інвертора

Таблиця 3.2

Фазна напруга інвертора

u_1	u_2	u_3	V_{A0}	V_{B0}	V_{C0}	p_v
1	1	0	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$p_v(1,1,0)$
1	0	1	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$p_v(1,0,1)$
0	1	1	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$p_v(0,1,1)$
0	0	1	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$p_v(0,0,1)$
0	1	0	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$p_v(0,1,0)$
1	0	0	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$p_v(1,0,0)$
1	1	1	0	0	0	$p_v(1,1,1)$
0	0	0	0	0	0	$p_v(0,0,0)$

Коли шпаруватість усіх ключів інвертора однакова, а час включеного стану складає $\Delta T = T/6$ за період $T = 2\pi$, то послідовне переключення $p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(0,0,0)$ дозволяє повертатись вектору напруги на кут $\pi/3$ проти годинникової стрілки, а послідовне переключення $p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(1,0,0)$

$\rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(1,1,1)$ – по годинниковій стрілці. Звернімо увагу, що наведена послідовність переключень передбачає зміну стану тільки одного ключа у плечі інвертора, що зменшує загальну кількість перемикачів у системі і, відповідно, втрати енергії на ці перемикачів.

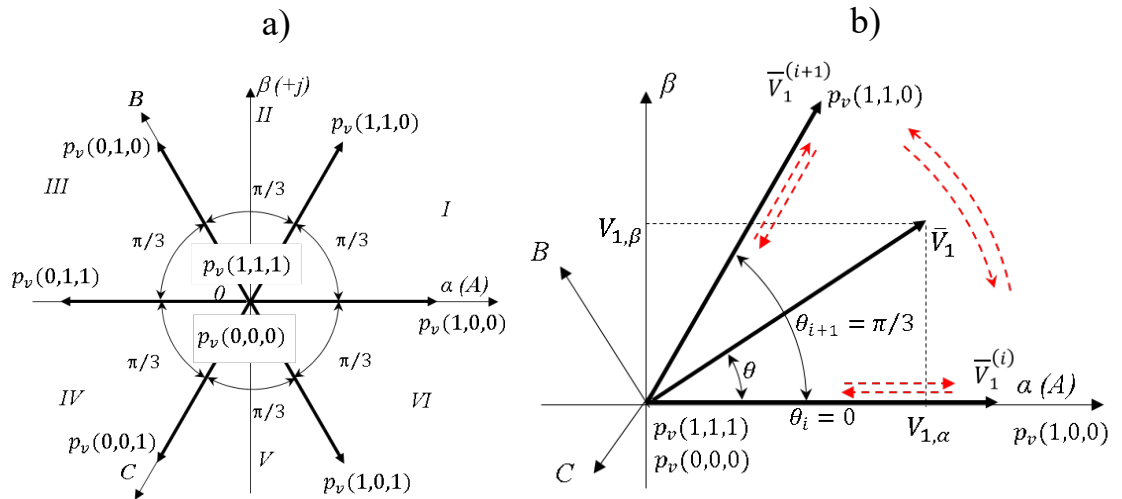


Рис. 3.27. Вектори напруг відповідно до стану ключів

При такому законі керування інвертором вихідна фазна напруга буде мати вигляд рис.3.28. Таким чином забезпечується обертальне магнітне поле, однак вихідна напруга інвертора окрім першої гармоніки включає значну кількість гармонік вищого порядку.

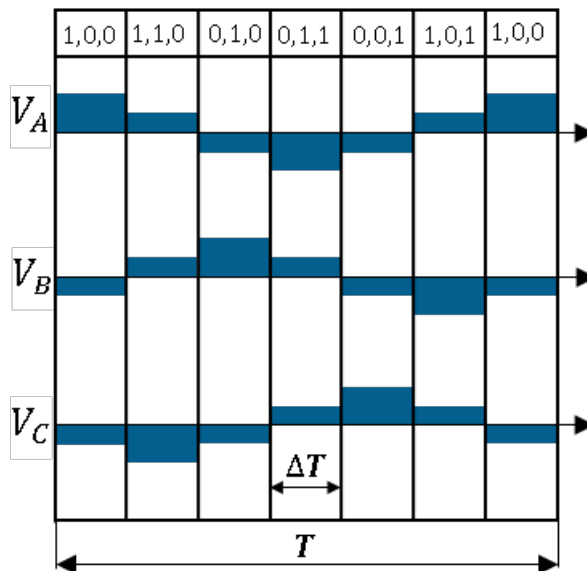


Рис. 3.28. Діаграма вихідних напруг трифазного інвертора при однаковій шпаруватості ключів

Для забезпечення вихідної синусоїдальної напруги використовується більш складний механізм перемикачів – створення проміжного стану вектора напруги. Для цього розглянемо 1-й сектор загальної діаграми векторів

(рис.3.27,b). Вектор напруги \bar{V}_1 буде знаходитися у 1-му секторі, якщо відбувається комутація ключа T_3 зі стану "виключено" до стану "включено" при включеному стані ключа T_1 у верхніх гілках схеми інвертора і відповідних комутаціях ключів нижніх гілок, тобто коли буде змінюватися стан ключів від $p_v(1,0,0)$ до $p_v(1,1,0)$. В залежності від часу перебування ключів у кожному стані t_1 і t_2 залежить положення вектора \bar{V}_1 у цьому секторі (рис.3.29). З урахуванням нульового стану $p_v(0,0,0)$ або $p_v(1,1,1)$ і часу перебування у цьому стані t_{01} і t_{00} можливо також встановити амплітуду цього вектора за період комутації T_s .

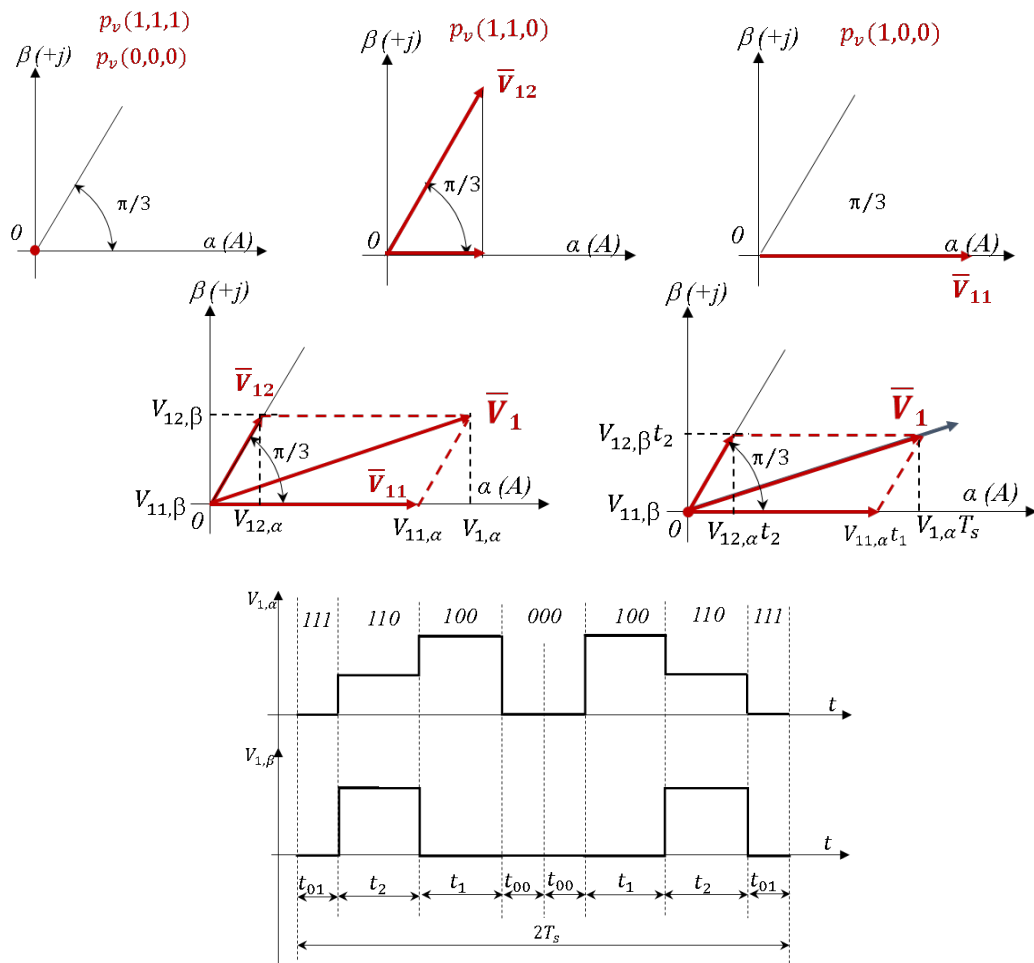


Рис. 3.29. Формування вектора напруги у першому секторі

Таким чином, якщо необхідно забезпечити постійну кутову швидкість ω обертання вектора \bar{V}_1 і його постійну амплітуду, необхідно зформувати відповідні перемикання ключів у цьому секторі, а також і в інших. Для цього використаємо ШІМ (рис. 3.30).

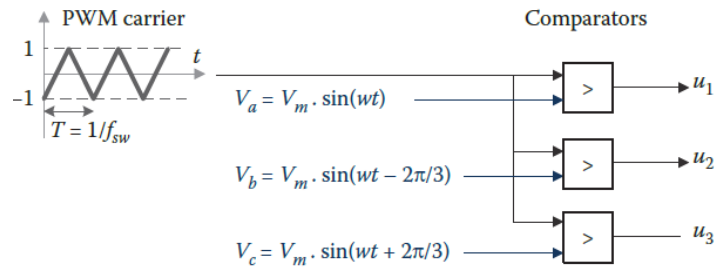


Рис. 3.30. Трифазна широтно-імпульсна модуляція

Діаграма вихідної напруги V_A фази A при широтно-імпульсній модуляції ключів інвертора представлено на рис.3.31.

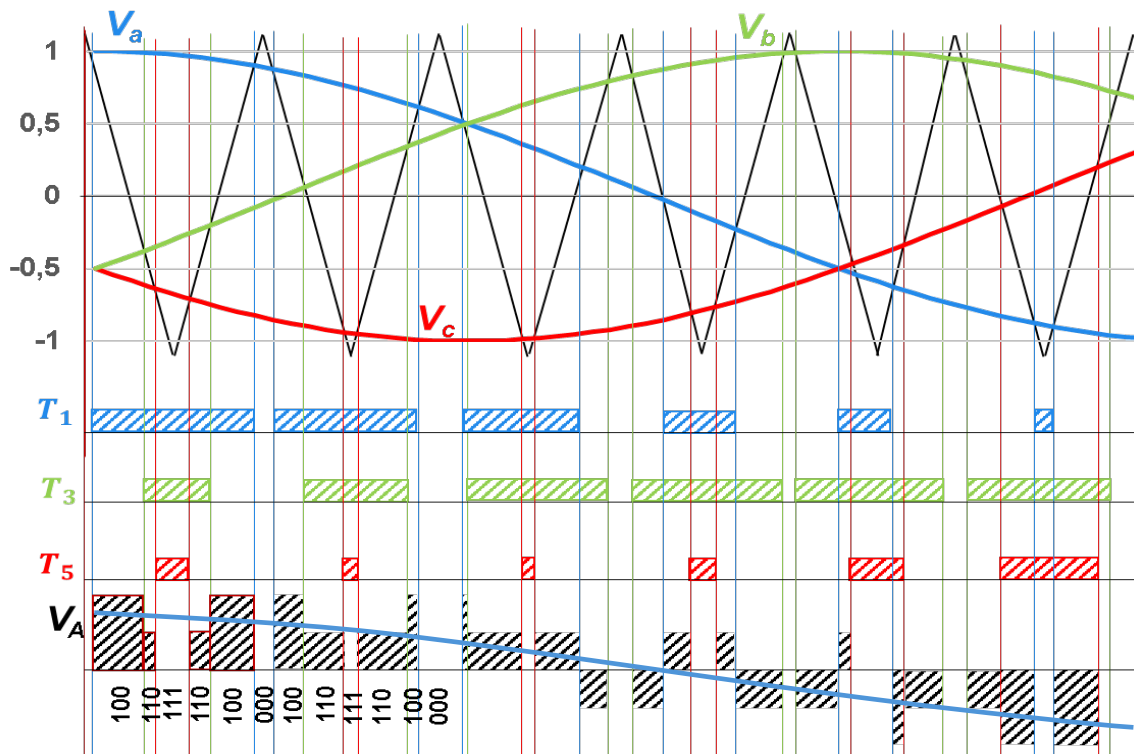


Рис. 3.31. Діаграма вихідної фазної V_A напруги при ШІМ

Порівняння рис.3.31 з рис.3.28 показує, що кількість комутацій ключів за період значно вища при ШІМ, але при цьому маємо інший спектр гармонік: до першої гармоніки приєднується спектр суттєво вищих частот, які у меншій степені впливають на електромеханічні процеси.

4. СИСТЕМИ ЗБЕРІГАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

Системи зберігання електричної енергії (Electrical energy storage systems (ESS)) мають давнішу історію. ESS можуть мати різні принципи зберігання (акумулятор, суперконденсатор, маховик), але акумулятори вже давно є основним джерелом енергії для електромобілів. З часом були винайдені та впроваджені різні технології акумуляторів, і цей процес триває досі. Деякі з таких варіантів:

- свинцево-кислотні (Lead-acid),
- нікель-кадмієві (Ni-Cd),
- нікель-металгідридні (NiMH),
- літій-полімерні (Li-Ion polymer),
- літій-іонні (Li-ion conventional),
- нікель-цинкові, цинково-повітряні акумулятори тощо.

У таблиці 4.1 перераховано різноманітні транспортні засоби, у яких використовуються акумулятори різних типів [1].

Таблиця 4.1

Типи акумуляторів електромобілів

Країна	Компанія	Модель	Тип акумулятора
United States	Tesla	Roadster, Model S	Li-ion
	GM	Chevy-Volt, Spark	Li-ion
		Saturn Vue Hybrid	NiMH
	Chrysler/Fiat	Fiat 500e	Li-ion
	Ford	Escape, Fusion, MKZ HEV	NiMH
Escape PHEV, Focus EV		Li-ion	
Japan	Toyota	Prius, Lexus	NiMH
		Scion iQ EV, RAV4 EV	Li-ion
	Honda	Civic, Insight	NiMH
		Fit EV	Li-ion
	Nissan	Altima	NiMH
		Leaf EV	Li-ion
Mitsubishi	iMiEV	Li-ion	
Germany	BMW	X6	NiMH
		Mini E, Active E	Li-ion
	Daimler Benz	ML450, S400	NiMH
		Smart EV	Li-ion
South Korea	Hyundai	Sonata	Li-ion polymer
China	BYD	E6	Li-ion
Norway	Think	Think EV	Li-ion/ sodium-Ni-Cl
Italy	Iveco	Electric Daily	Sodium-Ni-Cl

З таблиці 4.1 видно, що найбільші компанії-виробники на даний момент віддають перевагу літій-іонним і нікель-металогідридним типам акумуляторів.

Різні типи акумуляторів мають свої переваги та недоліки, і під час вибору потрібно враховувати ці речі.

4.1. Вимоги до систем зберігання електричної енергії

Критичними вимогами до систем зберігання електричної енергії (ESS) є ті, що забезпечують конкурентоспроможність ESS по відношенню до рідкого палива з нафтопродуктів.

4.1.1. Безпека

Зазвичай, діапазон робочих температур для автомобільного зарядного пристрою ESS становить від приблизно -40°C до приблизно 60°C , тоді як конкретний вплив на продуктивність залежить від застосування. Більшість ESS, особливо стандартні літій-іонні, зазнають скорочення терміну служби при екстремально високих температурах та/або зниження потужності при екстремально низьких температурах. Тому необхідно, щоб акумуляторні системи, особливо літій-іонні, були побудовані з механізмом нагрівання для роботи в холодну погоду та охолодження для екстремального тепла. Це збільшує вартість, вагу та складність системи акумуляування електроенергії.

Вкрай важливо вибрати правильний зарядний пристрій у поєднанні з правильними умовами заряду, розряду та зберігання, щоб забезпечити оптимальну, надійну та безпечну роботу. Літій-іонні акумулятори, на відміну від інших пристроїв ESS, зазвичай мають легководовий електроліт. Занадто низька напруга розряду, занадто висока напруга заряду або занадто висока швидкість заряду чи розряду можуть не тільки вплинути на термін служби та тривалість циклу, але й призвести до можливої розгерметизації, розриву або вибуху елемента. Під час заряджання за температур нижче 0°C анод елементів покривається чистим літієм, що може поставити під загрозу безпеку всього блоку. Коротке замикання акумулятора призведе до перегріву елемента та, можливо, до займання. Сусідні елементи можуть перегрітися та вийти з ладу, що може призвести до займання або розриву всього блоку акумуляторів. Щоб уникнути цього, елемент живлення та/або акумулятор повинні мати захисні пристрої, щоб уникнути:

- застосування занадто високих швидкостей заряду або розряду;
- неправильної напруги заряду або розряду або зміни напрямку напруги;
- короткого замикання;
- заряджання або розряджання за занадто високих або занадто низьких температур.

Для забезпечення правильних умов експлуатації використовується система керування акумуляторами (Battery Management System (BMS)), яка контролює напругу, струм та температуру елементів, а також забезпечує належну роботу акумуляторної системи.

4.1.2. Термін служби і календарний термін служби

Термін служби – це міра довговічності ESS, що базується на кількості циклів заряду та розряду, які система може витримати. Кількість циклів ілюструє, скільки разів пристрій ESS може заряджатися та розряджатися, перш

ніж буде досягнуто стану End Of Life (EOL), наприклад, нижньої межі ємності або максимальної межі опору елементів (комірок) батареї. EOL часто встановлюється на рівні 80% від номінальної ємності при Beginning of life (BOL). Залежно від застосування, ESS буде проходити певну кількість циклів заряду та розряду на певну величину, відому як глибина розряду (Depth of discharge (DOD)).

Цикл з високим рівнем DOD називається *глибоким циклом*, який забезпечує максимальний запас ходу і використовується у електричних транспортних засобах типу EV та PHEV. Для PHEV глибина розряду може сягати 80%, а для електромобілів – >90%.

Для застосувань HEV DOD буде низькою, глибина розряду відносно низька, зазвичай <10%. Такий цикл називається *мікрогібридним*. У цих застосуваннях акумулятори використовуються лише для запуску транспортного засобу. Але для мікрогібридного застосування вимоги до потужності високі, і акумулятор повинен виконувати значно більшу кількість розрядів і зарядів, щоб накопичити енергію під час рекуперативного гальмування. Тому у таких транспортних засобах їх можна поєднувати з суперконденсаторами або замінювати дорожчими літій-іонними технологіями.

Для гібридних зарядних пристроїв компроміс між мікроциклами (потужність/розгін) та глибокими циклами (енергія/запас ходу) створює проблеми для літій-іонних акумуляторів. За даними USABC (United States Advanced Battery Consortium) літій-іонні акумулятори можуть задовільно виконувати понад 300 000 імпульсних циклів зарядки-розрядки по 50 Вт·год. Однак, чи можна цього досягти протягом глибоких циклів, ще належить з'ясувати. 15-річна мета USABC – 330 днів на рік – становить 5000 глибоких циклів, а скромніші 10 років – все ще 3300 циклів. Це все ще залишається проблемою для багатьох хімічних елементів.

Календарний термін служби – це окремий показник, що базується на календарній довговічності ESS. ESS може погіршуватися в результаті побічних хімічних реакцій, які відбуваються не лише під час заряджання та розряджання, але й під час зберігання. Конструкція ESS, температура зберігання та стан заряду впливають на термін зберігання та збереження заряду ESS.

4.1.3. Параметри систем зберігання енергії

Основні визначення параметрів систем зберігання енергії є наступні.

Ємність пристрою накопичення енергії (Вт·год, W·h) – означає кількість енергії у ват-годинах, яку повністю заряджений пристрій накопичення може зберігати. Часто використовують оцінку ємності у ампер-годинах (A·год, A·h) для пристроїв з відомим заздалегідь значенням номінальної напруги.

Ампер-година (A·год)/Ampere-hour (Ah) - загальна одиниця, яку виробники використовують для опису загальної ємності елемента за певних заздалегідь визначених умов, наприклад. Пов'язаний показник - ват-година (Вт·год), який

отримують шляхом множення номінальної ємності в А·год на номінальну напругу елемента.

Густина/ Energy density (об'ємна щільність) енергії, (Вт·год/л) – кількість доступної енергії від повністю зарядженого пристрою накопичення енергії на одиницю його об'єму (Energy Density, W·h/L). Одиниця «літр» в основному використовується для вимірювання об'єму рідин. В основному акумулятори мають рідкий електроліт, тому в таких випадках це має сенс; однак навіть для твердотільних електролітів, таких як літій-полімерні батареї, зазвичай використовується та сама одиниця.

Питома енергія/Specific energy ("гравіметрична щільність" енергії, Вт·год/кг) – зазвичай називають «питомою енергією» і визначають як доступну енергію від повністю зарядженого пристрою накопичення енергії на одиницю ваги його (Specific Energy, W·h/kg).

Вимоги до електричної енергії для HEV відрізняються від вимог для повністю електричних транспортних засобів та PHEV; ці вимоги впливають на конструкцію системи накопичення енергії.

Для повністю електричних транспортних засобів необхідно накопичувати велику кількість енергії для транспортування транспортного засобу на прийнятний діапазон, тому потрібна висока густина енергії. Однак загальний обсяг накопичення енергії обмежений вагою, розміром та вартістю ESS.

Щільність потужності/ Power density («об'ємна щільність» потужності, Вт/л) – це доступна потужність від повністю зарядженого пристрою накопичення енергії на одиницю його об'єму (Power Density, W/L).

Питома потужність/Specific power («гравіметрична» щільність потужності, Вт /кг) – це доступну потужність від повністю зарядженого пристрою накопичення енергії на одиницю його ваги (Specific Power, W/kg).

Ефективність руху/Round-trip efficiency виражається у відсотках від частки енергії, що виходить під час розряду, порівняно з енергією, що входить під час заряду.

Саморозряд/Self-discharge (%/день) – втрати енергії за одиницю часу, зазвичай %/день.

Життєвий цикл/Cycle lifetime – очікувана кількість корисних циклів, залежно від визначення циклу

Вартість потужності/Power capacity cost (\$/кВт) – грошова вартість одиниці потужності.

Вартість енергії/Energy capacity cost (\$/кВт·год) - Грошова вартість одиниці енергії.

State of Charge (SOC) – степінь заряду, що означає відсоток заряду, доступного від пристрою накопичення енергії, до повної ємності пристрою накопичення енергії. Виражається або у відсотках від 0% до 100%, або в числі від 0 до 1. Вказує рекомендовані крайні стани елемента, наприклад, концентрації активного матеріалу/іонів в електрохімічному елементі, які представляють повністю заряджений або повністю розряджений стан елемента.

Depth of Discharge (DOD) – глибина розряду, що може бути прийнята як відсоток заряду, який був взятий з батареї, до всієї ємності батареї, наприклад, $DOD = 1 - SOC$ або $DOD\% = 100 - SOC\%$. Виробники акумуляторних батарей рекомендують користувачеві не перевищувати 30% *DOD* через проблеми із терміном їх служби.

Розрядна ємність/Discharge capacity – загальна ємність, яку можна отримати з повністю зарядженого елемента від $SOC = 1$ до $SOC = 0$. Позначається як Ah_d або Wh_d .

Зарядна ємність/Charge capacity – загальна ємність, яку можна зарядити в елемент від $SOC = 0$ до $SOC = 1$. Позначається як Ah_c або Wh_c .

Charging Efficiency (Ефективність заряджання, коефіцієнт корисної дії, ККД) – визначається як відношення доступної енергії від акумулятора внаслідок повного розряду до кількості енергії, необхідної для повного заряджання акумулятора. Цей параметр може згадуватися під іншими назвами, такими як *кулонівська ефективність* або *прийняття заряду*. Загалом кулонівський ККД для нової батареї високий, однак він зменшується в міру старіння батареї.

C-Rate – швидкість заряду або розряду, що дорівнює швидкості, за якої елемент живлення може повністю зарядитися або розрядитися за 1 годину. Наприклад, у випадку батареї ємністю 10 А·год йдеться про припинення процесу заряджання, коли зарядний струм падає нижче рівня $C/10$ (рівень 10 год), це означає, що заряджання слід припинити, коли струм стає меншим величина струму, з якою акумулятор розряджається через 10 год; іншими словами: $10 \text{ А}\cdot\text{год}/10 \text{ год} = 1 \text{ Ампер}$. Тобто $C\text{-Rate}=1$. Якщо $C\text{-Rate}=2$, то ця батарея може заряджатися/розряджатися 2 А струмом (час заряду/розряду 5 годин). На зарядних станціях іноді вказують цей параметр для того, щоб було зрозуміло, за який час буде заряджено батарею номінальним струмом.

Напруга холостого ходу/Open-circuit voltage (OCV) – внутрішня напруга елемента, що вимірюється на його клеммах в умовах нульового струму/відключення в стані рівноваги спокою. Її значення залежить від стану заряду елемента та ефектів гістерезису.

Ключовою метою розробки систем зберігання енергії для електромобілів є максимізація густини енергії та питомої енергії.

Для легких та повноцінних HEV, де основним джерелом енергії є нафтове паливо, потреба в електроенергії обмежена. ESS забезпечує підвищення потужності для швидкого розгону та відновлення енергії за допомогою рекуперативного гальмування. Тому ESS вимагає вищої щільності потужності протягом короткого періоду. З цієї причини суперконденсатори краще працюють при частих циклах запуску-зупинки порівняно з електрохімічними елементами.

Основні відмінності між пристроєм ESS, оптимізованим для використання в PHEV та EV (висока щільність енергії), та пристроєм, оптимізованим для використання в HEV (висока щільність потужності), полягають у розмірі ESS та відносній кількості активних матеріалів, що

використовуються у акумуляторних елементах. На рис.4.1 показано приблизне співвідношення потужності до енергії (P/E) для різних застосувань HEV, PHEV та EV [1].

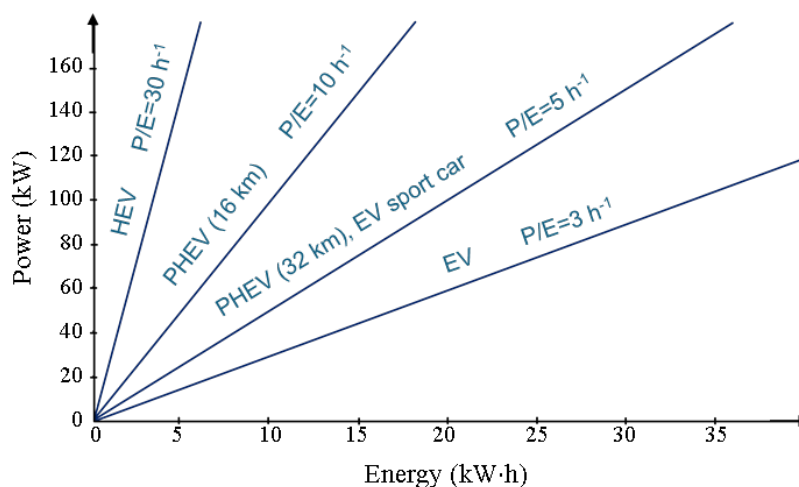


Рис. 4.1. Співвідношення між потужністю (P) та енергією (E) для різних типів електромобілів і гібридів

Акумуляторні блоки, що використовуються в електромобілях, складаються з численних акумуляторних елементів. Наприклад, Tesla Model S має 7104 літій-іонні елементи в блоку ємністю 85 кВт·год. Слід зазначити, що акумуляторні блоки мають нижчу щільність енергії та потужності, ніж окремі елементи, через коефіцієнт упаковки. Зазвичай для розрахунку щільностей для блоків застосовується коефіцієнт упаковки 0,6–0,8 до щільності енергії та потужності елемента. Наприклад, для блоку, сформованого з елементів щільністю енергії 1 кВт·год/кг можна досягти щільності енергії лише 0,6–0,8 кВт·год/кг.

Щоб наблизити ESS до рідкого палива, потрібна питома енергія 700 Вт·год/кг. Для цього знадобляться нові матеріали для елементів ESS або нові рішення для зберігання енергії. Таким чином, довгострокові цілі щодо зниження витрат і покращення щільності енергії вимагатимуть технологічного прориву в хімії акумуляторних елементів.

Низка організацій встановила цілі щодо майбутніх вимог до ESS. Зокрема організація USABC встановила 15-річний цільовий термін служби для ESS, з різними вимогами до застосувань HEV та PHEV. Для гібридних електромобілів метою є щільність потужності 300 Вт/л у поєднанні з потужністю більше 25 кВт протягом 10 с. Для застосувань PHEV метою є корисна енергія 3,4 кВт·год або запас ходу 16 км на електротязі, розряд 45 кВт протягом 10 с. Ці цілі мають на меті привести витрати на ESS у відповідність до традиційних двигунів внутрішнього згоряння. Табл. 4.2 показує основні цільові характеристики ESS від USABC на основі найсучаснішої літій-іонної технології [1].

Цільові характеристики ESS від USABC*

Параметр системи (одиниці)	Мінімальна довгострокова мета	Бажана довгострокова мета
Щільність потужності (Вт/л)	460	600
Питома потужність розряду 80% DOD/30 с (Вт/кг)	300	400
Питома потужність — рекуперація 20% DOD/10 с (Вт/кг)	150	200
Щільність енергії — швидкість розряду C/3 (Вт·год/л)	230	300
Питома енергія — швидкість розряду C/3 (Вт·год/кг)	150	200
Загальний розмір акумуляторного блока (кВт·год)	40	40
Термін служби (роки)	10	10
Термін служби — 80% DOD (цикли)	1000	1000
Деградація потужності та ємності (%)	20	20
Ціна продажу (\$/кВт·год)	150	100
Робоча температура (°C)	від -40 до 50	від -40 до 85
Нормальний час заряджання (год)	6	3
Швидкий заряд (хв)	30 (20%–70% заряду)	15 (40%–80% заряду)
Безперервний розряд за 1 год (% від ємності)	75	75

*USABC (United States Advanced Battery Consortium) є частиною USCAR (United States Council for Automotive Research LLC), спільної компанії з автомобільних технологій, розташованої в Саутфілді, штат Мічиган, США і керована компаніями-членами Ford Motor Company, General Motors та Stellantis.

4.2. Електрохімічні елементи

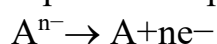
4.2.1. Основні поняття

Електрохімічні елементи працюють шляхом перетворення електричної енергії в хімічну через пару реакцій відновлення–окислення (окисно-відновних). В окисно-відновних реакціях відбувається перенесення електронів. Окисно-відновні реакції в електрохімічних елементах протікають з реакцією відновлення на одному електроді, а на іншому – реакція окислення. Це можливо завдяки перенесенню електронів від електрода, що зазнає окислення, на той, що відновлюється. Використовується така термінологія для позначення окисно-відновних реакцій:

Відновлення Приріст електронів або зниження ступеня окиснення



Окислення Втрата електронів або підвищення ступеня окислення



Відновник Речовина, яка віддає електрони іншим речовинам, що означає – окислюється

Окислювач Речовина, яка приймає електрони від інших речовин, що означає – відновлюється

У типових хімічних окисно-відновних реакціях електрони переносяться між молекулами. Електрохімічна реакція — це реакція, яка забезпечується зовнішньо прикладеною напругою, наприклад, електролізом, або така, що генерує електричну напругу.

Електрохімія займається випадками, коли окисно-відновні реакції розділені простором або часом і з'єднані зовнішнім колом. Особливістю акумуляторів є те, що ці реакції відбуваються в різних місцях батареї, змушуючи електрони накопичуватися на одному з електродів, а на іншому виникає їх дефіцит. Якщо до електродів підключити зовнішнє навантаження, то накопичені електрони будуть рухатись по зовнішньому електричному колу, забезпечуючи електричний струм.

Електрохімічні елементи можна класифікувати як *гальванічні елементи* та *електролітичні елементи*.

Гальванічний елемент — це елемент, у якому відбуваються спонтанні окисно-відновні реакції, що створюють позитивну напругу елемента. Неперезаряджувані батареї можна називати гальванічними елементами.

Електролітичні елементи включають неспонтанні окисно-відновні реакції, які зумовлені зовнішньо прикладеною напругою.

Акумуляторні (вторинні) батареї діють як гальванічні елементи під час розряду та як електролітичні елементи під час заряду.

Електрохімічний елемент містить наступні основні частини: *позитивний електрод*, *негативний електрод*, *електроліт* та *сепаратор*. Електроди зазвичай називають анодом і катодом, а точне визначення залежить від того, заряджається чи розряджається елемент. Для класифікації електродів за різних умов експлуатації використовуються такі визначення:

Катод — електрод, через який витікає електричний струм або входять електрони.

Анод — електрод, через який входить електричний струм або виходять електрони.

Враховуючи вищезазначені визначення, під час розряду позитивний електрод є катодом, а негативний електрод — анодом; під час заряджання елемента застосовуються зворотні визначення.

Позитивний та негативний електроди оточені *електролітом*. Він є електроізолюючим та іонопровідним. Рідкі електроліти зазвичай містять розчинені сполуки, які іонізуються у водному розчині, такому як вода. Також можливі тверді електроліти, такі як поліоксіетилен, так звані сухі літій-полімерні елементи, які можна виготовляти з використанням твердих електролітичних полімерів. (рис.4.2).

Для збільшення потужності та щільності енергії електроди зазвичай розміщують якомога ближче один до одного.

Сепаратор також є частиною елемента, щоб запобігти короткому замиканню. Конструкція сепаратора залежить від типу елемента; ключовою його властивістю є те, що він дозволяє іонам проходити через нього.

Потік струму між позитивним та негативним електродами відбувається через електрони зовні та іони всередині.

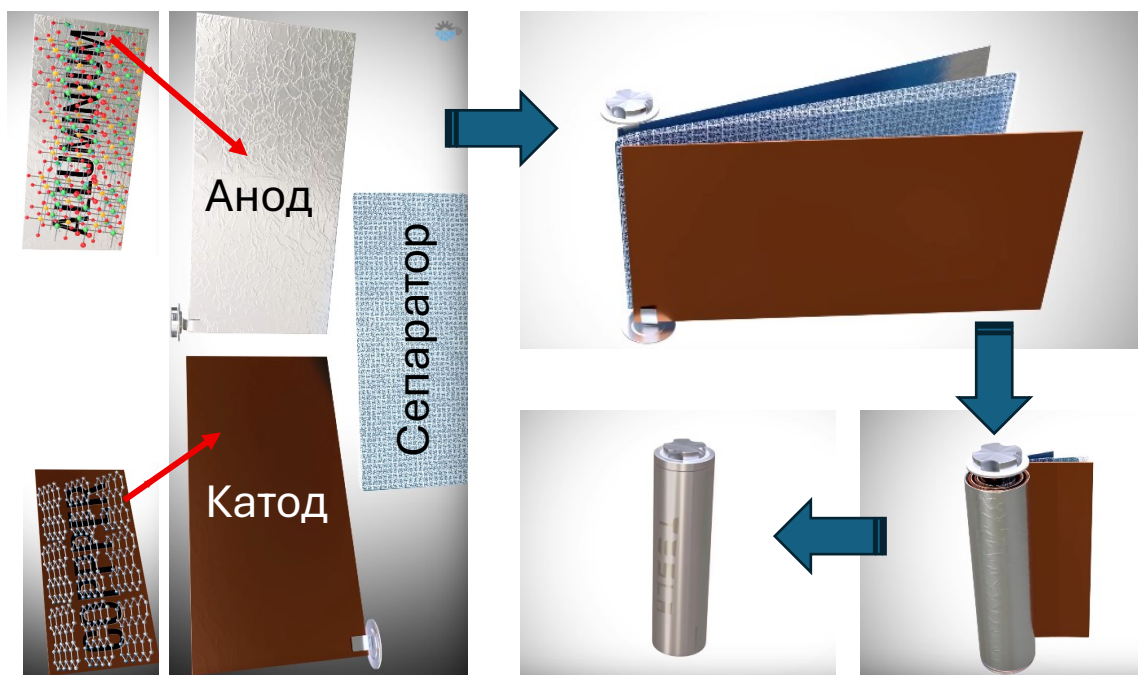


Рис. 4.2. Конструкція літій-іонних акумуляторів

В електроліті можна знайти два типи іонів:

Аніон – іон із сумарним негативним зарядом, тобто більше електронів, ніж протонів.

Катіон – іон із сумарним позитивним зарядом, тобто більше протонів, ніж електронів.

Робота електрохімічного елемента під час розряду описується наступним чином. Електрони переміщуються від негативного електрода через навантаження до позитивного електрода (рис.4.3). Це призводить до того, що позитивний електрод стає трохи менш позитивним, а негативний електрод — трохи більш позитивним, що призводить до дисбалансу заряду всередині елемента. Іони всередині елемента компенсують цей дисбаланс заряду. Будь-які аніони в електроліті дрейфують через електроліт до негативного електрода, віддаючи електрони в реакції окислення. Одночасно будь-які катіони дрейфують до позитивного електрода, щоб приймати електрони в реакції відновлення. Під час заряджання елемента відбуваються зворотні процеси, коли електрони витісняються в негативний електрод, будь-які аніони в електроліті дрейфують до позитивного електрода, а будь-які катіони дрейфують до негативного електрода (рис.4.3).

Оскільки масоперенос іонів у комірці не відбувається миттєво, очікується, що коли електроди відключені від зовнішнього кола, іони продовжуватимуть дрейфувати до відповідних електродів, щоб внутрішньо збалансувати заряд у комірці. Крім того, іони в електроліті завжди піддаються ефектам просторової дифузії. Це домінуючі механізми, які впливають на динаміку зміни напруги на ступінчасті струмові вхідні сигнали. Максимальна швидкість дрейфу іонів в електроліті обмежена, отже, комірка має ненульовий внутрішній опір. Кількість енергії, яка може зберігатися в електрохімічній комірці, обмежена

кількістю активних хімічних речовин в електроліті, які можуть зберігатися в комірці. Потужність комірки визначається площею поверхні межі електрод/електроліт. Тому комірка кінцевого розміру має обмежену ємність зберігання та швидкість живлення, що визначається внутрішньою конструкцією упаковки комірки.

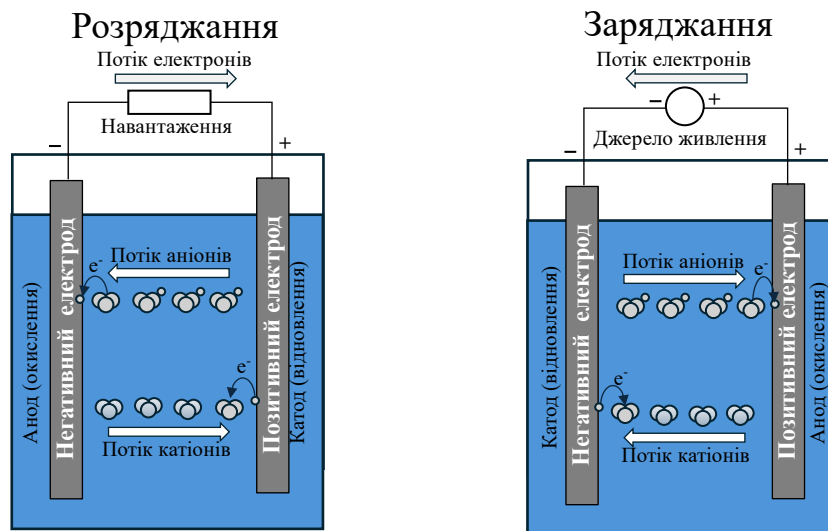


Рис. 4.3. Розрядження і зарядження електрохімічного елемента

Напруга на клеммах електрохімічного елемента E^0 залежить від напруги хімічного потенціалу двох реакцій, що відбуваються на кожному електроді або півелементі

$$E^0 = E_+^0 - E_-^0 \quad (4.1)$$

де E_+^0 – потенціал позитивного електрода; E_-^0 – потенціал негативного електрода.

Верхній індекс «0» стосується стандартних умов тиску газу при 1 атм, температурі 25°C та 1 М (молярній) концентрації. Значення напруги E_+^0 та E_-^0 подаються як напруги хімічного потенціалу на еталонному стандартному водневому електроді.

В залежності від типу активних хімічних речовин в електрохімічному елементі він має різну вихідну напругу E^0 , яка визначається електрохімічним рядом (рис.4.4).

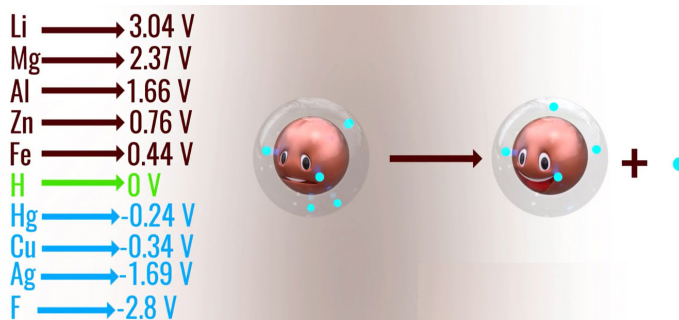


Рис. 4.4. Електрохімічний ряд

4.2.2. Свинцево-кислотні акумулятори

Свинцево-кислотні акумулятори за способом використання поділяються на:

- стаціонарні – для енергетичного обладнання;
- портативні – для електроінструментів;
- тягові – для електричного транспорту;
- стартерні – для автомобілів з ДВЗ.

Конструкція електрохімічного елемента зазвичай має форму кількох пластин, як показано на рис.4.5, для збільшення вихідної потужності елемента. Пористий сепаратор дозволяє знизити рівень електроліту та іонів і запобігає короткому замиканню електродів. Пластини електродів зазвичай містять губчасті частини, щоб ще більше збільшити площу поверхні та потужність. Енергетичну ємність елемента можна збільшити, збільшивши товщину пластин.

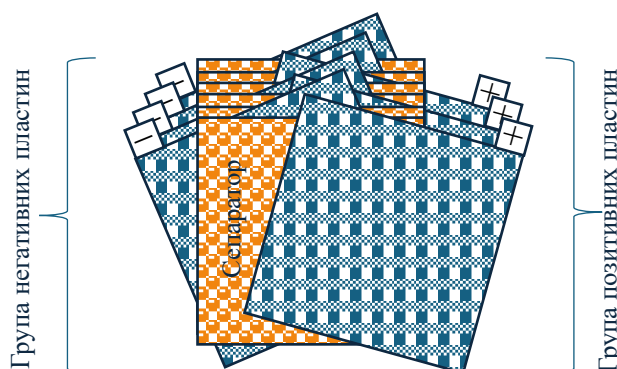


Рис. 4.5. Конструкція свинцево-кислотного електрохімічного елемента

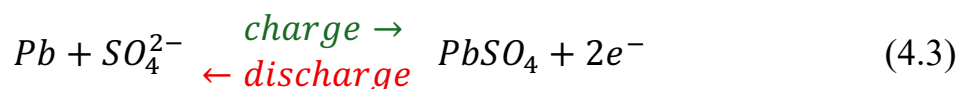
Свинцево-кислотні акумулятори працюють завдяки взаємодії свинцевих пластин Pb і розчину сірчаної кислоти H_2SO_4 . Під час заряджання та розряджання відбувається оборотна хімічна реакція. Позитивні пластини містять діоксид свинцю PbO_2 , негативні – губчастий свинець Pb . Пластини розділені сепараторами, що запобігають їх замиканню. Для підвищення міцності пластини покривають сурмою або кальцієм.

Реакції, що виникають у цій комірці, наступні:

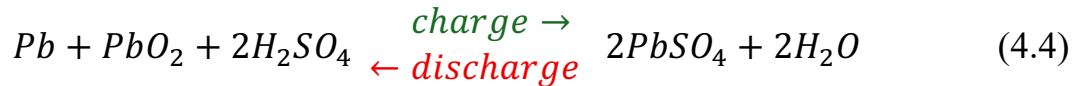
Позитивний електрод



Негативний електрод



Загальна реакція



Напруга на клемах свинцево-кислотного електрохімічного елемента становить $E^0 = 2,04$ В при розряді.

Усередині елемента присутні як аніони (SO_4^{2-}), так і катіони (H^+) для забезпечення струму та іонного струму. Оскільки густина води та сірчаної кислоти відрізняється, ці іони також піддаються конвекції, а також дифузії та дрейфу від електричного поля.

Перезаряджання свинцево-кислотних акумуляторів утворює кисень та водень внаслідок електролізу, що призводить до втрати води. Це можна компенсувати періодичним додаванням води. У елементі також необхідно передбачити спеціальні вентиляційні отвори, щоб запобігти накопиченню газу.

Переваги:

- служать довше інших типів АКБ і менш схильні до замерзання, якщо вони зберігаються при високому рівні заряду.

Недоліки:

- сульфатація, кристалізація сульфату свинцю, яка перешкоджає розчиненню іонів в електроліті;
- перевантаження при перезаряджанні утворює газоподібний кисень і водень шляхом електролізу, що призводить до втрати води;
- накопиченню газів у камері;
- корозія на клемах елемента та розтріскування пластини.

4.2.3. Нікель-метал-гідридні акумулятори (NiMH)

Нікель-металгідридні (NiMH) елементи значною мірою замінили старішу, але подібну технологію на основі нікель-кадмію (NiCd).

Нікель-кадмієві акумулятори вирізняються надійністю та довговічністю. Вони ефективно працюють при температурах до -50°C і вище, витримують високі пускові струми та підтримують швидку зарядку. Однак вони мають ефект пам'яті, тому їх слід повністю розряджати перед зарядкою. Ці акумулятори можна відновлювати з ймовірністю 60%. Їх корпус з удароміцного пластику стійкий до ударів, падінь і вібрацій. Нікель-кадмієві акумулятори використовуються в пристроях з високими струмами розряду, таких як переносні радіостанції, авіаційне обладнання, енергетична інфраструктура, нафтогазова промисловість та різні транспортні засоби, включаючи тролейбуси та електрокари.

На ринку присутні також *нікель-залізні акумуляторні батареї (NiFe)*. Вони відомі своєю високою міцністю і довговічністю, стійкі до перезарядок, розрядок, теплових ударів і коротких замикань. Термін обслуговування може сягати понад 20 років навіть при інтенсивному використанні.

Нікелево-залізна батарея складається з плоских електродів у сталевому корпусі з пробкою для заливки електроліту. Електроди розміщені в перфорованій сталевій оболонці або на сітці, а електроліт — їдкий калій.

Переваги:

- висока витривалість до перезаряджень і негативних умов;
- стійкість до вібрацій і високих температур;
- не містять шкідливих речовин.

Недоліки:

- низька питома ємність;
- великий саморозряд (до 40% на місяць);
- висока вартість і погана робота при низьких температурах.

Частіше всього використовуються в тягових системах електротранспорту, електрифікації вагонів та для резервного електроживлення, де потрібна безперервна зарядка.

Нікель-металгідридних елементи (NiMH). Поширеними форм-факторами для елементів є циліндричні та призматичні типи з твердими корпусами. Для збільшення потужності є поширеним спірально-намотуваний підхід до композитних шарів (рис.4.6). Композитні шари зазвичай є губчастими структурними електродами, вбудованими/заповненими електролітом.

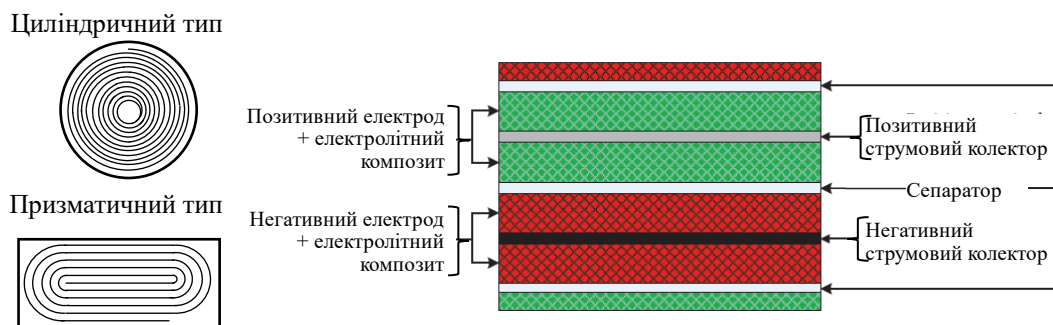
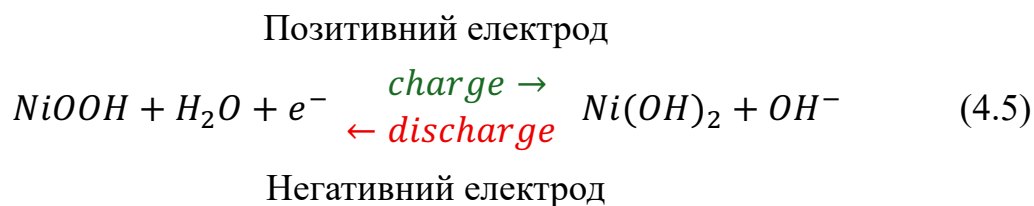


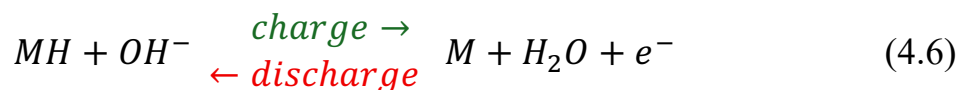
Рис. 4.6. Компонівка нікель-металгідридних елементів

У нікель-металгідридних елементах метал (M) зазвичай є інтерметалічною сполукою форми AB_5 або AB_2 [23].

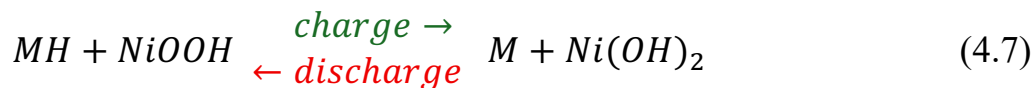
У першому випадку A є комбінацією La , Ca , Pr та Nd , а B є комбінацією Ni , Co , Mn та Al . Для форми AB_2 A є комбінацією Ti , V та Zr , а B є комбінацією Ni , Co , Cr , Mn , Al та Sn . Електролітом зазвичай є водний розчин 30 мас.% KOH.

Реакції, що виникають у цій комірці, наступні:





Загальна реакція



Напруга на клеммах нікель-металгідридного елемента становить $E^0 = 1,35V$ при розряді.

З точки зору електрохімічної речовини, негативним електродом є водень; однак він поглинається металевим сплавом, наприклад, $LaNi_5H_6$. Внутрішній іонний струм низького заряду в електроліті зумовлений лише аніоном (OH^-). Роботу елемента зображено на рис.4.7. Рух катіонів (H^+) відбувається на негативному електроді. Нікель з'єднаний з кожним електродом, щоб діяти як струмозбірники для електронного низького заряду.

Нікель-металлогідридні акумулятори можуть страждати від зміни полюсів при надмірному розряді, що призводить до постійного пошкодження елементів. Це трапляється в багатоелементних схемах, коли інші елементи керують зміною полярності. Сучасні елементи містять каталізатори для рекомбінації водню та кисню з утворенням води під час низьких (крапельних) струмів перезаряду та в процесі генерації тепла. Однак це менш ефективно при більших струмах. Тому з міркувань безпеки в конструкції елемента все ще є вентиляційні отвори, щоб запобігти накопиченню газу. Також можуть бути присутніми внутрішні реле тиску для відключення елемента.

Порівняно з іншими типами елементів, нікель-металлогідридні акумулятори мають відносно високий коефіцієнт саморозряду, який коливається від 5% до 20% на день.

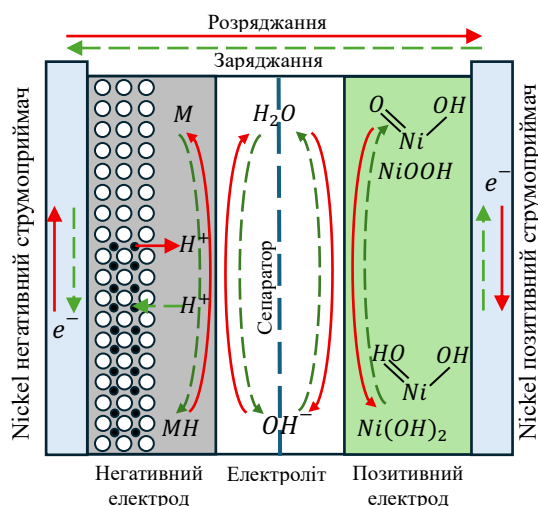


Рис .4.7. Розрядження і зарядження нікель-металгідридного електрохімічного елемента

Основне старіння відбувається на металлогідрогенованому електроді з таких причин:

- повторюване механічне навантаження від розширення/стискання під час циклічного розряду/використання, що викликає руйнування частинок;

- корозія металогідрогенованих акумуляторів, що призводить до зростання резистивного шару;
- утворення газу внаслідок надмірного розряду та перезаряду;
- споживання активного матеріалу електрода та води з електроліту внаслідок саморозряду.

4.2.4. Літій-іонні акумулятори (Li-ion)

Елементи з низьким вмістом катіонів Li^+ називаються *літій-іонними*. Ця технологія все ще ретельно досліджується, а конструкції все ще оптимізуються. Існує багато варіацій, що складаються з різних матеріалів електродів. Матеріали позитивних електродів включають оксид літію-кобальту (LiCoO_2), оксид літію-марганцю (LiMnO_4), фосфат літію-заліза (LiFePO_4), оксид літію-нікелю-марганцю-кобальту ($\text{LiNi}_\alpha\text{Mn}_\gamma\text{Co}_\gamma\text{O}_2$) та оксид літію-нікелю-кобальту та алюмінію ($\text{LiNi}_\alpha\text{Co}_\gamma\text{Al}_\gamma\text{O}_2$). Два останні є змішаними варіантами, які називаються NMC та NCA відповідно. Найпоширенішим матеріалом негативного електрода є графіт, інтеркальований літієм (LiC_6), хоча також доступний титанат літію ($\text{Li}_4\text{Ti}_5\text{O}_{12}$). Номінальна напруга елемента залежить від обраних матеріалів [24].

З огляду на високу реакційну здатність літію з водою, використовуються неводні або апротонні електроліти. Рідкі електроліти складаються з солей літію (LiPF_6 , LiBF_4 та LiCoO_4), розчинених в органічному розчиннику, такому як диметилкарбонат, діетилкарбонат та етиленкарбонат. Також можливі тверді електроліти, такі як поліоксіетилен, так звані сухі літій-полімерні елементи, які можна виготовити з використанням полімерів твердого електроліту. Також присутній сепараторний матеріал, яким може бути пористий поліпропілен, поліетилен або композитні плівки з поліпропілену/поліетилену (рис.4.8).

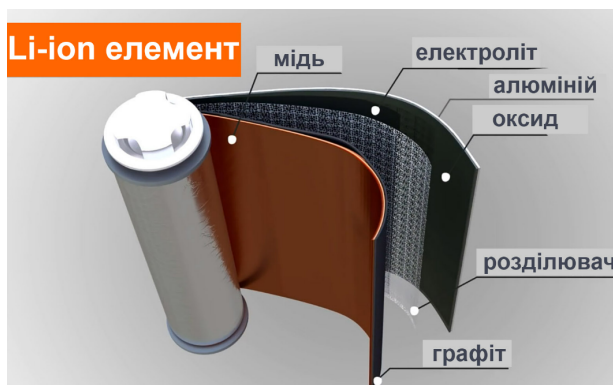


Рис. 4.8. Компоновка Li-іон елементів

Принципи роботи елементів різних хімічних сполук схожі; тут як приклад буде описано LiCoO_2 .

Крім оксиду літію (анод), батарея містить також електроліт і графіт (катод) (рис.4.9).

У графіті зв'язок між шарами набагато слабший, ніж між атомами всередині шарів, тому графіт має шаруватий структуру.

У якості електроліта використовується органічна сіль літію, яка наноситься на шар роздільника (сепаратора).

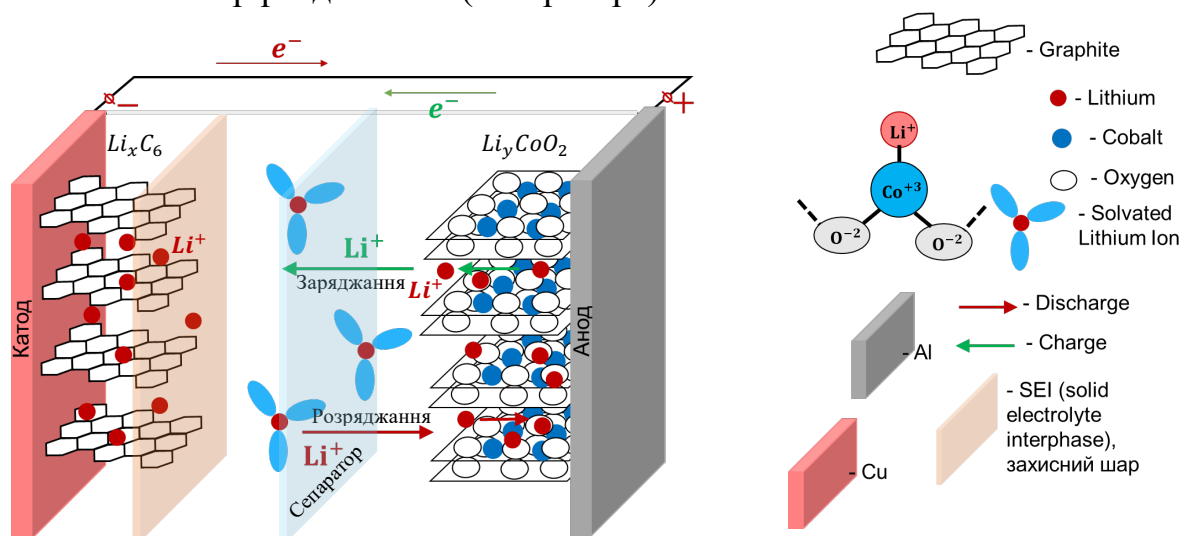
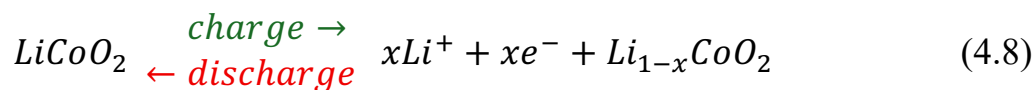


Рис. 4.9. Принцип дії Li-іон елемента

При заряді (плюс на аноді) позитивний полюс почне притягувати електрони, витягаючи їх з оксиду літію. Оскільки електрони e^- неспроможні проникати через електроліт, всі вони рухаються зовнішнім колом через джерело живлення й зрештою досягають графіту, де розташовуються у шарах графіту. У цей же момент позитивні іони літію Li^+ притягуються негативним полюсом, проходячи крізь електроліт, і також потрапляють у графіт, розмішуючись між його шарами. Коли всі іони літію досягнуть графіту і будуть захоплені його шарами, батарея буде повністю заряджена. Такий стан батареї є нестійким.

Реакції, що виникають у цій комірці, наступні:

Позитивний електрод



Негативний електрод



Загальна реакція



Напруга на клеммах Li-іон елемента становить $E^0 = 3,7V$ при розряді.

Літій-іонні елементи збирають у розрядженому стані. Для приведення акумуляторів у дію їх заряджають.

При першому заряді відбувається формування негативного електрода – іони літію впроваджуються (*інтеркалюють*) у графіт. При розряді негативного

електрода іони літію вилучаються назад (*деінтеркалюють*) і знову впроваджуються (інтеркалюють) при заряді згідно формули (4.9) (рис.4.10).

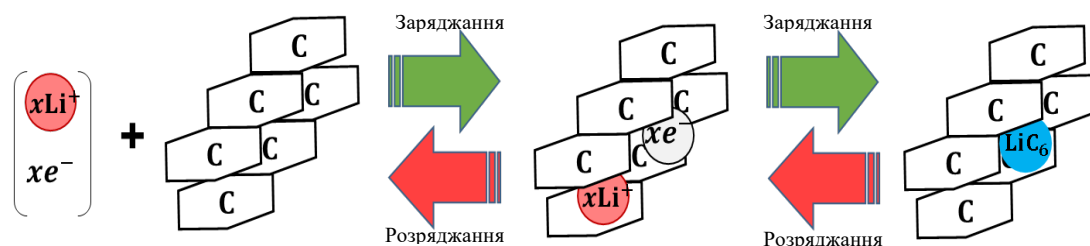


Рис. 4.10. Електрохімія процесу заряджання-розряджання на негативних пластинах (катод)

Граничний склад інтеркаляту LiC_6 визначається кристалографічними особливостями графіту: кожен впроваджений атом літію займає певне місце проти центру вуглецевого кільця в міжшаровому просторі кристалічної решітки графіту.

Різній степені інтеркаляції (x) відповідає кілька сполук: LiC_6 ; LiC_{12} ; LiC_{18} та ін. З'єднання LiC_6 має негативний електродний потенціал, який лише на 0,2 В позитивніший за потенціал металевого літію в тому ж електроліті.

На перших 4-5 циклах ступінь інтеркаляції має величину $0,5 < x < 1,6$; на наступних $0,3 < x < 0,8$.

Використання вуглецевої матриці зняло проблему катодного відновлення літію у вигляді дендритів. Однак і в цьому випадку, як і при використанні сплавів, циклованість досягається за рахунок дуже суттєвої втрати у питомій ємності та енергії. Для LiC_6 теоретична питома ємність становить лише 372 А·год/кг (для чистого літію 3860 А·год/кг).

У якості матеріалу позитивного електрода в літій-іонних елементах застосовуються в основному літовані оксиди перехідних металів, такі як $LiCoO_2$, $LiNiO_2$ і $LiMn_2O_4$ з питомою ємністю 120-140 А·год/кг.

Робота позитивного електрода зводиться до деінтеркаляції літію з літованих оксидів при заряді акумулятора та його інтеркаляції в оксид при розряді. Для $LiCoO_2$ цей процес відбувається за рівнянням (4.8) (рис.4.11).

Таким чином, струмоутворююча реакція зводиться до безперервного перекачування (інтеркаляції/деінтеркаляції) іонів Li^+ через розчин: при заряді з позитивного електрода в негативний, а при розряді у зворотному напрямку.

Висока агресивність, токсичність та пожежонебезпечність органічного електроліту в літій-іонних акумуляторах потребує надійної герметизації джерела струму.

Найчастіше причиною самозаймання акумуляторів є коротке замикання всередині електрохімічного осередку. Електричний контакт між анодом та катодом може виникнути з багатьох причин. Це може бути, наприклад, механічне пошкодження комірки.

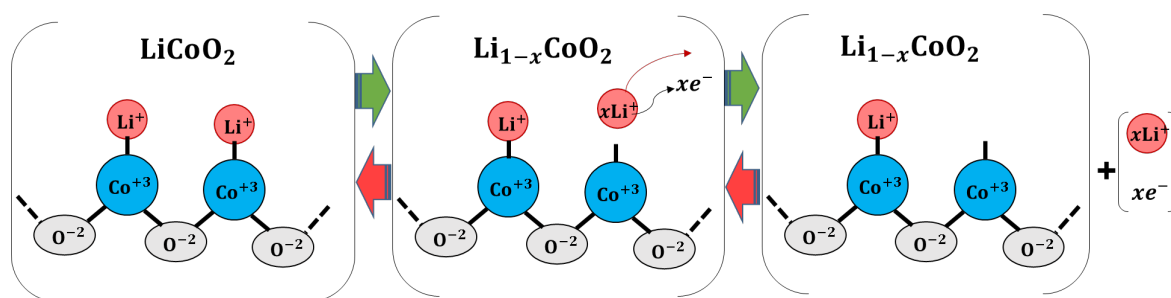


Рис. 4.11. Електрохімія процесу заряджання-розряджання на позитивних пластинах (анод)

Ще внутрішнє коротке замикання виникає через порушення технології виробництва при нерівній нарізці електродів або потрапляння металевих частинок між анодом і катодом, що призводить до пошкодження пористого сепаратора.

Також причиною внутрішнього короткого замикання може бути «проростання» ланцюжків металевого літію (дендрит) через сепаратор. Такий ефект виникає, якщо іони літію не встигають вбудуватися в кристал анода при занадто швидкій зарядці або низькій температурі, а якщо ємність активного матеріалу катода перевищує ємність анода, в результаті чого на поверхні анода з'являються мікроскопічні відкладення, які поступово зростають.

4.3. Суперконденсатори

Конденсатори накопичують енергію електростатично в електричному полі. Звичайний конденсатор (рис. 4.12) може бути виготовлений з двох протилежно заряджених пластин, розділених діелектричним матеріалом. Традиційними діелектричними матеріалами є кераміка, полімерні плівки або оксид алюмінію. Рух заряду відбувається шляхом вирівнювання молекулярних диполів у діелектричному матеріалі. Ємність для цієї звичайної конструкції обернено пропорційна відстані між пластинами та прямо пропорційна площі поверхні електродних пластин та діелектричній проникності.

Суперконденсатори (або ультраконденсатори) – це накопичувачі енергії, що використовують електростатичні та електрохімічні механізми накопичення. Однак їхні матеріали та розташування надають їм значно більшої ємності, ніж традиційні конструкції. Ця вища ємність дозволяє їм мати вищу щільність енергії (6 Вт·год/кг), ніж звичайні конденсатори, та дуже високу щільність потужності (14 000 Вт/кг). Ультраконденсатори можна класифікувати на різні групи залежно від того, чи є нефарадеївським або фарадеївським механізм накопичення енергії на кожному електроді.

Нефарадеївський електрод – енергетичний механізм є повністю електростатичним, де протилежно заряджені іони притягуються та рухаються один до одного; однак, між цими іонами не передається заряд чи електрони.

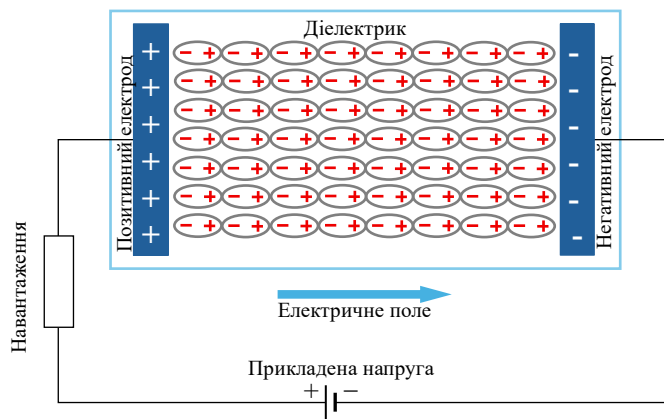


Рис. 4.12. Звичайний конденсатор

Фарадеївський електрод – перенесення заряду на електроді може відбуватися за допомогою електронів. Механізм накопичення енергії є частково електрохімічним.

Псевдоємність – ємність, що виникає внаслідок переносу заряду на фарадеївському електроді. Перенос заряду може виникати внаслідок окисно-відновних реакцій, електросорбції або процесу інтеркаляції.

Поширеним суперконденсатором, у якого обидва електроди нефарадеївські, є *Електричний двошаровий конденсатор* (Electric Double-Layer Capacitor (EDLC)). Іншим комерційно доступним типом суперконденсаторів є *Гібридні конденсатори* (Hybrid Capacitor (HC)); вони містять один фарадеївський електрод та один нефарадеївський електрод. Кажуть, що суперконденсатор із фарадеївським електродом демонструє псевдоємність.

Порівняно зі звичайними конденсаторами, EDLC має більшу площу поверхні електрода (2000 м²/г), тонші та пористі електроди (менше 150 мкм) та мікропори електродів порядку величини одного ангстрему (Å). На відміну від звичайних конденсаторів, які використовують твердий діелектричний матеріал, матеріалом між обома електродами в EDLC є електроліт, який може бути як водним, так і органічним. Електроліт як розчинник, так і будь-які розчинені іони можуть поглинатися мікропористими структурами. Також присутній сепаратор для розділення електродів (рис.4.13).

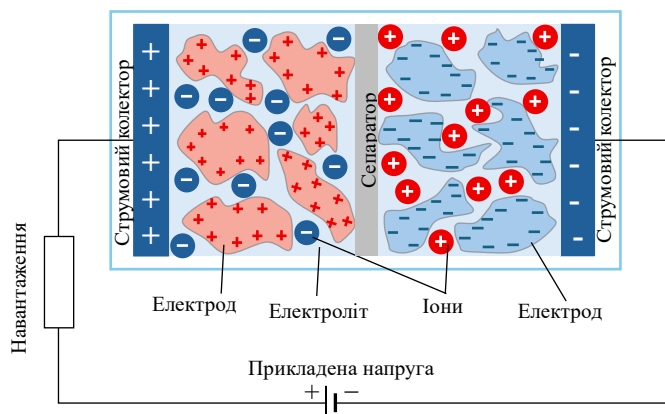


Рис. 4.13. Конденсатор EDLC

Енергія в *EDLC* накопичується шляхом розділення зарядів, де іони електроліту дифундують до електродів. Цей процес іонної дифузії в електроліті подібний до процесу в електрохімічному накопиченні, як у акумуляторі. Внутрішнє розділення заряду шляхом руху іонів генерує внутрішнє електричне поле. Більша частина енергії накопичується на межі розділу між електродом та електролітом, так званому *шарі Гельмгольца*. Він обмежений двома шарами, один з яких містить накопичені іони електроліту, а інший – притягнутий заряд в електроді. Шар Гельмгольца зазвичай має товщину близько одного атома, що забезпечує велику ємність на межі розділу електроліт/електрод. В *EDLC* є два шари Гельмгольца, по одному на кожному позитивному/негативному електроді. Рухливість іонів ефективно використовується для максимального зменшення відстані розділення зарядів, необхідної для збільшення ємності. Кількість накопиченого заряду ще більше збільшується завдяки великій поверхні електрода та малому діаметру мікропор.

Механізм накопичення енергії для *EDLC* є повністю нефарадеївським. Ці суперконденсатори зазвичай мають вуглецеві електроди, виготовлені з активованого вугілля, або побудовані з вуглецевих нанотрубок/наноструктур. Склад електроліту може варіюватися від водного (H_2SO_4 або KOH) до органічного, такого як ацетонітрил. Основна відмінність з точки зору роботи полягає в еквівалентному послідовному опорі (*ESR*) та необхідному розмірі пор. Зазвичай, водні електроліти потребують меншого розміру пор і мають нижчий *ESR*. Органічні електроліти мають вищу напругу пробою. При застосуванні напруги іони електроліту розділяються, кожен з яких притягується електродом з протилежним зарядом. Це нефарадеївське накопичення енергії є дуже оборотним, що дозволяє *EDLC* досягати мільйонного циклу життя.

Стили упаковки можуть бути подібними до упаковки елементів, показаної на рис.4.6 для подальшого збільшення потужності та щільності енергії.

Псевдоємність може виникати на електроді, який демонструє перенос заряду. Один із механізмів переносу заряду – це окисно-відновні реакції через іони в електроліті, подібні до електрохімічних елементів, В електрохімічних елементах ці окисно-відновні реакції, як правило, демонструють повільну реакцію в результаті фазових змін під час окисно-відновної реакції. Суперконденсатори з псевдоємністю зазвичай використовують швидкі послідовності оборотних окисно-відновних реакцій без фазових змін. Інші процеси, які можуть сприяти переносу заряду – це електросорбція та інтеркаляція, де в обох випадках іони або атоми, поглинені електродом, чіпляються до атомної структури після переносу електронів, не утворюючи та не розриваючи хімічних зв'язків. Обидва механізми взаємодіють зі структурою решітки електрода, а електросорбція диференціюється осадженням водневих або металевих атомів у поверхневих вузлах решітки. Електрод може демонструвати як електростатичне накопичення енергії, так і електрохімічне накопичення енергії, наприклад, шар Гельмгольца, який містить витік фарадеївського струму. У цьому випадку загальна ємність на межі

електрод/електроліт складається з традиційної електростатичної ємності та псевдоємності. Матеріали електродів можуть бути полімерами або оксидами металів. Полімерні електроди мають низький ESR та високу ємність, але нижчу стабільність. Оксиди металів мають низький ESR, але за високою ціною. Псевдоємність може забезпечувати вищу щільність енергії, але може створювати додаткове напруження в елементі та потенційно обмежувати термін служби.

Суперконденсатори, що демонструють псевдоємність, часто називають псевдоконденсаторами. Можливі різні варіації залежно від того, де та скільки псевдоємності знаходиться в комірці. *Симетричні псевдоконденсатори* містять два фарадеївські електроди та в принципі концептуально ідентичні процесу електрохімічної комірки, зображеному на рис.4.3. Симетричні псевдоконденсатори, що використовують механізми швидкого переносу електронів для псевдоємності, ще не досягли комерційного успіху, Традиційні електрохімічні акумуляторні елементи домінують у комірках накопичення енергії, що містять два фарадеївські електроди.

Асиметричний псевдоконденсатор, наприклад, НС або гібридний ультраконденсатор (HUC), зображений на рис.4.14, має як фарадеївські, так і нефарадеївські електроди, що поєднує в собі переваги кожної з них. Один електрод може бути подібним до EDLC-електрода, що використовує електростатичне накопичення, а інший може бути електродом, що використовує псевдоємність та перенос заряду. Також можлива конструкція НС батареїного типу, де один електрод використовує традиційні електрохімічні окисно-відновні реакції, а інший електрод є нефарадеївським електродом. НС, що містять іони літію в електроліті, також називають літій-іонними конденсаторами.

Можливі різні типи конструкцій НС. Один тип використовує позитивний фарадеївський електрод, як показано на рис.4.14, де оксиди металів можуть бути використані для забезпечення інтеркаляції іонів, наприклад, псевдоконденсатор Nesscap. Другий тип використовує негативний фарадеївський електрод, де вуглець був використаний фірмою JSR Micro як матеріал електрода. Два вищезгадані підходи повністю замінюють нефарадеївський електрод фарадеївським.

Часткова заміна також можлива. Наприклад, так звана технологія ультрабатареї на основі свинцево-кислотних акумуляторів використовує композитний негативний електрод, що складається зі свинцевого фарадеївського електрода та нефарадеївського вуглецевого електрода.

4.4. Пакування ESS

Як було зазначено раніше, найбільші компанії-виробники на даний момент віддають перевагу літій-іонним акумуляторам. Порівняльні характеристики систем зберігання електричної енергії (табл.4.2) показують переваги цього типу акумуляторів над іншими у високому рівні питомої енергії і густини енергії [22]. З табл.4.3 видно, що на сьогоднішня питома енергія літій-

іонних акумуляторів досягає величини 265 Вт·год/кг, що є найбільшим значенням серед порівнювальних ESS. Теоретичний максимум для Li-іон становить понад 300 Вт·год/кг, але цей максимум нереалістичний, оскільки літій-іонні елементи не мають 100% ефективності з ряду причин.

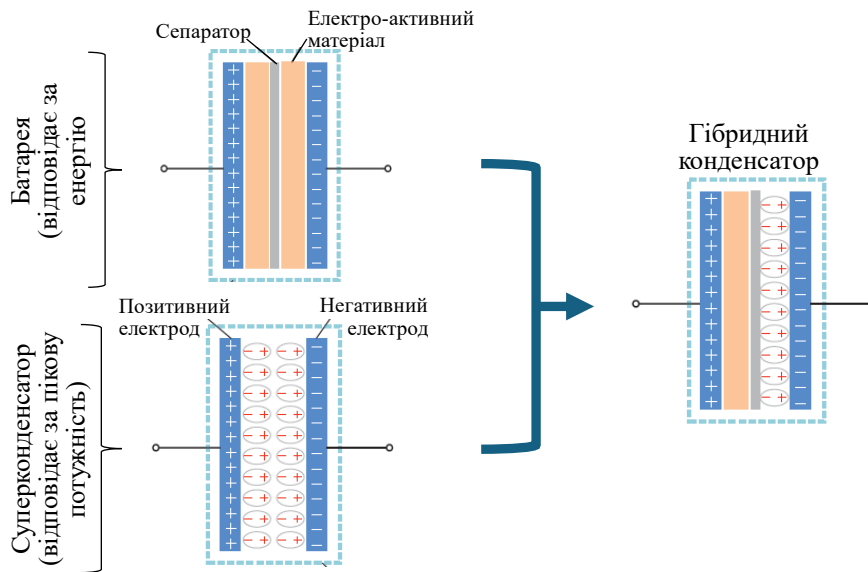


Рис. 4.14. Гібридний конденсатор (НР)

Таблиця 4.3

Порівняльні характеристики акумуляторів і суперконденсаторів

	Свинцево-кислотні	NiMH	Літій-іонні	Na-Ni-Cl	EDLC*	Гібридні UC*
Питома енергія (Вт·год/кг)	30–50	60–120	100–265	100–120	2,5–15	2,84–120
Щільність енергії (Вт·год/л)	50–80	140–300	250–730	150–180	10–30	5,6–140
Питома потужність (Вт/кг)	75–300	250–1000	250–340	150–200	500–5000	2300–14000
Щільність потужності (Вт/л)	10–400	80–300	100–210	220–300	100000	2500–27000
Кефіцієнт корисної дії (%)	70–80	60–70	85–98	85–90	90–98	95–99
Саморозряд (%/день)	0,033–0,3	25–30	0,1–0,3	15	20–40	0,1–12,5
Термін служби (циклів)	100–2000	500–1000	400–1200	2500	10000–100000	5000–200000
Вартість потужності (\$/кВт)	175–600	150–1500	175–4000	150–300	100–360	50–320
Вартість енергетична (\$/кВт·год)	150–400	150–1500	500–2500	100–200	300–94000	600–50000

*EDLC - Electric Double Layer Capacitor (суперконденсатор)

*UC - Ultracapacitor (ультраконденсатор, суперконденсатор)

Пристрої накопичення енергії в електромобілях повинні бути здатними відповідати вимогам, з якими транспортний засіб може зіткнутися за будь-яких умов. Акумуляторні хімічні батареї є найтрадиційнішими джерелами накопичення енергії для електромобілів. Однак, оскільки джерело має забезпечувати пікові потреби в потужності тягового двигуна під час перехідних та швидких прискорень, а також оскільки сучасні технології не забезпечують акумулятор з достатньо високою щільністю потужності, розмір та вартість акумуляторного блоку значно зростають, якщо він повинен забезпечувати всі потреби навантаження. З цієї причини пропонується додатково використовувати через їхню вищу питому потужність та циклічну ефективність, щоб зняти пікові навантаження на акумуляторну батарею від передачі потужності. Поєднуючи ці два джерела енергії, гібридна система, що складається з батареї та суперконденсатора, може не тільки краще задовольнити потреби як в енергії та потужності, але й забезпечити гнучкість використання менших батарей з меншою піковою вихідною потужністю.

4.4.1. Топологія модулів ESS

Потреби в потужності та енергії для акумулятора енергії транспортного засобу перевищують те, що може забезпечити один електрохімічний елемент/комірка або суперконденсаторний елемент/комірка. Тому акумулятори ESS проектуються з набором багатьох комірок. Як правило, кілька комірок приблизно з десятка групуються в модуль, а потім кілька модулів групуються для формування пакета. Такий підхід забезпечує модульність конструкції. Для проектування енергетичного пакета можливі різні схеми розташування комірок та топології (рис.4.15).



Рис. 4.15. Види з'єднання комірок у модулі

Поширені типи з'єднання лише з проводкою зображені на рис.4.16.

При послідовному з'єднанні комірок (рис.4.16,а) вихід з ладу/розрив ланцюга найслабшим елементом у ланцюзі призведуть до повного виходу з ладу акумулятора. Також відбудеться повне вимикання акумулятора, якщо найслабший елемент потрібно вимкнути з міркувань безпеки.

Послідовно-паралельні конфігурації (рис.4.16,b) дещо менш схильні до цього, оскільки інші паралельні ланцюги комірок потенційно можуть задовольнити потреби в потужності/енергії, хоча б протягом певного періоду часу.

Найскладнішою схемою є матрична топологія (рис.4.16,c) де паралельні групи комірок розміщені послідовно. Ця топологія, в принципі, може обійти відмову одного елемента через розрив ланцюга та використовувати решту робочих комірок. Виготовлення такої топології може бути непомірно складним через додаткові з'єднання. Крім того, при використанні паралельного розташування комірок може виникати нерівномірна циркуляція струму.

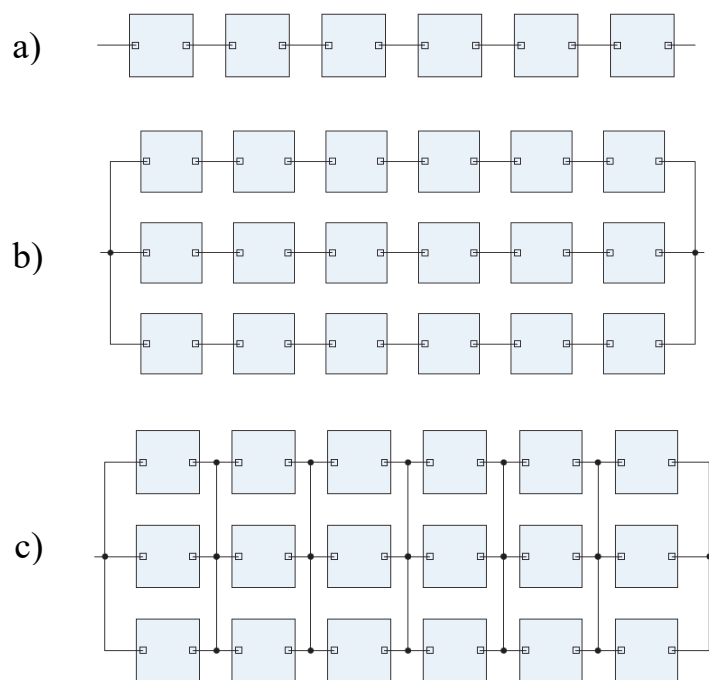


Рис. 4.16. Топологія модулів

Зрештою, для забезпечення оптимальної роботи та безпеки акумулятора може знадобитися індивідуальне керування елементами, тому потрібні складніші топології. Цього можна досягти за допомогою топології з системою балансування комірок. Такий варіант дозволяє не лише вирівнювати напругу елементів, але забезпечує захист від перезаряду/розряду, коротких замикань та механічних дефектів/поломок елементів.

В залежності від з'єднання комірок у модулі він має свою назву у вигляді формули $nSmP$, де n – число послідовно з'єднаних комірок/модулів; m – число паралельно з'єднаних комірок/модулів. Наприклад, модуль $2S2P$ має внутрішню конфігурацію, що показана на рис.4.17. Такі модулі використовуються у батареї електромобіля Nissan Leaf. У такому модулі дві літій-іонні комірки з напругою 3,8-4,2 В і ємністю 30 А·год кожна з'єднані паралельно для досягнення більшої ємності у 60 А·год. Послідовне з'єднання двох пар паралельних комірок призводить до збільшення напруги холостого ходу модуля до 7,6-8,4 В. Батарея електромобіля Nissan Leaf розрахована на

напругу холостого ходу 400 В. Тому для забезпечення такої напруги необхідне послідовне з'єднання таких модулів у кількості 48 штук. Таким чином, батарея електромобіля Nissan Leaf розрахована на напругу 400 В, а її ємність складає 60 А·год.

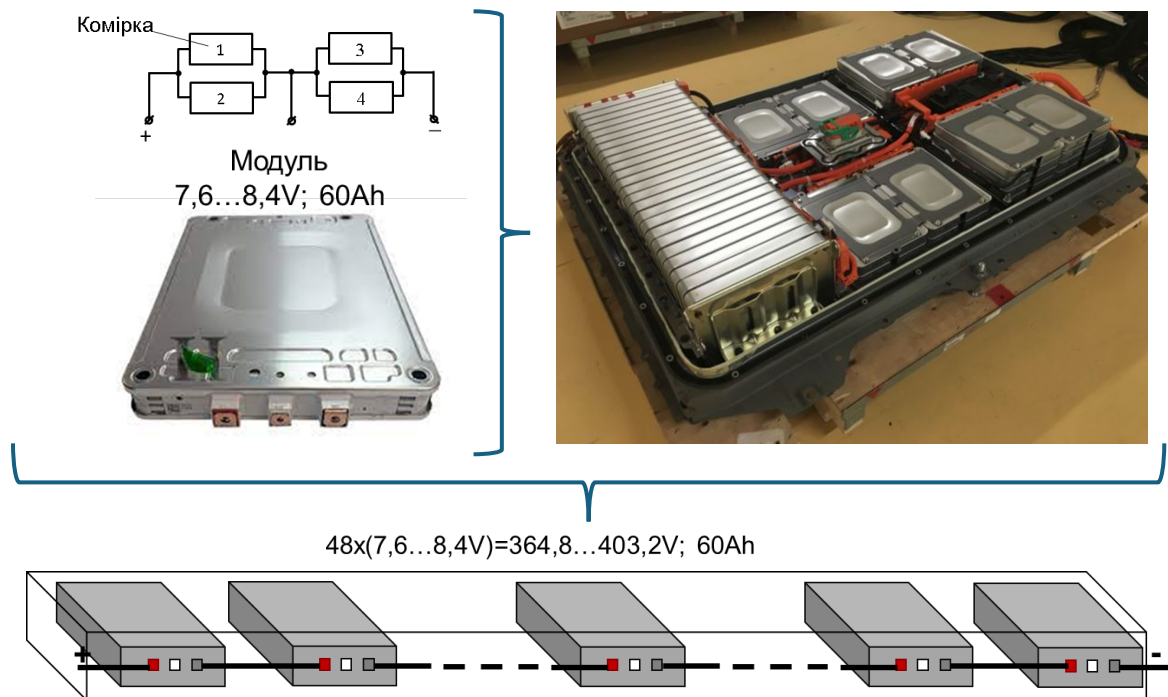


Рис. 4.17. Батарея Nissan Leaf

Іншим варіантом топології батареї є топологія батареї електромобіля Tesla Model 3. В основу топології батареї цього електромобіля покладено літій-іонний елемент живлення Panasonic 18650 або Panasonic 21700 з параметрами, що представлені у табл.4.4.

Таблиця 4.4

Параметри елементів батареї Tesla Model 3

Тип комірки	Напруга, В	Номінальна ємність, А·год	Рекомендований струм заряду	Максимальний струм розряду, А
Panasonic NCR18650B	3,6-4,2	3,4	0,5C (2A)	8
Panasonic 21700	3,6-4,2	4,8-5,0	0,5C (2,5A)	9,6-15

Ці елементи є окремими комірками, що формують модулі батареї Tesla Model 3 (рис.4.18). Модуль батареї складається з 6 ланок 74-х паралельно з'єднаних елементів, наприклад, Panasonic 18650. Наявність паралельних ланок дозволяє збільшити їх струм (ємність) у 74 рази, тобто перейти до $74 \cdot 3,4 = 251,6 \text{ А} \cdot \text{год}$ ємності батареї. Кожна така ланка буде мати напругу 3,6-4,2В, тому модуль батареї буде мати $6 \cdot (3,6 - 4,2) = (21,6 - 25,2)V$. Для

збільшення напруги батареї до 400В необхідно мати 16 таких модулів: $16 \cdot (21,6 - 25,2) = (345,6 - 403,2)\text{В}$. Всього елементів Panasonic NCR18650B у батареї Tesla Model 3 становить 7104 штук.

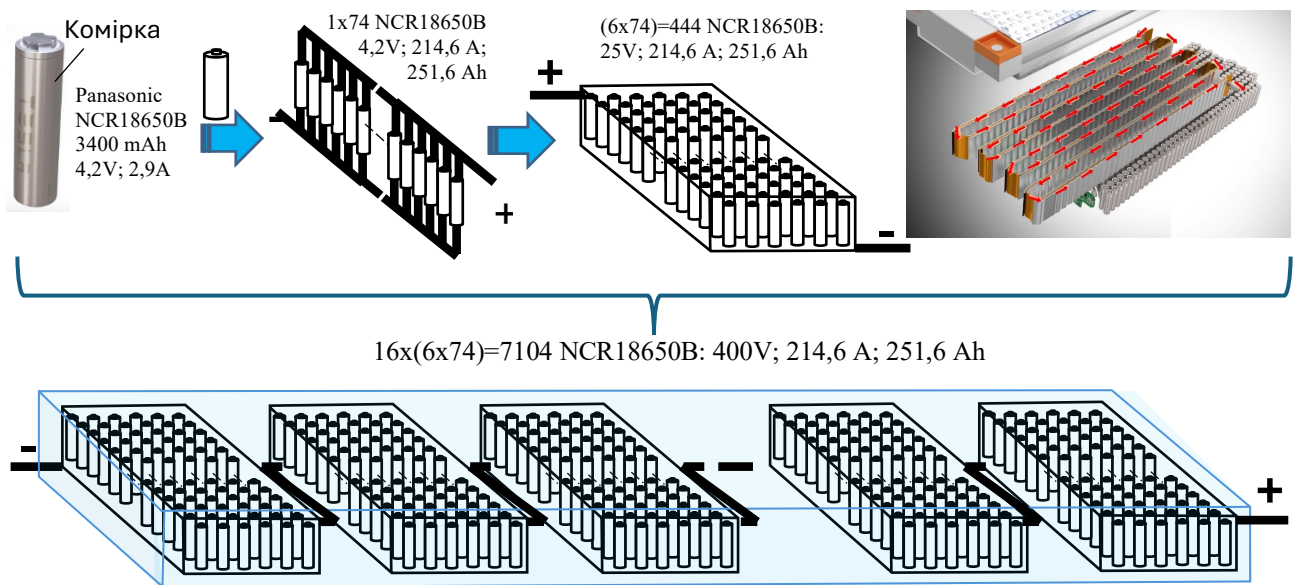


Рис. 4.18. Батарея Tesla Model 3

4.4.2. Оптимізація пакування ESS

Розглянемо, як змінюється ємність батареї в залежності від конструктивних особливостей батареї при деградації елементарних комірок.

Нехай C - ємність елементарної комірки, з яких складається конструктивний модуль батареї; n_1 - число елементарних комірок, що з'єднані паралельно у один ланцюг модуля; m_1 - кількість ланцюгів у модулі; m - кількість послідовно з'єднаних модулів у батареї.

Виходячи з цих визначень можемо отримати наступні показники ємності батареї:

- ємність i -го ланцюга паралельних комірок

$$C_i = \sum_{i=1}^{n_1} C = n_1 C; \quad (4.8)$$

у одиницях відносно C :

$$c_i = (n_1 C) / C = n_1; \quad (4.9)$$

- ємність модуля

$$C_{m_1} = \prod_{i=1}^{m_1} C_i / \sum_{i=1}^{m_1} C_i = C_i / m_1; \quad (4.10)$$

у одиницях відносно C :

$$c_{m_1} = n_1 / m_1; \quad (4.11)$$

- ємність батареї

$$C_b = \prod_{j=1}^m C_{m,j} / \sum_{j=1}^m C_{m,j} = C_{m1}/m; \quad (4.12)$$

у одиницях відносно C :

$$c_b = n_1/(m_1 m). \quad (4.13)$$

Формули (4.8)...(4.13) можуть бути використані для визначення ємності елементів конструкції недеградованої батареї. Однак, коли починається деградація батареї, необхідно враховувати нерівномірну деградацію окремих елементів її конструкції.

Приймаємо, що Δc_i – величина деградації i -го ланцюга паралельних комірок модуля батареї. Тоді ємність модуля c'_{m1} після деградації його одного паралельного ланцюга визначається як

$$c'_{m1} = 1 / \sum_{i=1}^{m_1} \left(\frac{1}{n_1 - \Delta c_i} \right), \quad (4.14)$$

а ємність батареї

$$c'_b = 1 / \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{m_1} \left(\frac{1}{n_1 - \Delta c_{j,i}} \right), \quad (4.15)$$

де $\Delta c_{j,i}$ – величина деградації i -го ланцюга паралельних комірок j -го модуля батареї у відносних одиницях.

Якщо вважати, що батарея деградує симетрично, тобто однаково по всіх паралельних ланцюгах усіх модулів і $\Delta c_{j,i} = \Delta c$, то з формули (4.15) випливає

$$c'_b = \frac{n_1 - \Delta c}{m_1 m}. \quad (4.16)$$

Відносно ємності $c_b = n_1/(m_1 m)$, що не має деградації, отримуємо

$$\frac{c'_b}{c_b} = 1 - \frac{\Delta c}{n_1}. \quad (4.17)$$

Тобто, ємність деградованої батареї при симетричній деградації не залежить від кількості послідовно з'єднаних елементів, а залежить від степеню деградації паралельних ланок і їх кількості.

Розглянемо вплив цих факторів на залишкову ємність батареї. Залежність c'_b/c_b у функції від n_1 для різних Δc представлено на рис. 4.19.

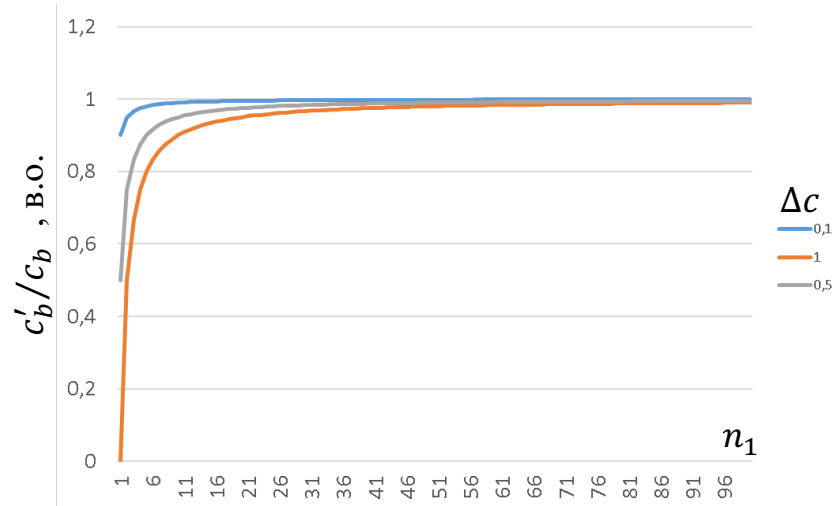


Рис. 4.19. Залежність c'_b/c_b у функції від n_1 для різних Δc

З рисунку видно, що у діапазоні $\Delta c = 0,1 \dots 1$ збільшення кількості паралельних комірок призводить до підвищення залишкової ємності батареї. Однак, ця залежність є суттєво нелінійною і, починаючи з $n_1 \geq 20$ ефективність збільшення кількості паралельних ланок значно нівелюється.

Це можна побачити на прикладі батарей для електромобілів Leaf та Tesla.

Leaf. Для батареї характерні наступні конструктивні параметри: $n_1 = 2$; $m_1 = 2$; $m = 48$. Використовуючи формулу (4.17), отримуємо для $\Delta c = 0,1$ (10%) $c'_b/c_b = 0,95$ (95%). Тобто, при деградації двох комірок з чотирьох, що є у модулі (рис.4.17), на 10% відбувається деградація ємності батареї на 5%.

У разі, якщо відмовить одна комірка з чотирьох, що є у модулі, тобто $\Delta c = 1$ (100%), то модуль матиме згідно формули (4.14) ємність

$$c'_{m1} = (2/2)/[1/(2-1) + 1/(2-0)] = 0,75,$$

тобто втратить 25% від номінальної ємності, а батарея матиме згідно формули (4.15) ємність

$$c'_b = 48(2/2)/\{1[1/(2-1) + 1/(2-0)] + 47[1/(2-0) + 1/(2-0)]\} = 0,99,$$

тобто втратить 1% від своєї номінальної ємності.

Tesla. Для батареї з елементами 18650 характерні наступні конструктивні параметри: $n_1 = 74$; $m_1 = 6$; $m = 16$. Отримуємо для $\Delta c = 0,1$ (10%) $c'_b = 0,999$ (99,9%). Тобто, при деградації паралельного ланцюга одного модуля на 10% відбувається деградація ємності батареї всього на 0,1%.

У разі, якщо відмовить один ланцюг з шести, що є у модулі, тобто $\Delta c = 1$ (100%), то модуль матиме згідно формули (4.14) ємність

$$c'_{m1} = (6/74)/[1/(74-1) + 5/(74-0)] = 0,9977,$$

тобто втратить 0,23% від номінальної ємності, а батарея матиме згідно формули (4.15) ємність

$$c'_b = 16(6/74)/\{1[1/(74-1) + 5/(74-0)] + 15[6/(74-0)]\} = 0,99984,$$

тобто втратить 0,016 % від своєї номінальної ємності.

З цих розрахунків випливає, що збільшення кількості паралельних ланцюгів елементарних комірок у модулі батареї призводить до значного зменшення деградації батареї у разі відмови одного з ланцюгів. Це є значною

перевагою батарей Tesla. Однак, слід зауважити, що кількість паралельних елементів $n_1 = 74$ у ланцюзі модуля є перебільшеним. Використовуючи зменшену кількість паралельних елементів у ланцюзі модуля $n_1 = 20$ і зберігаючи параметри батареї 400V і 214,6Ah, тобто з урахуванням, що елемент має напругу 4,2V ($m_1 = 6$), модуль батареї 25V ($m = 16$), маємо

$$c'_{m1} = (6/20)/[1/(20 - 1) + 5/(20 - 0)] = 0,9913,$$

$$c'_b = 16(6/20)/\{1[1/(20 - 1) + 5/(20 - 0)] + 15[6/(20 - 0)]\} = 0,99946,$$

тобто $c'_b \approx 99,95\%$. З результатів видно, що погіршення показника залишкової ємності становить лише приблизно 0,3%.

Таким чином, доцільно використовувати кількість паралельних ланок не більше 20, використовуючи елементи з параметрами 4,2V; 2,9A.

Враховуючи зроблені вище висновки, можна проектувати конструкцію батареї електромобіля, вибираючи раціональну кількість паралельно-послідовних з'єднань між елементами модуля батареї, виходячи з їх параметрів напруги і струму.

Оскільки здобуток $m_1 \cdot m$ визначає напругу батареї, а число n_1 – її струм, то є можливість формувати модулі і саму батарею, враховуючи вимоги, що формує електрична частина електропривода електромобіля, з одного боку, та параметрів елементів, з яких складається модуль, – з іншого.

Наприклад, якщо залишити напругу живлення електропривода 400V, тобто $m_1 \cdot m \cdot V_e = 400V$, де V_e – напруга літій-іонного елемента батареї, то варіюючи співвідношення між m_1 та m можна отримати напругу модуля батареї з урахуванням пропозицій, що розглянуті раніше. При цьому співвідношення між величиною струму інвертора і струму літій-іонного елемента I_e буде визначати кількість паралельних з'єднань у модулі батареї.

Розглянемо еволюцію розвитку батарей Tesla.

Як уже було раніше розглянуто, конструкція батареї на комірках 18650 з параметрами 3,6...4,2V; 2,9 Ah представляє собою 16 модулів, в яких 6 ланцюгів по 74 паралельних елемента 18650 з'єднані послідовно. Таким чином параметри модулів наступні: $n_1 = 74$; $m_1 = 6$; $m = 16$; 25V; 214,6Ah.

При переході на комірки 2170 з параметрами 3,6...4,2V; 4,9Ah, для забезпечення загальної напруги батареї 400V необхідно також мати $m_1 \cdot m = 6 \cdot 16 = 96$ послідовно увімкнених ланцюгів з паралельними елементами 2170. При збереженні загальної ємності батареї 212,5Ah, таким чином, необхідно мати $n_1 = 214,6Ah/4,9Ah \approx 42...43$.

У найближчому майбутньому заплановано перехід на комірки 4680 з параметрами 3,6...4,2V; 23...25Ah. Тому при 96 послідовно увімкнених ланцюгах з паралельними елементами 4680 для отримання 214,6Ah необхідно мати $n_1 \approx 9 \dots 10$.

Порівняння батарей Tesla з представленими параметрами елементарних комірок, а також батареї Leaf при їх деградації показано на рис. 4.20.

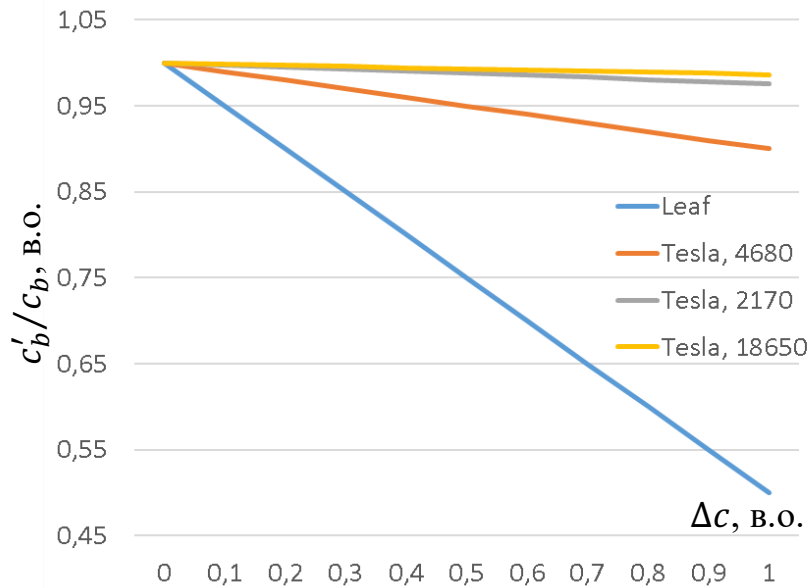


Рис. 4.20. Залежність c'_b/c_b у функції від Δc для різних типів комірок батарей Tesla та Nissan Leaf

З рисунку видно, що при збереженні заряду батареї Tesla на встановленому рівні 214,6Ah, забезпеченні тих же габаритів батареї та підвищенні ємності елементарних комірок можна реалізувати конструкцію батареї, коли батарея складатиметься з 4-х модулів, в кожному з яких буде по 24 послідовні ланки ланцюгів з 10-ма паралельними комірками 4680, тобто: $n_1 = 10$; $m_1 = 24$; $m = 4$; 100V; 214,6Ah. Така конструкція не призведе до суттєвого зменшення ємності батареї при деградації окремих комірок у паралельних ланцюгах модулів порівняно із конструкцією батареї Leaf.

Аналіз конструкцій різних видів батарей з невеликою і значною кількістю паралельних з'єднань літій-іонних елементів батареї електромобіля показав, що збільшення кількості паралельних з'єднань призводить до більш надійної роботи акумуляторної батареї у разі виходу із ладу певних елементів батареї або її деградації в результаті експлуатації.

Однак, суттєве збільшення паралельних елементів у ланцюгу модуля батареї не призводить до суттєвого збереження залишкової ємності при деградації батареї. При одночасній і однаковій деградації елементів батарей кількість паралельних елементів у ланцюзі модуля не повинно перевищувати 20 одиниць.

В залежності від зміни потужності електропривода електромобіля, параметрів напруги і струму літій-іонних елементів можна проектувати конструкцію батареї, вибираючи раціональну кількість паралельно-послідовних з'єднань між елементами модуля батареї та самих модулів.

4.4.3. Особливості ESS електромобілів різних типів

Особливості ESS електромобілів типу BEV. Оскільки в BEV батарея є єдиним джерелом енергії, її ефективність, ємність, напруга та експлуатаційні

вимоги мають вирішальне значення для досягнення оптимальної роботи транспортного засобу. Вибір типу батареї, а також її конструкція, напрями оптимізації та покращення її характеристик стають основними напрямками досліджень у цій галузі. Збільшення ємності батареї дозволяє збільшити дальність поїздки, що є одним з основних завдань розробників батарей для BEV. Наприклад, акумулятор ємністю 60-100 кВт·год може забезпечити пробіг на одному заряді до 300-400 км, що є достатнім для більшості використань у межах міста і для поїздок на середні відстані.

Напруга акумуляторів для BEV зазвичай варіюється від 300 В до 800 В. Вибір напруги залежить від потреби в потужності та енергетичній ефективності. Чим вища напруга, тим менше струм, який потрібно передавати через проводку та інші компоненти батареї, що дозволяє зменшити втрати на нагрівання та зменшити розміри проводів. Водночас висока напруга може вимагати спеціальних систем безпеки, щоб забезпечити надійність та стабільність роботи акумулятора.

Сучасні автомобілі, такі як Tesla Model S та Model 3, використовують батареї з напругою близько 400 В, в той час як деякі нові моделі, такі як Porsche Taycan, Hyundai Ionic 5 застосовують батареї з напругою до 800 В для покращення ефективності заряджання та підвищення швидкості зарядки.

Експлуатаційні вимоги акумуляторних батарей для BEV включають кілька ключових аспектів, серед яких важливими є: тривалість служби батареї, термічний режим роботи, здатність витримувати великі навантаження, швидкість заряджання та розряджання, а також рівень безпеки при експлуатації. Зазвичай гарантія на батареї BEV становить 8-10 років або 150-200 тисяч км пробігу. Акумулятори повинні працювати в оптимальному температурному діапазоні, щоб не відбулося деградації матеріалів батареї. Зазвичай для літій-іонних акумуляторів оптимальна температура складає від 20 до 30°C. Висока швидкість заряджання батареї є важливим фактором для зручності користувачів. Наприклад, технології швидкої зарядки дозволяють заряджати батарею до 80% за 30 хвилин при використанні відповідних станцій зарядки.

Особливості ESS електромобілів типу HEV. У сучасних гібридних електричних транспортних засобах (HEV) батареї займають центральне місце, забезпечуючи баланс між ефективністю використання енергії та економічністю, зменшуючи витрати пального та викиди шкідливих речовин в атмосферу.

ESS для HEV поєднують два джерела енергії: традиційний двигун внутрішнього згоряння та електричний двигун. Основне завдання батареї полягає в тому, щоб накопичувати електричну енергію, отриману під час гальмування або зниження потужності двигуна внутрішнього згоряння, для подальшого використання її електричним двигуном. Батареї повинні бути здатні працювати в режимах швидкого заряджання і розряджання, забезпечуючи високу ефективність в умовах змінних навантажень.

Батареї HEV повинні працювати в оптимальному температурному діапазоні, тому застосовуються системи охолодження або обігріву для підтримання стабільної температури.

Мають бути системи керування зарядом і розрядом (Battery management system (BMS)), які автоматично регулюють енергетичні процеси в батареї.

Для гібридних транспортних засобів найчастіше використовуються три основних типи батарей: нікель-метал-гідридні (*NiMH*), літій-іонні (*Li – ion*) та літій-залізо-фосфатні (*LiFePO₄*).

Нікель-метал-гідридні батареї стали стандартом для багатьох гібридних автомобілів через їх високу стабільність та здатність витримувати велику кількість циклів заряджання і розряджання. Вони володіють більшою ємністю і меншою вартістю в порівнянні з літій-іонними батареями, проте мають обмежену енергетичну щільність.

Літій-залізо-фосфатні батареї є новим типом акумуляторів, що надають високу безпеку і довговічність при трохи нижчій енергетичній щільності. Вони мають більшу стабільність і можуть витримувати високі температури.

Літій-іонні батареї мають вищу енергетичну щільність, що дозволяє зменшити розміри та масу батареї при збереженні тієї ж ємності. Ці батареї мають вищу ціну, але їхня ефективність у роботі гібридних автомобілів забезпечує значні переваги в довгостроковій експлуатації.

Особливості ESS електромобілів типу PHEV. Ці гібридні електричні транспортні засоби є поєднують у собі переваги електричних автомобілів типу EV та традиційних автомобілів із двигуном внутрішнього згоряння (ICE), що дозволяє забезпечити високу автономність, зручність заряджання та зниження загальних експлуатаційних витрат. Одним з основних компонентів таких транспортних засобів є гібридна батарея, яка відіграє ключову роль в інтеграції системи електричного привода та традиційного паливного двигуна.

Гібридні батареї, які використовуються в PHEV, являють собою комбінацію акумуляторів, що живлять електричний привод, та елементів, здатних взаємодіяти з паливною системою транспортного засобу. Зазвичай у таких батареях використовуються літій-іонні акумулятори, оскільки вони мають високу енергетичну щільність, тривалий термін служби та здатність до швидкого заряджання та розряджання.

Батарея в PHEV складається з кількох елементів, з'єднаних послідовно або паралельно для досягнення бажаної напруги та ємності. Однак конструкція батареї повинна бути оптимізованою з огляду на фактори, такі як вартість, вага та довговічність. Також велике значення мають терморегулюючі системи, які запобігають перегріву батареї під час роботи в умовах високих температур. Це важливо, оскільки під час заряджання або інтенсивного використання батареї температура може підвищуватися, що негативно впливає на її ефективність і термін служби.

Однією з особливостей PHEV є поєднання батареї, яка живить електричний двигун, і двигуна внутрішнього згоряння, який забезпечує підзарядку батареї під час руху або наявність додаткової потужності в разі необхідності. Для ефективної роботи таких систем важливо правильно

інтегрувати батарею з паливною системою, щоб забезпечити безперебійну роботу транспортного засобу в різних режимах.

Паливна система працює паралельно з електричною, що дозволяє знижувати витрати пального при використанні електричної енергії, одночасно забезпечуючи можливість переходу на бензинове чи дизельне живлення для довших поїздок. У цьому контексті дуже важливим є механізм заряджання батареї через двигун внутрішнього згоряння, оскільки це дозволяє автомобілю продовжувати рух навіть при низькому рівні заряду акумулятора, забезпечуючи автономність.

Інтеграція батареї з паливною системою забезпечується через систему контролю, яка регулює процес заряджання батареї в залежності від потреб транспортного засобу. Це дозволяє оптимізувати використання електричної енергії, знижуючи витрати пального на відстанях, де електричний двигун може бути основним джерелом потужності, і використовувати двигун внутрішнього згоряння для тривалих поїздок або під час навантажень.

Однією з переваг PHEV є можливість заряджання батареї через зовнішнє джерело електричної енергії (мережу) або за допомогою двигуна внутрішнього згоряння. Цей процес заряджання можна здійснювати в декілька способів, залежно від характеристик батареї та зарядної інфраструктури.

Одним із основних методів заряджання батареї є використання зовнішніх джерел електричної енергії. Водій може заряджати батарею від звичайної розетки або спеціальної зарядної станції. Заряджання через стандартну побутову розетку займає більше часу, але воно є доступним і простим. Для більш швидкого заряджання зазвичай використовуються спеціалізовані зарядні станції, що дозволяють заряджати батарею до 80% за короткий період часу.

Під час руху автомобіля двигун внутрішнього згоряння може заряджати батарею, використовуючи генеровану енергію. Цей процес є важливим для забезпечення безперебійної роботи автомобіля на великих відстанях, коли електричний запас батареї вичерпується. Під час руху на двигуні внутрішнього згоряння потужність, що генерується, передається в батарею, таким чином забезпечуючи необхідний рівень заряду.

Ключовим аспектом ефективної роботи батарей PHEV є правильне керування енергією. Для цього використовуються різноманітні системи керування, які допомагають регулювати процеси заряджання і розряджання батареї, а також оптимізувати роботу двигуна внутрішнього згоряння. Такі системи використовують алгоритми, що дозволяють визначити, коли необхідно переключити на електричний привод, а коли – на двигун внутрішнього згоряння, щоб забезпечити максимальну ефективність роботи автомобіля.

Ці системи також забезпечують моніторинг стану батареї, що дозволяє попередити перевантаження або перегрів батареї, а також вчасно виявляти проблеми з елементами живлення. Завдяки такому інтелектуальному керуванню енергією забезпечується тривала експлуатація батареї без втрати її ефективності.

4.4.4. Battery management system (BMS)

Усередині системи зберігання електричної енергії (ESS) відхилення у параметрах окремих комірок і модулів неминучі через варіації у виробничих процесах їх виготовлення та нерівномірне старіння/використання елементів. Балансування стану заряду (SOC) між елементами необхідне, щоб уникнути перезарядження/розрядження елементів з девіантним зарядом та максимізувати використання енергії блоку. Для балансування елементів було розроблено широкий спектр топологій, які називаються Battery management system (BMS). Представимо декілька з них, щоб висвітлити різні методології, що використовуються для елементів, з'єднаних послідовно.

Топологія BMS визначається методами впливу на стан заряду комірки (рис.4.21).

Пасивний неконтрольований метод. Комірки з'єднані послідовно, і вони можуть терпіти невелике перезарядження. Перезаряджені комірки природним чином розсіюють енергію, як правило, через утворення тепла. Протягом цього часу це дозволяє іншим коміркам дозарядитися. Можна розмістити резистори паралельно кожній комірці, щоб використовувати будь-яку різницю напруги між комірками. Різниця в напрузі буде диктувати швидкість заряджання комірок, що призведе до природного збалансованого стану. Такий спосіб можна використовувати у свинцево-кислотних та деяких NiMH акумуляторах.



Рис. 4.21. Методи балансування комірок батареї

У цьому методі використовується термін «пасивний», щоб відобразити відсутність контролю в топології за розсіюванням енергії.

Пасивне балансування. Комірки з'єднані послідовно і шунтуються резисторами з керованими перемикачами (рис.4.22). Балансування вважається

пасивним через розсіювання енергії на резисторах. Такі пристрої є активними в сенсі керування, але пасивними в сенсі розсіювання енергії.

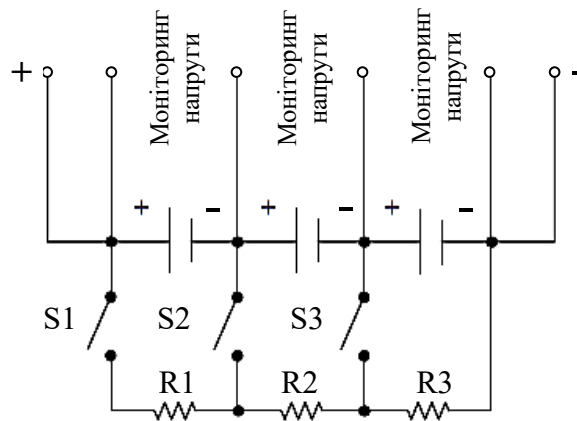


Рис. 4.22. Метод пасивного балансування

Цей метод призначений лише для захисту від перезаряду, скидаючи заряд з елементів з високим рівнем заряду, тоді як елементи з нижчим рівнем заряду дозаряджаються. Утворення та розсіювання тепла в цій топології є основним джерелом неефективності. Це може ускладнити терморегуляцію батареї та призвести до нерівномірного розподілу температури всередині батареї, що ще більше посилює дисбаланс між елементами.

Метод активного шунтування. Метод балансує комірки як у режимі зарядки, так і в режимі розрядки, дозволяючи обходити окремі комірки, які знаходяться на екстремальних значеннях SOC або напруги (рис.4.23).

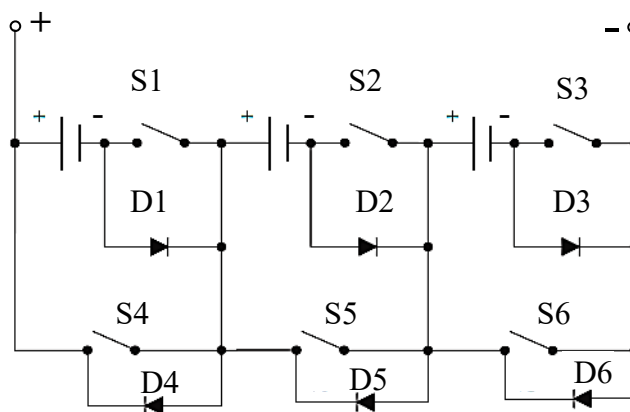


Рис.4.23. Метод активного шунтування

Підвищення ефективності відбувається за рахунок усунення розсіювання енергії. Наприклад, у нормальному стані зарядки перемикачі $S1 - S6$ розімкнуті; якщо перша комірка на максимумі, то $S4$ закривається, щоб обійти зарядку цієї комірки. У нормальному режимі розрядки перемикачі $S1 - S3$ закриті, а $S4 - S6$ усі відкриті; якщо перша комірка знаходиться на мінімумі, то $S1$ відкривається, щоб запобігти подальшому розряду першої комірки.

Напруга акумулятора може змінюватися внаслідок відключення кількох елементів, які шунтуються у цій топології. Це накладатиме додаткові умови на DC-DC перетворювач потужності на виході акумулятора для регулювання цієї напруги. Додаткові компоненти та складність керування збільшують вартість даної топології.

Метод активного перемикування. До цієї категорії активного балансування відносяться човникові методи, які використовують зовнішні енергозберігаючі елементи, наприклад, конденсатори, для переміщення заряду між елементами в пакеті (рис.4.24). Їх можна використовувати як в режимі зарядки, так і в режимі розрядки. Заряд переміщується між сусідніми комірками залежно від конфігурації перемикача та умов напруги комірки.

Наприклад, розглянемо випадок, коли перша комірка має вищий стан SOC/напруги, ніж друга комірka, $C1$ буде підключено паралельно цій комірці, щоб розрядити її та зарядити конденсатор. Тоді $C1$ буде підключений паралельно до другого нижчого елемента SOC/напруги для передачі заряду на нього. Таку саму стратегію можна використовувати для заряджання та розряджання упаковки.

Розмір конденсатора впливає на швидкість як з точки зору констант часу зміни напруги, так і максимальної величини переміщеного заряду. Швидкість вирівнювання може бути низькою у випадках, коли заряд необхідно передати з віддалених комірок.

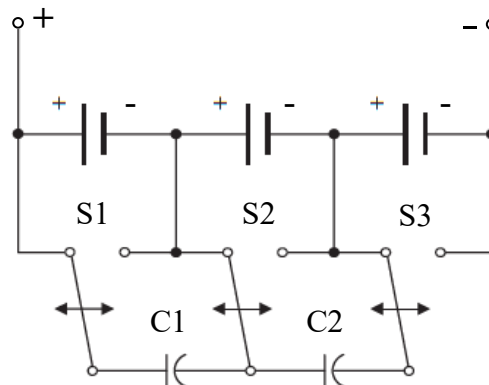


Рис. 4.24. Метод активного перемикування

Метод перетворення енергії. BMS можуть містити кілька ізольованих перетворювачів, таких як понижувальний і/або підвищувальний, $C\grave{u}k$, $1yback$ або квазірезонансний (boost, $Cu\grave{u}k$, $1yback$, $quasiresonant$) (рис.4.25). Кожен перетворювач з'єднаний паралельно з окремою коміркою. Конструкція перетворювача залежить від кількості послідовно з'єднаних комірок, оскільки він повинен врахувати потенційно велику розбіжність між напругою комірки та модуля. Такий конструктив характеризується підвищеною здатністю балансування та відносно високою складністю.

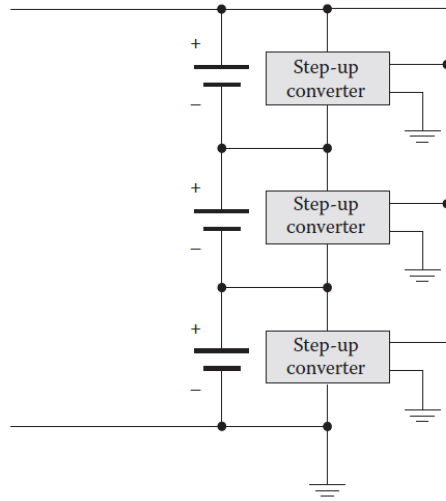


Рис. 4.25. Метод перетворення енергії

5. ОЦІНКА СТАНУ ТА ПАРАМЕТРІВ ESS

5.1. Загальні відомості про стан акумулятора

Стан акумулятора включає такі параметри як стан заряду (*State of charge (SOC)*) [25], стан справності/здоров'я (*State of health (SOH)*) [26], стан енергії (*State of energy (SOE)*), та стан потужності (*State of power (SOP)*) [27-29].

Стан заряду (*SOC*) описує кількість енергії, що залишилася в ESS. *SOC* не є фізичною величиною, яку можна виміряти безпосередньо. *SOC* можна оцінити лише шляхом вимірювання сильно корельованих проксі-величин, таких як напруга, струм і температура [31], і зазвичай виражається у відсотках відносно номінальної ємності. У літературі *SOC* визначається як відношення поточної кількості заряду $Q(t)$ до максимально можливого, враховуючи технічний стан, заряду батареї Q_{full} (рис.5.1). 100% означає, що акумулятор повністю заряджений, тоді як 0% означає, що акумулятор повністю розряджений. Наприклад, акумулятор має *SOC* 100% при повному заряді. Коли використовується 30% ємності акумулятора, у нього залишається 70% ємності, а *SOC* акумулятора в цей момент становить 70% (рис.5.1).

Рівняння (5.1) показує математичне визначення *SOC*

$$SOC(t) = \frac{Q(t)}{Q_{full}} 100\%. \quad (5.1)$$

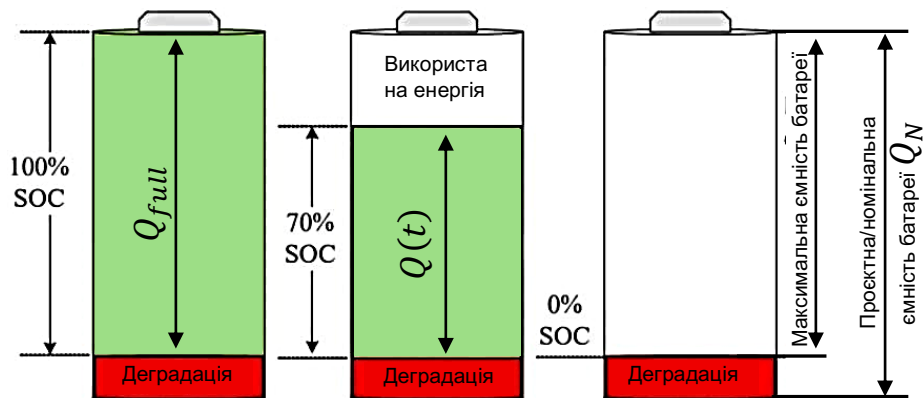


Рис. 5.1. State of charge

Незважаючи на просте визначення *SOC*, викладене в (5.1), точна оцінка *SOC* для ESS є надзвичайно нетривіальною. Причина цього полягає в ємності Q_{full} , яка не відображає проектну ємність акумулятора Q_N , як це пропонують виробники акумуляторів. Ситуацію ще більше ускладнює те, що Q_{full} не є постійною величиною протягом усього терміну служби акумулятора, оскільки вона змінюється залежно від різних факторів, таких як вік акумулятора, температура навколишнього середовища та складні хімічні реакції акумулятора. Тому для оцінки стану акумулятора використовують показник *SOH* (*State of Health*).

$$SOH(t) = \frac{Q_{full}}{Q_N} 100\%. \quad (5.2)$$

Він відображає співвідношення максимально можливого заряду батареї Q_{full} до проєктного значення Q_N (рис.5.2).

Деградована частина батареї (Inactive) зростає з часом експлуатації, зменшуючи показник SOH . При цьому показник SOC може бути достатньо високим. Для зменшення рівня деградації (збереження SOH) рекомендується використовувати ємність батареї до в межах $SOC = (25 - 80)\%$ (рис.5.2).

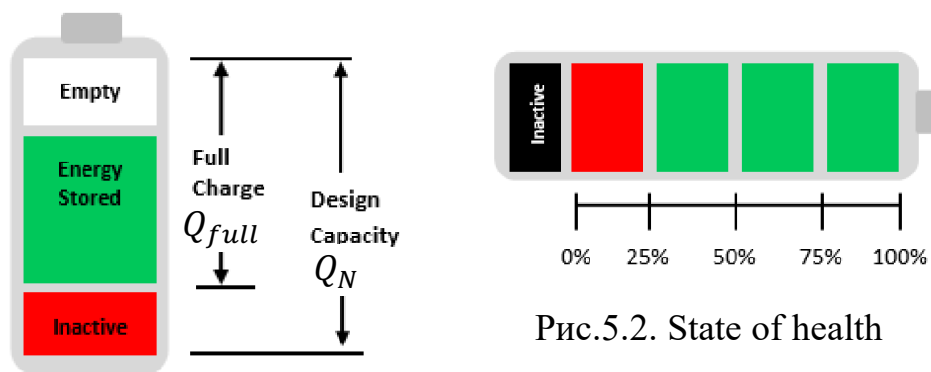


Рис.5.2. State of health

Для електрохімічних елементів ємність визначається кількістю доступного активного хімічного матеріалу, а для ультраконденсаторів – площа поверхні накопичення заряду. Обидва показники практично постійні в широкому діапазоні нормальних робочих умов, і будь-яке зниження ємності елемента відбувається протягом тривалих періодів часу та/або великої кількості циклів використання.

Стан заряду (SOC) комірки безпосередньо пов'язаний з концентраціями активних частинок таким чином, що в стані рівноваги потенціал комірки, вимірюваний у розімкненому колі (OCV), зазвичай є монотонно зростаючою функцією SOC. Вони називаються *зарядно-розрядними характеристиками* комірки і отримуються з використанням режимів заряду-розряду з постійним струмом (CC) та постійною напругою (CV).. Наприклад, зарядно-розрядні характеристики двох різних модулів батареї Nissan-Leaf 8,4V; 60Ah мають вигляд (рис.5.3).

З рис.5.3 видно, що кожна з характеристик має три характерні частини. Початкова частина зарядної характеристики є перехідним процесом встановлення постійного руху в електроліті активних частинок до відповідних електродів. Цей процес в даному випадку займає декілька хвилин, а далі починається процес інтеркаляції, тобто процес заряджання модуля. Він відбувається в режимі CC. При цьому напруга на електродах модуля монотонно збільшується. Заряд CC виконується до досягнення максимальної напруги відсікання. На завершальній стадії цього процесу відбувається дозаряджання модуля в режимі CV, доки струм заряду не зменшиться до деякого невеликого порогу, зазвичай величиною $C/100$. Ця точка визначається як $SOC = 100\%$. Якщо виконувати заряджання батареї в режимі CC весь час, наприкінці процесу напруга на електродах модуля починає різко зростати.

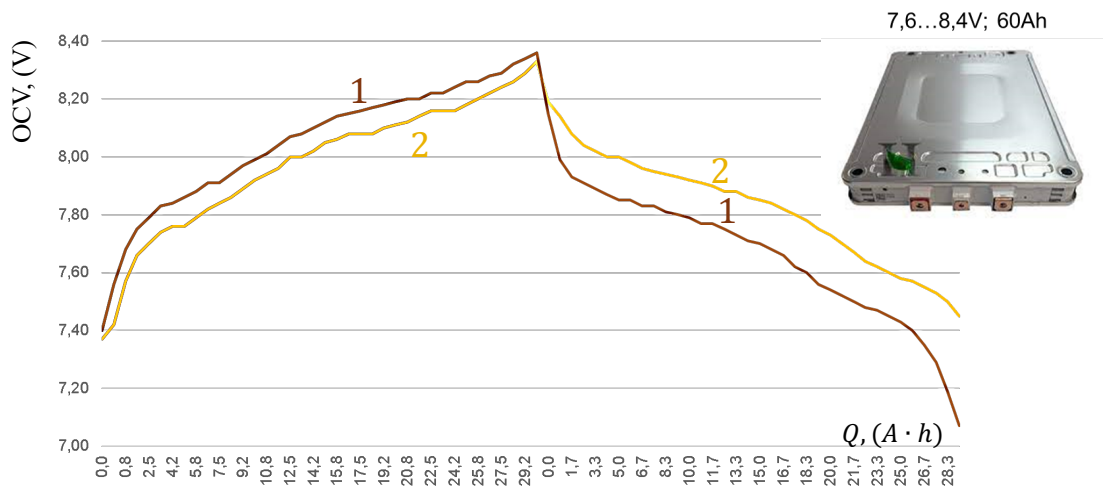


Рис.5.3. Зарядно-розрядна характеристика модуля батареї Nissan-Leaf 8,4V; 60Ah

Розряд теж виконується в режимі розряд СС, доки не буде досягнуто нижнього порогу напруги. Розрядна характеристика на початковій стадії теж має перехідний процес встановлення постійного руху в електроліті активних частинок до відповідних електродів. Після цього починається процес деінтеркаляції/розрядження, який є процесом монотонного зменшення OCV напруги. При досягненні нижнього порогу напруги йде розряд в режимі CV до тієї ж порогової точки (C/100), тобто $SOC = 0\%$.

На певному етапі розрядження активних частинок в акумуляторі вже є недостатньо для підтримання зовнішнього кола споживання енергії необхідним струмом. Тому, якщо забезпечувати режим розрядження СС, напруга на електродах акумулятора починає різко падати. Це є також ознакою, що $SOC = 0\%$ для модуля.

На рис.5.3 представлено зарядно-розрядні характеристики двох модулів. Вони мають практично однаковий $SOH \approx 30\%$, але різний внутрішній опір. Через більший внутрішній опір модуля 1 відносно модуля 2 зарядна характеристика першого знаходиться вище, а розрядна – нижче другого модуля.

Зазвичай, під час зарядження в літій-іонних батареях спостерігаються вищі значення напруги порівняно зі значеннями, отриманими під час розрядження, як показано на рис.5.3. Наслідком цього є гістерезис, який виникає через омичний опір, поляризаційний опір, електрохімічну поляризацію та концентраційну поляризацію. Крім того, розсіювання енергії в електроді під час фазового переходу може створювати ефект гістерезису.

У $LiFePO_4$ -елементі розвиток інтеркаляції та деінтеркаляції допомагає частинкам матеріалу взаємодіяти з іонами літію, що, у свою чергу, демонструє гістерезисні характеристики.

Процеси інтеркаляції і деінтеркаляції відбуваються на монотонній частині зарядно-розрядних характеристик при зміні напруги для модуля Nissan-Leaf 8,4V; 60Ah в межах (7,6-8,4) В, тобто 0,8 В. Оскільки модуль має структуру

2S2P, то на одну комірку припадає 0,4 В при зміні $SOC = (0 - 100)\%$, тобто $4mV/\%$.

При деградації нахил характеристик буде збільшуватися. Наприклад, для батареї, що використовується у гібриді Toyota-Prius, і має 28 послідовно з'єднаних *NiMH* комірок, розрядні характеристики показують повну деградацію деяких комірок (рис.5.4).

На степінь деградації батарей впливає рівень струму при циклах заряду-розряду (рис.5.5). З рис.5.5 видно, що збільшення рівня струму розряду суттєво збільшує внутрішній опір акумуляторної батареї.

Існує обмежена кількість датчиків, таких як амперометричний датчик, потенціометричний датчик та кондуктометричний (кондуктометрія - це вимірювання електролітичної провідності для моніторингу ходу хімічної реакції) датчик, які можуть безпосередньо вимірювати електрохімічні явища в акумуляторі.

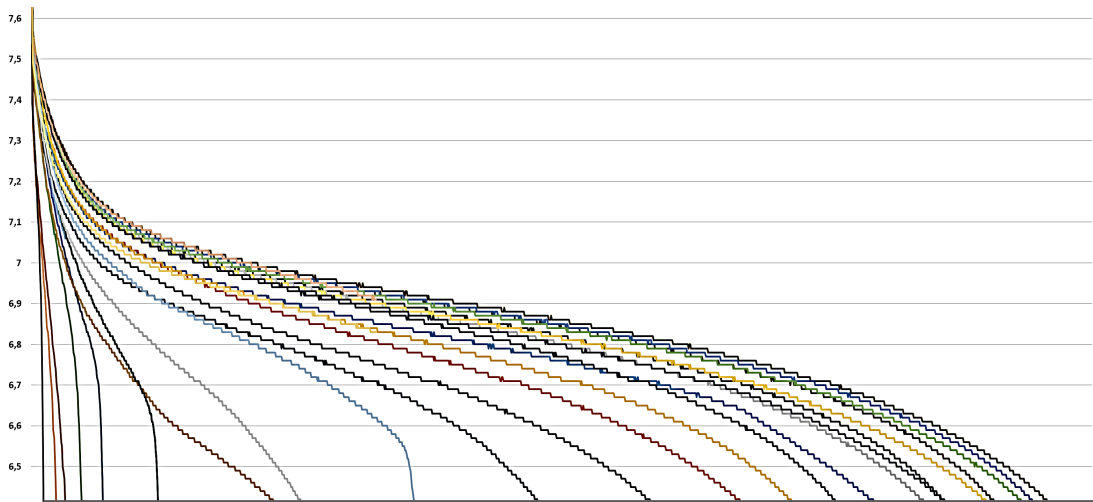


Рис. 5.4. Розрядні характеристики комірок батареї Toyota-Prius

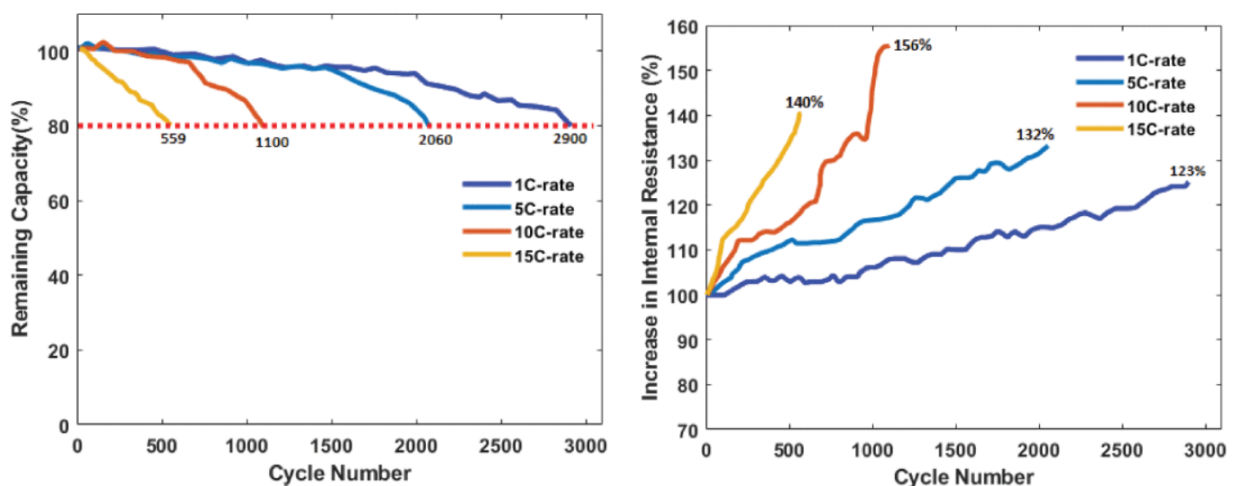


Рис. 5.5. Рівень впливу на характеристики батареї числа циклів [33]

Таким чином, прогностична модель акумулятора розробляється шляхом дослідження критичних змінних, включаючи струм, напругу, температуру акумулятора та час роботи з визначеного експериментального циклу. Механічні фактори, такі як виробничі дефекти та фізичні пошкодження на складальній лінії при виготовленні батареї, також є факторами впливу на стан акумулятора. Через ці різні невраховані фактори, високоточна оцінка стану заряду залишається складною проблемою.

Існують дві усталені парадигми прийняття рішень для оцінки SOC [37]:

- методи на основі моделей;
- методи, що базуються на даних.

Підходи до оцінки стану SOC на основі моделей (також відомі як моделі білої скриньки) розроблені з використанням знань про фонові процеси. Метод на основі моделей відомий як традиційний підхід. Цей підхід часто передбачає глибоке розуміння фахівцем системи або процесу, щоб побудувати надійні правила, які можуть точно моделювати поведінку системи. Розробка надійної моделі оцінки SOC, яка найкраще описує систему, зазвичай вимагає тривалого часу, трудомістких експериментів та ретельних експериментальних досліджень системи.

З іншого боку, оцінка стану заряду на основі даних є відносно новим підходом, що став можливим завдяки появі великої кількості даних та потужних комп'ютерів. Методи, керовані даними (також відомі як моделі чорної скриньки), базуються на емпіричних спостереженнях з мінімальним знанням або відсутністю знань про фундаментальні фонові процеси. Підхід, оснований на даних, значною мірою спирається на аналіз вихідних даних процесу. Таким чином, він не вимагає від практиків розвитку глибокого, специфічного для предметної області розуміння фонового процесу. Цей підхід може бути корисним для розробки моделі оцінки стану заряду з обмеженою апріорною інформацією про внутрішні характеристики батареї та хімічні реакції. У цьому світлі підхід, оснований на вихідних даних, вимагає менше часу та знань для моделювання складної системи порівняно з підходом, заснованим на моделі.

Однак значна залежність методів, заснованих на даних, означає, що якість даних значною мірою визначає точність та продуктивність моделі. Наприклад, недостовірність/незбалансованість даних призведуть до упередженості моделі в процесі прийняття рішень. По суті, підхід, заснований на даних, працюватиме ефективно, якщо велика кількість відповідних даних легкодоступна. Однак, підхід, заснований на даних, не запропонує багато переваг за відсутності цих даних. У таблиці 1 висвітлено основні переваги та недоліки як методу, заснованого на моделі, так і методу, заснованого на даних.

Існуючі методології оцінки SOC можна розділити на наступні групи [37]:

- 1) методи прямого виміру;
- 2) модель-орієнтовані методи;
- 3) дата-орієнтовані методи;
- 4) гібридний метод.

Найвідоміші алгоритми включають фільтри Калмана та його варіанти [38], [39]–[41], фільтр частинок [42]–[44], фільтр H_∞ [45], [46], [47], спостерігач Люенбергера [48]–[50], спостерігач пропорційного інтегрування (PI) [51], [52], спостерігач ковзного режиму [53]–[56].

Розглянемо деякі найбільш поширені методи.

5.2. Методи прямого виміру

5.2.1. Open Circuit Voltage (OCV)

Метод прямого виміру використовує пряме відображення зв'язку між зарядним станом (SOC) та зовнішніми характеристиками, такими як напруга холостого ходу (OCV), імпеданс тощо. Цей метод включає складання таблиць зв'язку шляхом проведення інтенсивних експериментів у лабораторії для оцінки характеристик акумулятора. Метод оцінки напруги холостого ходу акумулятора OCV є простим за концепцією та достатньо точним.

Очікується, що загальна ємність може не залежати від температури та швидкості струму. Випробування на загальну ємність можна виконати з використанням імпульсного заряду-розряду постійним струмом (CC) та постійною напругою (CV) (рис.5.6).

Заряд CC виконується до досягнення максимальної напруги відсікання. Після цього виконується заряд CV, доки струм заряду не зменшиться до деякого невеликого порогу, зазвичай величиною $C/100$. Ця точка визначається як 100% SOC. Потім виконується розряд CC, доки не буде досягнуто нижнього порогу напруги. Після цього йде розряд CV до тієї ж порогової точки ($C/100$), тобто 0% SOC.

Таким чином, процедура визначення SOC в режимі OVC виглядає так:

- Заряд елемента, що завершується сегментом CV-заряду для досягнення 100% SOC. Далі йде час відпочинку батареї 1–2 години.
- Повторювані імпульси розряду з низькою швидкістю, наприклад, $C/10$, та періоди відпочинку. Кожен імпульс розряду має постійний часовий інтервал, на якому SOC зменшується на 5–10%. Наступний час відпочинку зазвичай становить 1–2 години, щоб елемент міг досягти рівноважного стану. Після закінчення періоду відпочинку виміряна напруга приймається як OCV.
- При низькому SOC нижня гранична напруга буде досягнута під час останнього імпульсу розряду. Як тільки це відбувається, виконується період CV-розряду для досягнення 0% SOC. Далі йде час відпочинку 1–2 години. Це завершує тест OCV-SOC розряду, а далі йде тест OCV-SOC заряду.
- Повторювані імпульси заряду з низькою швидкістю супроводжуються періодами відпочинку. Ця частина відповідає тим самим інструкціям, що й імпульси розряду.
- При високій OCV верхня межа напруги буде досягнута під час останнього імпульсу заряду, і виконується сегмент CV-заряду для

досягнення 100% SOC. Потім слідує 1–2 години відпочинку. Це завершує випробування OCV-SOC заряду.

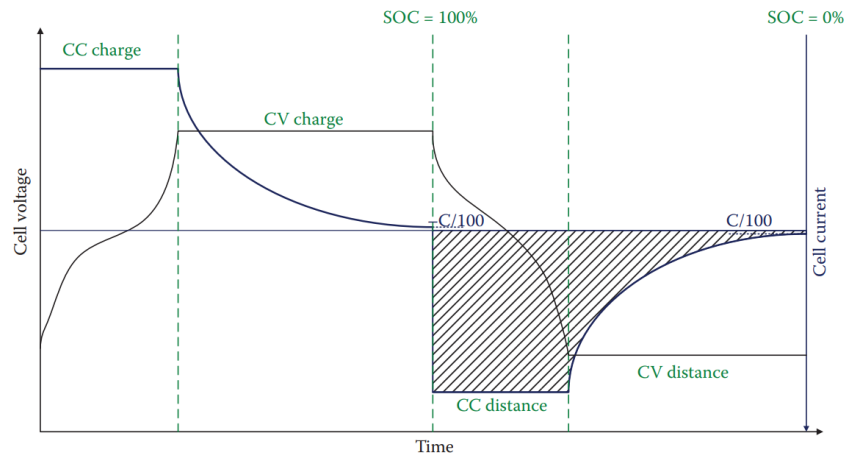


Рис. 5.6. Профілі заряду/розряду CC та CV для вимірювання загальної ємності. [1]

Типові тестові профілі напруги та струму зображено на рис.5.7.

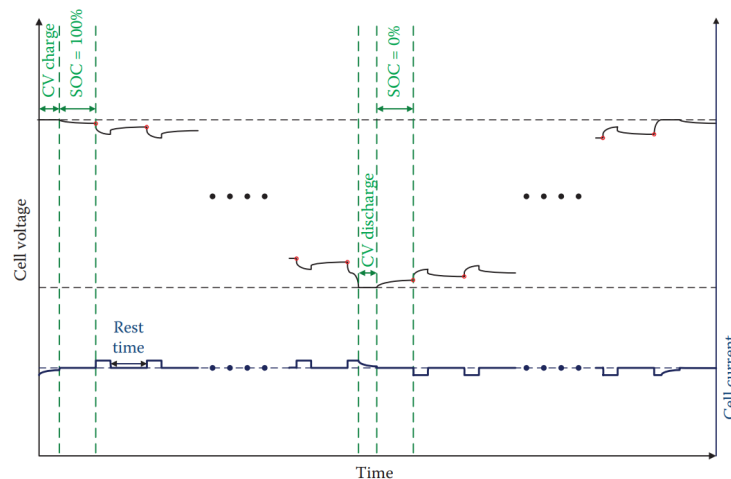


Рис. 5.7. Тест заряду/розряду CC та CV [1]

Хоча між SOC та OCV існує приблизно лінійна залежність, ця залежність не є абсолютно однаковою для різних акумуляторів. Вона залежить від ємності та матеріалу електродів акумулятора. Наприклад, свинцево-кислотний акумулятор має лінійний зв'язок між зарядним станом SOC та OCV, тоді як літій-іонні акумулятори мають значний гістерезис OCV (рис.5.10).

Крім того, напруга літій-іонних акумуляторів пов'язана не лише з рівнем заряду SOC, але й залежить від температури. На рис.5.8 показано, що при однаковій нарузі струму (OCV=3,60 В) різні температури відповідають різним ємностям акумулятора, а максимально доступна ємність акумулятора відрізняється на 0,165 А·год, що вказує на необхідність створення моделі температурної компенсації.

Метод вимірювання OCV має суттєвий недолік, оскільки необхідно, щоб акумулятор мав достатній час спокою для досягнення рівноважного стану.

Вимірювання OCV під час роботи акумулятора призводить до низької точності. Тому цей метод зазвичай використовується як допоміжна технологія калібрування.

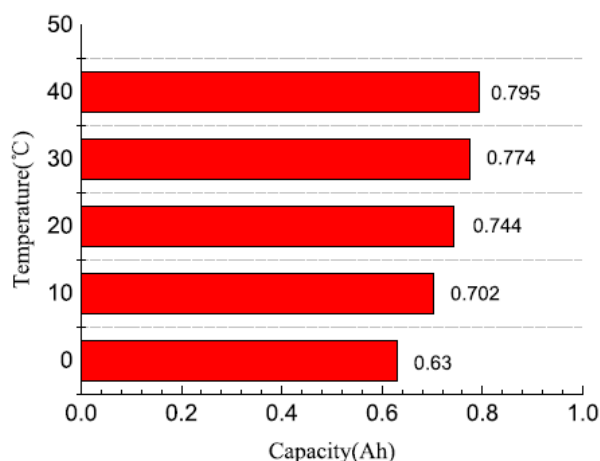


Рис. 5.8. Рівень впливу температури на ємність батареї [34]

5.2.2. Кулонівський метод

Підрахунок ампер-годин легко реалізувати для оцінки стану заряду акумулятора. Метод оцінки підрахунку ампер-годин (А·год) використовується для інтегрування струму розряду або заряду з метою розрахунку залишкового заряду в акумуляторі наступним чином

$$SOC(t) = SOC(0) - \frac{T}{C_{AP}} \int_0^t (\eta \cdot I(t) - \rho_{sd}) dt, \quad (5.3)$$

де $SOC(0)$ – початкове значення SOC , (%); $I(t)$ – струм (А) в момент часу t (годин); T – період вибірки (годин); C_{AP} – номінальна ємність акумулятора, (А·год); η – кулонівський коефіцієнт корисної дії, (в.о.); ρ_{sd} – швидкість саморозряду, (А·год/місяць, в.о.).

Для прикладу. У акумулятора $LiFePO_4$, $\eta > 0,994$ за кімнатної температури, швидкість саморозряду становить близько 5% на місяць.

Перевагою методу кулонівського підрахунку є його простота та стабільність. Цей метод також є досить точним за кількох обставин, таких як:

- початкове значення зарядного стану акумулятора має бути відомим;
- датчики струму точно відкалібровані;
- максимальна доступна ємність акумулятора повинна бути належним чином перекалібрована за різних умов експлуатації та рівнів старіння акумулятора.

Оскільки цей метод є алгоритмом з розімкнутим циклом, помилки в оцінці зарядного стану будуть неминучими. Невелика похибка вимірювання може бути значною через кумулятивний ефект в результаті операції інтегрування. Таким чином, початкове значення SOC та датчиків струму також повинні бути точними для ефективної роботи алгоритму.

Для підвищення точності методу підрахунку ємності в ампер-годинах початкове значення ємності та зарядного стану акумулятора, а також дрейф датчика струму слід регулярно коригувати та налаштувати.

5.3. Модель комірки з RC елементами

Існують різноманітні підходи та топології електрохімічного моделювання для електрохімічних елементів (Equivalent Circuit Model (ECM)). Зазвичай вони містять загальні елементи схеми для імітації експериментальних реакцій, що спостерігаються на основі даних елементів. У цьому розділі представлено специфічну ECM з n RC-елементами, зображену на рис.5.9, яка імітує такі ефекти, як перехідна характеристика, гістерезис, нелінійна змінна напруга (OCV), асиметричний внутрішній опір та теплова залежність. ECM можна легко змоделювати в програмному забезпеченні для моделювання схем, використовуючи стандартні пакети, такі як PLECS та/або Matlab Simscape/SimPowerSystems.

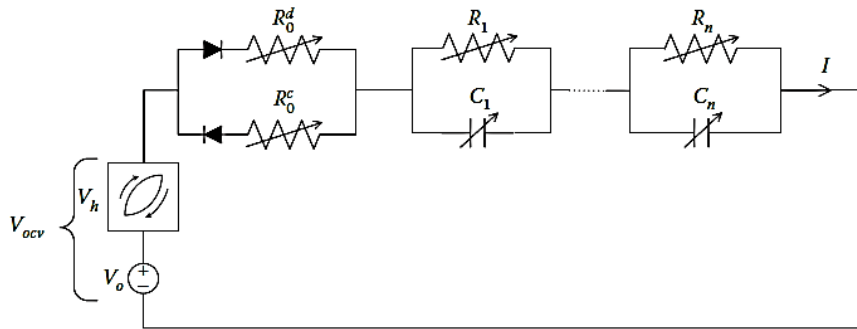


Рис. 5.9. Модель еквівалентної схеми акумулятора

Відповідно до моделі (рис.5.9) та формули (5.2) SOC моделюється як інтегратор з наступною динамікою:

$$\frac{dSOC(t)}{dt} = \frac{-1}{C_{AP}} [\eta_c \cdot I^- + I^+ / \eta_d] - \rho_{sd}, \quad (5.4)$$

де I^- – струм заряду з ефективністю η_c ; I^+ – струм розряду з ефективністю η_d .

Передбачається, що процеси заряду/розряду проводяться з постійним значенням струму I^+ / I^- .

SOC впливає на значення інших елементів у ECM, оскільки вони моделюються як функції SOC та температури, тобто приймаються певні апіорні залежності

$$\begin{aligned} V_0 &= f_{V_0}(SOC, T^\circ) \\ R_i &= f_{R_i}(SOC, T^\circ), \quad i = 0 \dots n, \\ C_j &= f_{C_j}(SOC, T^\circ), \quad j = 0 \dots n \end{aligned} \quad (5.5)$$

Для представлення V_0 можна використовувати так звану комбіновану модель, яка базується на рівнянні з емпірично знайденими коефіцієнтами $k_0 \dots k_4$ від вимірювань OCV [1]

$$V_0 = k_0 - \frac{k_1}{SOC} + k_2 \cdot SOC + k_3 \cdot \log SOC - k_4 \cdot \log(1 - SOC), \quad (5.6)$$

або іншу [37].

OCV комірки розкладається на дві складові

$$V_{OCV} = V_0 + V_h, \quad (5.7)$$

де V_0 , V_h визначаються по гістерезисному контуру зарядно-розрядних характеристик (рис.5.10).

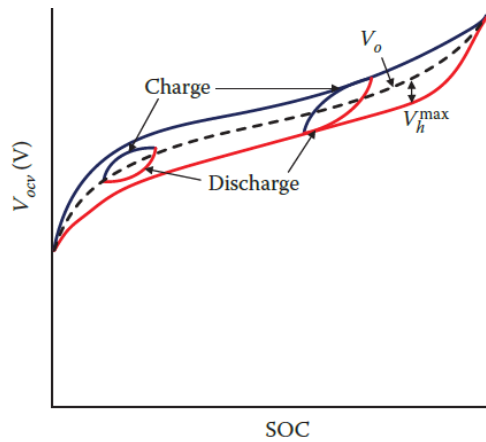


Рис. 5.10. Гістерезисний контур зарядно-розрядних характеристик

Гістерезисний контур можна отримати, наприклад, з рис.5.3 шляхом дзеркального відображення кривої розряду.

Простим методом моделювання гістерезису є підхід з нульовим наближенням, тобто

$$V_h = -V_h^{max} \cdot \text{sgn}(I), \quad (5.8)$$

де V_h^{max} представляє максимальну гістерезисну напругу, яку також можна змоделювати як функцію SOC та температури, наприклад, $V_h = f_{V_h}(SOC, T^\circ)$.

Але таке наближення не враховує специфічну для гістерезису перехідну поведінку, таку як внутрішні петлі гістерезису, зображені на рис.5.10.

Покращення результату можна досягти шляхом введення моделі гістерезисного стану, яка має динаміку першого порядку

$$\begin{aligned} V_h &= V_h^{max} \cdot v_h, \\ \frac{dv_h}{dt} &= -\gamma \cdot I \cdot [\text{sgn}(I) \cdot v_h + I], \end{aligned} \quad (5.9)$$

де v_h –стан гістерезису зі значеннями між -1 та 1 , а γ –швидкість наростання струму.

Для R_i і C_i записуємо диференційне рівняння, виходячи з еквівалентної схеми (рис.5.9) наступним чином

$$\frac{dV_i}{dt} = -\frac{V_i(t)}{R_i C_i} + \frac{I}{C_i}, \quad (5.10)$$

де V_i – напруга i -ї $R_i C_i$ пари.

Інтегрування рівняння (5.10) дозволяє отримати напругу на RC елементах ЕСМ

$$V_i(t) = e^{-\frac{t}{R_i C_i}} V_i(0) + R_i \left(1 - e^{-\frac{t}{R_i C_i}}\right) I. \quad (5.11)$$

В цілому напруга на клемах комірки при навантаженні, виходячи з еквівалентної схеми буде наступною

$$V = V_{OCV} - I^+ R_0^d - I^- R_0^c - \sum_{i=1}^n V_i. \quad (5.12)$$

Порядок моделі n (рис.5.9) залежить від комірки та вимог точності. У загальному випадку $n = 1 \dots 3$. Для цілей моделювання можуть бути бажаними вищі порядки, тоді як для проектування фільтрів онлайн-оцінки є прийнятним фільтр нижчого порядку. Такі явища в комірках, як дифузія, найкраще апроксимувати однією або двома RC -парами з великими постійними часу.

Дискретизація динаміки ЕСМ дозволяє використовувати багато алгоритмів офлайн-параметризації та онлайн-оцінювання. Використовується підхід нульового наближення, де час вибірки вибирається достатньо малим, щоб варіації параметрів протягом цього інтервалу вважалися постійними. Тому, без втрати загальності, функціональна залежність типу (5.5) від стану заряду та температури буде опущена для акуратності представлення.

Дискретна модель SOC, яка використовується для он-лайн параметризації, випливає з рівняння (5.4)

$$SOC_k = SOC_{k-1} - \frac{\Delta t}{C_{AP}} [\eta_c \cdot I_{k-1}^- + I_{k-1}^+ / \eta_d] - \rho_{sd} \Delta t. \quad (5.13)$$

Інтеграл рівняння (5.10) дозволяє отримати дискретні значення напруги $V_{i,k}$ через кожні Δt часу і попередні значення напруги $V_{i,k-1}$ і струму I_{k-1}

$$V_{i,k} = e^{-\frac{\Delta t}{R_i C_i}} V_{i,k-1} + R_i \left(1 - e^{-\frac{\Delta t}{R_i C_i}}\right) I_{k-1}. \quad (5.14)$$

Згідно з підходом нульового наближення використовуємо формулу (5.8) для визначення дискретної напруги $V_{h,k}$

$$V_{h,k} = -V_h^{max} \cdot \text{sgn}(I_k). \quad (5.15)$$

В цілому напруга на клемах комірки при навантаженні в дискретній формі, виходячи з еквівалентної схеми буде наступною

$$V_k = V_{OCV,k} - I_k^+ R_0^d - I_k^- R_0^c - \sum_{i=1}^n V_{i,k}. \quad (5.16)$$

Для онлайн-оцінки стану заряду (SOC) та імпедансу комірки використовується спрощення у вигляді моделі першого порядку ($n = 1$, тобто одна пара елементів RC), симетричного омичного опору, а ефекти гістерезису та саморозряд ігноруються. Тому $R_0^c = R_0^d$, $V_h = 0$, тобто $V_{OCV} = V_0$, $\rho_{sd} = 0$.

Припускається, що крива OCV–SOC відома, наприклад, за формулою (5.6).

5.4. Адаптивні фільтри

Розглянутий вище приклад оцінки SOC є прикладом систем обробки сигналів, які не змінюють алгоритм обробки в часі. Тобто вони ґрунтуються на припущенні, що спотворення сигналу є відомим і незмінним в часі. Таким чином, в умовах змін у часі заводової обстановки така обробка може виявитись не оптимальною.

При обробці зашумлених вхідних сигналів застосовують як традиційні системи, які працюють за принципом розімкнутого контуру, наприклад, узгоджені фільтри, так і адаптивні пристрої, що діють за принципом замкнутого контуру. Традиційні методи обробки сигналу доцільно застосовувати, коли спотворення сигналу є відомим і інваріантним за часом. Якщо спотворення сигналу описати заздалегідь неможливо або вони можуть змінюватися в процесі зняття показань, доцільно застосовувати адаптивні фільтри.

Для підвищення точності та надійності оцінки стану батареї (SOC) та зменшення впливу шуму на модель батареї використовуються у поєднанні адаптивні фільтри та алгоритми оцінки SOC. Такі системи діють за принципом замкнутого контуру зі зворотним зв'язком.

Адаптивний фільтр – це програмований фільтр, частотна характеристика або передавальна функція якого змінюється (адаптується) таким чином, щоб пропустити без спотворення корисні складові сигналу і послабити небажані сигнали або перешкоди. Адаптивному фільтру необхідний мінімальний обсяг апріорної інформації про вхідний сигнал. Він діє за принципом оцінювання статистичних параметрів сигналу, що надходить, і підстроювання власної імпульсної (перехідної) характеристики таким чином, щоб мінімізувати деяку функцію вартості. Тобто це фільтр зі змінними в процесі роботи параметрами, набір яких багато в чому залежить від критерію роботи адаптивного фільтра. Цим критерієм часто є досягнення мінімальної цільової функції, як правило, квадратичної функції помилки між необхідним та вихідним сигналами адаптивного фільтра. Досягнення мінімальної цільової функції означає, що вихідний сигнал адаптивного фільтра в певній мірі наближений до потрібного сигналу, фізична природа якого визначається конкретним додатком адаптивного фільтра.

Розглянемо загальну структуру адаптивного фільтра, яка наведена на рис.5.11. Вхідні дискретні сигнали у вигляді вектора $x(k)$ обробляються дискретним фільтром, в результаті чого формуються сигнали вектору вихідних змінних $\hat{x}(k)$. Цей вихідний сигнал порівнюється з сигналами-зразками $y(k)$.

Різниця між цими двома утворюють сигнали похибки $e(k)$. Сигнали похибки використовуються для коригування вагових параметрів фільтра (зазвичай ітеративним методом) з метою поступової мінімізації похибки (тобто сигнали на виході фільтра впритул наближаються до величин опорних сигналів).

Передатна функція фільтра $W(z)$ представляє собою дискретну передатну функцію у z -перетвореннях з певними коефіцієнтами фільтра, тобто вихідний вектор $\hat{x}(k)$ генерується як лінійна комбінація декількох вибірок вхідних послідовностей $x(k)$.

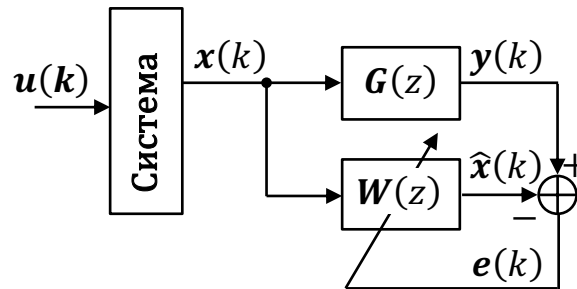


Рис. 5.11. Адаптивний фільтр

Передатна функція фільтра $G(z)$ – дискретна передатна функція системи вимірювання. Вихідний вектор $y(k)$ генерується як лінійна комбінація декількох вибірок вхідних послідовностей $x(k)$.

5.4.1. Recursive least squares (RLS)

RLS – це алгоритм, який може оцінювати параметри за допомогою рекурсивної реалізації зваженого методу найменших квадратів [57]. Він приймає таку регресійну форму:

$$y_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + v_k, \quad (5.17)$$

де y_k – вимірювана змінна; \mathbf{C}_k – регресійна модель-вектор, що складається з відомих апріорно або вимірюваних величин; \mathbf{x}_k – вектор невідомих величин, що мають бути визначені; v_k – шум вимірювань.

RLS має на меті знайти рекурсивно в часі оцінку \mathbf{x}_k , яка мінімізує таку суму квадратів помилок:

$$E(k) = \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} (y_i - \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k)^2, \quad (5.18)$$

де $0 < \lambda \leq 1$ – фактор забування, який зменшує вплив старих даних; зазвичай його вибирають близько до одного.

Для розрахунку параметрів батареї використаємо модель виду (рис.5.9) з однією RC парою ($n = 1$) з припущеннями:

$$R_0^c = R_0^d = R_{b0} - \text{внутрішній опір батареї};$$

$$V_h = 0, \text{ тобто } V_{OCV} = E_b - \text{ЕРС батареї};$$

$R_1 = R_{bp}$ – еквівалентний опір процесу поляризації;
 $C_1 = C_{bp}$ – еквівалентна ємність процесу поляризації;
 $\rho_{sd} = 0$ – саморозряд відсутній під час експерименту.

Відповідну модель представлено на рис.5.11. Виходячи з рівнянь (5.14) і (5.16), маємо

$$V_{bp,k} = V_{bp,k-1}e^{-\Delta t/T_{bp}} + I_{b,k-1}(1 - e^{-\Delta t/T_{bp}})R_{bp}, \quad (5.19)$$

$$V_{b,k} = E_{b,k} \mp I_{b,k}R_{b0} \mp V_{bp,k}, \quad (5.20)$$

де $T_{bp} = R_{bp}C_{bp}$ – постійна часу процесу поляризації; Δt – інтервал дискретизації.

У формулах (5.19) і (5.20) вимірюваними величинами є напруга на клеммах батареї V_b , та струм батареї I_b . Інші параметри моделі R_{b0} , R_{bp} , T_{bp} , E_b мають бути визначені за допомогою рівнянь (5.17) і (5.18).

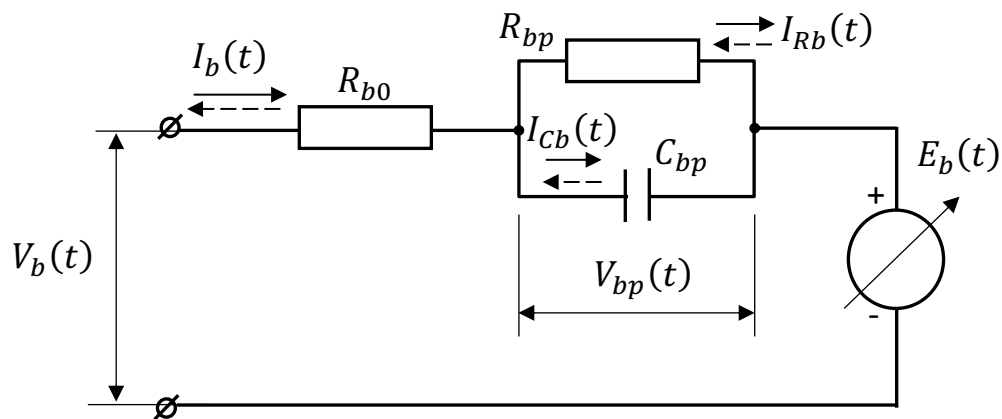


Рис.5.11. Модель батареї з припущеннями

Отримаємо елементи векторів \mathbf{C} і \mathbf{x} наступним чином. З формули (5.20) знаходимо напругу $V_{bp,k-1}$ на один крок дискретизації раніше. Для режиму розрядження маємо

$$V_{bp,k-1} = E_{b,k-1} - I_{b,k-1}R_{b0} - V_{b,k-1}. \quad (5.21)$$

Підставляємо рівняння (5.21) у формулу (5.19). Після певних перетворень отримуємо

$$V_{b,k} = V_{b,k-1}e^{-\Delta t/T_{bp}} - I_{b,k}R_{b0} - I_{b,k-1}[(1 - e^{-\Delta t/T_{bp}})R_{bp} - R_{b0}e^{-\Delta t/T_{bp}}] + E_{b,k} - E_{b,k-1}e^{-\Delta t/T_{bp}}.$$

Припускаючи, що $E_{b,k} = E_{b,k-1}$ і $V_{b,k} = V_{b,k-1}$ через більш високий темп перехідного процесу в RC колі в решті отримуємо

$$V_{b,k} = V_{b,k-1}e^{-\Delta t/T_{bp}} - I_{b,k}R_{b0} - I_{b,k-1}[(1 - e^{-\Delta t/T_{bp}})R_{bp} - R_{b0}e^{-\Delta t/T_{bp}}] + E_{b,k}(1 - e^{-\Delta t/T_{bp}}) \quad (5.22)$$

З формули (5.22) видно, що вектори \mathbf{C} та \mathbf{x} в дискретній формі мають наступний вигляд

$$\mathbf{C}_k = [V_{b,k} \quad -I_{b,k} \quad -I_{b,k-1} \quad 1], \quad (5.23)$$

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} e^{-\Delta t/T_{bp}} \\ R_{b0} \\ (1 - e^{-\Delta t/T_{bp}})R_{bp} - R_{b0}e^{-\Delta t/T_{bp}} \\ E_{b,k}(1 - e^{-\Delta t/T_{bp}}) \end{bmatrix}. \quad (5.24)$$

Таким чином, виходячи з рівнянь (5.22)-(5.24) регресійну модель визначаємо як

$$V_{b,k} = V_{b,k}\mathbf{x}_k(1) - I_{b,k}\mathbf{x}_k(2) - I_{b,k-1}\mathbf{x}_k(3) + \mathbf{x}_k(4). \quad (5.25)$$

Визначення коефіцієнтів регресії $\mathbf{x}(1) - \mathbf{x}(4)$ з рівняння (5.25) відбувається через отримання мінімальної квадратичної помилки за формулою (5.18) для $k = 0 \dots n$ випробувань.

З формули (5.25) знаходимо

$$\begin{aligned} E_b &= \frac{\mathbf{x}(4)}{1-\mathbf{x}(1)}, \\ R_{b0,k} &= \mathbf{x}(2), \\ R_{bp,k} &= \frac{\mathbf{x}(3)+\mathbf{x}(2)\mathbf{x}(1)}{1-\mathbf{x}(1)}. \end{aligned} \quad (5.26)$$

Алгоритм також рекурсивно оновлює оцінку коваріаційної матриці \mathbf{P}_k . Для цього використовується фільтр Калмана.

Алгоритм використання фільтра Калмана для RLS оцінки наступний:

1. Розраховується коефіцієнта підсилення Калмана за формулою (Д1.34). Замість матриці коваріацій шуму вимірювань \mathbf{R} приймається коефіцієнт забування λ (див. формулу 5.17).
2. Виконується корекція прогнозу стану системи за формулою (Д1.33) при $\mathbf{u} = 0$.
3. Виконується корекція прогнозу похибки системи за формулою (Д1.35) і ділиться на коефіцієнт забування λ .
4. Цикл повторюється.

5.4.2. Фільтри Калмана

Використовуючи теоретичний матеріал Додатку А маємо наступний алгоритм фільтра Калмана:

1. Прогноз стану системи за допомогою моделі (A.21). Для цього необхідно знати попередньо прогноз параметрів системи A_0 і параметри факторів впливу B_0 . Матриця коваріацій шуму процесу моделювання Q приймається постійною впродовж усього процесу вимірювань.
2. Оцінюється прогноз похибки моделювання $P_{x,0}$ за формулою (A.28).
3. Розраховується коефіцієнта підсилення Калмана за формулою (A.34). Матриця коваріацій шуму вимірювань R приймається діагональною фіксованою дисперсією для кожної змінної.
4. Виконується корекція прогнозу стану системи за формулою (A.33).
5. Виконується корекція прогнозу похибки системи за формулою (A.35).
6. Цикл повторюється.

6. СИНТЕЗ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

6.1. Синтез систем керування двигуном постійного струму

Керування двигуном в електромобілях має різний рівень складності та інтеграції з системними ресурсами. Воно може бути як простим, наприклад, виключно для створення крутного моменту двигуна (сили тяги), пропорційної вхідній команді (тобто положенню педалі), так і складним, наприклад, для повної інтеграції з двигуном внутрішнього згорання та комп'ютером системи контролю тяги в гібридних електромобілях. Незалежно від рівня інтеграції з іншими контролерами систем транспортного засобу, система керування тяговим двигуном займається керуванням крутним моментом та/або швидкістю в електромашині.

Крім того, існують допоміжні системи, які історично жили від двигуна внутрішнього згорання, але не є опцією в повністю електричному транспортному засобі. До них належать блок гідропідсилювача керма та компресор кондиціонера. Ці системи зараз живляться від електродвигунів, які також потребують керування крутним моментом та/або швидкістю.

Колекторна машина постійного струму (DCM) є найменш складною машиною з точки зору створення крутного моменту. Багато концепцій керування крутним моментом у колекторному двигуні постійного струму можна легко поширити на інші типи машин.

Типова безколекторна машина постійного струму (Brushless direct current motor (BLDC)) машина сконструйована «навиворіт» типової електричної машини зі щітками і колектором та постійними магнітами (див. розділ 2). Замість постійних магнітів на статорі та обмоток з колектором на роторі, механічно комутованих за допомогою щіток, типова машина BLDC має постійні магніти на роторі та обмотки якоря на статорі, які електронно комутуються через інверторний міст (рис.2.10).

На відміну від щіткової машини постійного струму, машину BLDC не можна просто підключити до джерела напруги для роботи. Робота інтегрально пов'язана з контролером BLDC.

6.1.1. Керування струмом (моментом) DCM та BLDCM

Здатність регулювати струм у машині безпосередньо впливає на здатність контролювати крутний момент. Швидке, стабільне та у широкому діапазоні керування струмом означає відповідне керування крутним моментом. Ефективне керування струмом (крутним моментом) забезпечує значні переваги в керуванні електроприводом транспортного засобу. При цьому, більшість концепцій керування струмом (крутного моменту) в машинах постійного струму поширюються також на машини змінного струму.

Еквівалентна схема двигуна з незалежним збудженням показана на рис.6.1. Двигун складається з двох кіл: збудження та якоря. Обмотка збудження розташована на статорі двигуна та збуджується окремим джерелом постійного

струму напруги V_f , яке створює струм I_f . Обмотка збудження має опір R_f та високу індуктивність L_f і створює магнітний потік Φ . Зовнішнє джерело напруги V_a підключено до якірного кола з якорем A для забезпечення електричної енергії, необхідної для керування струмом I_a . Якірне коло має активний опір R_a і індуктивність L_a .

Магнітний потік Φ майже пропорційний струму I_f обмотки збудження для двигунів з незалежним збудженням. Тому можна вважати, що $\Phi = k_\Phi I_f$.

Перетворення енергії в двигуні постійного струму базується на трьох фундаментальних законах електротехніки:

- закон електромагнітної індукції

$$E_a = K_f k_\Phi I_f \cdot \omega = K_f \Phi \cdot \omega; \quad (6.1)$$

- закон електромагнітних сил

$$M_{em} = K_f \Phi \cdot I_a; \quad (6.2)$$

- другий закон Кірхгофа:

$$V_a = E_a + I_a R_a + L_a \frac{dI_a}{dt}. \quad (6.3)$$

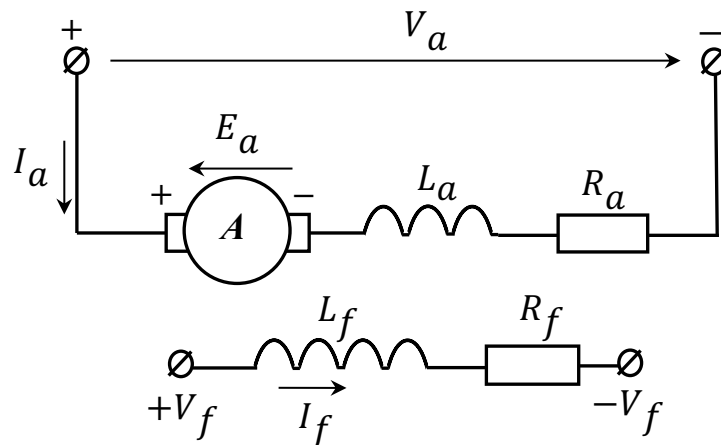


Рис. 6.1. Еквівалентна електрична схема колекторного двигуна постійного струму

$$V_f = I_f R_a + L_f \frac{dI_f}{dt}. \quad (6.4)$$

У рівняннях (6.1)...(6.2) константа K_f залежить від конструктивних параметрів електричної машини, таких як кількість полюсів, кількість провідників та інших; ω – кутова швидкість двигуна; M_{em} – електромагнітний момент, що розвивається двигуном.

Слід зазначити, що у машині постійного струму з постійними магнітами (DCMPM) відсутнє керування потоком збудження, але така електрична машина працює так само, як і машина постійного струму з обмотками збудження при постійному струмі збудження.

Рівняння механічного руху електричної машини виводиться з другого закону Ньютона для обертального руху

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{em} - b\omega - M_L, \quad (6.5)$$

де J – момент інерції ротора і мас, що обертаються разом; M_L – момент навантаження; b – коефіцієнт в'язкого демпфування.

Виходячи з рівняння (6.3) після закінчення перехідного процесу струму у якірному колі ($dI_a/dt = 0$), а також рівнянь (6.1) та (6.5) у сталому режимі обертання електропривода ($d\omega/dt = 0$, в'язке демпфування не діє) отримуємо рівняння механічних характеристик електричної машини постійного струму

$$\omega = \frac{V_a}{K_f \Phi} \mp \frac{M_{em} R_a}{(K_f \Phi)^2} = \omega_0 \mp \Delta\omega, \quad (6.6)$$

де ω_0 – кутова швидкість ідеального холостого ходу; $\Delta\omega$ – статичне падіння кутової швидкості при моменті навантаження $M_L = M_{em}$ на валу електричної машини.

Відповідно до формули (6.6) сімейство механічних характеристик електричної машини постійного струму при зміні напруги живлення якірного кола у чотирьох квадрантах системи координат (ω, M_{em}) має вигляд (рис.6.2)

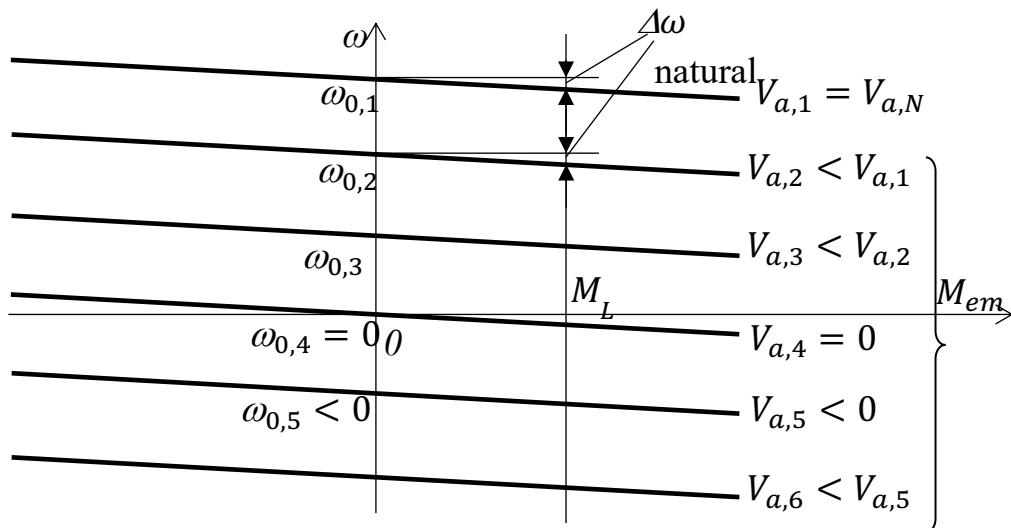


Рис. 6.2 Механічні характеристики двигуна постійного струму для різних рівнів напруги живлення

У перетвореннях Лапласа рівняння (6.1) – (6.4) мають вигляд

$$E_a(s) = K_f \Phi(s) \cdot \omega(s); \quad (6.7)$$

$$M_{em}(s) = K_f \Phi(s) \cdot I_a(s); \quad (6.8)$$

$$V_a(s) = E_a(s) + I_a(s)R_a + L_a s I_a(s). \quad (6.9)$$

$$V_f(s) = I_f(s)R_f + L_f s I_f(s). \quad (6.10)$$

$$J s \omega(s) = M_{em}(s) - b \omega(s) - M_L(s), \quad (6.11)$$

де s – оператор Лапласа.

Згідно з рівнянням (6.9) струм якоря розраховується як

$$I_a(s) = \frac{E_a(s) - V_a(s)}{R_a + sL_a} \quad (6.12)$$

Згідно з рівнянням (6.11) кутова швидкість електричної машини визначається як

$$\omega(s) = \frac{M_{em}(s) - M_L(s)}{b + Js} \quad (6.13)$$

Відповідно до рівнянь (6.7)-(6.13) структурна схема електричної машини постійного струму представлена на рис. (6.3).

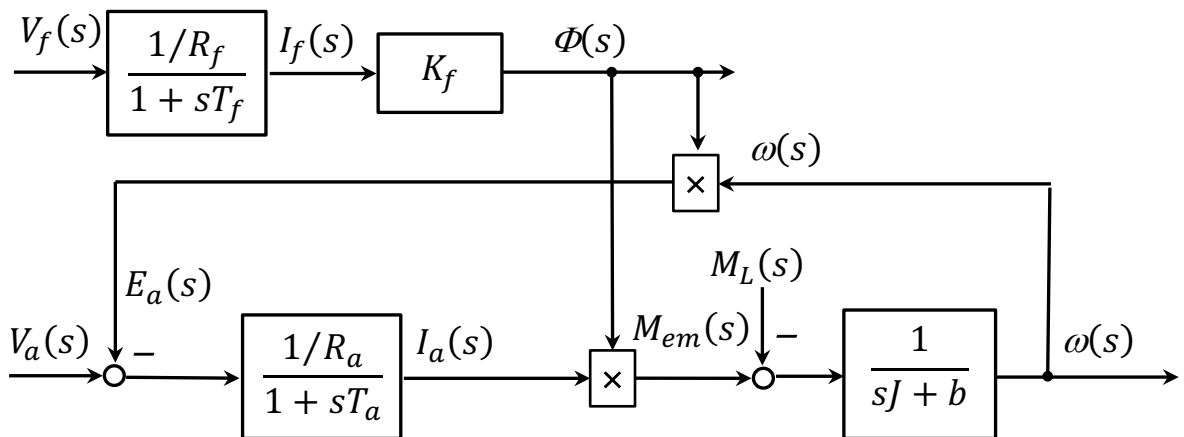


Рис. 6.3. Структурна схема електричної машини постійного струму:

$T_f = L_f/R_f$ – постійна часу обмотки збудження;

$T_a = L_a/R_a$ – постійна часу обмотки якоря

Без регулювання потоку збудження або для електричних машин постійного струму з постійними магнітами та BLDCM, структурна схема рис.(6.3) дещо зміниться (рис.6.4).

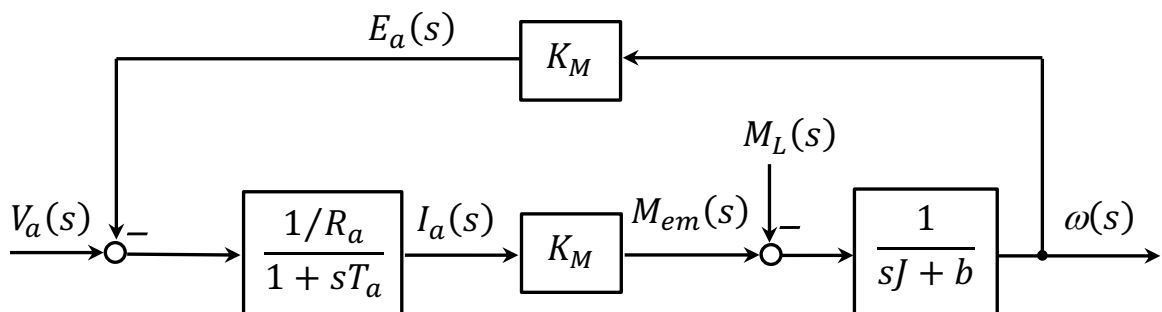


Рис. 6.4. Структурна схема електричної машини постійного струму без регулювання потоку збудження: $K_M = K_f \Phi$

З формули (6.8) і структурних схем електричної машини постійного струму (рис.6.3, рис.6.4) ми бачимо, що електромагнітний момент прямо

пропорційний струму якоря. Ця умова, звичайно, передбачає відсутність магнітного насичення в електричній машині.

Для забезпечення ефективного контролю якірного струму (моменту) може бути використана класична схема керування з контролером струму, який має передавальну функцію W_{cl} , в межах замкнутого контуру зі зворотним негативним зв'язком за струмом якоря (рис.6.5).

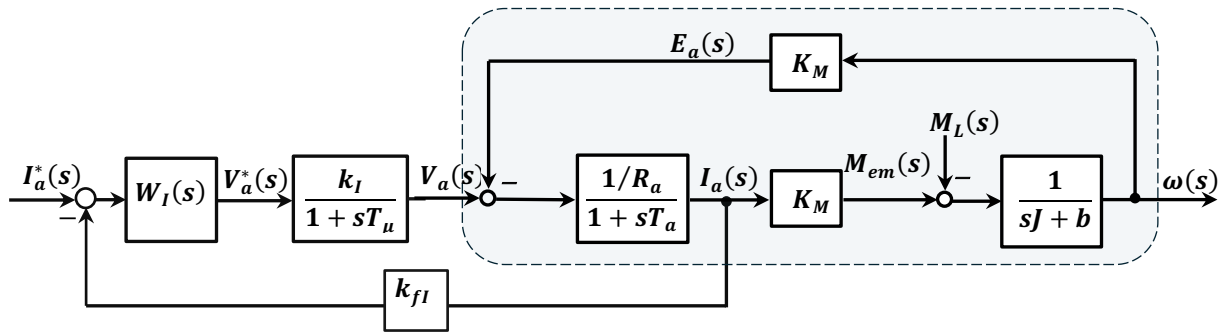


Рис. 6.5. Структурна схема керування струмом (моментом) електричної машини постійного струму

На рис. (6.5) представлено dc-dc перетворювач з коефіцієнтом підсилення k_I , який забезпечує регулювання напруги живлення електричної машини в залежності від сигналу завдання V_a^* . Цей сигнал завдання формується регулятором струму з передатною функцією W_I , яку можна реалізувати апаратно, або програмно за допомогою контролера керування електроприводом. В свою чергу, регулятор отримує у вигляді завдання похибку сигналу регулювання струму якоря, яка формується як різниця між сигналом завдання на струм I_a^* і вихідним сигналом негативного зворотного зв'язку за струмом якоря. Коефіцієнт k_{fI} враховує коефіцієнт передачі датчика струму і коефіцієнт узгодження між напругами датчика і системи керування. Постійна часу T_μ є постійною часу фільтру, який забезпечує компенсацію завад керування системою електропривода.

Розгляд контуру регулювання струму може проводитись з урахуванням або без урахування впливу зворотного зв'язку по ЕРС двигуна. Впливом ЕРС двигуна нехтують за умови значного перевищення електромеханічної сталої часу над електромагнітною сталою часу T_a , тобто коли перехідні процеси струму якоря протікають суттєво швидше, ніж перехідні процеси зміни кутової швидкості електричної машини. Для електропривода електричних транспортних засобів впливом зворотного зв'язку за ЕРС E_a двигуна можна нехтувати. Таким чином, структурна схема керування струмом (моментом) електричної машини постійного струму буде мати вигляд (рис.6.6).

В теорії систем керування електроприводом найбільш поширеним є принцип технічного оптимуму, при якому контур регулювання є фільтром з частотою зрізу $\omega_{cl} = 1/(2T_\mu)$, а перегулювання досягає 4,3% при часі першого

досягнення заданого рівня $4,7T_\mu$. При налагодженні контуру на технічний оптимум регулятор струму вибирають пропорційно-інтегральної структури (ПІ)

$$W_{RI}(s) = \frac{sT_2 + 1}{sT_1}, \quad (6.14)$$

де $T_2 = T_a$, T_a – сумарна електромагнітна постійна часу якорного кола, T_1 – постійна часу інтегрування регулятора.

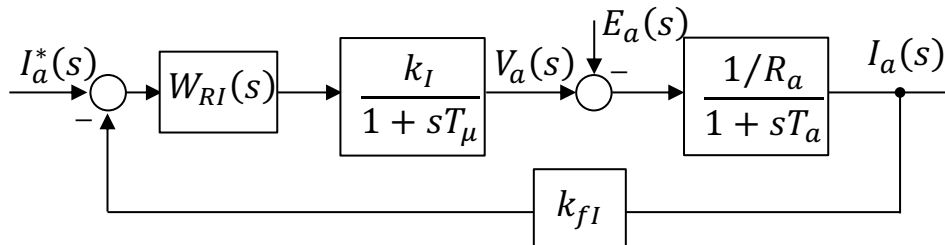


Рис. 6.6. Спрощена структурна схема керування струмом (моментом) електричної машини постійного струму

Параметр регулятора T_1 визначається через частоту зрізу контуру струму ω_{cI} . З іншого боку ω_{cI} визначається через параметри контуру струму

$$\omega_{cI} = \frac{k_I k_{fI}}{T_1 R_a}, \quad (6.15)$$

Визначення ПІ-структури регулятора струму виконується без урахування впливу ЕРС двигуна. Однак наявність природного негативного зв'язку за ЕРС двигуна впливає на статичні та динамічні характеристики контуру струму, причому цей вплив збільшується при зменшенні електромеханічної сталої часу T_M . Тому використання ПІ-структури регулятора призводить до статизму, що визначається формулою

$$\varepsilon_i = \frac{\omega_{cI}^{-1}}{T_M + \omega_{cI}^{-1}}. \quad (6.16)$$

Крім того, вплив ЕРС збільшує перерегулювання струму в перехідному процесі приблизно на значення, що визначається формулою (6.16).

Вплив ЕРС при $T_M \geq T_{a\Sigma}$ на динамічні характеристики незначний. В протилежному випадку необхідне зменшення впливу ЕРС на характеристики електропривода. Для цього використовують різні методи.

Повне виключення впливу ЕРС забезпечується додаванням позитивного сигналу, пропорційного ЕРС, до вихідного сигналу регулятора струму. Більш частіше використовують перенесення сигналу, що компенсує, на вхід регулятора струму. При цьому цей сигнал необхідно попередньо пропустити через ланку з передаточною функцією, зворотною по відношенню до передаточної функції регулятора струму. Слід мати на увазі, що при формуванні сигналу ЕРС через напругу та струм двигуна, треба враховувати інерційність ланки фільтру датчика ЕРС, яка досягає сумарного значення електромагнітної сталої часу кола якоря.

6.1.2. Керування швидкістю DCM та BLDCM

В залежності від впливу ЕРС електричної машини на перехідні процеси в контурі струму якоря можливі різні варіанти синтезу системи керування швидкістю. У разі нехтування впливом можливий варіант згортання оптимізованого контуру струму якоря і отримання апроксимації цього контуру у вигляді аперіодичної ланки

$$W_I^{cl}(s) \approx \frac{1/k_{fI}}{1+sT_{\mu\omega}}, \quad (6.17)$$

де $T_{\mu\omega} = a \cdot T_{\mu} + T_{\phi}$ – некомпенсована мала постійна часу контуру швидкості, T_{ϕ} – постійна часу фільтра на виході датчика швидкості (тахогенератора, енкодера).

Для зменшення швидкості наростання струму якоря у деяких випадках на виході регулятора швидкості встановлюють задатчик інтенсивності. При малих змінах вхідного сигналу задатчика він може бути апроксимований аперіодичною ланкою із сталою часу T_{zi} . Тоді

$$T_{\mu\omega} = a \cdot T_{\mu} + T_{\phi} + T_{zi}. \quad (6.18)$$

У залежності від значення коефіцієнта a змінюється якість перехідного процесу оптимізованого контуру (табл. 6.1)

$$a = \frac{M+1}{M}, \quad (6.19)$$

де M – коефіцієнт коливальності.

Для добре демпфованих систем (запас за фазою 30...60°, за амплітудою 6...20 децибел) коефіцієнт коливальності змінюється у межах 1,1...1,5. У деяких випадках він досягає значень 2...2,5.

Структурна схема контуру кутової швидкості представлена на (рис.6.7). З рисунку видно, що в каналі регулювання швидкості існує велика електромеханічна постійна часу T_M , яку необхідно компенсувати, і що коефіцієнт підсилення прямого каналу залежить від значення струму I_f (поток Φ) двигуна.

У відповідності до (рис. 6.7) передавальна функція розімкнутого контуру швидкості $W_{\omega}^{op}(s)$ має вигляд формули (6.20).

Таблиця 6.1

Якісні показники перехідного процесу контуру швидкості

a	Перерегулювання σ , %	Частка часу першого досягнення сталою значення швидкості $t_n/T_{\mu\omega}$
1	16,3	2,43
2	4,3	4,7
4	0	13

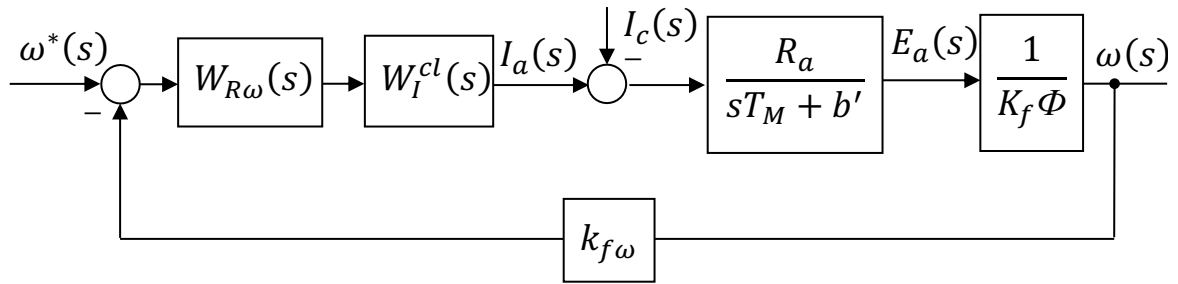


Рис. 6.7. Контур регулювання кутової швидкості

$$W_{\omega}^{op}(s) = W_{R\omega}(s) \cdot W_I^{cl}(s) \cdot \frac{R_a}{sT_M} \cdot \frac{k_{f\omega}}{K_f I_f} \quad (6.20)$$

де $T_M = \frac{JR_a}{(K_f\Phi)^2} = \frac{JR_a}{(K_M)^2}$ – електромеханічна постійна часу; J – сумарний момент інерції механічної частини електропривода, яка обертається; $k_{f\omega}$ – передаточний коефіцієнт зворотного зв'язку за кутовою швидкістю; $b' = \frac{bR_a}{(K_M)^2}$.

Як завжди, оптимізація контуру забезпечується регуляторами відповідної структури для досягнення бажаної частоти зрізу контуру $\omega_{c\omega}^{om}$. Для технічного оптимуму

$$\omega_{c\omega}^{om} = \frac{1}{a \cdot T_{\mu\omega}}, \quad (6.21)$$

Передаточна функція регулятора кутової швидкості залежить від вимог до електроприводу. Найбільш поширеними є наступні структури регуляторів:

- пропорційний регулятор (П)

$$W_{p\omega}(s) = k_{R\omega}, \quad (6.22)$$

- пропорційно-інтегральний регулятор (ПІ)

$$W_{R\omega}(s) = \frac{sT_2 + 1}{sT_1}, \quad (6.23)$$

- регулятор із змінним статизмом (ЗС)

$$W_{R\omega}(p) = \frac{k_{R\omega}(sT_2 + 1)}{sT_1 + 1}, \quad (T_1 > T_2). \quad (6.24)$$

Розглянемо кожний з варіантів з точки зору вибору параметрів регуляторів.

Пропорційний регулятор. Передаточна функція виду (6.22) використовується при відсутності високих вимог до електропривода й відрізняється простотою реалізації й налаштування. Згідно з формулами (6.16), (6.20) та (6.22) частота зрізу об'єкту регулювання дорівнює

$$\omega_{c\omega} = A \cdot k_{R\omega}, \quad (6.25)$$

де $A = \frac{R_a k_{f\omega}}{k_{fI} K_f \Phi_N T_{MN}}$, T_{MN} – електромеханічна стала часу при номінальному потоці машини Φ_N .

Порівнюючи формули (6.21) і (6.25), маємо

$$k_{R\omega} = \frac{1}{a T_{\mu\omega} A}. \quad (6.26)$$

Коефіцієнт підсилення прямого каналу регулювання кутової швидкості не повинен залежати від змін параметрів електропривода. Якщо регулювання швидкості виконується у діапазоні від нуля до номінальної, то при забезпеченні температурної корекції параметру R_a (або нехтуванні зміною його значення) настроювання контуру виконується на номінальний потік двигуна $\Phi = \Phi_N$. При цьому коефіцієнт підсилення прямого каналу регулювання кутової швидкості буде постійним у прийнятому діапазоні регулювання швидкості.

У другій зоні регулювання (вище номінальної) зміна кутової швидкості виконується за рахунок глибокого регулювання потоку двигуна. Тому коефіцієнт підсилення прямого каналу регулювання кутової швидкості буде відповідно зменшуватися, зменшуючи швидкодію контуру (див. формулу (6.20)). Для забезпечення інваріантності контуру до зменшення потоку необхідно неперервне корегування коефіцієнта підсилення прямого каналу регулювання шляхом пропорційного збільшення значення коефіцієнта підсилення $k_{R\omega}$. Найбільш просто стабілізація передаточного коефіцієнту розімкнутого контуру регулювання кутової швидкості виконується шляхом ділення вихідного сигналу регулятора швидкості на сигнал, пропорційний потоку двигуна (рис. 6.8).

Пропорційно-інтегральний регулятор. Такий тип регулятора використовується при необхідності мати нульову статичну похибку за швидкістю при прикладенні навантаження. Якщо у формулу (6.20) підставити формулу (6.23), то можна отримати

$$W_{\omega}^{op}(s) = \frac{A \cdot (1 + sT_2)}{T_1 \cdot s^2 (1 + sT_{\mu\omega})}, \quad (6.27)$$

Частота зрізу передаточної функції (6.27)

$$\omega_{c\omega} = \frac{A \cdot T_2}{T_1}. \quad (6.28)$$

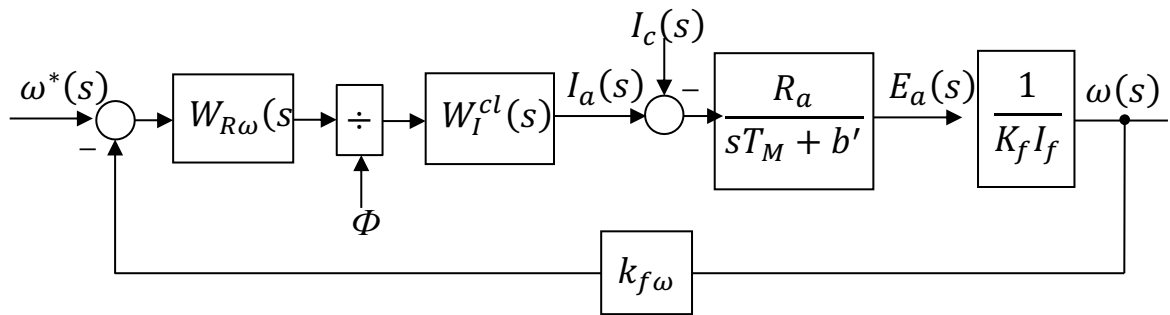


Рис. 6.8. Контур регулювання кутової швидкості з корекцією коефіцієнта підсилення каналу регулювання

Частота зрізу оптимізованого контуру кутової швидкості $\omega_{c\omega}^{opt}$ вибирається за критерієм мінімальної стійкості Бессекерського, тобто

$$\omega_{c\omega}^{opt} = \frac{M}{M+1} \cdot \frac{1}{T_{\mu\omega}}. \quad (6.29)$$

Вибір коефіцієнта коливальності M визначає якість перехідного процесу у контурі швидкості при стрибку навантаження. Через коефіцієнт M отримується значення постійної T_2

$$T_2 = \frac{M+1}{M-1} \cdot T_{\mu\omega}. \quad (6.30)$$

Порівнюючи формули (6.28) і (6.29) з урахуванням формули (6.30), отримують параметр регулятора T_1

$$T_1 = A \cdot \frac{(M+1)^2}{M \cdot (M-1)} \cdot T_{\mu\omega}^2. \quad (6.31)$$

Регулятор швидкості з ПІ-структурою забезпечує високу швидкодію при навантажувальних збудженнях, але при цьому система має підвищене перерегулювання при впливі по каналу завдання. Тому, для зменшення перерегулювання сигнал завдання подається через фільтр із сталою часу, яку, за звичай, приймають рівною T_2 . Замість фільтра на вході контуру швидкості може бути використаний задатчик інтенсивності на вході контуру регулювання струму з обмеженням швидкості зростання струму. Його постійна часу T_{zi} розраховується через заданий динамічний струм $I_{дин}$, та задану швидкість зростання струму (di/dt)

$$T_{zi} = \frac{I_{дин}}{(di/dt)}. \quad (6.32)$$

Регулятор із змінним статизмом. У деяких випадках виникають умови, коли відсутність статичної похибки за швидкістю небажана. Наприклад, пружні коливання у механічній частині електропривода демпфуються за рахунок кінцевої жорсткості механічної характеристики двигуна, скоректованої системою регулювання швидкості. При цьому використання ПІ-

регулятора забезпечує статизм на рівні, який визначається технічним оптимумом

$$\Delta\omega = \frac{k_{fI} \cdot I_L}{k_{f\omega} \cdot k_{R\omega}}. \quad (6.33)$$

Однак, значення статизму за формулою (6.32) може бути занадто великим, і його слід зменшити. Зменшення $\Delta\omega$ тільки за рахунок збільшення коефіцієнта підсилення регулятора швидкості $k_{R\omega}$ обмежується зростанням впливу завад. Тому для регулювання статизму використовують регулятор кутової швидкості виду (6.23).

Підставляючи формулу (6.24) у формулу (6.20), отримуємо передаточну функцію розімкнутого контуру швидкості виду

$$W_{\omega}^{op}(s) = \frac{k_{R\omega} \cdot A \cdot (sT_2 + 1)}{s(sT_1 + 1)(1 + sT_{\mu\omega})}, \quad (6.34)$$

Частота зрізу такої системи

$$\omega_{c\omega} = \frac{A \cdot k_{R\omega} \cdot T_2}{T_1} \quad (6.35)$$

залежить від співвідношення $k_{R\omega} \cdot T_2 / T_1$. Якщо прийняти $k'_{R\omega} \cdot T_2 / T_1$ таким, щоб частота зрізу системи за формулою (6.35) не змінилася відносно частоти зрізу за формулою (6.25), то тоді співвідношення $k'_{R\omega} \cdot T_2 / T_1$ для ЗС-регулятора буде визначатися через коефіцієнт підсилення П-регулятора $k_{R\omega}$ як

$$k_{R\omega} = k'_{R\omega} \cdot \frac{T_2}{T_1}. \quad (6.36)$$

Таким чином, забезпечивши сталість швидкодії контуру швидкості за рахунок виконання співвідношення (6.36), можна підібрати такі параметри ЗС-регулятора T_1 , T_2 , $k'_{R\omega}$, які забезпечують певний статизм характеристик електропривода у діапазоні від значення (6.33) до будь якого

$$\Delta\omega = \frac{k_{fI} \cdot I_L}{k_{f\omega} \cdot k_{R\omega}} \cdot \frac{T_1}{T_2}. \quad (6.37)$$

6.2. Синтез систем керування синхронними машинами

6.2.1. Загальні питання

На відміну від машин BLDC, машини безщіткові змінного струму (Brush Less Alternating Current Motor (BLACM)) збуджують усі три фази одночасно. З поширенням недорогих, високопродуктивних цифрових сигнальних процесорів, найпоширеніший підхід до керування крутним моментом (струмом) ВЛАС відомий як поле-орієнтоване керування (Field Oriented Control (FOC)). FOC перетворює скалярні величини (напруги, потоки та струми) з їх трифазних координат у двофазні ортогональні координати, пов'язані з ротором.

Одним із варіантів ВЛАСМ є синхронна машина (Synchronous motor SM). Синхронна машина складається зі статора та ротора. Статор синхронної машини подібний до статора асинхронного двигуна. Конструкції ротора відрізняються. Наприклад, замість обмотки використовуються постійні магніти. У цьому випадку можна говорити про синхронну машину з постійними магнітами (Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)). Розрізняють PMSM з постійними магнітами, закріпленими на поверхні ротора (синхронна машина з поверхневими постійними магнітами – Surface Permanent Magnet Synchronous Motor (SPMSM)) або розташованими в пазах ротора (синхронна машина з внутрішніми постійними магнітами – Inset Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM)), як це показано на рис.2.15 – 2.17 (Розділ 2). У першому випадку можна говорити про симетричну магнітну систему SM, оскільки постійний магніт має приблизно таку ж магнітну проникність, як і повітря. У випадку IPMSM потрібно враховувати різницю між магнітною проникністю в зубцях та пазах.

Розглянемо синхронну машину у загальному випадку з різницею між магнітною проникністю в зубцях та пазах та з $z_p = 1$ (рис.6.9). У цьому випадку нам слід враховувати різницю величини магнітного опору в напрямках осей "d" та "q" системи координат (d, q), приєднаних до ротора (рис.6.9). Напрямок осі "d" збігається з віссю постійного магніту.

Оскільки ротор синхронної машини обертається з синхронною кутовою швидкістю ω_1 ($z_p = 1$), ми повинні описати електромеханічні процеси в ній як для окремого випадку узагальненої електричної машини в системі координат (d, q), що обертається з кутовою швидкістю ω_1 .

Для запису системи рівнянь скористаємося рівняннями з Додатку В "Узагальнена електрична машина" у просторі Лапласа для $\bar{V}_{2(d,q)} = 0$

$$\bar{V}_{1(d,q)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(d,q)}(s) + s \bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) + j \omega_1 \bar{\Psi}_{1(d,q)}(s), \quad (6.38)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(d,q)}(s) + s \bar{\Psi}_{2(d,q)}(s), \quad (6.39)$$

$$\bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(d,q)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(d,q)}(s), \quad (6.40)$$

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(d,q)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(d,q)}(s), \quad (6.41)$$

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p (\bar{\Psi}_{1(d,q)} \times \bar{I}_{1(d,q)}), \quad (6.42)$$

де $\Psi_{2m} = |\bar{\Psi}_2| = const$ – амплітуда вектора $\bar{\Psi}_{2(d,q)}$; $L_1 = L_{11} + L_{1\sigma}$ – індуктивність фази статора; $L_2 = L_{22} + L_{2\sigma}$ – індуктивність фази ротора; L_{11} – індуктивність фази статора, що пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції; L_{22} – індуктивність фази ротора, пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції; L_m – максимальна взаємна індуктивність між фазами статора та ротора при збігу осей обмоток; L_{12} – головна взаємна індуктивність

між фазою статора та фазами ротора; $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – індуктивність розсіювання фази статора та ротора відповідно.

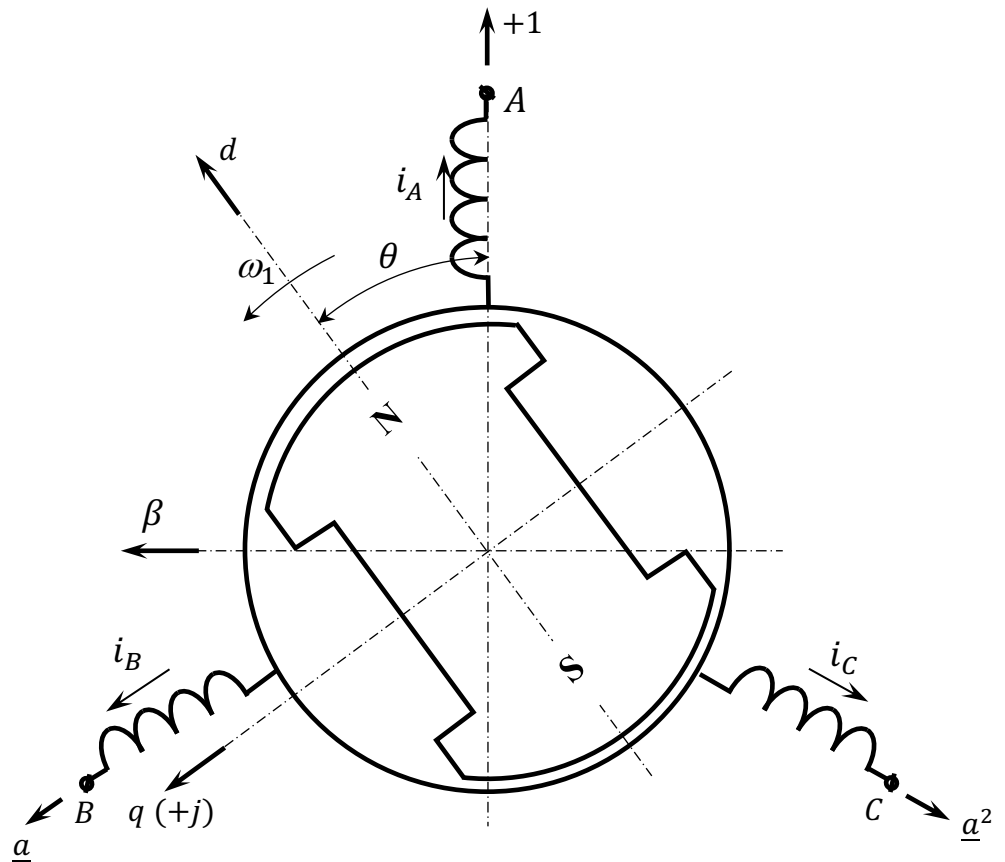


Рис. 6.9. Еквівалентна модель PMSM

6.2.2. Керування SPMSM

У SPMSM магнітна система є симетричною, тому взаємна індуктивність між фазами статора і ротором є однаковою, тобто $L_{11} = L_{22} = L_{12} = 3L_m/2$. У проєкціях на осі (d, q) вектору $\bar{V}_{1(d,q)}$ маємо

$$V_{1d}(s) = R_1 I_{1d}(s) + s \Psi_{1d}(s) - \omega_1 \Psi_{1q}(s), \quad (6.43)$$

$$V_{1q}(s) = R_1 I_{1q}(s) + s \Psi_{1q}(s) + \omega_1 \Psi_{1d}(s). \quad (6.44)$$

Прийmemo, що вектор магнітного потоку постійного магніту $\bar{\Psi}_{2(d,q)}$ створюється еквівалентним вектором струму $\bar{I}_{2(d,q)}$, який збігається з віссю "d", тобто $\bar{I}_{2(d,q)} = I_{2m} + j0$; $I_{2m} = |\bar{I}_{2(d,q)}|$. Тоді

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)}(s) = \Psi_{2d}(s) + j \Psi_{2q}(s) = L_2 I_{2m} + j0 = \Psi_{2m}. \quad (6.45)$$

$$\bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) = \Psi_{1d}(s) + j \Psi_{1q}(s), \quad (6.46)$$

$$\Psi_{1d}(s) = L_1 I_{1d}(s) + L_{12} I_{2m} = L_1 I_{1d}(s) + \Psi_{2m}, \quad (6.47)$$

$$\Psi_{1q}(s) = L_1 I_{1q}(s), \quad (6.48)$$

Підставляючи рівняння (6.47) і (6.48) у рівняння (6.43) і (6.44), отримуємо

$$V_{1d}(s) = R_1 I_{1d}(s)(1 + sT_1) + s \Psi_{2m} - \omega_1 L_{12} I_{1q}(s), \quad (6.49)$$

$$V_{1q}(s) = R_1 I_{1q}(s)(1 + sT_1) + \omega_1 \Psi_{2m} + L_{12} I_{1d}(s), \quad (6.50)$$

де $T_1 = L_{12}/R_1$.

Оскільки $\Psi_{2m} = const$, то похідна від Ψ_{2m} дорівнюватиме нулю, тобто $s \Psi_{2m} = 0$. Тоді відповідно до рівнянь (6.49) і (6.50) отримуємо структурну схему (рис. 6.10).

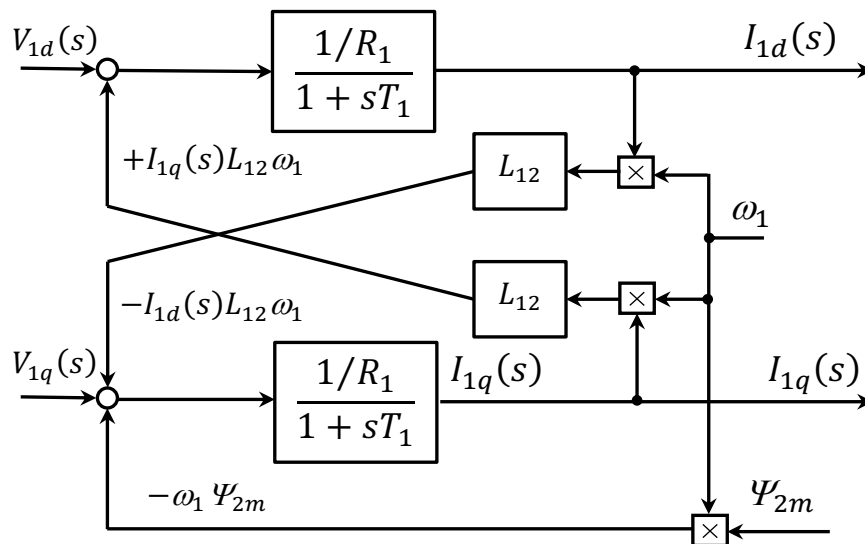


Рис. 6.10. Структурна схема електромагнітної системи SPMSM в координатах (d, q)

З рівнянь (6.49), (6.50) і структурної схеми (рис.6.10) видно, що канали керування складовими напруги живлення V_{1d} і V_{1q} є взаємопов'язаними через перехресні сигнали складових струму статора I_{1d} і I_{1q} . Це заважає керувати ефективно цими каналами напруги, впливаючи на перехідні процеси струму статора. Тому система керування електроприводом SPMSM повинна компенсувати ці перехресні зв'язки шляхом подачі на виходи регуляторів складових I_{1d} і I_{1q} струму статора однакових за значенням і протилежних за знаком пропорційних сигналів керування відповідно до $-I_{1q}(s)L_{12}\omega_1$ і $+I_{1d}(s)L_{12}\omega_1$. Крім того існує негативний зворотній зв'язок за ЕРС обертання $-\omega_1 \Psi_{2m}$ в каналі $V_{1q}(s)$. В залежності від електромеханічної постійної часу T_M електропривода ми повинні або враховувати вплив цієї ЕРС на перехідні процеси в контурі струму, або ні. Зазвичай електричні транспортні засоби мають електроприводи з великою електромеханічною постійною часу, що

пов'язано зі складними механічними трансмісіями. Тому впливом ЕРС обертання на перехідні процеси струмів можна нехтувати.

Відповідно до формули (6.42) електромагнітний момент в складових проєкцій на осі (d, q) становитиме

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p \Psi_{2m} I_{1q} . \quad (6.51)$$

Ми бачимо, що SPMSM момент створюється без участі складової I_{1d} , тому можна використовувати завдання керування струмом $I_{1d}^* = 0$ для мінімізації втрат.

Як випливає з рис.6.10, в кожному каналі керування струмом присутні аперіодичні ланки, що вказують на аперіодичний характер зміни струмів I_{1d} і I_{1q} при керуванні. Таким чином, для компенсації постійної часу T_1 можна використовувати ПІ-регулятори типу (6.14), як і для двигуна постійного струму (рис.6.11).

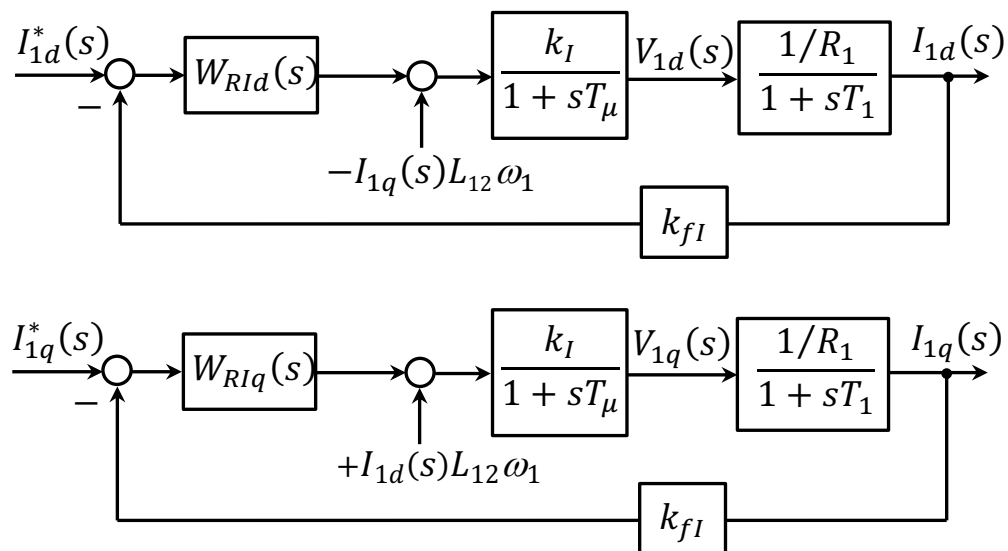


Рис.6.11. Структурна схема системи керування струмом SPMSM

Синтез системи керування швидкістю виконується аналогічно до синтезу систем керування швидкістю машин постійного струму.

6.2.3. Керування IPMSM

Через наявність виступаючих полюсів основна взаємна індуктивність кожної фази статора залежить від положення ротора відносно фазної осі. При збігу поздовжньої осі ротора "d", наприклад, з віссю фази "A" ($\theta = 0$), основна індуктивність фази L_{AA} є максимальною $L_{AA} = L_{AA,max} = L_{md}$. Коли вісь ротора "d" збігається з поперечною віссю фази "A" (або вісь ротора "q" збігається з віссю фази "A", тобто ($\theta = 90$ градусів)), основна індуктивність фази L_{AA} є мінімальною $L_{AA} = L_{AA,min} = L_{mq}$. У такому випадку рівняння (6.43), (6.44), а також (6.47), (6.48) матимуть наступний вигляд

$$V_{1d}(s) = R_1 I_{1d}(s) + s \Psi_{1d}(s) - \omega_1 \Psi_{1q}(s), \quad (6.52)$$

$$V_{1q}(s) = R_1 I_{1q}(s) + s \Psi_{1q}(s) + \omega_1 \Psi_{1d}(s). \quad (6.53)$$

$$\Psi_{1d}(s) = L_d I_{1d}(s) + L_{ad} I_{2m} = L_d I_{1d}(s) + \Psi_{2m}, \quad (6.54)$$

$$\Psi_{1q}(s) = L_q I_{1q}(s), \quad (6.55)$$

де $\Psi_{2m} = |\overline{\Psi}_2| = \text{const}$ – амплітуда вектора $\overline{\Psi}_{2(d,q)}$; $L_{ad} = \frac{3}{2} L_{md}$; L_{md} – максимальна основна індуктивність фази "А" (Рис.6.9, $\theta = 0$); $L_d = L_{1,max} = L_{1\sigma} + L_{ad}$; $L_{1\sigma}$ – індуктивність розсіювання фази статора; $L_q = L_{1,min} = L_{1\sigma} + L_{aq}$; $L_{aq} = \frac{3}{2} L_{mq}$; L_{mq} – мінімальна основна індуктивність фази "А" (рис. 6.9, вісь ротора "q" співпадає з віссю фази "А", тобто $\theta = 90^\circ$).

Оскільки у випадку IPMSM потрібно враховувати різницю між магнітною проникністю в зубцях та пазах, тобто коли $L_d \neq L_q$, величину крутного моменту (6.42) з урахуванням (6.54), (6.55) та $\overline{I}_{1(d,q)} = I_{1d} + jI_{1q}$ можна представити як

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{1d} I_{1q} - \Psi_{1q} I_{1d}) = \frac{3}{2} z_p \left((L_d - L_q) I_{1d} + \Psi_{2m} \right) I_{1q}, \quad (6.56)$$

де частина рівняння $\frac{3}{2} z_p (L_d - L_q) I_{1d} I_{1q}$ є додатковим реактивним моментом для IPMSM.

Крім додаткового реактивного моменту на крутний момент синхронної машини впливає також кут між векторами $\overline{\Psi}_{1(d,q)}$ та $\overline{I}_{1(d,q)}$. Відповідно до формули (6.42) цей момент представляє собою їх векторний добуток, який визначається наступним чином

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p (\overline{\Psi}_{1(d,q)} \times \overline{I}_{1(d,q)}) = \frac{3}{2} z_p |\overline{\Psi}_{1(d,q)}| \cdot |\overline{I}_{1(d,q)}| \cdot \sin(\theta_M), \quad (6.57)$$

де $|\overline{\Psi}_{1(d,q)}|$, $|\overline{I}_{1(d,q)}|$ – відповідно модулі (амплітуди) векторів $\overline{\Psi}_{1(d,q)}$ і $\overline{I}_{1(d,q)}$; θ_M – кут між ними.

Кутові характеристики синхронної машини представлено на рис.6.12.

У машинах з внутрішніми постійними магнітами завдання струму по осі (d) I_{1d}^* може відрізнятись від нуля (може бути позитивним або негативним). Це впливає на величину так званої "реакції якоря" $(L_d - L_q) I_{1d}$ відповідно до формули (6.57). Негативне значення I_{1d}^* послабляє результуюче магнітне потокозчеплення Ψ_{1d} по осі (d) і, таким чином, зменшує ефективну величину зворотної ЕРС обертання, щоб дозволити роботу на вищих швидкостях (рис.6.13).

Позитивне значення I_{1d}^* забезпечує збільшення крутного моменту і використовується для збільшення загального крутного моменту на ампер загального струму статора (Maximum Torque Per Ampere (MTPA)).

Максимальний крутний момент і вихідна потужність, що розвиваються машинами типу IPMSM, зрештою залежать від допустимого номінального струму інвертора та максимальної вихідної напруги, яку інвертор може подавати до машини.

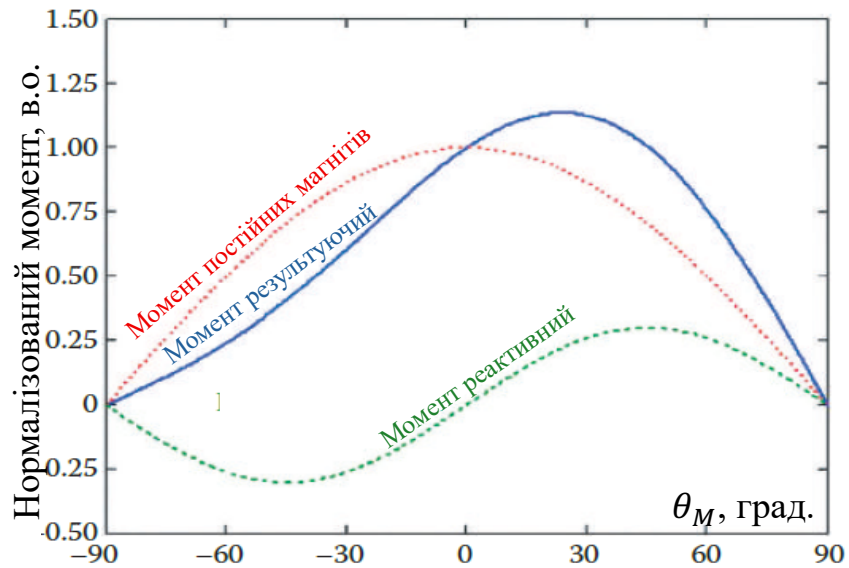


Рис. 6.12. Кутові характеристики синхронної машини [1]

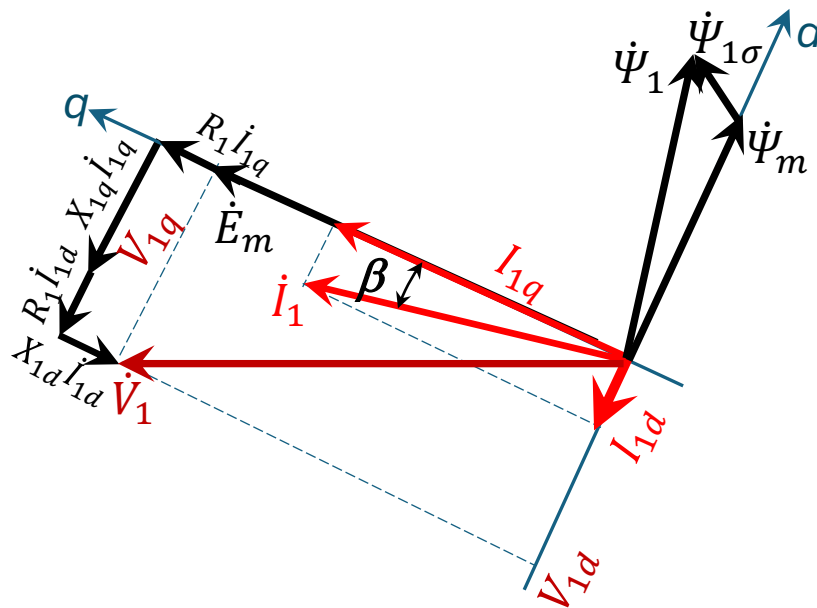


Рис. 6.13. Векторна діаграма IPMSM

Очевидно, що максимальний струм визначається рівнянням

$$I_{1,max}^2 = I_{1d}^2 + I_{1q}^2 \quad (6.58)$$

де $I_{1d} = -I_{1m} \sin \beta$; $I_{1q} = I_{1m} \cos \beta$; I_{1m} – величина максимального струму (амплітуда комплексу \dot{I}_1 - рис.6.13).

З урахуванням рівняння (6.58) рівняння (6.56) матиме вигляд

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p \left(\Psi_{2m} I_{1m} \cos \beta - \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_{1m}^2 \sin 2\beta \right). \quad (6.59)$$

З формули (6.59) слідує, що максимальний момент IPMSM буде при нулі реактивного моменту, тобто якщо $\beta = 0$ і $I_{1d} = 0$.

Підставляючи (6.54) і (6.55) у (6.52) і (6.53) отримуємо

$$V_{1d}(s) = R_1 I_{1d}(s)(1 + sT_{1d}) + s \Psi_{2m} - \omega_1 L_q I_{1q}(s), \quad (6.60)$$

$$V_{1q}(s) = R_1 I_{1q}(s)(1 + sT_{1q}) + \omega_1 \Psi_{2m} + L_d I_{1d}(s), \quad (6.61)$$

де $T_{1d} = L_d/R_1$; $T_{1q} = L_q/R_1$.

Структурна схема електромагнітної системи IPMSM в координатах (d, q) (рис.6.14) відповідає рівнянням (6.60), (6.61).

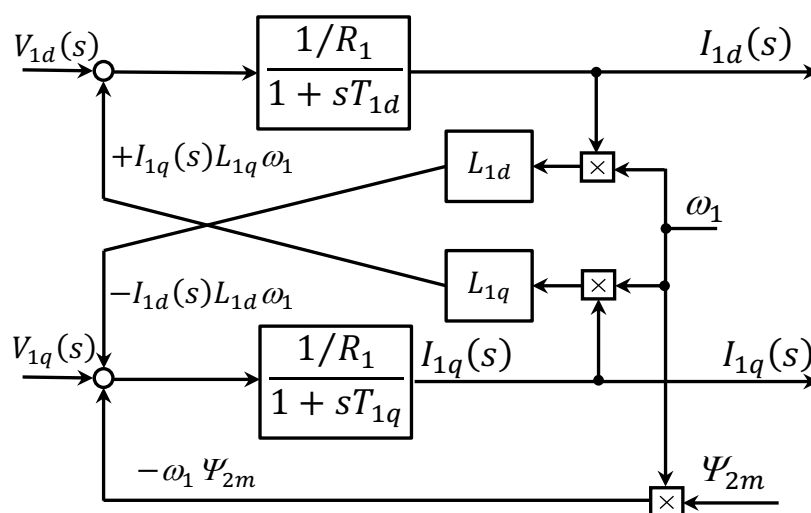


Рис. 6.14. Структурна схема електромагнітної системи IPMSM в координатах (d, q)

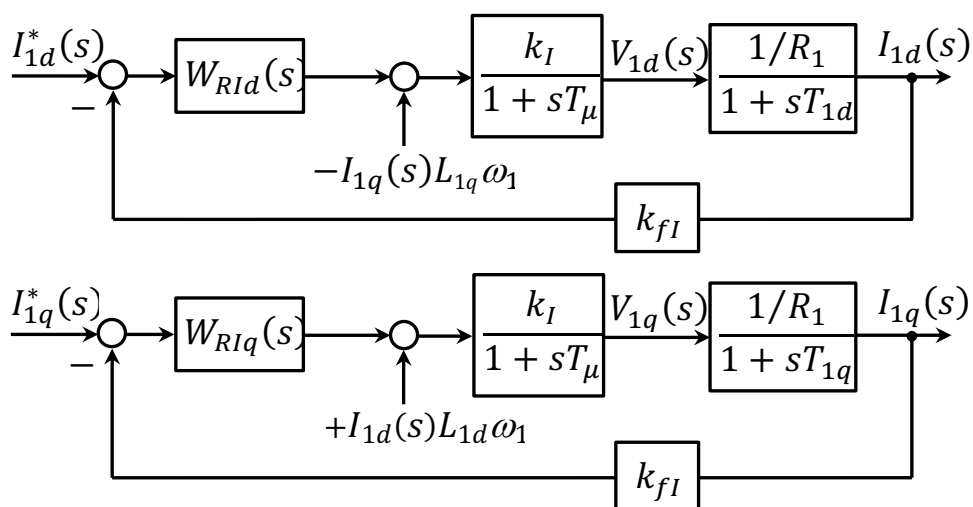


Рис. 6.15. Структурна схема системи керування струмом

Нижче номінально швидкості, де фазна напруга менша за максимальну V_{1m} при номінальному струмі, робота машини типу IPMSM базується на керуванні струмом по осі (q), а струм I_{1d} має дорівнювати нулю.

В області ослаблення потоку (розгін вище номінальної швидкості) застосовується негативний струм по осі (d), як показано на рис.6.13. Це створює негативний вектор напруги на осі (d), який протистоїть вектору напруги $-\omega_1 L_q I_{1q}$, індукованому потікозчепленням з постійними магнітами, завдяки чому двигун може розганятися. У цьому випадку вектор струму статора має як компоненти по осі (d), так і компоненти по осі (q), і величина вектора струму по осі (q) зменшується, що призводить до зниження крутного моменту.

Синтез системи керування швидкістю виконується аналогічно до синтезу систем керування швидкістю машин постійного струму.

Приклад системи керування PMSM представлено на рис.2.18.

У сталому режимі роботи електромагнітні перехідні процеси відсутні, тому похідні струмів, напруг і потікозчеплень дорівнюють нулю. Робоча точка механічної характеристики синхронного двигуна визначається навантаженням на валу, тобто кутом θ_M (див. формулу (6.57)), і кутовою швидкістю, що визначатиметься частотою обертання магнітного поля статора ω_1 з урахуванням числа пар полюсів z_p (рис.6.16).

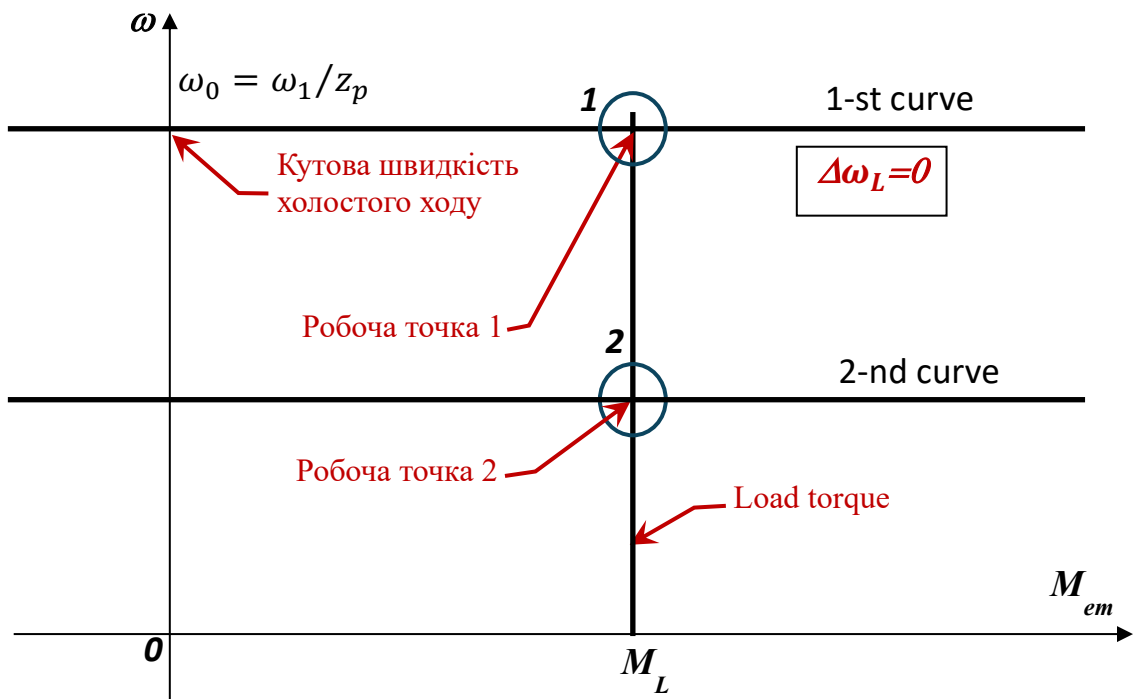


Рис.6.16. Механічні характеристики синхронної машини

Однак, синхронна машина з постійними магнітами має певну перевантажувальну здатність, яка визначається номінальною потужністю машини і її здатністю витримувати максимальний момент M_{max} . При зростанні швидкості машини вище номінальної перевантажувальна здатність

зменшується зворотно пропорційно до кутової швидкості, тобто системою керування включається режим підтримки постійної потужності (рис.6.17).

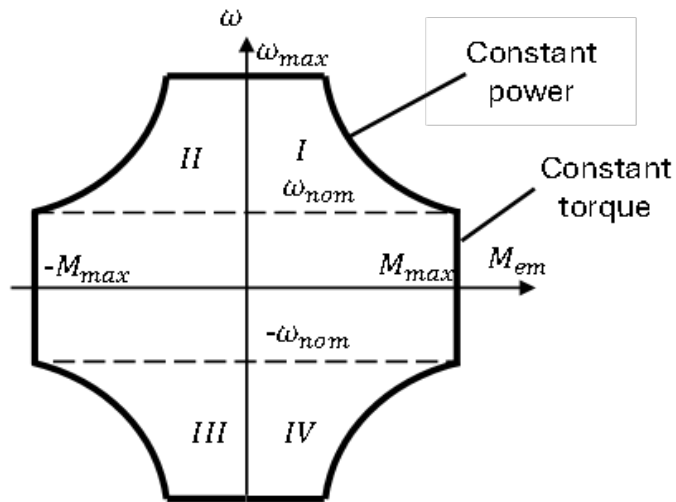


Рис. 6.17. Механічні характеристики синхронної машини у чотирьох квадрантах

6.3. Синтез систем керування синхронними реактивними машинами (SynRM)

Синхронні реактивні машини (SynRM) подібні до IPMSM. У них немає постійних магнітів для створення крутного моменту. Тому існує лише перша частина рівняння (6.56) (член, що створює крутний момент за рахунок реактивності).

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{1d} I_{1q} - \Psi_{1q} I_{1d}) = \frac{3}{2} z_p (L_d - L_q) I_{1d} I_{1q} . \quad (6.62)$$

В ідеальному випадку режим МТРА можливий, коли струми по осях (d) та (q) є рівними.

Знову ж таки, для МТРА можна використовувати таблиці пошуку або обернені функції, включаючи вплив насичення та інших нелінійностей.

6.4. Синтез систем керування реактивними машинами (SRM)

Як було сказано у розділі 2.6, SRM працюють на основі принципу, що магнітний потік прагне розташовуватися вздовж магнітного шляху з найменшим магнітним опором. Найменший магнітний опір знаходиться при співпадинні осей виражених полюсів статора і ротора. Коли зосереджені котушки навколо виступаючих полюсів статора піддаються збудженню, магнітний потік замикається через виступаючі полюси ротора. Це створює крутний момент на полюсі ротора та притягує його до полюса статора для вирівнювання.

Оскільки фазні котушки ізольовані одна від одної, можна припустити, що потік, що генерується однією фазною котушкою, не пов'язаний з іншими

фазними котушками. Тому взаємною індуктивністю можна знехтувати, а схему еквівалентності фази можна представити, як показано на рисунку 6.18.

Відповідно до схеми (рис.6.18) рівняння напруги для однієї фази може бути представлено як

$$V_s = I_s R_s + \frac{d\Psi(\theta_r, I_s)}{dt}, \quad (6.62)$$

де V_s – напруга на фазі статора; I_s – струм фази статора; R_s – опір фази статора; $\Psi(\theta_r, I_s)$ – потокозчеплення однієї котушки статора з полюсом ротора; $\theta_r = \omega_r t$ – кут повертання полюса ротора відносно осі котушки фази статора (рис.2.20, рис.2.21); ω_r – кутова частота обертання ротора.

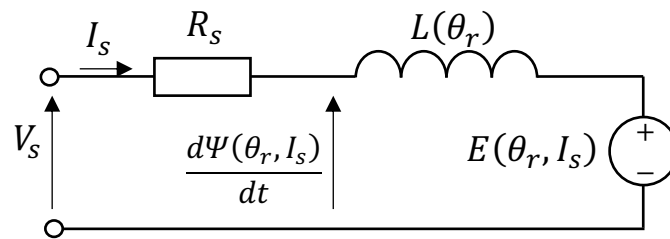


Рис.6.18. Однофазна еквівалентна схема SRM

Оскільки потокозчеплення пов'язано з індуктивністю $L(\theta_r)$ і струмом I_s рівнянням

$$\Psi(\theta_r, I_s) = L(\theta_r)I_s, \quad (6.63)$$

отримуємо

$$V_s = I_s R_s + \frac{d[L(\theta_r)I_s]}{dt} = I_s R_s + I_s \frac{dL(\theta_r)}{dt} + L(\theta_r) \frac{dI_s}{dt} = I_s R_s + L(\theta_r) \frac{dI_s}{dt} + I_s \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = I_s R_s + L(\theta_r) \frac{dI_s}{dt} + I_s \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r. \quad (6.64)$$

Остання складова рівняння (6.64) представляє собою ЕРС обертання

$$E(\theta_r, I_s) = I_s \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r. \quad (6.65)$$

Миттєва вхідна потужність електричного кола фази (рис.6.18) може бути розрахована з рівняння

$$V_s I_s = I_s^2 R_s + L(\theta_r) I_s \frac{dI_s}{dt} + I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r. \quad (6.66)$$

Розглянемо, як змінюється електромагнітна енергія індуктивності $L(\theta_r)$ при обертанні ротора

$$\frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L(\theta_r) I_s^2 \right] = L(\theta_r) \frac{dI_s}{dt} + \frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{dt} = L(\theta_r) I_s \frac{dI_s}{dt} + \frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \frac{d\theta_r}{dt} = L(\theta_r) I_s \frac{dI_s}{dt} + \frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r. \quad (6.67)$$

Порівнюючи рівняння (6.66) і (6.67) отримуємо

$$V_s I_s = I_s^2 R_s + \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{2} L(\theta_r) I_s^2 \right] + \frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r. \quad (6.68)$$

Остання частина рівняння (6.68) представляє електромагнітну енергію, яка передається через повітряний зазор і визначає миттєвий електромагнітний момент

$$M_{em} = \frac{\frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r} \omega_r}{\omega_r} = \frac{1}{2} I_s^2 \frac{dL(\theta_r)}{d\theta_r}. \quad (6.69)$$

Рівняння (6.69) показує, що створення крутного моменту не залежить від напрямку струму, оскільки воно пропорційне квадрату струму. Знак крутного моменту (додатний чи від'ємний) залежить від знаку похідної індуктивності від положення ротора (рис.6.19).

З графіків (рис.6.19) видно, що струм в обмотки статора подається при певних кутах повороту ротора. Має бути певна логіка перемикачів живлення у трифазній обмотці статора. Зазвичай для цього використовується гістерезисний регулятор струму. Оскільки крутний момент є нелінійною функцією струму, для зіставлення команди керування крутним моментом з командою керування струмом зазвичай використовуються таблиці пошуку, оскільки замкнутого рішення не існує.

Структурна схема високого рівня контролера SRM показана на рис.6.20. Вихід гістерезисного контролера є командою на керування затвором інверторного каскаду. Якщо команда дорівнює $S = 1$ ($i_{err} > \delta$), на фазу обмотки подається $+V_{dc}$. Якщо команда дорівнює $S = 0$ ($i_{err} < \delta$), на фазу обмотки подається $-V_{dc}$ доки струм не досягне нуля.

Зі збільшенням швидкості SRM не можна знехтувати часом, необхідним для доведення фазного струму до заданого значення або від заданого значення до нуля. Фазна індуктивність обмежує швидкість наростання струму в фазній обмотці. Чим вища швидкість, тим більший кут випередження необхідний, щоб отримати струм до заданого рівня, коли зміна індуктивності позитивна (для електромобільної експлуатації).

Таким чином, таблиця перегляду (Look up table) приймає команду крутного моменту як вхідну інформацію та виводить час увімкнення, час вимкнення та поточну команду як функцію швидкості. Це може бути дуже нелінійною функцією, і її необхідно оптимізувати для кожного нового SRM.

Механічні характеристики SRM представлено на рис.6.21.

6.5. Синтез систем керування асинхронною машиною

6.5.1. Загальні питання

Як і для всіх типів машин, існує кілька методів керування асинхронними машинами змінного струму, і кожен метод має кілька варіантів. У цьому розділі буде описано дві форми векторного керування, які підходять для керування

крутним моментом в електромобілях. Ці дві форми є непряма та пряма системи векторного керування (Field Oriented Control (FOC)).

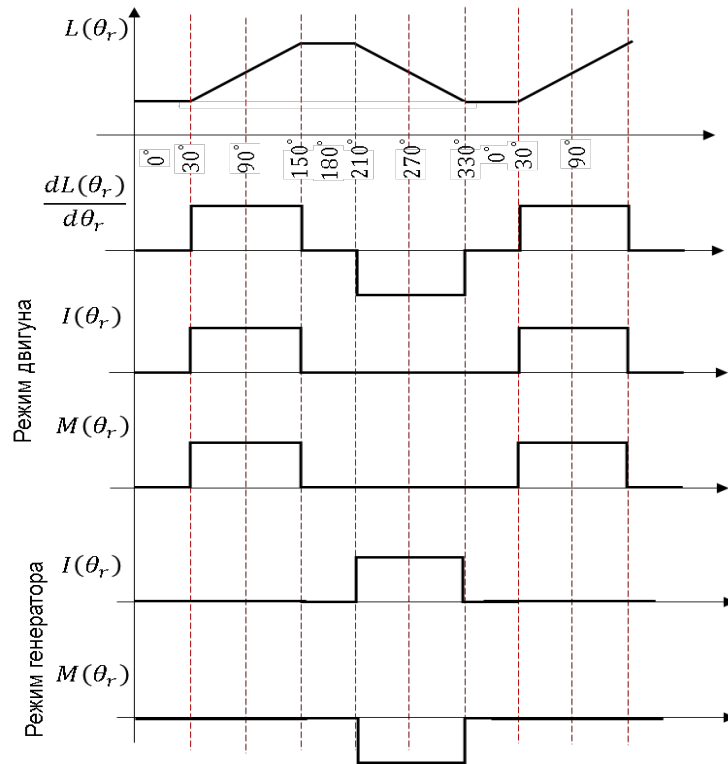


Рис. 6.19. Діаграма струмів та моментів на одну фазу

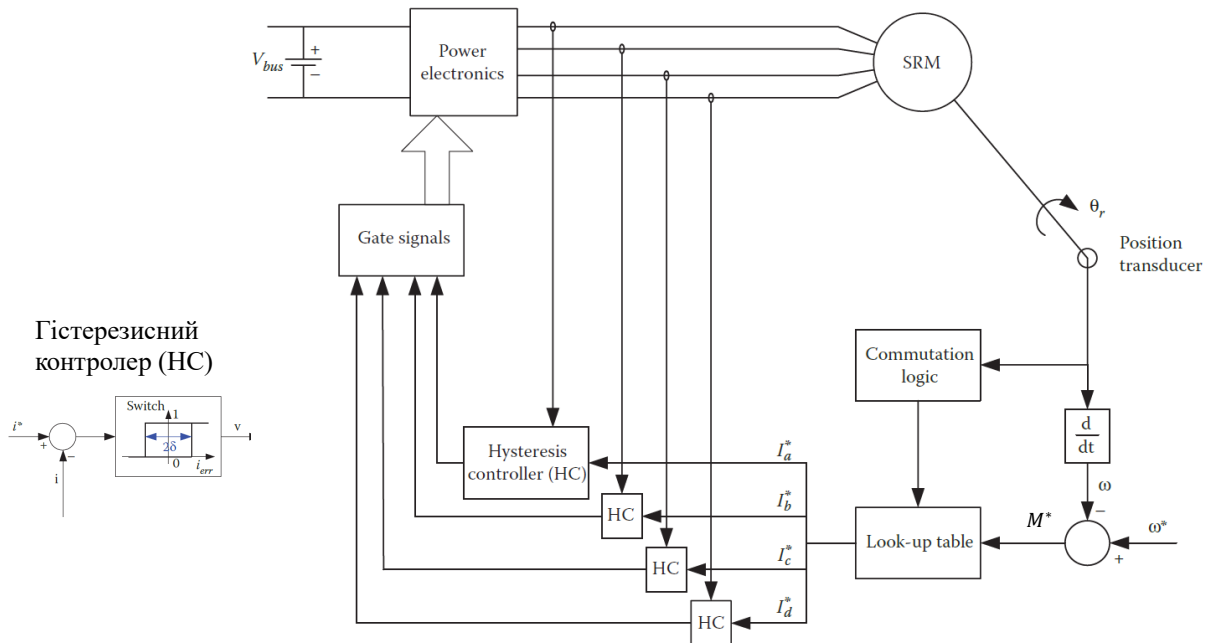


Рис. 6.20. Електропривод на основі SRM [1]

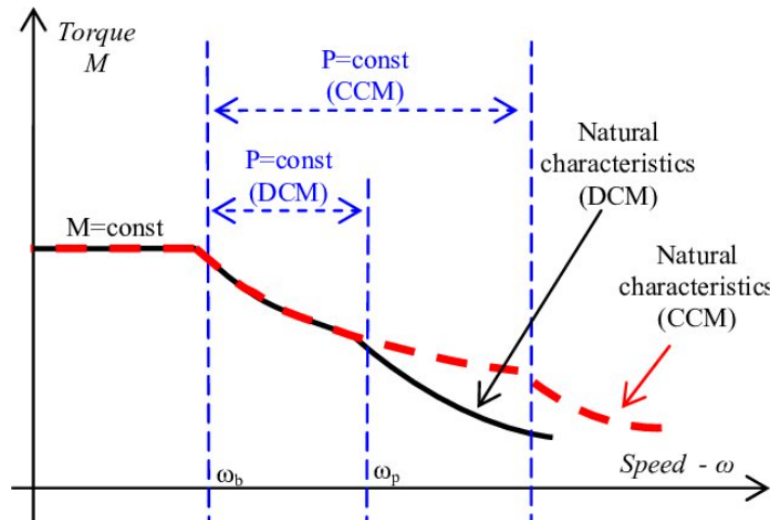


Рис.6.21. Механічні характеристики SRM [1]: M^*

CCM (Continuous Conduction Mode) – режим постійного навантаження
 DCM (Discontinuous Conduction Mode) – режим періодичного навантаження

Керування асинхронними машинами змінного струму з короткозамкненим ротором (АСІМ – Alternating Current Induction Machine) дуже схоже на керування безколекторною машиною змінного струму ВІАСМ (див. розділ 6.2). Основна відмінність полягає в тому, що частота обертання ротора не є синхронною з кутовою частотою живлення статорних обмоток і повинна визначатися (безпосередньо або опосередковано).

Розглянемо АСІМ через рівняння узагальненої електричної машини (Додаток В). Трифазна система живлення та просторове розташування обмоток статора двигуна змінного струму створюють разом обертове електромагнітне поле. Клітчастий ротор двигуна змінного струму також розглядається як еквівалентна трифазна система обмоток (Додаток В, рис.В.1). Просторово-інтегральну систему рівнянь для цієї машини записуємо у системі координат (u, v) , що прив'язана до просторового вектора $\bar{\Psi}_{2(u,v)}$, що обертається з кутовою швидкістю ω_1 . Згідно з рівняннями В.68-В.71 Додатку В маємо для $\bar{V}_{2(d,q)} = 0$

$$\bar{V}_{1(u,v)} = R_1 \bar{I}_{1(u,v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(u,v)}}{dt} + j\omega_1 \bar{\Psi}_{1(u,v)}. \quad (6.70)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(u,v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(u,v)}}{dt} + j(\omega_1 - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(u,v)}, \quad (6.71)$$

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)} = L_1 \bar{I}_{1(u,v)} + L_{12} \bar{I}_{2(u,v)}, \quad (6.72)$$

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)} = L_2 \bar{I}_{2(u,v)} + L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}. \quad (6.73)$$

де $L_1 = L_{11} + L_{1\sigma}$ – індуктивність фази статора; $L_2 = L_{22} + L_{2\sigma}$ – індуктивність фази ротора; $L_{11} = 3L_m/2$ – індуктивність фази статора, що пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції; $L_{22} = 3L_m/2$ – індуктивність фази

ротора, пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції; L_m – максимальна взаємна індуктивність між фазами статора та ротора при збігу осей обмоток; $L_{12} = 3L_m/2$ – головна взаємна індуктивність між фазою статора та фазами ротора; $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – індуктивність розсіювання фази статора та ротора відповідно; ω_{el} – кутова швидкість ротора в електричних радіанах.

У перетвореннях Лапласа рівняння (6.70)-(6.73) мають вигляд

$$\bar{V}_{1(u,v)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) + s \bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) + j\omega_1 \bar{\Psi}_{1(u,v)}(s). \quad (6.74)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(u,v)}(s) + s \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) + j(\omega_1 - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s), \quad (6.75)$$

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(u,v)}(s), \quad (6.76)$$

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(u,v)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}(s). \quad (6.77)$$

Отримавши $\bar{I}_{2(u,v)}(p)$ з рівняння (6.77) і підставивши цей вираз у рівняння (6.75), маємо

$$\bar{I}_{2(u,v)}(s) = \frac{\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) - L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}(s)}{L_2}, \quad (6.78)$$

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) = L_{1e} \bar{I}_{1(u,v)}(s) + K_2 \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s). \quad (6.79)$$

Використовуючи рівняння (6.78) і (6.79) у рівняннях (6.75) і (6.76), отримуємо

$$\bar{V}_{1(u,v)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) [1 + (s + j\omega_1) T_{1e}] + (s + j\omega_1) K_2 \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s), \quad (6.80)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s)}{T_2} [1 + T_2 (s + j(\omega_1 - \omega_{el}))] - \frac{L_{12}}{T_2} \bar{I}_{1(u,v)}(s). \quad (6.81)$$

Оскільки система координат (u, v) прив'язана до просторового вектора $\bar{\Psi}_{2(u,v)}$, а саме вісь (u) співпадає з вектором $\bar{\Psi}_{2(u,v)}$, маємо наступний вираз цього вектора у проєкціях на осі системи координат (u, v)

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) = \Psi_{2u}(s) + j \Psi_{2v}(s) = \Psi_{2m}(s) + j0, \quad (6.82)$$

де $\Psi_{2m} = |\bar{\Psi}_2|$ – амплітуда вектора $\bar{\Psi}_{2(u,v)}$.

Проектуючи інші вектори системи рівнянь (6.80) і (6.81) на осі (u) та (v) , отримуємо

$$V_{1u}(s) = R_1 I_{1u}(s) (1 + s T_{1e}) + s K_2 \Psi_{2m}(s) - \omega_1 L_{1e} I_{1v}(s), \quad (6.83)$$

$$V_{1v}(s) = R_1 I_{1v}(s) (1 + s T_{1e}) + \omega_1 K_2 \Psi_{2m}(s) + \omega_1 L_{1e} I_{1u}(s), \quad (6.84)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2m}(s)}{T_2} (1 + sT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1u}(s), \quad (6.85)$$

$$0 = \Psi_{2m}(s)(\omega_1 - \omega_{el}) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1v}(s). \quad (6.86)$$

де $T_{1e} = L_{1e}/R_1$; $L_{1e} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} = L_{1\sigma} + K_2 L_{2\sigma}$; $T_2 = L_2/R_2$; $K_2 = \frac{L_{12}}{L_2}$.

За рівняннями (6.83)-(6.86) отримуємо структурну схему електромагнітної системи асинхронної машини в координатах (u, v) (рис.6.22).

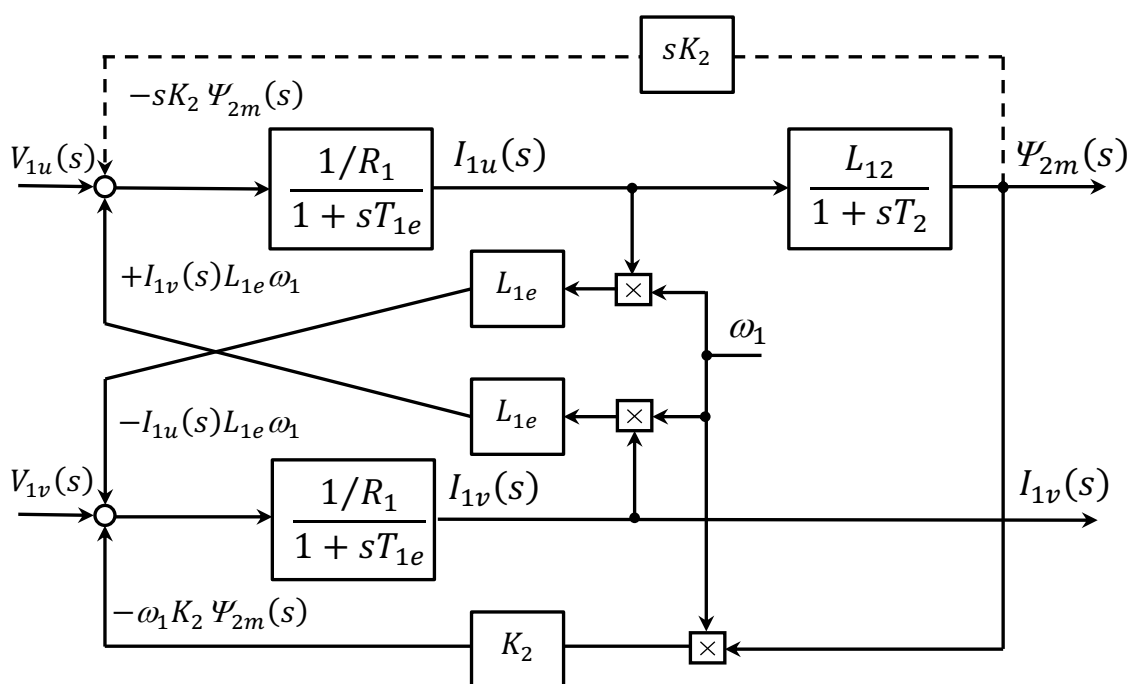


Рис. 6.22. Структурна схема електромагнітної системи асинхронної машини в координатах (u, v)

Аналізуючи схему (рис.6.22), можна сказати, що:

- схема має перехресні ланки, що унеможливорює наявність незалежних каналів керування; для створення незалежних каналів керування необхідно компенсувати перехресні зв'язки;
- ланкою, що позначена пунктирною лінією, можна знехтувати в електромагнітних процесах через те, що $T_2 \gg T_{1e}$ і потокозчеплення Ψ_{2m} буде практично постійним відносно зміни струму $I_{1u}(s)$. Тому похідна $s\Psi_{2m}$ дорівнюватиме нулю;
- діє ЕРС обертання $\omega_1 \Psi_{2m}$, що впливає на перехідні процеси.

Електромагнітний момент згідно з Додатком В знаходиться за формулою

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 (\bar{\Psi}_{2(u,v)} \times \bar{I}_{1(u,v)}). \quad (6.87)$$

У проєкціях векторів формули (6.87) на осі (u) і (v) системи координат (u, v) отримуємо

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 \Psi_{2m} I_{1v}. \quad (6.88)$$

З формули (6.88) слідує, що канал керування струмом I_{1v} є фактично каналом керування моментом електричної машини, а канал керування струмом I_{1u} є каналом керування потоком.

З врахуванням рівняння (6.13) структурна схема механічного руху електричної машини має вигляд рис.6.23.

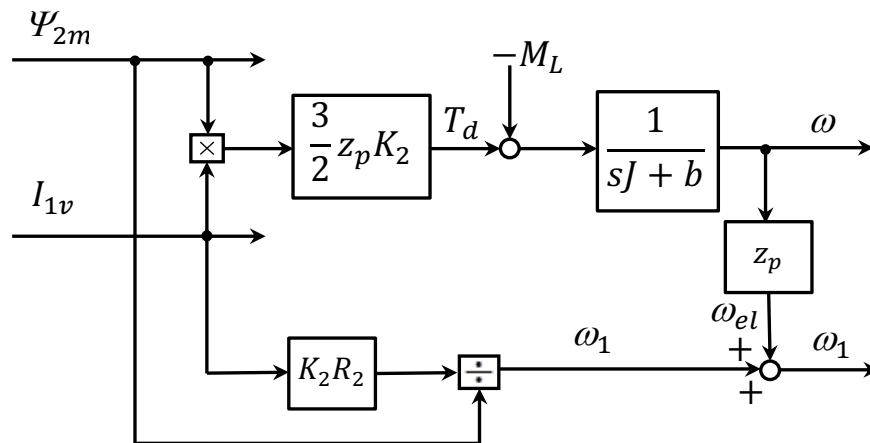


Рис. 6.23. Структурна схема механічного руху машини змінного струму

Існують різні способи і системи керування кутовою швидкістю асинхронних електричних машин. Якщо системою керування забезпечується умова $|\bar{V}_1|/\omega_1 = const$, то такий спосіб називається *скалярним керуванням асинхронного електропривода*. Механічні характеристики такої системи керування наведені на рис.6.24).

Одночасна зміна напруги і частоти живлення статора асинхронної машини за представленим законом скалярного керування призводить до зміни кутової швидкості обертання ідеального холостого ходу ω_0 і механічної характеристики, яка зміщується паралельно до попередньої. При цьому величина критичного моменту практично не змінюється.

Такий спосіб керування швидкістю асинхронної машини є достатньо простим, однак, є і певні недоліки. При такому способі керування не враховуються електромагнітні перехідні процеси в електричній машині, що призводить до неякісного керування електромагнітним моментом і, як наслідок, до можливого виникнення коливань струму, моменту і швидкості.

Інший спосіб називається *векторним керуванням асинхронної машини*. Він забезпечує контроль швидкості обертання і положення вектора магнітного потокозчеплення $\bar{\Psi}_1$, $\bar{\Psi}_0$ або $\bar{\Psi}_2$ і інших векторів відносно прийнятого вектора потокозчеплення. При цьому, якщо ми компенсуємо перехресні ланки (див. рис.6.22), ми можемо отримати два незалежні канали (потік і струм) для

керування характеристиками крутного моменту та швидкості двигуна змінного струму, як це можливо в двигуні постійного струму.

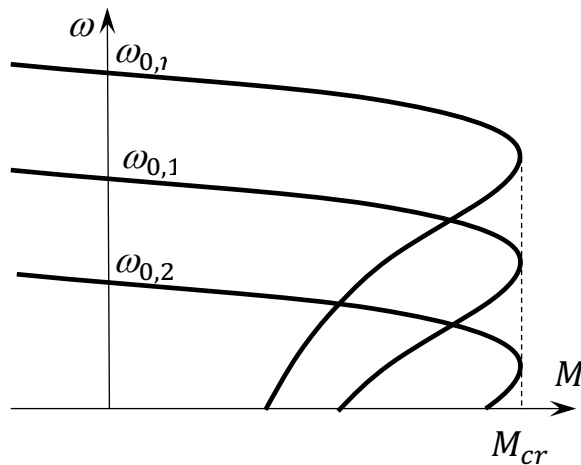


Рис. 6.24. Механічні характеристики скалярного керування

6.5.2. Система непрямого векторного керування

Як можна побачити з рівняння (6.86), маючи значення Ψ_{2m} , I_{1v} та кутової швидкості електричної машини ω_{el} можливо реконструювати ω_1 .

$$(\omega_1 - \omega_{el}) = S \omega_1 = \frac{L_{12}}{\Psi_{2m} T_2} I_{1v}, \quad (6.89)$$

де $S = (\omega_1 - \omega_{el}) / \omega_1$ – ковзання асинхронної машини; $\Psi_{2m} = L_{12} I_{1u}$.

Це ковзання розраховується за допомогою параметрів машини (опір ротора, індуктивність ротора та взаємна індуктивність), а також струмів статора по осях (u) та (v). Тому задане значення ковзання $(\omega_1 - \omega_{el})^*$ розраховується з заданих значень струмів статора I_{1u}^* і I_{1v}^* по осях (u) та (v) відповідно. Це задане значення ковзання інтегрується для отримання заданого значення положення ковзання θ_s^* .

$$(\omega_1 - \omega_{el})^* = \frac{R_2 I_{1v}^*}{L_2 I_{1u}^*}, \quad (6.90)$$

$$\theta_s^* = \int_0^t (\omega_1 - \omega_{el})^* dt = (\omega_1 - \omega_{el})^* t, \quad (6.91)$$

Задане значення положення ковзання θ_s^* додається до положення ротора θ_r для визначення кутового положення поля статора $\theta_1^* = \omega_1 t$, як показано на рисунку 6.25.

Регулятори струму R_u і R_v мають ПІ-структуру і їх параметри визначаються для компенсації постійних часу T_2 і T_{1e} відповідно так, як і для двигунів постійного струму.

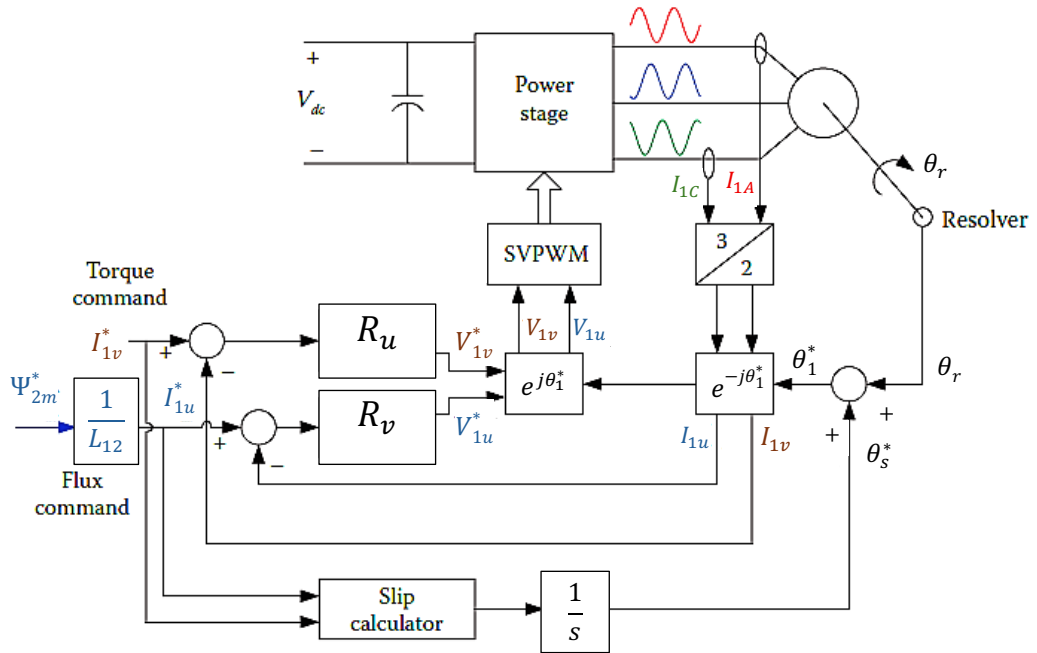


Рис. 6.25. Система непрямого керування асинхронною машиною

6.5.3. Система прямого векторного керування

У керуванні орієнтацією поля з прямим керуванням (DFOC) кут θ_1^* вимірюється (або оцінюється) «безпосередньо», а не обчислюється за допомогою θ_s^* за формулою (6.91). Для цього вбудовуються в обмотки статора датчики потокозчеплення для вимірювання взаємного потокозчеплення повітряного зазору по осі (α) $\Psi_{0\alpha}$ і по осі (β) $\Psi_{0\beta}$ (рис.6.26).

З проєкцій отримуємо вектор $\bar{\Psi}_{0(\alpha,\beta)}$

$$\bar{\Psi}_{0(\alpha,\beta)} = \Psi_{0\alpha} + j\Psi_{0\beta}. \quad (6.92)$$

З іншого боку вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_{0(u,v)}$ в осях (u, v) можна знайти з рівняння (6.72)

$$\bar{\Psi}_{0(u,v)} = \bar{\Psi}_{1(u,v)} - L_{1\sigma}\bar{I}_{1(u,v)} = L_{12}(\bar{I}_{1(u,v)} + \bar{I}_{2(u,v)}). \quad (6.93)$$

З рівняння (6.93) знаходимо

$$\bar{I}_{2(u,v)} = \frac{\bar{\Psi}_{0(u,v)}}{L_{12}} - \bar{I}_{1(u,v)}. \quad (6.94)$$

Підставляємо формулу (6.94) у рівняння (6.73) і отримуємо вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_{2(u,v)}$ через значення $\bar{\Psi}_{0(u,v)}$ і $\bar{I}_{1(u,v)}$ та параметри асинхронної машини $L_{2\sigma}$ і $L_{12} = 3L_m/2$

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{2(u,v)} &= L_2\bar{I}_{2(u,v)} + L_{12}\bar{I}_{1(u,v)} = L_{2\sigma}\bar{I}_{2(u,v)} + L_{12}(\bar{I}_{1(u,v)} + \bar{I}_{2(u,v)}) = \\ &= L_{2\sigma}\left(\frac{\bar{\Psi}_{0(u,v)}}{L_{12}} - \bar{I}_{1(u,v)}\right) + \bar{\Psi}_{0(u,v)} = \end{aligned}$$

$$= \bar{\Psi}_{0(u,v)} \left(1 + \frac{L_{2\sigma}}{L_{12}}\right) - L_{2\sigma} \bar{I}_{1(u,v)} = \bar{\Psi}_{0(u,v)} / K_2 - L_{2\sigma} \bar{I}_{1(u,v)}. \quad (6.95)$$

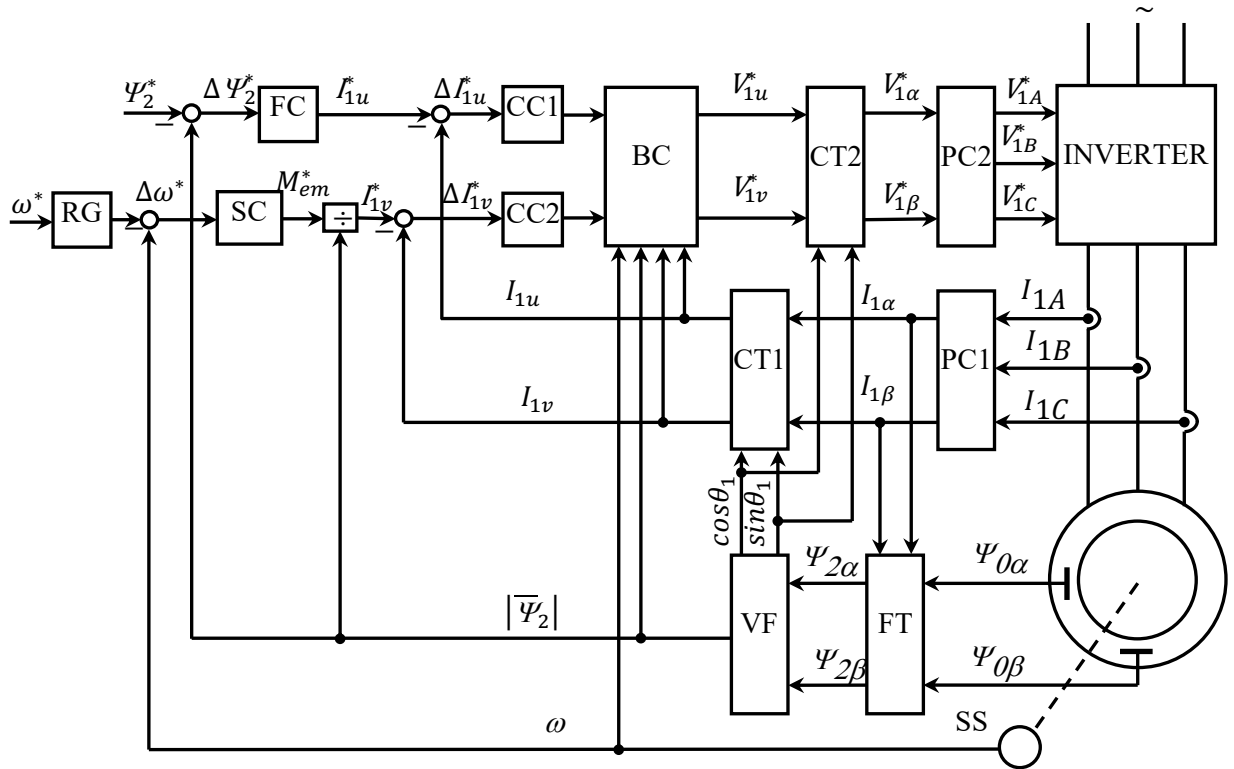


Рис. 6.26. Система прямого векторного керування асинхронною машиною

Відповідно в осях (α, β) рівняння (6.95) буде мати аналогічний вигляд

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)} = \bar{\Psi}_{0(\alpha,\beta)} / K_2 - L_{2\sigma} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}. \quad (6.96)$$

Таким чином, для отримання вектора $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$ необхідно мати виміряний за проєкціями $\Psi_{2\alpha}$ і $\Psi_{2\beta}$ і вирахуваний за рівнянням (6.92) вектор $\bar{\Psi}_{0(\alpha,\beta)}$, а також проєкції вектора струму статора $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$. Ці проєкції ми знаходимо через фазні струми за рівнянням (див. рівняння В.20-В22, Додаток В)

$$\begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{1A} \\ I_{1B} \\ I_{1C} \end{bmatrix}. \quad (6.97)$$

В системі керування (рис.6.26) за цю операцію відповідає блок PC1.

Проєкції $\Psi_{2\alpha}$ і $\Psi_{2\beta}$ та амплітуда вектора потокозчеплення $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$, а також кут θ_1 дорівнюватимуть (блоки FT і VF)

$$\begin{bmatrix} \Psi_{2\alpha} \\ \Psi_{2\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{K_2} \begin{bmatrix} \Psi_{0\alpha} \\ \Psi_{0\beta} \end{bmatrix} - L_{2\sigma} \begin{bmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{bmatrix}, \quad (6.98)$$

$$|\bar{\Psi}_2| = \sqrt{\Psi_{2\alpha}^2 + \Psi_{2\beta}^2}, \quad (6.99)$$

$$\cos\theta_1 = \frac{\Psi_{2\alpha}}{|\bar{\Psi}_2|}. \quad (6.100)$$

$$\sin\theta_1 = \frac{\Psi_{2\beta}}{|\bar{\Psi}_2|}. \quad (6.101)$$

В осях (u, v) вектор струму $\bar{I}_{1(\alpha, \beta)}$ визначатиметься блок СТ1) через матричні перетворення (див. Додаток С)

$$\begin{vmatrix} I_{1u} \\ I_{1v} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} I_{1\alpha} \\ I_{1\beta} \end{vmatrix}. \quad (6.102)$$

Завдання на струми по каналах керування I_{1u}^* і I_{1v}^* формується з рівнянь

$$I_{1u}^* = \frac{\Psi_2^* - |\bar{\Psi}_2|}{L_{12}}, \quad (6.103)$$

$$I_{1v}^* = \frac{M_{em}^*}{3/(2z_p K_2 |\bar{\Psi}_2|)}. \quad (6.104)$$

Блок ВС формує завдання на напругу V_{1u}^* і V_{1v}^* за рівняннями (6.83) і (6.84) з компенсацією перехресних зв'язків $-\omega_1 L_{1e} I_{1v}$ і $\omega_1 L_{1e} I_{1u}$. Сигнали V_{1u}^* і V_{1v}^* за допомогою матричних перетворень (6.102) формуються у вигляді завдань на напругу виду $V_{1\alpha}^*$ і $V_{1\beta}^*$ у блоці СТ2. Завдання $V_{1\alpha}^*$ і $V_{1\beta}^*$ формують завдання на фазні напруги за транспонованим матричним рівнянням типу (6.105).

Така система керування має два основні недоліки. По-перше, датчики повітряного зазору мають проблеми з надійністю. По-друге, розрахунок θ_1^* базується на індуктивності розсіювання $L_{2\sigma}$, яка суттєво змінюється залежно від навантаження.

Більшість сучасних методів оцінюють завдання на керування за вимірними змінними. Такими змінними можуть бути напруга і струм статора.

Розглянемо систему рівнянь векторів у координатах (α, β) (Додаток В)

$$\bar{V}_{1(\alpha, \beta)} = R_1 \bar{I}_{1(\alpha, \beta)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(\alpha, \beta)}}{dt}. \quad (6.105)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(\alpha, \beta)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(\alpha, \beta)}}{dt} - j\omega_{el} \bar{\Psi}_{2(\alpha, \beta)}, \quad (6.106)$$

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha, \beta)} = L_1 \bar{I}_{1(\alpha, \beta)} + L_{12} \bar{I}_{2(\alpha, \beta)}, \quad (6.107)$$

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha, \beta)} = L_2 \bar{I}_{2(\alpha, \beta)} + L_{12} \bar{I}_{1(\alpha, \beta)}. \quad (6.108)$$

З рівняння (6.105) випливає, що потокозчеплення $\bar{\Psi}_{1(\alpha, \beta)}$ можна знайти шляхом інтегрування сигналів струму і напруги статора

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} = \int (\bar{V}_{1(\alpha,\beta)} - R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) dt. \quad (6.109)$$

Оскільки нам необхідно отримати потокозчеплення $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$, скористаємося рівнянням (6.108), куди підставимо вираз струму $\bar{I}_{2(\alpha,\beta)}$ з формули (6.107)

$$\bar{I}_{2(\alpha,\beta)} = \frac{\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} - L_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}}{L_{12}} \quad (6.110)$$

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)} = \frac{1}{K_2} [\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} - L_{1e} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}], \quad (6.111)$$

$$\text{де } L_{1e} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} = L_{1\sigma} + K_2 L_{2\sigma}; \quad K_2 = \frac{L_{12}}{L_2}.$$

Для визначення амплітуди вектора $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$ і кута θ_1 використовуються формули (6.99)-(6.101).

Основним недоліком цього підходу є значна похибка на низькій кутовій швидкості асинхронної машини. На низькій швидкості амплітуда і кутова частота ω_1 прикладеної напруги статора є малою. При таких умовах зростають помилки інтегрування. Коли частота обертання наближається до нуля, інтегрування будь якої константи продовжує зростати безмежно. Отже, будь-які зміщення у вимірюваннях призводитимуть до постійно зростаючих помилок. Друга проблема пов'язана з низькими значеннями напруги статора. При низьких значеннях напруги статора та високому навантаженні (високих струмах статора) падіння напруги $R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ стає суттєвою частиною члена інтегрування. Незначні помилки в оцінці опору або його зміни з температурою збільшуються за цих умов.

7. ЕНЕРГЕТИКА ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

7.1. Модель руху транспортного засобу

На практиці транспортний засіб рухається не лише по рівній дорозі, але й вгору та вниз по схилу дороги, а також на поворотах. Для моделювання цього руху опис дороги можна спростити, розглянувши пряму дорогу з двовимірним рухом у вертикальній площині. Ця двовимірна модель зосередиться на характеристиках транспортного засобу, включаючи прискорення, швидкість та здатність долати підйоми, а також на гальмівній ефективності.

На рисунку 7.1 показано сили, що діють на транспортний засіб, коли він рухається із заданою швидкістю дорогою з певним ухилом.

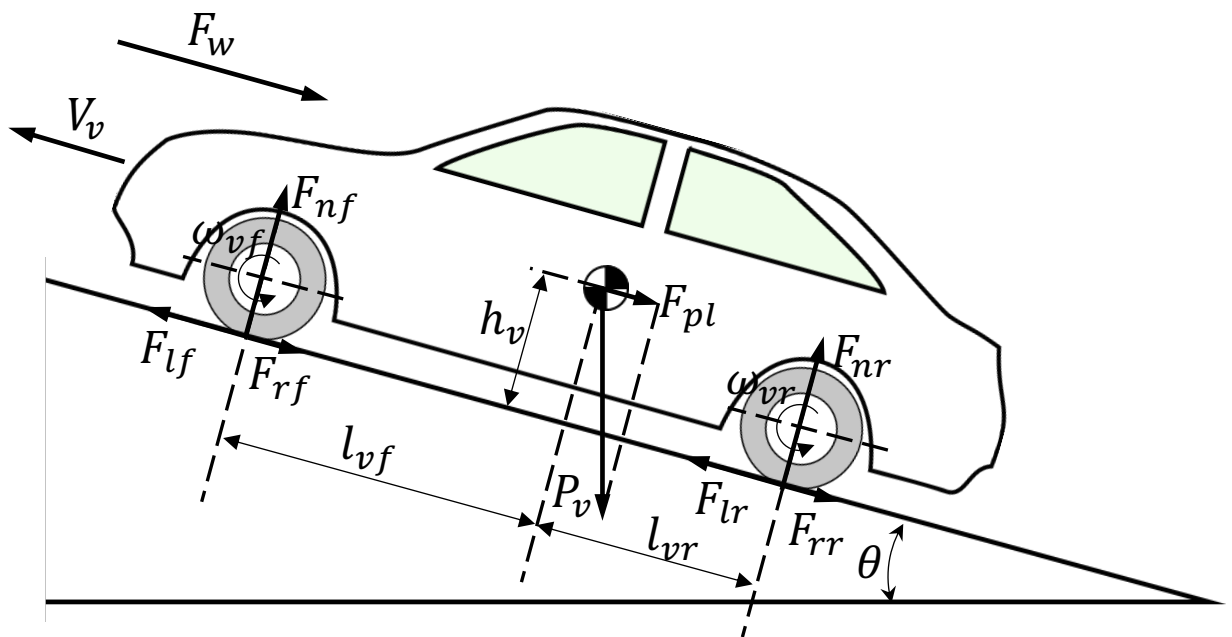


Рис. 7.1. Сили, що діють на транспортний засіб

Визначення сил і інших параметрів на рис.7.1 представлено у табл.7.1.

Фундаментальні принципи механічних систем можна використовувати для вираження зв'язку між прискоренням транспортного засобу та силами, що діють на кузов транспортного засобу наступним чином

$$F_t = F_{pl} + F_w + F_r + m_v a_v, \quad (7.1)$$

де:

F_t — загальна сила тяги, що діє на кузов транспортного засобу;

F_{pl} — сила зкочування;

F_w — сила аеродинамічного опору;

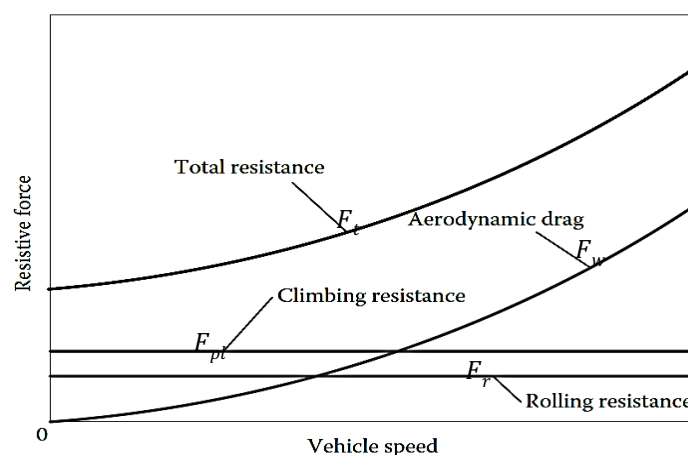
F_r — сила опору коченню;

$m_v a_v$ — сила прискорення (гальмування), що діє на кузов транспортного засобу масою m_v з рівнем прискорення (гальмування) a_v .

Визначення сил і параметрів рис.7.1

	Definition	Визначення
P_v	Weight of the vehicle	Маса транспортного засобу
h_v	Height of the center of gravity of the vehicle	Висота центру ваги транспортного засобу
l_{vf}	Distance between the front axle and vehicle center of gravity	Відстань між передньою віссю та центром ваги автомобіля
l_{vr}	Distance between the rear axle and vehicle center of gravity	Відстань між задньою віссю та центром ваги автомобіля
V_v	Velocity of the vehicle	Швидкість транспортного засобу
F_w	Aerodynamic drag	Аеродинамічний опір
F_{nf}	Normal forces on the front tires	Нормальна сила на передніх шинах
F_{nr}	Normal forces on the rear tires	Нормальна сила на задніх шинах
F_{lf}	Longitudinal forces on the front	Поздовжні сили на передні шини
F_{lr}	Longitudinal forces on the rear tires	Поздовжні сили на задні шини
F_{pl}	Rolling force	Сила зкочування
θ	Angle of inclination of the road	Кут нахилу дороги
ω_{vf}	Angular speed of the front wheels	Кутова швидкість передніх коліс
ω_{vr}	Angular speed of the rear wheels	Кутова швидкість задніх коліс

Вплив кожної складової формули (7.1) на рух є різним, що можна бачити на рис.7.2. Тому розглянемо ці складові окремо.

Рис. 7.2. Складові сили F_t , що діють на транспортний засіб [58]

7.2. Сила опору коченню

Сила опору коченню – це сила, що виникає від моменту, який протидіє руху колеса та завжди сприяє гальмуванню або уповільненню руху транспортного засобу. Сила опору коченню є результатом гістерезису (відставання) шини в плямі контакту, коли вона котиться по дорозі. У нерухомій шині нормальна сила, що виникає від дороги, врівноважує силу, що виникає від ваги транспортного засобу. При цьому центр плями контакту знаходиться на одній лінії з центром шини. Коли шина котиться, внаслідок деформації (гістерезису) шини нормальний тиск у передній половині плями

контакту вищий, ніж у задній половині. Нормальна сила, що виникає від дороги, зміщується від центру шини в напрямку руху. Це зміщення створює момент, який чинить гальмівний крутний момент на колесо. Для демонстрації цього процесу розглянемо розклад сил, що діють на багатогранник при збільшенні кількості його граней до безкінечності і зменшенні розміру граней до нуля, тобто перетворенні багатогранника у колесо (рис.7.3).

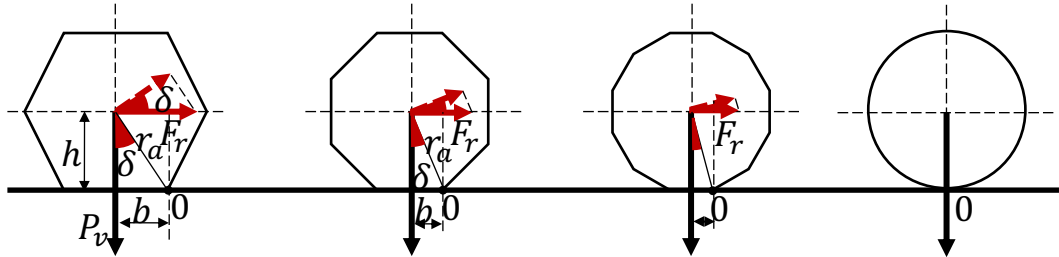


Рис. 7.3. Розподіл сил у багатогранниках і колесі на горизонтальній поверхні

На багатогранник діє сила тяжіння P_v . Коли на нього через центр тяжіння діє сила F_r , виникає момент сили M_r , який створює обертальний рух багатогранника навколо тимчасового центра обертання "0". Однак момент сили буде визначатися нормальною до плеча r_a складовою сили F_r

$$M_r = F_r \cos(\delta) \cdot r_a, \quad (7.2)$$

де δ – кут, що опирається на половину грані b багатогранника.

Одночасно величина $2b$ є гранню і лінією контакту багатогранника з поверхнею

$$b = r_a \cdot \sin(\delta). \quad (7.3)$$

Протидією обертальному руху навколо центра "0" є момент сили тяжіння відносно плеча b . Урівноважений стан багатогранника відносно "0" буде при рівності моментів M_r і момента сили тяжіння відносно плеча b

$$M_r = P_v \cdot b. \quad (7.4)$$

Підставляючи формули (7.2) і (7.3) у формулу (7.4), отримуємо

$$F_r = P_v \cdot \tan(\delta) = P_v \cdot \left(\frac{b}{h}\right), \quad (7.5)$$

де h – висота центра тяжіння багатогранника.

Коли число граней багатогранника збільшується, то зменшується кут δ . При прагненні кількості граней до безкінечності кут δ буде прагнути до нуля, а висота центра тяжіння багатогранника h буде прагнути до r_a . Тобто для колеса з радіусом r_a можна стверджувати, що

$$F_r = P_v \cdot \left(\frac{b}{r_a}\right) = P_v \cdot f_r. \quad (7.6)$$

$$f_r = \frac{b}{r_a}, \text{ в.о.} \quad (7.7)$$

Величина f_r називається коефіцієнтом опору коченню колеса радіусом r_a при лінії контакту колеса з поверхнею дороги b .

При русі транспортного засобу по дорозі з нахилом (рис.7.1) на багатокутник діє не сила ваги P_v , її складова $N_v = F_{nf} + F_{nr} = P_v \cos \theta$. Тому сила опору коченню на дорозі з кутом нахилу θ дорівнюватиме

$$F_r = (F_{nf} + F_{nr})f_r \cos(\theta). \quad (7.8)$$

На дорозі з нахилом кут δ наближається до кута нахилу θ (рис.7.4). Тому у цьому випадку можна вважати, що

$$F_r = (F_{nf} + F_{nr})\cos^2(\theta). \quad (7.9)$$

тобто $f_r = \cos(\theta)$.

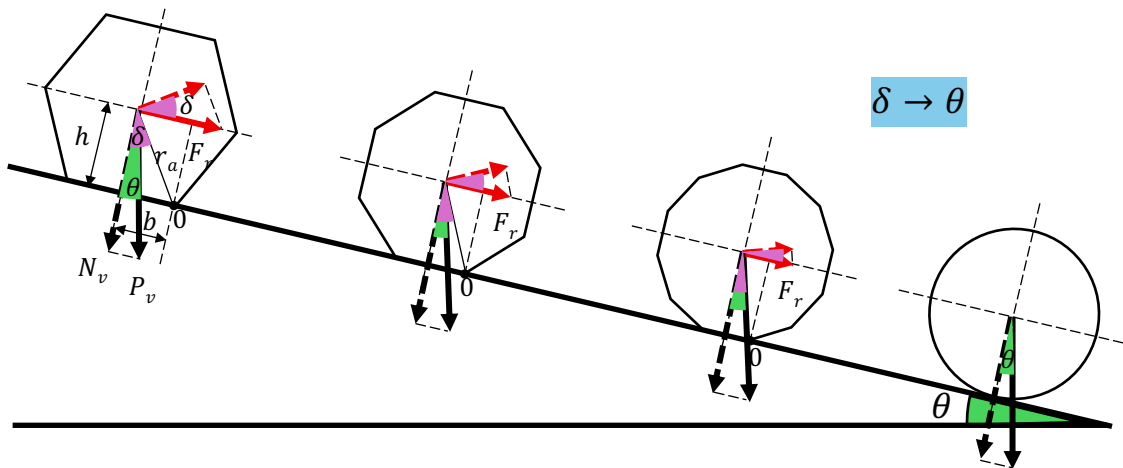


Рис. 7.4. Розподіл сил у багатогранниках і колесах на поверхні з нахилом

Коефіцієнтом опору коченню колеса має широкий діапазон значень, які залежать від багатьох факторів. Наприклад, цей коефіцієнт суттєво залежить від поверхонь колеса і дороги, по якій це колесо рухається (табл.7.2). Крім того, аналіз літератури показує, що цей коефіцієнт залежить від тиску в шинах і швидкості руху [58]

$$f_r = 0,005 + (1/p) \cdot (0,01 + 0,0095 (v/100)^2), \quad (7.10)$$

або

$$f_r = 0,01 \cdot (1 + (v/100)) \quad (7.11)$$

де p – тиск у шинах, бар (атм); v – швидкість, км/год.

Розрахунок по формулі (7.10) для електромобіля Tesla Model 3 при зміні тиску в колесах з 2,9 бар до 3,5 бар і швидкості руху на асфальті 90 км/год показує зменшення коефіцієнта f_r з 0,011 до 0,01, тобто на 9%. А зростання швидкості від 90 км/год до 120 км/год при тиску в шинах 2,9 бар дає результат 0,0132, тобто збільшення майже на 20%.

Таким чином, маємо розуміти, що для зменшення втрат енергії на рух необхідно збільшувати тиск в шинах і зменшувати швидкість.

Таблиця 7.2

Коефіцієнти опору коченню колеса

0,001 – 0,002	Залізничні сталеві колеса на сталевих рейках (railroad steel wheels on steel rails)
0,001	Велосипедна шина на дерев'яній доріжці (bicycle tire on wooden track)
0,002 – 0,005	Безкамерні шини з низьким опором (low-resistance tubeless tires)
0,002	велосипедна шина на бетоні (bicycle tire on concrete)
0,004	Велосипедна шина на асфальтованій дорозі (bicycle tire on asphalt road)
0,005	Брудні трамвайні рейки (dirty tram rails)
0,006 – 0,01	Вантажна шина на асфальті (truck tire on asphalt)
0,008	Велосипедних шин на нерівній асфальтованій дорозі (bicycle tire on rough paved road)
0.01 – 0,015	Звичайна автогума на бетоні, новий асфальт, бруківка дрібна нова (ordinary car tires on concrete, new asphalt, cobbles small new)
0,02	Автомобільні шини на гудроні або асфальті (car tires on tar or asphalt)
0,02	Автогума на щебні - закатана нова (car tires on gravel - rolled new)
0,03	Автомобільні шини на бруківці - сильно потерті (car tires on cobbles - large worn)
0,04 – 0,08	Автомобільна гума на суцільному піску, гравій пухкий зношений, ґрунт середньої твердості (car tire on solid sand, gravel loose worn, soil medium hard)
0,2 – 0,4	Автомобільна шина на сипучому піску (car tire on loose sand)

7.3. Аеродинамічний опір

Коли повітря рухається над кузовом транспортного засобу, воно створює нормальний тиск і напругу зсуву на кузові як у літаків. Зовнішній аеродинамічний опір складається з двох компонентів: опору форми та тертя об поверхню. Опір форми виникає в областях високого тиску перед транспортним засобом і областях низького тиску позаду нього, які створюються під час руху транспортного засобу в повітрі. Ці зони високого та низького тиску діють проти руху транспортного засобу, тоді як тертя об поверхню зумовлене напругою зсуву в прикордонному шарі на поверхні кузова транспортного

засобу. Для порівняння, опір форми набагато більший за величиною, ніж тертя об поверхню, і становить понад 90% від загального зовнішнього аеродинамічного опору транспортного засобу.

Аеродинамічний опір є функцією ефективної лобової площі транспортного засобу S_{ve} та коефіцієнта аеродинамічного опору C_d , які сильно залежать від конструкції кузова транспортного засобу:

$$F_w = \frac{1}{2} \rho S_{ve} C_d (V_v + V_w)^2, \text{ Н} \quad (7.12)$$

де ρ – щільність повітря, кг/м³; S_{ve} – ефективна лобова (фронтальна) площа транспортного засобу, м²; C_d – коефіцієнт аеродинамічного опору, в.о.; V_v – швидкість транспортного засобу, м/с; V_w – фронтальна швидкість вітру, м/с.

Вважаємо, що сила аеродинамічного опору діє на ефективний центр тяжіння (рис.7.1).

Ефективна фронтальна площа транспортного засобу розраховується, як це показано на рис.7.5.

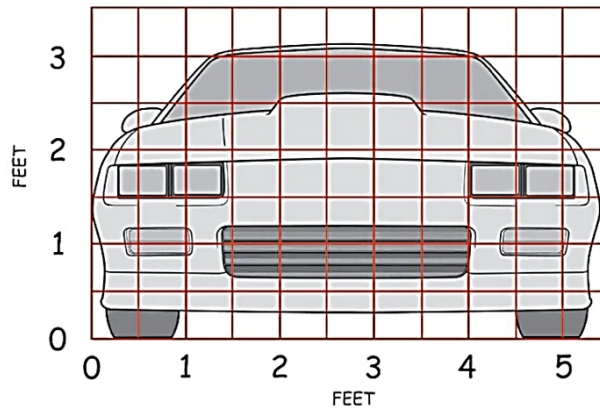


Рис. 7.5. Розрахунок ефективної фронтальної площі транспортного засобу S_{ve}

Коефіцієнт аеродинамічного опору залежить від форми фронтальної поверхні, на яку діє повітряний потік (рис.7.6). Оскільки форма кузову автомобілів різного типу відрізняється, то ефективна фронтальна площа S_{ve} і коефіцієнти C_d для таких автомобілів розрізняються. Деякі приклади представлено у табл.7.3.






Shape	Drag Coefficient
Sphere → 	0.47
Half-sphere → 	0.42
Cube → 	1.05
Streamlined Body → 	0.04
Streamlined Half-body → 	0.09

Рис. 7.6. Коефіцієнт аеродинамічного опору C_d

Таблиця 7.3

Приклади S_{ve} і C_d

Транспортний засіб	Рік моделі	S_{ve} , м ²	C_d , в.о.
Гібрид Ford Escape	2005	1,08	0,4
Toyota Camry	1992	0,703	0,33
Smart Roadster Coupe	2003	0,596	0,38
Toyota Prius	2014	0,576	0,26
Chevrolet Volt	2014	0,622	0,281

7.4. Сила зкочування

Коли транспортний засіб рухається вгору або вниз по схилу, сила тяжіння, що діє на транспортний засіб, створює силу, яка завжди спрямована вниз, як показано на рисунку 7.1. Ця сила протидіє руху вперед під час підйому на схил і сприяє руху вперед під час спуску. У типових моделях розрахунку сил руху транспортного засобу враховується лише рух вгору, оскільки він чинить опір загальній силі тяги. Рівняння для цієї сили залежить від кута нахилу дороги θ , маси транспортного засобу m_v та гравітаційного прискорення g :

$$F_{pl} = m_v g \cdot \sin\theta, \text{ Н.} \quad (7.13)$$

У електромобілів складова F_{pl} грає суттєву роль при русі транспортного засобу вниз по схилу. Під час цього процесу відбувається перехід електричного мотора в режим рекуперативного гальмування, коли кінетична енергія руху, що розвинута в результаті дії сили F_{pl} , перетворюється у електричну енергію, що може отримати акумуляторна батарея. Таким чином можна збільшити запас ходу електричного транспортного засобу.

7.5. Максимальна сила тяги

Максимальна сила тяги будь якого транспортного засобу визначається не потужністю двигуна, а силою зчеплення з дорогою. Максимальною силою зчеплення колес з дорогою є сила тертя ковзання, при якій починається проковзування колеса по дорозі без повздовжнього руху. Така сила тертя визначається нормальною силою на колесі і коефіцієнтом тертя.

Згідно з рис.7.1 рушійна сила F_t визначається двома складовими: F_{lf} і F_{lr}

$$F_t = F_{lf} + F_{lr} . \quad (7.14)$$

Сила, що представлена формулою (7.2), включає динамічну складову $m_v a_v$, яка визначається рівнем прискорення (гальмування). Враховуючи рівняння (7.1) і (7.14), маємо

$$m_v a_v = (F_{lf} + F_{lr}) - (F_{pl} + F_w + F_r) . \quad (7.15)$$

Точки контакту передньої та задньої шин повинні задовольняти рівняння рівноваги для моментів, тобто сума моментів по і проти годинникової стрілки у цих точках дорівнювали нулю:

$$\sum M_f = 0 ; \sum M_r = 0. \quad (7.16)$$

Відповідно до рівнянь (7.16) і рис.7.1:

- для передніх колес

$$F_{nf}(l_{vf} + l_{vr}) + F_w h_v + F_{pl} h_v - P_v \cos(\theta) l_{vr} - (m_v a_v) h_v = 0; \quad (7.17)$$

- для задніх колес

$$F_{nr}(l_{vf} + l_{vr}) - F_w h_v - F_{pl} h_v - P_v \cos(\theta) l_{vr} + (m_v a_v) h_v = 0. \quad (7.18)$$

З формул (7.17) і (7.18) отримуємо значення нормальних сил, що діють на колеса

$$F_{nf} = \frac{-F_w h_v - F_{pl} h_v + P_v \cos(\theta) l_{vr} + (m_v a_v) h_v}{(l_{vf} + l_{vr})}, \quad (7.19)$$

$$F_{nr} = \frac{F_w h_v + F_{pl} h_v + P_v \cos(\theta) l_{vr} - (m_v a_v) h_v}{(l_{vf} + l_{vr})}. \quad (7.20)$$

Аналогічно при спуску транспортного засобу по схилу

$$F_{nf} = \frac{-F_w h_v + F_{pl} h_v + P_v \cos(\theta) l_{vr} + (m_v a_v) h_v}{(l_{vf} + l_{vr})}, \quad (7.21)$$

$$F_{nr} = \frac{F_w h_v - F_{pl} h_v + P_v \cos(\theta) l_{vr} - (m_v a_v) h_v}{(l_{vf} + l_{vr})}. \quad (7.22)$$

Якщо скласти формули (7.19) і (7.20), або (7.21) і (7.22) то отримаємо

$$F_{nf} + F_{nr} = P_v \cos(\theta). \quad (7.23)$$

Формула (7.23) представляє сумарну нормальну силу реакції дороги на транспортний засіб. Враховуючи коефіцієнт тертя з дорогою $\mu_{f/r}$ маємо максимальну силу тяги:

- повнопривідний транспортний засіб

$$F_{tm} = F_{lf} + F_{lr} = \mu_{f/r}(F_{nf} + F_{nr}) = \mu_{f/r}P_v \cos(\theta); \quad (7.24)$$

- передньопривідний транспортний засіб

$$F_{tm} = \mu_f F_{lf}; \quad (7.25)$$

- задньопривідний транспортний засіб

$$F_{tm} = \mu_r F_{lr}. \quad (7.26)$$

Вочевидь, що завжди повинна виконуватися нерівність $F_t \leq F_{tm}$, тобто для повнопривідного транспортного засобу

$$P_v \sin(\theta) + P_v \xi_r \cos(\theta)^2 + \frac{1}{2} \rho S_{ve} C_d (V_v + V_w)^2 + P_v \frac{a_v u}{g} \leq \mu_{f/r} P_v \cos(\theta). \quad (7.27)$$

У одиницях відносно ваги транспортного засобу P_v

$$\sin(\theta) + \xi_r \cos(\theta)^2 + \frac{1}{2P_v} \rho S_{ve} C_d (V_v + V_w)^2 + \frac{a_v}{g} \leq \mu_{f/r} \cos(\theta). \quad (7.28)$$

Таким чином, з формули (7.28) випливає, що умови руху транспортного засобу залежать від умов зчеплення з дорогою (коефіцієнт тертя $\mu_{f/r}$) і профілю дороги (кут нахилу θ).

Зчеплення з дорогою суттєво залежить від кліматичних умов (рис.7.7). На рис.7.7 представлено залежність коефіцієнта тертя $\mu_{f/r}$ від ковзання (Slip ratio) заднього колеса s_r і переднього колеса s_f по поверхні дороги при: 1) сухий стан дороги (Normal); 2) волога дорога (Wet); 3) сніг (Snow); 4) лід (Ice)

$$s_r = \frac{r_{dr} \omega_r - V_v}{r_{dr} \omega_r}, \quad (7.29)$$

$$s_f = \frac{r_{df} \omega_f - V_v}{r_{df} \omega_f}, \quad (7.30)$$

де r_{dr} , r_{df} – радіус заднього і переднього колеса відповідно; ω_r , ω_f – кутова швидкість заднього і переднього колеса відповідно.

Слід зазначити, що коефіцієнт тертя на старті руху суттєво збільшується до певних значень, а потім змінюється у незначному діапазоні в залежності від ковзання (рис.7.7, червона зона, табл.7.4).

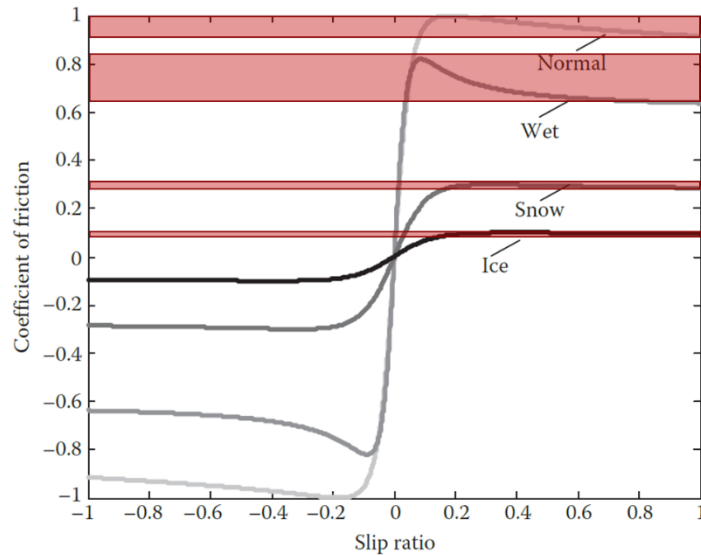


Рис.7.7. Коефіцієнт тертя $\mu_{f/r}$ в залежності від кліматичних умов [1]

Таблиця 7.4

Діапазон зміни коефіцієнта тертя

УМОВИ	$\mu_{f/r}$
Normal	0,9...1,0
Wet	0,65...0,85
Snow	0,275...0,3
Ice	0,09...0,11

7.6. Механічна робота руху

Механічна робота руху є корисною роботою, яка реалізує основну функції транспортного засобу – рух для досягнення пункту призначення. Складність розрахунку механічної роботи руху полягає в тому, що дорога, по якій рухається транспортний засіб, має складну топологію у вертикальній і горизонтальній площинах, невизначеність швидкісного режиму а також фактори, що розглянуті раніше.

Розглянемо шлях, по якому рухається транспортний засіб, у вигляді n відрізків. Кожен i -й відрізок має свої геометричні параметри і характеристики тахограм, що представлені на рис.7.8 і табл.7.5.

Для i -го відрізка вгору можемо записати тотожність

$$L_U^i = L_{U(a)}^i + L_{U(s)}^i + L_{U(b)}^i. \quad (7.31)$$

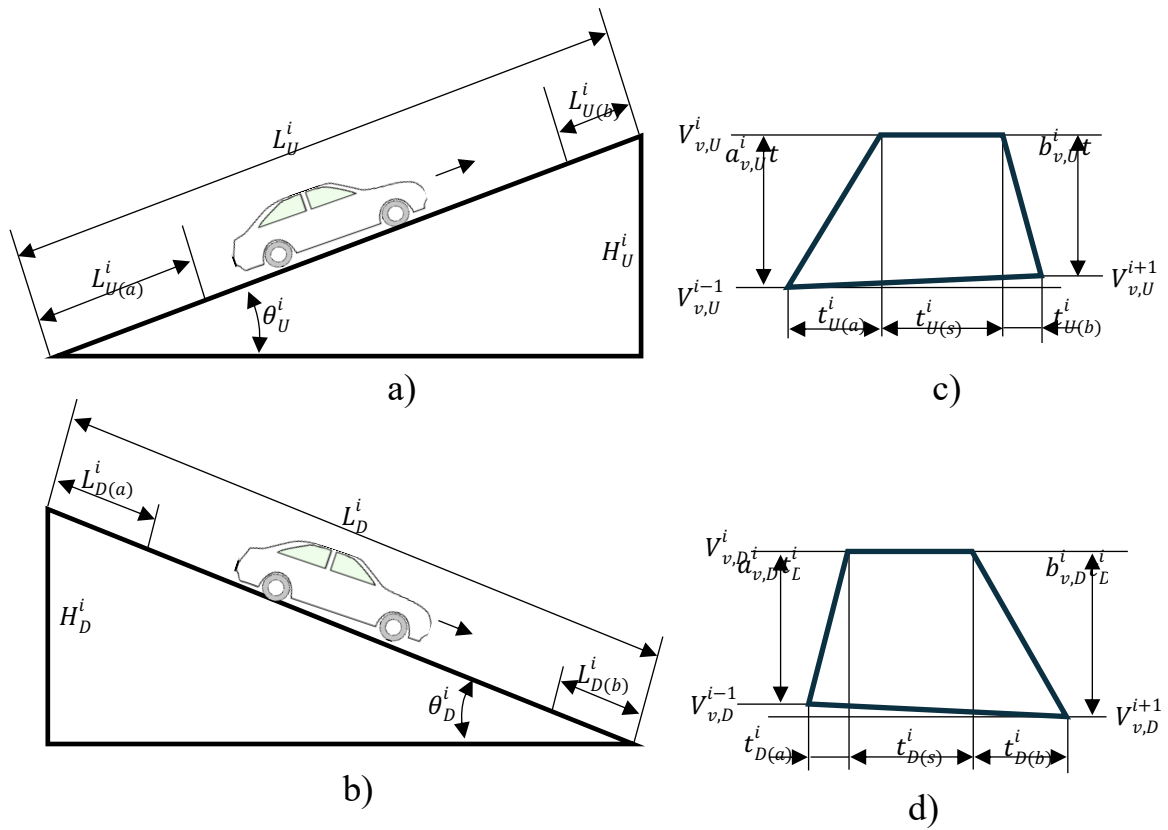


Рис. 7.8. Відрізки шляху транспортного засобу

Таблиця 7.5

Геометричні параметри і характеристики тахограм i -го відрізка

θ_U^i	Кут нахилу вгору	θ_D^i	Кут нахилу вниз
L_U^i	Довжина відрізка вгору	L_D^i	Довжина відрізка вниз
H_U^i	Висота відрізка вгору	H_D^i	Висота відрізка вниз
$L_{U(a)}^i$	Довжина прискорення вгору	$L_{D(a)}^i$	Довжина прискорення вниз
$L_{U(b)}^i$	Довжина гальмування вгору	$L_{D(b)}^i$	Довжина гальмування вниз
$L_{U(s)}^i$	Довжина з постійною швидкістю вгору	$L_{D(s)}^i$	Довжина з постійною швидкістю вниз
$V_{v,U}^{i-1}$	Швидкість початкова вгору	$V_{v,D}^{i-1}$	Швидкість початкова вниз
$V_{v,U}^i$	Швидкість стала вгору	$V_{v,D}^i$	Швидкість стала вниз
$V_{v,U}^{i+1}$	Швидкість кінцева вгору	$V_{v,D}^{i+1}$	Швидкість кінцева вниз
$a_{v,U}^i$	Прискорення вгору	$a_{v,D}^i$	Прискорення вниз
$b_{v,U}^i$	Гальмування вгору	$b_{v,D}^i$	Гальмування вниз
$t_{U(a)}^i$	Час прискорення вгору	$t_{D(a)}^i$	Час прискорення вниз
$t_{U(s)}^i$	Час сталого руху вгору	$t_{D(s)}^i$	Час сталого руху вниз
$t_{U(b)}^i$	Час гальмування вгору	$t_{D(b)}^i$	Час гальмування вниз

Відповідно до рівняння (7.1) отримуємо для цього відрізка

$$F_{t,U(a)}^i = F_{pl,U}^i + F_{w,U(a)}^i + F_{r,U}^i + m_v a_{v,U}^i, \quad (7.32)$$

$$F_{t,U(s)}^i = F_{pl,U}^i + F_{w,U(s)}^i + F_{r,U}^i, \quad (7.33)$$

$$F_{t,U(b)}^i = F_{pl,U}^i + F_{w,U(b)}^i + F_{r,U}^i - m_v b_{v,U}^i. \quad (7.34)$$

Робота цих сил дорівнює

$$A_U^i = F_{t,U(a)}^i L_{U(a)}^i + F_{t,U(s)}^i L_{U(s)}^i + F_{t,U(b)}^i L_{U(b)}^i. \quad (7.35)$$

Відрізки шляху з прискоренням і гальмуванням знаходяться як рух з середньою швидкістю на цьому відрізку. Тому

$$L_{U(a)}^i = 0,5 t_{U(a)}^i (V_{v,U}^{i-1} + V_{v,U}^i), \quad (7.36)$$

$$L_{U(b)}^i = 0,5 t_{U(b)}^i (V_{v,U}^i + V_{v,U}^{i+1}), \quad (7.37)$$

$$L_{U(s)}^i = V_{v,U}^i t_{U(s)}^i. \quad (7.38)$$

Прискорення і гальмування, а також час руху з постійною швидкістю знаходимо наступним чином (див. табл.7.5)

$$a_{v,U}^i = \frac{V_{v,U}^i - V_{v,U}^{i-1}}{t_{U(a)}^i}, \quad (7.39)$$

$$b_{v,U}^i = \frac{V_{v,U}^i - V_{v,U}^{i+1}}{t_{U(b)}^i}, \quad (7.40)$$

$$t_{U(s)}^i = \frac{L_U^i - L_{U(a)}^i - L_{U(b)}^i}{V_{v,U}^i}. \quad (7.41)$$

Виходячи з формул (7.9), (7.12), (7.13) отримуємо для відрізка вгору

$$F_{pl,U}^i = P_v \sin(\theta_U^i), \quad (7.42)$$

$$F_{r,U}^i = P_v f_r (\cos \theta_U^i)^2, \quad (7.43)$$

$$F_{w,U(a)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,U(a)}^{i,med} + V_w)^2, \quad (7.44)$$

$$F_{w,U(s)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,U}^i + V_w)^2, \quad (7.45)$$

$$F_{w,U(b)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,U(b)}^{i,med} + V_w)^2, \quad (7.46)$$

де $V_{v,U(a)}^{i,med} = 0,5(V_{v,U}^i + V_{v,U}^{i-1})$; $V_{v,U(b)}^{i,med} = 0,5(V_{v,U}^i + V_{v,U}^{i+1})$.

Аналогічно отримуємо для руху вниз

$$F_{t,D(a)}^i = F_{pl,D}^i + F_{w,D(a)}^i + F_{r,D}^i + m_v a_{v,D}^i, \quad (7.47)$$

$$F_{t,D(s)}^i = F_{pl,D}^i + F_{w,D(s)}^i + F_{r,D}^i, \quad (7.48)$$

$$F_{t,D(b)}^i = F_{pl,D}^i + F_{w,D(b)}^i + F_{r,D}^i - m_v b_{v,D}^i. \quad (7.49)$$

$$A_D^i = F_{t,D(a)}^i L_{D(a)}^i + F_{t,D(s)}^i L_{D(s)}^i + F_{t,D(b)}^i L_{D(b)}^i. \quad (7.50)$$

$$L_{D(a)}^i = 0,5 t_{D(a)}^i (V_{v,D}^{i-1} + V_{v,D}^i), \quad (7.51)$$

$$L_{D(b)}^i = 0,5 t_{D(b)}^i (V_{v,D}^i + V_{v,D}^{i+1}), \quad (7.52)$$

$$L_{D(s)}^i = V_{v,D}^i t_{D(s)}^i. \quad (7.53)$$

$$a_{v,D}^i = \frac{V_{v,D}^i - V_{v,D}^{i-1}}{t_{D(a)}^i}, \quad (7.54)$$

$$b_{v,D}^i = \frac{V_{v,D}^i - V_{v,D}^i}{t_{D(b)}^i}, \quad (7.55)$$

$$t_{D(s)}^i = \frac{L_D^i - L_{D(a)}^i - L_{D(b)}^i}{V_{v,D}^i}. \quad (7.56)$$

$$F_{pl,D}^i = P_v \sin(\theta_D^i), \quad (7.57)$$

$$F_{r,D}^i = P_v f_r (\cos \theta_D^i)^2, \quad (7.58)$$

$$F_{w,D(a)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,D(a)}^{i,med} + V_w)^2, \quad (7.59)$$

$$F_{w,D(s)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,D}^i + V_w)^2, \quad (7.60)$$

$$F_{w,D(b)}^i = 0,5 \rho S_{ve} C_d (V_{v,D(b)}^{i,med} + V_w)^2, \quad (7.61)$$

де $V_{v,D(a)}^{i,med} = 0,5(V_{v,D}^i + V_{v,D}^{i-1})$; $V_{v,D(b)}^{i,med} = 0,5(V_{v,D}^i + V_{v,D}^{i+1})$.

Переведемо абсолютні величини у відносні для зручності використання при розрахунках механічної роботи різних типів транспортних засобів. Для цього використаємо наступні відносні одиниці

$$q_{v,U}^i = \frac{A_v^i}{P_v L_v}; \alpha_{v,U}^i = \frac{a_{v,U}^i}{g}; \beta_{v,U}^i = \frac{b_{v,U}^i}{g}; l_U^i = \frac{L_U^i}{L_v}; l_{U(a)}^i = \frac{L_{U(a)}^i}{L_v}; l_{U(b)}^i = \frac{L_{U(b)}^i}{L_v};$$

$$l_{U(s)}^i = \frac{L_{U(s)}^i}{L_v}; h_U^i = \frac{H_U^i}{L_v}; q_{v,D}^i = \frac{A_v^i}{P_v L_v}; \alpha_{v,D}^i = \frac{a_{v,D}^i}{g}; \beta_{v,D}^i = \frac{b_{v,D}^i}{g}; l_D^i = \frac{L_D^i}{L_v}; l_{D(a)}^i = \frac{L_{D(a)}^i}{L_v};$$

$$l_{D(b)}^i = \frac{L_{D(b)}^i}{L_v}; l_{D(s)}^i = \frac{L_{D(s)}^i}{L_v}; h_D^i = \frac{H_D^i}{L_v}; v_{v,U}^i = V_{v,U}^i / V_v^{base}; v_{v,D}^i = V_{v,D}^i / V_v^{base}.$$

За базові величини прийнемо наступні: $V_v^{base} = \sqrt{g L_v}$; L_v – довжина шляху, яку має подолати транспортний засіб, м; $P_v = m_v g$ – сила ваги транспортного засобу, Н.

Виходячи з отриманих вище рівнянь і прийнятих базових величин отримуємо рівняння для питомої енергії, що витрачається на рух транспортного засобу вгору $q_{v,U}^i$ або вниз $q_{v,D}^i$ на i -му відрізку

$$q_{v,U}^i = \sin(\theta_i) + l_U^i f_r \cos(\theta_i)^2 + k_{w,U(s)}^i l_{U(s)}^i + (k_{w,U(a)}^i + \alpha_{v,U}^i) l_{U(a)}^i + (k_{w,U(b)}^i - \beta_{v,U}^i) l_{U(b)}^i, \quad (7.62)$$

$$q_{v,D}^i = -\sin(\theta_i) + f_r l_D^i \cos(\theta_i)^2 + k_{w,D(s)}^i l_{D(s)}^i + (k_{w,D(a)}^i + \alpha_{v,D}^i) l_{D(a)}^i + (k_{w,D(b)}^i - \beta_{v,D}^i) l_{D(b)}^i, \quad (7.63)$$

де $k_{w,U(s)} = k(v_{v,U}^i + v_w)^2$; $k_{w,U(a)} = k[0,5(v_{v,U}^{i-1} + v_{v,U}^i) + v_w]^2$;
 $k_{w,U(b)} = k[0,5(v_{v,U}^i + v_{v,D}^{i+1}) + v_w]^2$; $k_{w,D(s)}^i = k(v_{v,D}^i + v_w)^2$;
 $k_{w,D(a)}^i = k(0,5(v_{v,D}^i + v_{v,D}^{i-1}) + v_w)^2$; $k_{w,D(b)}^i = k(0,5(v_{v,D}^i + v_{v,D}^{i+1}) + v_w)^2$;
 $k = 0,5\rho S_{ve} C_d L_v / m_v$; $\sin(\theta_{U/D}^i) = h_{U/D}^i / l_{U/D}^i$; $(\cos \theta_{U/D}^i)^2 = 1 - \left(\frac{h_{U/D}^i}{l_{U/D}^i}\right)^2$;
 $l_{U/D}^i = l_{U/D(a)}^i + l_{U/D(s)}^i + l_{U/D(b)}^i$.

Оскільки у загальному випадку топологія маршруту транспортного засобу у вертикальній площині носить складний характер підйомів і спусків, то загальна питома енергія на рух по цьому маршруту може бути розрахована за допомогою формул (7.62) і (7.63) як сума складових питомої енергії на усіх n відрізках

$$q_v = \sum_{i=1}^{nU} q_{v,U}^i + \sum_{i=1}^{nD} q_{v,D}^i =$$

$$= \sum_{i=1}^{nU} \left[h_U^i + l_U^i f_r \left(1 - \left(\frac{h_U^i}{l_U^i} \right)^2 \right) + k_{w,U(s)}^i l_{U(s)}^i + (k_{w,U(a)}^i + \alpha_{v,U}^i) l_{U(a)}^i + (k_{w,U(b)}^i - \beta_{v,U}^i) l_{U(b)}^i \right] + \sum_{i=1}^{nD} \left[-h_D^i + l_D^i f_r \left(1 - \left(\frac{h_D^i}{l_D^i} \right)^2 \right) + k_{w,D(s)}^i l_{D(s)}^i + (k_{w,D(a)}^i + \alpha_{v,D}^i) l_{D(a)}^i + (k_{w,D(b)}^i - \beta_{v,D}^i) l_{D(b)}^i \right], \quad (7.64)$$

де $n = nU + nD$.

Доцільно рівняння (7.64) виразити наступним чином

$$q_v = q_h + q_r + q_{dyn}, \quad (7.65)$$

$$q_h = \Delta h, \quad (7.66)$$

$$q_r = f_r - \Delta q_r, \quad (7.67)$$

$$\Delta q_r = \sum_{i=1}^{nU} \left(\frac{h_U^i}{l_U^i} \right)^2 + \sum_{i=1}^{nD} \left(\frac{h_D^i}{l_D^i} \right)^2, \quad (7.68)$$

$$q_{dyn} = \sum_{i=1}^{nU} \left[k_{w,U(s)}^i l_{U(s)}^i + (k_{w,U(a)}^i + \alpha_{v,U}^i) l_{U(a)}^i + (k_{w,U(b)}^i - \beta_{v,U}^i) l_{U(b)}^i \right] + \sum_{i=1}^{nD} \left[k_{w,D(s)}^i l_{D(s)}^i + (k_{w,D(a)}^i + \alpha_{v,D}^i) l_{D(a)}^i + (k_{w,D(b)}^i - \beta_{v,D}^i) l_{D(b)}^i \right]. \quad (7.69)$$

Складова рівняння (7.65) Δh дає нам витрати питомої енергії на перепад висот між початковою і кінцевою точкою маршруту. Величина f_r є складовою питомої енергії, що йде на подолання сил опору коченню колеса на горизонтальній поверхні. Складова Δq_r є рівнем питомої енергії, на яку зменшується енергія що йде на подолання сил опору коченню колеса q_r по дорозі з нахилом. Складова q_{dyn} представляє собою питому енергію, що йде на динаміку руху, яка залежить від манери водіння транспортного засобу, інфраструктури дороги (наявність перехресть, світлофорів, пішохідних переходів тощо). При цьому, частина питомої енергії q_{dyn} , що пов'язана із гальмуванням, може піти на рекуперацію електричної енергії для підзарядження батареї. До неї може додатися складова Δh , якщо вона менше нуля.

$$q_{reg} = \Delta h + \sum_{i=1}^{nU} [\beta_{v,U}^i l_{U(b)}^i] + \sum_{i=1}^{nD} [\beta_{v,D}^i l_{D(b)}^i], (\Delta h < 0). \quad (7.70)$$

Визначена формулою (7.70) питома енергія є максимально доступною до використання у електричному транспортному засобі. Степінь використання енергії рекуперації залежить від встановленого режиму рекуперації в системі керування електричним транспортним засобом.

7.7. Коефіцієнт корисної дії

Визначена у попередньому параграфі механічна енергія руху є корисною енергією, що надходить з батареї. Однак складна система конвертації електричної енергії від батареї у механічну призводить до певних втрат у цій системі. Розглянемо цей процес більш детально. У режимі двигуна система конвертації енергії представлена на рис.7.9.

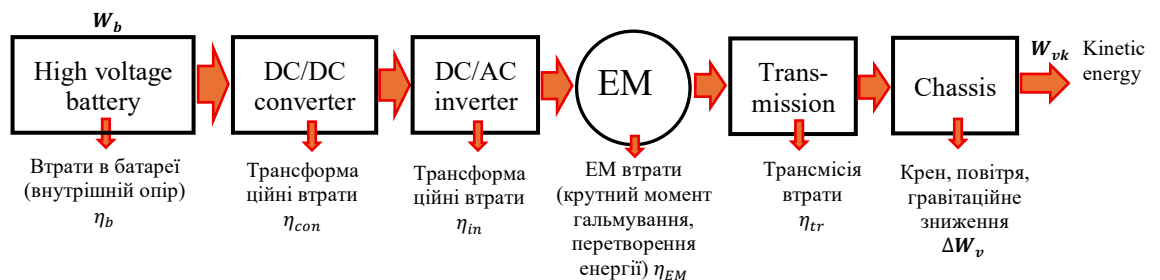


Рис. 7.9. Конвертація енергії в електромобілі в режимі двигуна

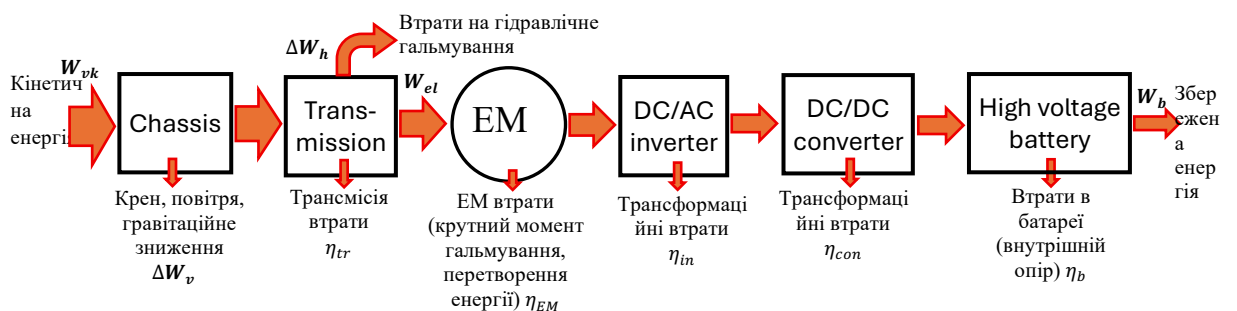


Рис.7.10. Конвертація енергії в електромобілі в режимі генерації

8. ЕНЕРГЕТИЧНИЙ МЕНЕДЖМЕНТ І ОПТИМІЗАЦІЯ

8.1. Загальні питання

На відміну від звичайних транспортних засобів, гібридні та електричні транспортні засоби є більш ефективними пристроями з точки зору використання енергії, головним чином завдяки трьом причинам.

По-перше, середній коефіцієнт корисної дії «від бака до коліс» (тобто коефіцієнт перетворення хімічної енергії в механічну) є вищим. Тобто, навіть у випадку HEV, де використовується двигун внутрішнього згорання (Internal Combustion Engine - ICE), використання електроенергії із системи накопичення енергії (Energy Storage System – ESS) призводить до збільшення загального середнього коефіцієнта корисної дії завдяки високому коефіцієнту корисної дії джерела електричної енергії.

Другою причиною є рекуперативне гальмування. Зарядка ESS під час процесу гальмування відкриває можливість рециркуляції механічної енергії, яка втрачається у звичайних транспортних засобах, що ще більше підвищує коефіцієнт корисної дії транспортного засобу.

Нарешті, третьою причиною є контрольований розподіл потужності між джерелами енергії у гібридах. Шляхом керування таким розподілом потужності можна прийняти рішення про те, скільки палива споживається. Чим частіше використовується батарея, тим ефективніша робота транспортного засобу та тим менше втрачається енергії.

Таким чином, виникає питання розробки стратегії і системи керування енергією (Energy Management System - EMS). Більшість існуючих EMS по суті зосереджена на зменшенні споживання палива. Актуальність цієї теми особливо важлива на етапі експлуатації транспортного засобу, оскільки будь-яка економія палива або зниження експлуатаційних витрат, пов'язаних із постачанням палива, головним чином забезпечується рішенням щодо розподілу потужності. Тобто, враховуючи технічні характеристики транспортного засобу (геометричну конструкцію, опір повітря, тертя шин тощо), ми задаємося питанням, чи є хорошим рішенням щодо розподілу потужності для даного циклу руху.

EMS можна розділити на 1) оптимізовані та 2) евристичні або засновані на правилах.

Перевагою стратегій, заснованих на оптимізації, є те, що їхнє рішення можна назвати «мінімальним» (тобто витрата палива мінімальна). Крім того, вони мають теоретичну підтримку формальних результатів, що дозволяє їх застосування в різних транспортних засобах; однак, вони мають недолік: рішення може бути складним і може вимагати занадто багато обчислювальних ресурсів для застосувань у реальному часі. Залежно від формулювання задачі, оптимізацію можна виконувати лише з урахуванням миттєвого попиту на потужність (тобто знання майбутнього попиту не потрібне) або вона може бути оптимальною для всієї траєкторії руху транспортного засобу. Розв'язання

задачі оптимізації для всієї траєкторії руху транспортного засобу вимагає знання циклу руху і вирахування стану заряду (SOC).

Евристичні підходи використовують досвід або апріорні знання проектувальника. Загалом, вони підходять до застосування в реальному часі, оскільки їхня складність зазвичай пов'язана з етапом проектування стратегії, а не з їхньою роботою. Ця класифікація належить до тих, що базуються на нечіткій логіці [59–61], нейронних мережах (NN) [62,63] та частоті (тобто на частоті потреби в потужності) [64–66]. Більшість з них вимагають кусково-безперервного опису розподілу потужності, що залежить від досвіду проектувальника або критерію перемикавання режимів. Багато досліджень, проведених на цю тему, зосереджені на наданні доказів функціонування, а також на теоретичному обґрунтуванні критеріїв проектування.

Після того, як прийнято рішення про те, яке джерело енергії буде використовуватися та в якій пропорції, наступним кроком є забезпечення належного розподілу потужності. Для цього використовуються електронні блоки керування (electronic control units – ECU). В автомобільній промисловості ECU – це загальний термін для позначення керуючих та моніторингових пристроїв. Загалом, ECU повинен отримувати електричні сигнали від різних датчиків, які вимірюють стан ICE/мотору/акумулятора тощо. З цих сигналів контролер генерує електричні сигнали до виконавчих механізмів, які визначають подачу палива та електричну потужність, що видається системою ESS. Наприклад, для ESS на основі батареї (Battery) та суперконденсатора (Ultracapacitor) можлива система двоконтурного керування (рис.8.1).

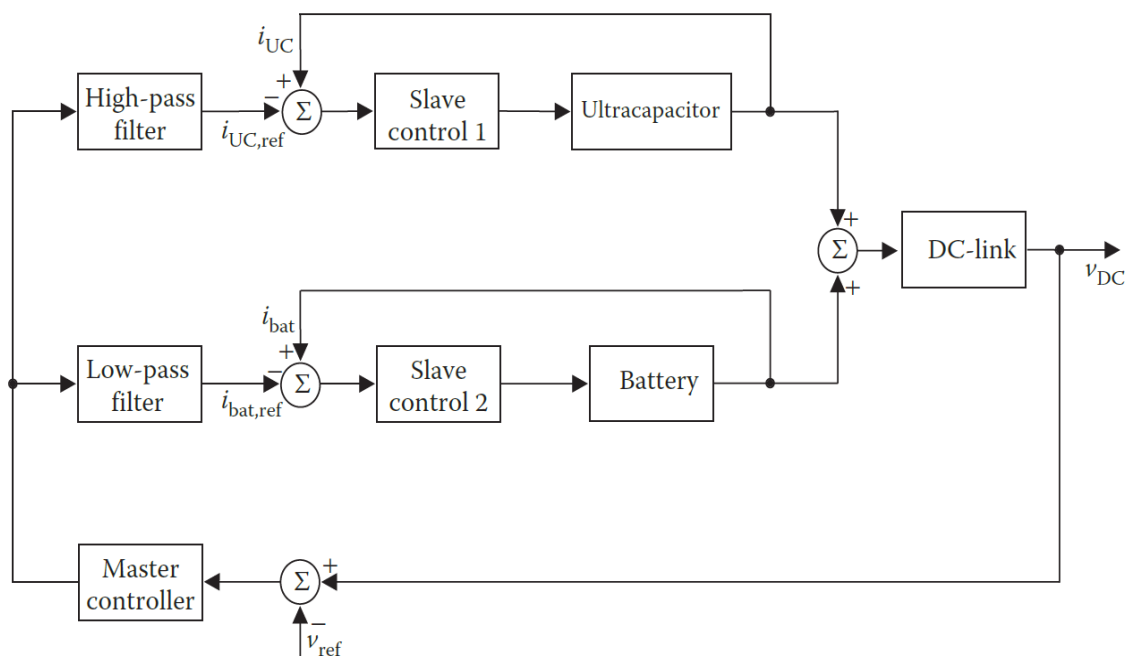


Рис. 8.1. Система двоконтурного керування ESS [1]

Головний регулятор напруги (Master controller) отримує сигнал керування напругою ESS \bar{v}_{ref} та сигнал зворотного зв'язку по напрузі кола постійного струму інвертора мотора v_{DC} і формує сигнал керування для підпорядкованих контурів струму з регуляторами Slave control 1 і Slave control 2. Перед тим сигнал керування проходить через фільтри високих і низьких частот. Вони призначені для формування темпу наростання відповідних струмів. Для суперконденсатора швидкість зростання струму може бути значно вище, ніж для батареї. Таким чином формується пріоритет використання суперконденсатора над батареєю.

Результуюча напруга v_{DC} формується через результуючу потужність у вигляді тотожності

$$v_{DC}i_{DC} = v_{bat}i_{bat} + v_{UC}i_{UC}. \quad (8.1)$$

Для цього необхідно мати дані з датчиків i_{DC} , i_{bat} , i_{UC} , v_{bat} , v_{UC} .

8.2. Рекуперація енергії

Головною відмінністю EV від транспортного засобу з двигуном внутрішнього згоряння є наявність режиму *рекуперативного гальмування*. У цьому режимі електрична машина працює в режимі генератора, що перетворює кінетичну енергію руху EV в електричну, повертаючи її у електричну батарею (рис.8.2). Це допомагає збільшити запас ходу електромобіля на одному заряді та зменшити знос гальм за рахунок створення додаткового гальмівного моменту.

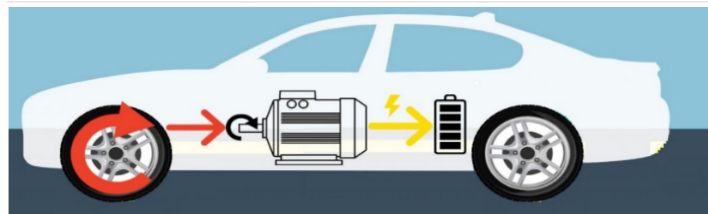


Рис.8.2. Рекуперація енергії

Перехід електричної машини з режиму двигуна у режим генератора стає можливим через різну швидкість електромагнітних і електромеханічних перехідних процесів. Електромагнітні перехідні процеси відбуваються у електричній машині при зміні параметрів режиму електричного живлення. Наприклад, для машини постійного струму це є зміна рівня напруги на якорі та/або обмотці збудження; для асинхронної і синхронної машини – зміна амплітуди і частоти напруги живлення фаз статора. Такий перехідний процес триває долі секунди в залежності від параметрів обмоток і силової частини кола живлення. Водночас, електромеханічні перехідні процеси пов'язані із механічною інерцією рухливих частин електропривода і пов'язаних з ним мас – безпосередньо самого електромобіля. Такий процес має на порядок більшу тривалість, впродовж якої електромеханічні процеси закінчуються. Тому

можна стверджувати, що електромагнітні процеси зміни напруги і струму завершуються без зміни кутової швидкості електричної машини.

Електромеханічний перехідний процес моделюється механічними характеристиками електричної машини, кожна з яких відповідає певним параметрам режиму електричного живлення. Тому зміна параметрів режиму призводить до зміни механічної характеристики. Перехід електричної машини на іншу характеристику відбувається при незмінній кутовій швидкості електричної машини (рис.8.3).

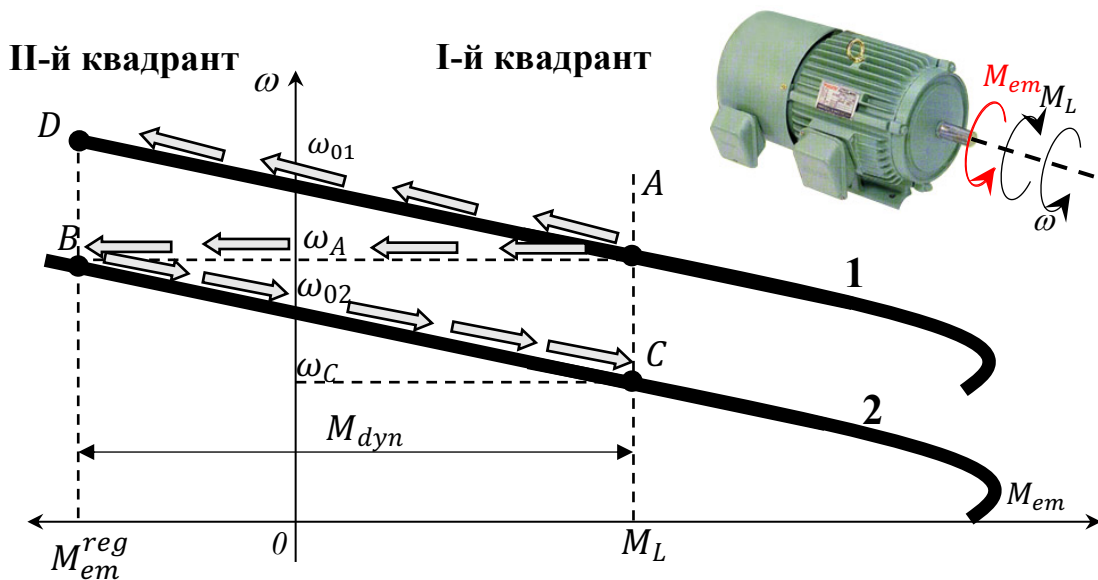


Рис. 8.3. Перехід електричної машини у режим рекуперація енергії

На рис.8.3 показано дві механічні характеристики, які представляють собою геометричні сукупності усталених режимів роботи асинхронної машини. Різниця у механічних характеристиках полягає у різниці частот напруги живлення статорних обмоток. У даному випадку частота напруги живлення для характеристики "2" є меншою за частоту напруги живлення для характеристики "1". Тому кутова частота холостого ходу ω_{02} відповідає нерівності $\omega_{02} < \omega_{01}$.

Електрична машина працює у режимі двигуна в усталеному режимі $M_{em} = M_L$ (точка "A", рис.8.13). При цьому відбувається компенсація усіх сил опору руху транспортного засобу, а також реалізується певний динамічний режим розгону. У випадку, коли необхідно виконати гальмування саме електромеханічними засобами, то створюються умови переходу електричної машини в режим електрогенератора для забезпечення динамічного моменту гальмування M_{dyn} із заданим темпом $d\omega/dt < 0$. Цією умовою є створення нової механічної характеристики "2" шляхом зниження кутової частоти напруги живлення з ω_{01} до ω_{02} з тим, щоб при кутовій швидкості електричної машини ω_A момент на її валу був $M_{em}^{reg} < 0$, тобто

$$M_{em}^{reg} = M_L - M_{dyn}, \quad (8.2)$$

де $M_{dyn} = J(d\omega/dt)$, J – загальний момент інерції рухливих частин транспортного засобу, прив'язаних до валу електричної машини і його самого.

У даному випадку момент опору руху M_L стає частиною загального гальмівного динамічного моменту M_{dyn} .

В результаті зміни механічних характеристик з "1" на "2" відбувається перехід електричної машини в точку "B" (ω_A, M_{em}^{reg}) – режим рекуперації з подальшим уповільненням по характеристиці "2" до точки "C" – нового усталеного режиму руху уже із зменшеною швидкістю ω_C . При цьому динамічний момент M_{dyn} буде увесь час зменшуватися через зміну електромагнітного моменту електричної машини M_{em} . Тобто, одноразова зміна механічної характеристики дозволяє гальмувати, але при цьому темп гальмування буде увесь час зменшуватися від $(\omega_A - \omega_C)/\Delta t$ до нуля. Для забезпечення постійного темпу гальмування (трапеціодальна тахограма швидкості) необхідно реалізовувати режим зміни частоти від задавача інтенсивності (рис.8.4).

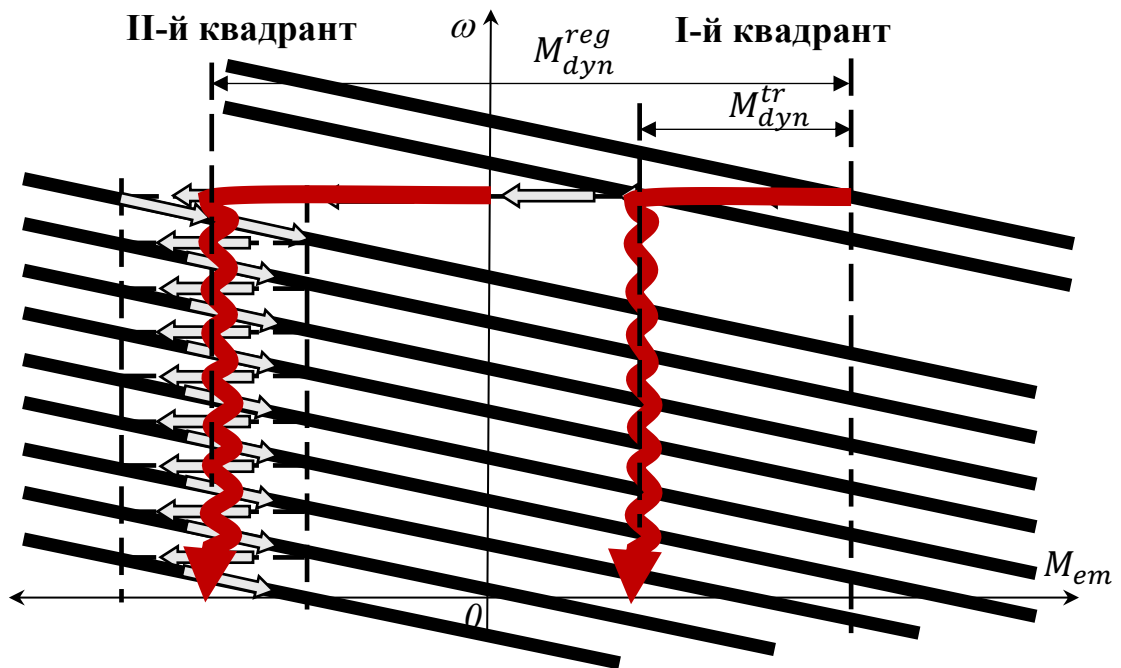


Рис.8.4. Режим гальмування у першому і другому квадранті

Період, коли електрична машина перебуває у II-му квадранті механічних характеристик, вона працює у генераторному режимі з динамічним моментом M_{dyn}^{reg} і здатна віддавати електричну енергію у ESS. У іншому випадку (рис.8.4, траєкторія у I-му квадранті) гальмування відбуває у режимі двигуна з динамічним моментом M_{dyn}^{tr} . Значення динамічного моменту M_{dyn}^{reg} визначає рівень струму рекуперації, яким буде заряджатися батарея.

Іншим варіантом створення режиму рекуперації є режим розгону електричної машини до кутової швидкості, що є вищою за кутову швидкість холостого ходу ω_{01} (рис.8.3). Такий режим рекуперативного гальмування

можливий при спуску транспортного засобу з гори, коли момент сили зкочування є достатнім для подолання моменту електричної машини в режимі двигуна. У цьому режимі регулювання рівня рекуперації також забезпечується обмеженням величини динамічного моменту.

Для інших типів електричних машин режим рекуперації відбувається аналогічно.

8.3. Стратегія гальмування

Під час фази гальмування транспортного засобу електрична машина діє як генератор, перетворюючи кінетичну енергію транспортного засобу в електричну енергію та накопичуючи її у бортовому накопичувачі (зазвичай вдосконалені батареї, такі як NiMH та літій-іонні батареї, суперконденсатор і маховик). система), і ця енергія може бути використана для подальшого прискорення або керування транспортним засобом. Ефективність рекуперативного гальмування електричної трансмісії змінюватиметься залежно від наявності місця зберігання та здатності електричної машини працювати з потужністю/крутним моментом. Крім того, деякі вимоги до гальмівної потужності (під час сильного гальмування) можуть не витримуватись лише бортовою електричною силовою системою. Тому фрикційна гальмівна система також повинна допомагати електричній гальмівній системі для досягнення такої мети гальмування. Процес використання подвійної гальмівної системи для гальмування називається змішуванням гальм.

Під час використання системи рекуперативного гальмування застосовуються різноманітні стратегії поєднання рекуперативного гальмівного моменту та моменту фрикційних (механічних) гальм EV. Проте в залежності від стратегії гальмування лише певний відсоток енергії рекуперації може бути повернений у батарею. Це залежить від:

- особливостей будови та хімічним складом акумуляторної батареї, що обмежує швидкість заряджання;
- ККД системи рекуперації та її конструкційних обмежень;
- рівнем заряду батареї на момент здійснення рекуперації;
- погодних та температурних умов.

У Розділі 7 було встановлено, що максимальна сила тяги у відносних одиницях f_t відповідає умовам

$$f_t = \pm \sin(\theta) + f_r \cos(\theta)^2 + f_w + \alpha_v |\beta_v| \leq \mu_{f/r} \cos(\theta), \quad (8.3)$$

де $\mu_{f/r}$ – коефіцієнт тертя колес переднього (заднього мосту) об поверхню дороги; θ – кут нахилу дороги; f_r – коефіцієнт опору руху; f_w – аеродинамічна сила опору; $\alpha_v |\beta_v| = (a_v |b_v|) / g$ – відносне прискорення (гальмування).

Для горизонтальної поверхні ($\theta = 0$)

$$f_t = f_r + f_w + \alpha_v \beta_v \leq \mu_{f/r}. \quad (8.4)$$

Тобто згідно з формулою (8.4) у разі уповільнення (гальмування) транспортного засобу максимальне значення відносної сили уповільнення є меншою за коефіцієнт зчеплення шини з землею $\mu_{f/r}$, а рівень гальмування β_v дорівнюватиме

$$\beta_v \leq \mu_{f/r} - f_r + f_w. \quad (8.5)$$

Таким чином, гальмівна система максимально повинна забезпечувати саме такий рівень гальмування. Оскільки якість поверхні зчеплення колес з дорогою суттєво різниться, то і рівень гальмування у абсолютних величинах коливається у широких межах

$$b_v = \beta_v g = (0,1 \dots 0,7)g. \quad (8.6)$$

В залежності від значень b_v використовується *послідовне* чи *змішане (паралельне) гальмування*.

При послідовному гальмуванні, коли швидкість коліс перевищує порогове значення, а бажане уповільнення транспортного засобу менше необхідного значення ($b_v < 0,1g$, рівень натискання на педаль невеликий), відбувається повне електричне рекуперативне гальмування (рис.8.5, зелена заштрихована зона "1").

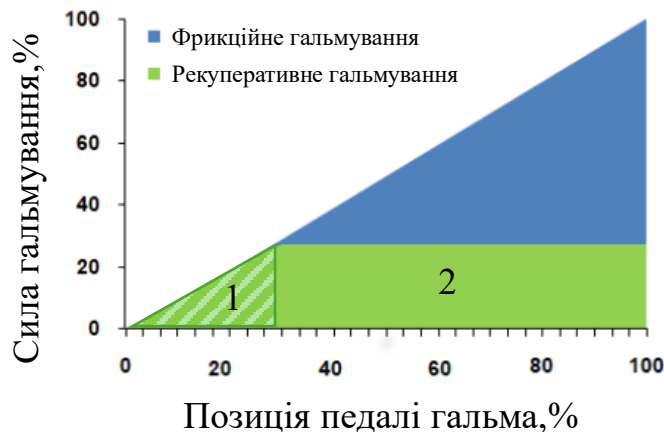


Рис. 8.5. Режим послідовного гальмування

Коли швидкість коліс перевищує порогове значення, а бажане уповільнення транспортного засобу перевищує необхідне значення ($0,1g < b_v < 0,7g$), відбувається комбіноване фрикційне (механічне/гідролічне) та рекуперативне гальмування (рис.8.5, зелена зона "2").

При паралельному гальмуванні, коли швидкість коліс перевищує порогове значення, бажане уповільнення транспортного засобу (рівень натискання на педаль) визначає співвідношення між електричним і фрикційним гальмуванням (рис.8.6).

Коли швидкість коліс перевищує порогове значення, а бажане уповільнення транспортного засобу перевищує необхідне значення $b_v > 0,7g$, відбувається повне механічне гальмування.

Відношення фрикційного гальмівної сили/моменту до загальної гальмівної сили/моменту, якої вимагає водій, називається *коефіцієнт змішування (Blended factor)*.

$$bf = \frac{F_h}{F_h + F_{reg}}, \quad (8.7)$$

де F_h – гідравлічна (фрикційна) сила гальмування; F_{reg} – сила рекуперативного гальмування.

Коефіцієнт змішування bf задається системою керування електричним транспортним засобом. У сучасних електричних транспортних засобах може бути декілька режимів гальмування.

Помірне гальмування. Потреба в гальмівній потужності автомобіля буде значно нижчою, і це може бути забезпечено лише електричною силовою системою, тобто чистим рекуперативним гальмуванням. Прикладом може слугувати рух EV з пологого спуску.

Середнє гальмування. Здатність транспортного засобу до рекуперативного гальмування в основному залежить від частки потужності електричної силової установки в силовому агрегаті.

Сильне гальмування. Необхідно використовувати поєднання фрикційної та рекуперативної систем гальмування. Типовому легковому електромобілю може знадобитися кілька сотень кіловат гальмівної потужності під час сильного гальмування. Для гібридів це неможливо лише з електричною силовою системою (типова номінальна потужність електричної силової установки в пасажирських HEV становить близько 50–60 кВт).

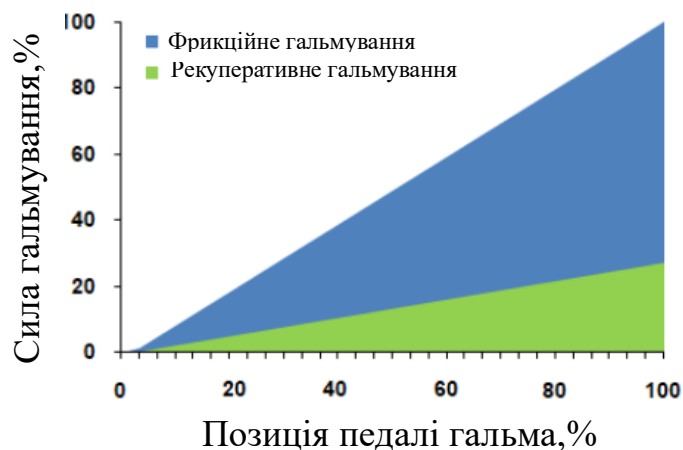


Рис. 8.6. Режим паралельного гальмування

При встановленій позиції педалі гальма для ефективного використання електричного гальмування використовують складний алгоритм зміни співвідношення між фрикційними і електричними силами гальмування у часі.

Якщо прийняти магнітний потік постійним в електромеханічних процесах гальмування, то тоді можна вважати, що момент двигуна $M(t)$ є тотожним струму $I(t)$

$$M(t) \equiv I(t). \quad (8.8)$$

Таким чином, якщо задати співвідношення між силами F_h і F_{reg} у вигляді постійного у часі коефіцієнта змішування bf , то тоді необхідно забезпечувати постійний струм гальмування $I(t) = const$. Система керування електроприводом здатна зробити це практично миттєво порівняно із фрикційною системою гальмування, яка створює гальмування через тертя ковзання. В решті решт виникає незручний для водія інерційний поштовх. Виникає задача вибрати інший закон зміни струму $I(t)$.

При постійному темпі гальмування b_v можемо вважати, що поточна кутова швидкість двигуна $\omega(t)$ при гальмуванні буде зменшуватися від рівня ω_v пропорційно часу t , тобто буде зворотно пропорційна йому.

$$\omega(t) = \omega_v - b_v \cdot t \equiv 1/t. \quad (8.9)$$

Відповідно потужність електричної машини буде змінюватися пропорційно струму і зворотно пропорційно часу

$$P(t) \equiv M(t) \cdot \omega(t) \equiv I(t)/t. \quad (8.10)$$

Якщо забезпечити закон керування електроприводом $P(t) = const$, то тоді струм $I(t)$ і відповідна сила F_{reg} повинні збільшуватися з часом у гіперболічній залежності (рис.8.7).

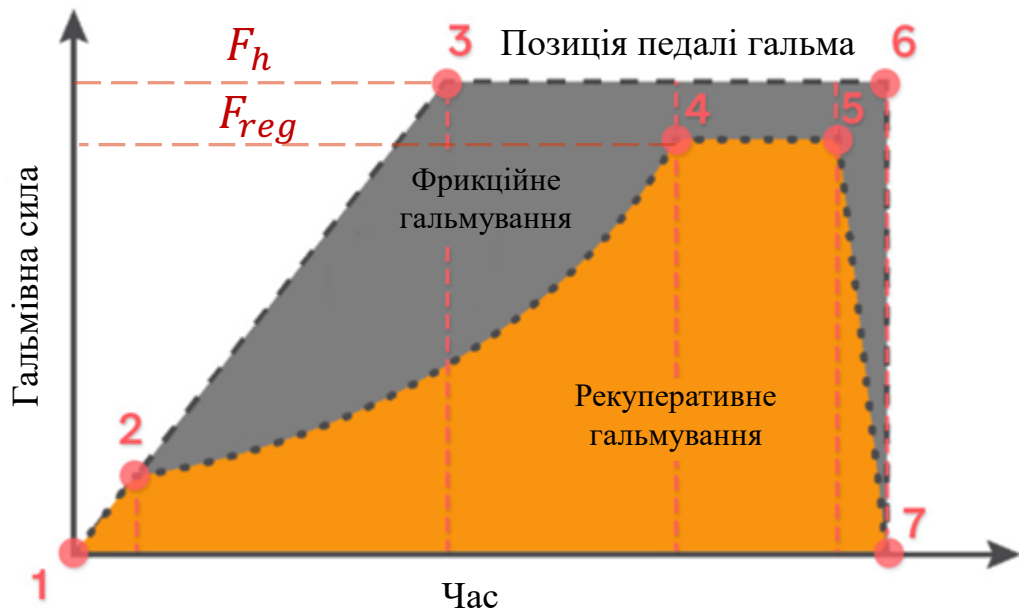


Рис. 8.7. Режим ефективного гальмування

Відповідно до рис.8.7. маємо наступні етапи ефективного гальмування при заданому рівні натискання на педаль гальма:

1-2: сили рекуперативного гальмування (Regenerative Braking Force);

2-3: дія фрикційного гальма (Hydraulic Braking Force);

3-6: задане натискання педалі гальм;

2-4: режим постійної потужності рекуперативного гальмування;

4-5: режим постійного моменту рекуперативного гальмування (на низькій швидкості).

Коли ж EV стоїть на місці або на дуже низькій швидкості (кілька миль/год), краще використовувати фрикційні гальма, щоб утримувати транспортний засіб і силовий агрегат майже на нульовому крутному моменті. Коли педаль гальма відпущена, крутний момент трансмісії збільшиться, щоб досягти стабільної поведінки автомобіля під час повзучого руху.

8.4. Тестові цикли

На сьогоднішній день для оцінки кількості викидів CO_2 у традиційних транспортних засобах з та визначення витрат енергії електромобілем використовуються стандартизовані цикли випробувань. Потреба у вимірюванні кількості шкідливих викидів обумовлена вимогами чинного стандарту Euro 6, що охоплює всі нові автомобілі, які продаються в ЄС з 2021 року. Він встановлює вимоги до кількості викидів CO_2 та твердих частин в атмосферу. Згідно даного стандарту всі нові автомобілі повинні тестуватись за методикою WLTC (Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycles), що замінила процедуру вимірювання NEDC (New European Driving Cycle), яка діяла для стандартів Euro 1 – Euro 5 [67,68]. WLTC також запроваджується для сертифікації транспортних засобів у Японії.

Всесвітні гармонізовані цикли випробувань легкових транспортних засобів – це випробування на динамометричному шасі для визначення викидів та витрати палива легкими транспортними засобами. Випробування були розроблені Робочою групою UN ECE GRPE (Working Party on Pollution and Energy) [2624]. Цикли WLTC є частиною Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures (WLTP), опублікованих як Глобальний технічний регламент UNECE № 15. Хоча аббревіатури WLTP та WLTC іноді використовуються як взаємозамінні, процедури WLTP визначають ряд інших процедур – на додаток до циклів випробувань WLTC – які необхідні для затвердження типу транспортного засобу.

У випадку електричних транспортних засобів, в яких відсутні викиди CO_2 та твердих часток, методика WLTP використовується для оцінки запасу ходу на одному заряді. Енергоефективність при цьому виражається у кВт · год на 100 км або Вт/км.

Перехід від процедури випробувань NEDC на WLTP обумовлена тим, що тахограма руху NEDC розроблена на основі теоретичного профілю водіння, що відображається у певних недоліках:

- невідповідність реальним умовам експлуатації легкових автомобілів;
- невідповідність загальним трендам водіння;
- вузька градація швидкісних режимів.

Вказані недоліки призводять до некоректної оцінки витрат палива або енергії під час руху, а отже і оцінки запасу ходу.

Методика WLTP була розроблена та впроваджена з метою більш точної оцінки споживання енергії та запасу ходу. На відміну від NEDC цикл WLTP був розроблений на основі даних реального водіння з усього світу, з метою більшої відповідності щоденному профілю водіння водіїв.

Процедура WLTC включає в себе декілька циклів, що застосовуються до різних категорій транспортних засобів (ДВЗ, BEV, HEV, PHEV) повною масою до 3500 кг в залежності від співвідношення потужності до спорядженої маси, або маси в робочому стані, максимальної швидкості транспортного засобу та регіону (або країни) експлуатації (Індія, Європа, Японія).

$$PMR = \frac{RP}{C_m}, \quad (8.11)$$

де RP – номінальна потужність, Вт; C_m – споряджена маса, кг.

Є певна розбивка на підкласи, залежно від максимальної швидкості.

У Клас 1 потрапляють автомобілі з PMR менше 22 Вт/кг, Клас 2 – від 22 до 34 Вт/кг, а в Клас 3 – з PMR більше 34 Вт/кг. Розділення на Класи пояснюється необхідністю враховувати особливості автомобільних ринків країн (зокрема, Індії), де частка дешевих і малопотужних засобів пересування є великою. Тому для кожного Класу швидкості, а головне, прискорення при розгонах помітно відрізняються. Для Класу 1 – свій цикл, де максимальне прискорення становить лише 0,76 м/с². Це навіть менше, ніж 0,833 м/с² у європейському циклі NEDC, який відрізняється відверто невисокими розгонами. Для Класу 2 прискорення вже більше – 0,96 м/с². А для Класу 3 максимальний розгін складе вже 1,67 м/с².

За великим рахунком лише Клас 3 та його підклас для автомобілів з максимальною швидкістю понад 120 км/год є цікавим. Отже, говорячи про WLTP і WLTC, надалі ми матимемо на увазі цикли тільки для цього класу та підкласу.

Для розрахунку реального пробігу EV важливо враховувати всі фактори, що впливають на енергоспоживання під час руху:

- температура навколишнього середовища;
- сила вітру;
- топологія маршруту;
- довжина маршруту;
- дорожня інфраструктура;
- маса корисного навантаження;
- манера керування водія;

- енергоспоживання внутрішніх систем.

Деякі виробники EV мають власні системи, що розраховують відсоток заряду акумуляторної батареї на момент прибуття в бажану точку. Зокрема компанія Tesla враховує наступні фактори [69]:

- швидкість та напрямок вітру;
- висота над рівнем моря (топология);
- швидкість руху;
- середнє прискорення/сповільнення;
- температура навколишнього середовища;
- вологість та тиск;
- сонячне навантаження та хмарність (Solar load & cloud cover);
- початковий рівень заряду батареї (у відсотках);
- початкова температура батареї;
- повна маса автомобіля;
- опір коченню;
- коефіцієнт аеродинамічного опору;
- споживання HVAC (Heating, Ventilation & Air Conditioning);
- питоме енергоспоживання автомобіля (Vehicle-specific energy consumption (bike rack or similar));
- попередня підготовка батареї (Battery preconditioning).

Кожен з факторів становить певний відсоток витрат від загальної картини. Для підвищення запасу ходу необхідно враховувати найбільш вагомі фактори, які піддаються системному аналізу. В статті [70] проведено дослідження літератури щодо факторів, що впливають на енергоспоживання автомобіля. На рис.8.8 представлено частки енерговитрат у загальному об'ємі енергоспоживання автомобіля.

У будь-якому випадку використання WLTC процедур дозволяє порівнювати енерговитрати різних типів автомобілів.

Випробування за стандартизованими циклами WLTC проводяться за допомогою випробувальних стендів у сертифікованих лабораторіях. Основою таких стендів є тестова платформа з динамометром, на валках якої розміщується тестовий автомобіль. Динамометр дозволяє проводити вимірювання обертового моменту та потужності, який генерує силовий агрегат транспортного засобу, проводити дослідження під навантаженням та вивчати динаміку. Умови таких лабораторій дозволяють змінювати температурний режим приміщення, освітлення (імітуючи денне світло) та змінювати інтенсивність лобового потоку повітря. При цьому установка, що генерує повітряний потік, використовується з метою охолодження радіатора, у випадку використання транспортного засобу з ДВЗ, та циркулює повітря всередині приміщення.

Під час випробувань для досліджуваного EV задається певна тахограма швидкості, яка обумовлена обраним циклом випробування. На рис.8.8

зображено тахограму руху за методикою WLTP – цикли WLTC Class 3b. Параметри режиму руху по циклах представлено у табл. 8.1.


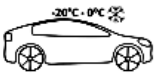
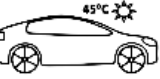







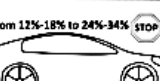
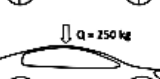

Type of factor	Value of factor	Energy consumption	
Negative temperatures	 -7°C ❄️	~6% - 14%	↑
	 -20°C - 0°C ❄️	~33% - 58%	↑
High temperature	 45°C ☀️	~2%	↓
HVAC heating (in winter)	 ❄️	~52% - 94%	↑
HVAC cooling (in summer)	 ☀️	~11% - 17%	↑
Wind	 18 km/h	~5% - 14%	↑
	 50 km/h	~15% - 31%	↑
Inclination	 3%	~50%	↑
	 -3%	~80%	↓
Route length	 4-16 km	~15-29%	↑
Traffic conditions (proportion of stopping time)	 from 12%-18% to 24%-34% stop	~20%	↑
Load	 ↓ Q = 250 kg	~7%	↑
Driving style	 aggressive	~17%	↑

Рис. 8.8. Частки енерговитрат у загальному об'ємі енергоспоживання автомобіля

Параметри режимів циклів WLTC Class 3b

Фаза	Тривалість	Тривалість зупинок	Дистанція	Відсоток зупинок	Швидкість максимальна без зупинки	Швидкість середня без зупинки	Швидкість середня із зупинками	Гальмування максимальне	Прискорення максимальне
	s	s	m	%	km/h	km/h	km/h	m/s ²	m/s ²
Low	589	149	3095	25	56,5	25,32	18,9	-1,5	1,61
Medium_3-1	433	48	4721	10,9	76,6	44,14	39,25	-1,5	1,39
Medium_3-2	433	48	4756	11,09	76,6	44,47	39,54	-1,5	1,61
High_3-2	455	30	7162	6,59	97,4	60,7	56,7	-1,5	1,67
Extra-High	323	7	8254	2,17	131,3	94	92	-1,44	1,06

WLTC Class 3

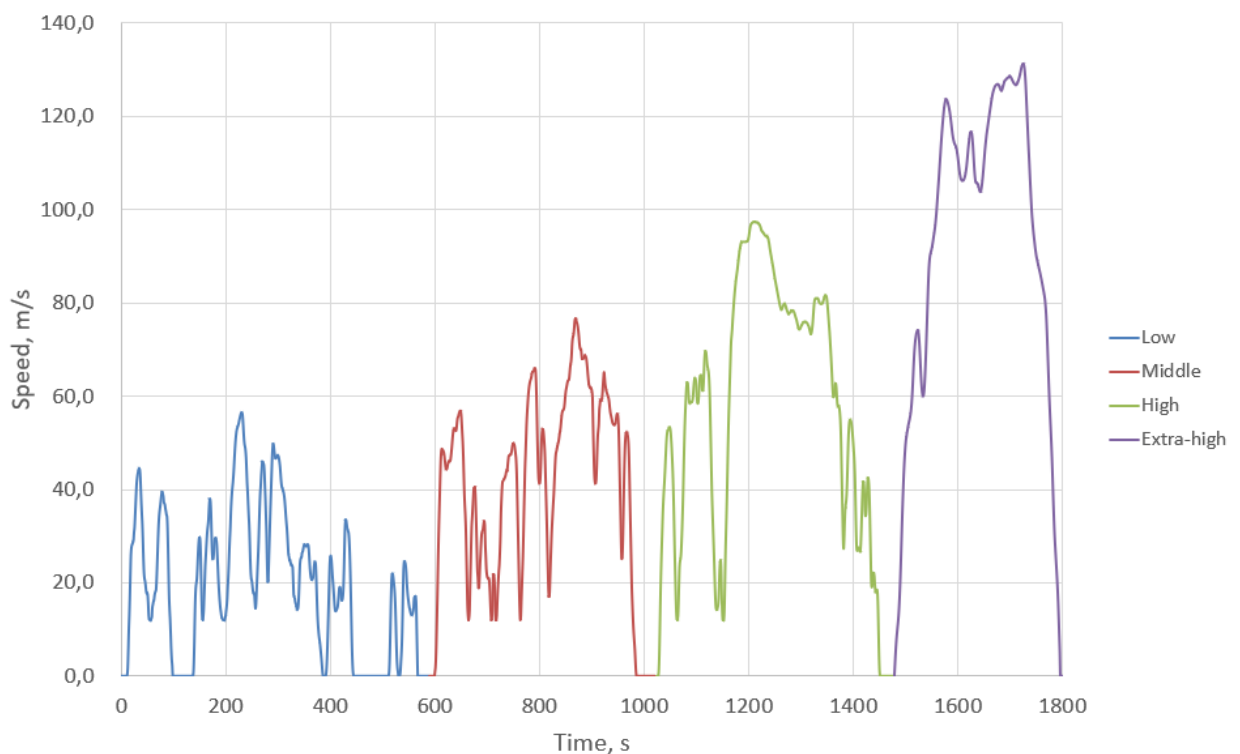


Рис. 8.9. Тахограма руху циклу WLTC Class 3 [68]

Після повного циклу тестування робиться висновок про енергоспоживання та максимальний запас ходу.

8.5. Врахування топології маршруту

Основними особливостями електромобільного транспорту є відсутність витрат енергії під час зупинки та можливість рекуперації енергії в акумуляторну батарею. Врахування цих особливостей дозволяє збільшити пробіг електромобіля за рахунок економії електроенергії та збільшити інтервали між сесіями зарядки, що в свою чергу подовжить строк експлуатації акумуляторної батареї.

Головними чинниками, що впливають на витрати енергії є швидкісний режим на певних ділянках маршруту (автобани, траси та ділянки з обмеженням швидкості, манера водіння водієм транспортного засобу), міська інфраструктура (кількість регульованих/нерегульованих перехресть, залізничних переїздів тощо), а також наявність та кількість крутих або зтяжних підйомів та спусків, кількість і тип поворотів. Як видно з рис.8.8, найбільші зміни у енерговитратах відбуваються при русі електромобіля (автомобіля) по маршруту із змінною вертикальною топологією. Лише збільшення нахилу дороги на 3% призводить до зростання енерговитрат на 50% при підйомі вгору і зменшенню на 80% при спуску з гори.

Для врахування саме топології маршруту необхідно мати математичну модель руху електромобіля і топологічну карту обраного маршруту. Для отримання математичної моделі можна використовувати, наприклад, рівняння сил, що діють на автомобіль при його русі вгору/униз (див. Розділ 7).

Маючи за даними карти широту та довготу $(i - 1)$ -ї та (i) -ї точок маршруту, можемо отримати їх висоти відповідно h_{i-1} та h_i і довжину відрізка між цими точками по горизонталі l_i . Відповідно кут нахилу на даному відрізку визначатиметься формулою

$$\theta_i = \arcsin\left(\frac{h_i - h_{i-1}}{\Delta l_i}\right). \quad (8.12)$$

В залежності від знаку кута вибирається режим руху і середня механічна сила опору: при позитивному значенні - $F_{tU,i}$ при негативному - $F_{tD,i}$ (Розділ 7, п.7.6).

Робота визначеної сили на відповідному (i) -му відрізку $L_i = (L_U^i \vee L_D^i)$ дорівнюватиме

$$A_i = (F_{U,i} \vee F_{D,i})L_i. \quad (8.13)$$

Відповідно робота на усьому шляху визначиться як

$$A_r = \sum A_i = \sum (F_{U,i} \vee F_{D,i})L_i, \text{ Дж} \quad (8.14)$$

а питома робота (середня сила) на довжині маршруту по горизонталі $L_r = \sum L_i$ дорівнюватиме

$$w_r = \frac{1}{L_r} \sum A_i = \frac{1}{L_r} \sum (F_{U,i} \vee F_{D,i})L_i = \frac{1}{L_r} \sum (A_{U,i} \vee A_{D,i}), \text{ Дж/м (Н)} \quad (8.15)$$

де $A_{U,i} = F_{U,i}L_i$ – робота по подоланню механічних сил опору руху $F_{U,i}$ вгору на (i) -му відрізку шляху; $A_{D,i} = F_{D,i}L_i$ – робота по подоланню механічних сил опору рух під гору на (i) -му відрізку шляху.

Розглянемо декілька прикладів для електромобіля Nissan Leaf AZE0 у тестових циклах WLTC, class 3b. Для цього виберемо маршрути між точками на карті з відповідними координатами. Кожному маршруту відповідає три шляхи з різними топологічними умовами руху. Дані розрахуємо для умов

відсутності вітру і максимальному зчепленні колес електромобіля з дорогою. Енергія рекуперації не враховується.

Приклад 1. На карті Маршрут #1 представлений на рис.8.10. Він має шляхи під номерами 1...3 між точками «А» (43,71789929392304, 10,947922298009528) і «В» (43,878485734425404, 11,064863491157336), регіон Італії. Шлях #1 рекомендований як найшвидший, хоча і найдовший – $L_1 = 42,155$ км, який можна подолати з середньою швидкістю $V_{md} = 70$ км/год. Шлях #2 довжиною $L_2 = 28,748$ км долається з середньою швидкістю $V_{md} = 45$ км/год, а Шлях #3 довжиною $L_3 = 31,128$ км – з $V_{md} = 40$ км/год. Таким чином, пріоритетність шляхів визначається середньою швидкістю руху. При цьому не враховується топологічний профіль кожного з шляхів, що суттєво впливає на розхід енергії руху. За допомогою представленої у Розділі 7 методології розрахунку механічної енергії руху отримуємо наступні дані (табл.8.2). При цьому енергія руху розподіляється вздовж профілю кожного шляху, як це показано на рис.8.11-рис.8.13.

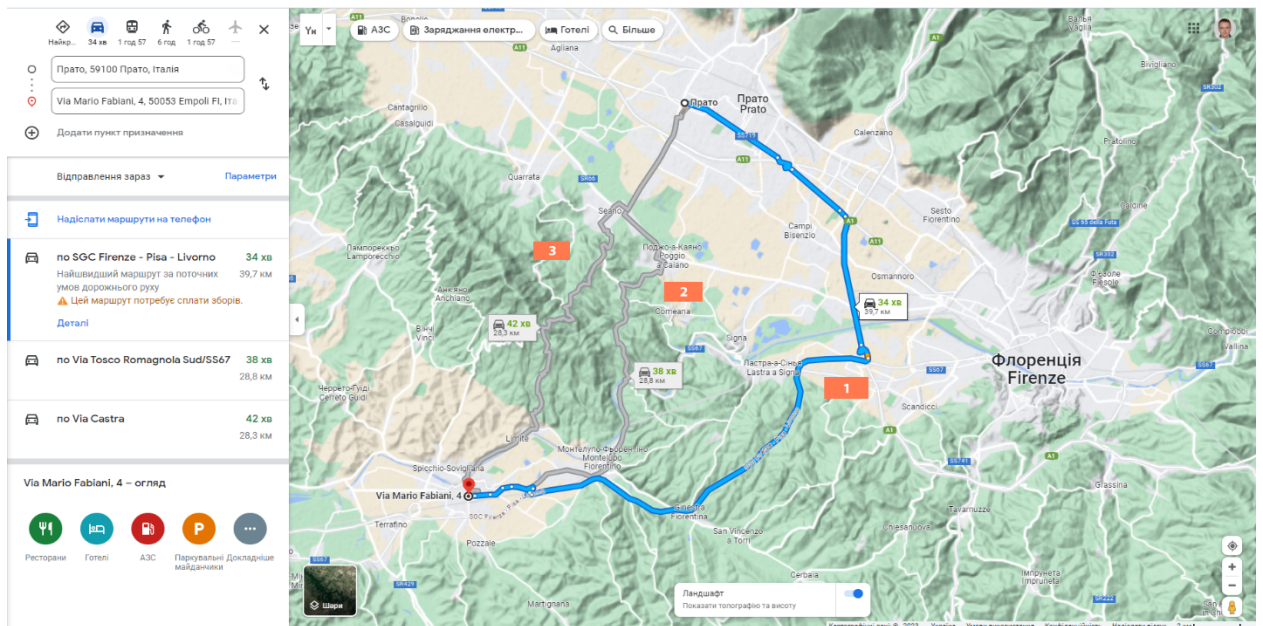


Рис.8.10. Маршрут #1

Таблиця 8.2

Механічна робота руху A_r по шляхах маршруту #1, кДж

# шляху	#1	#2	#3
$V_{md}, \text{ km/h}$	69,88	45,47	40,42
$L, \text{ m}$	42155,14	28748,74	31128,35
Low-3	25736,32	18877,45	21282,26
Med_3-2	28882,45	20973,11	23427,28
High_3-2	28120,24	20468,70	22908,28
ExHi-3	33526,04	24022,70	26589,99
Total Cl-3b	29845,87	21609,12	24085,57

Аналіз рис.8.11-рис.8.13 у більшому масштабі (наприклад, для рис.8.11 – прямокутник) показує (рис.8.14), що топологічний профіль шляху суттєво

впливає на витрати енергії руху, але при цьому сказати однозначно, який шлях є найбільш економічним, неможливо.

З табл.8.2 видно, що на Шляху #2 витрачається найменше енергії. Прослідковується кореляція між довжиною шляху і витратами енергії на нього. Але для того, щоб визначити найбільш економічний шлях маршруту, очевидно слід привести енергію руху по усіх шляхах до 1 км, тобто отримати питому енергію руху w_r . Результати розрахунків надано у табл.8.3.

Таким чином, найкращим шляхом даного маршруту серед запропонованих є Шлях #1 з точки зору найменшого часу руху (найбільшої швидкості) та найменших питомих витрат енергії. З іншого боку, на цей шлях витрачається найбільша абсолютна кількість енергії. Компромісним варіантом може бути Шлях #2.

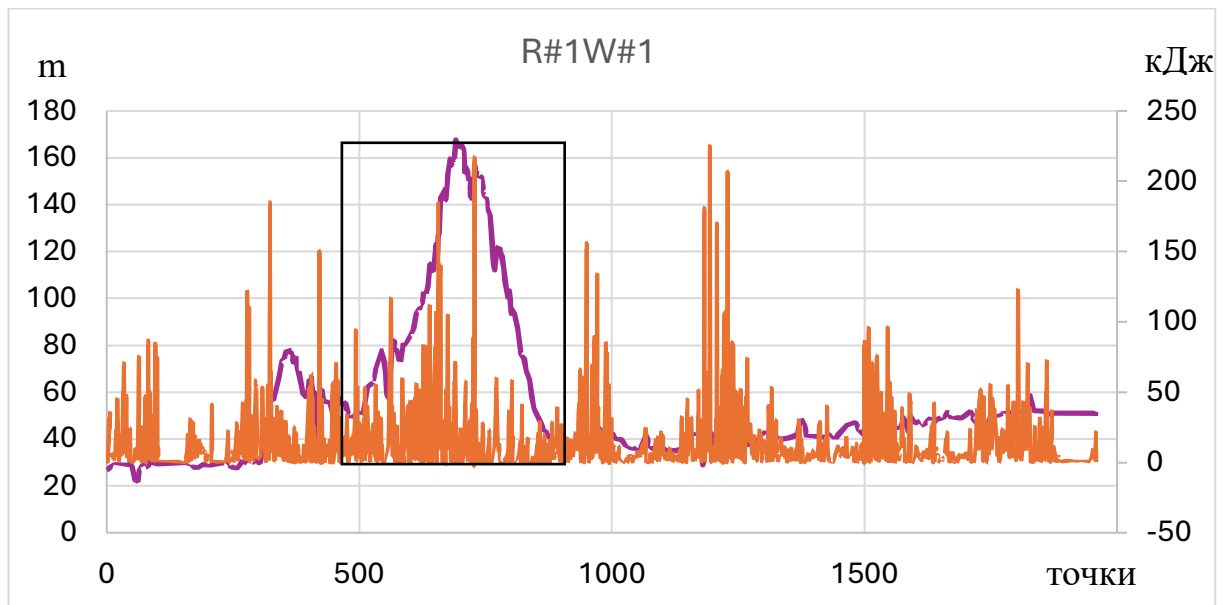


Рис.8.11. Розподіл енергії руху вздовж шляху #1 маршруту #1

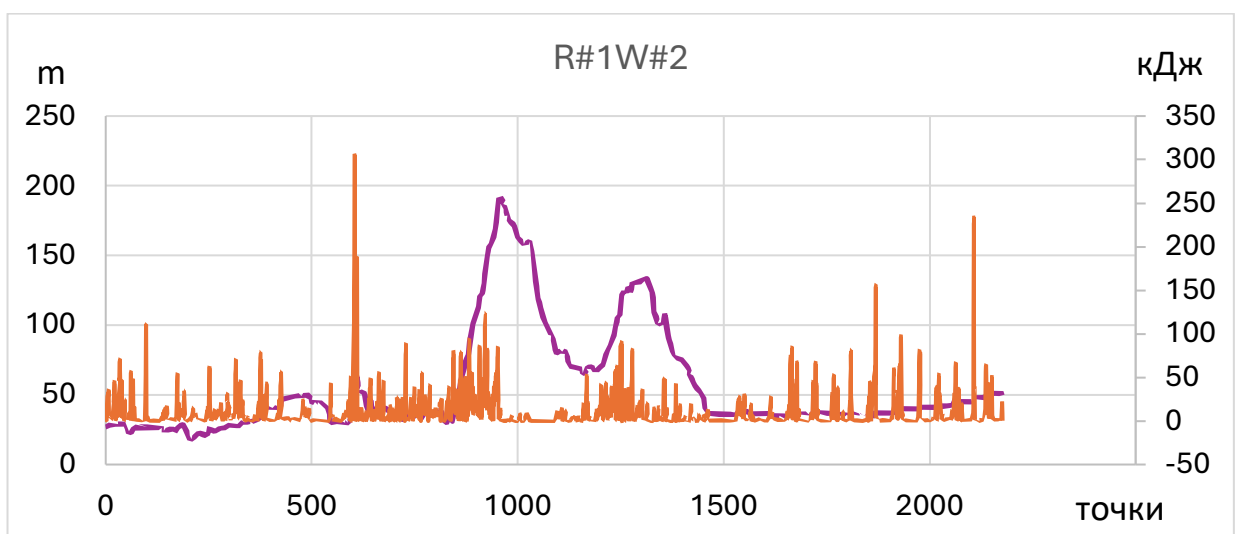


Рис.8.12. Розподіл енергії руху вздовж шляху #2 маршруту #1

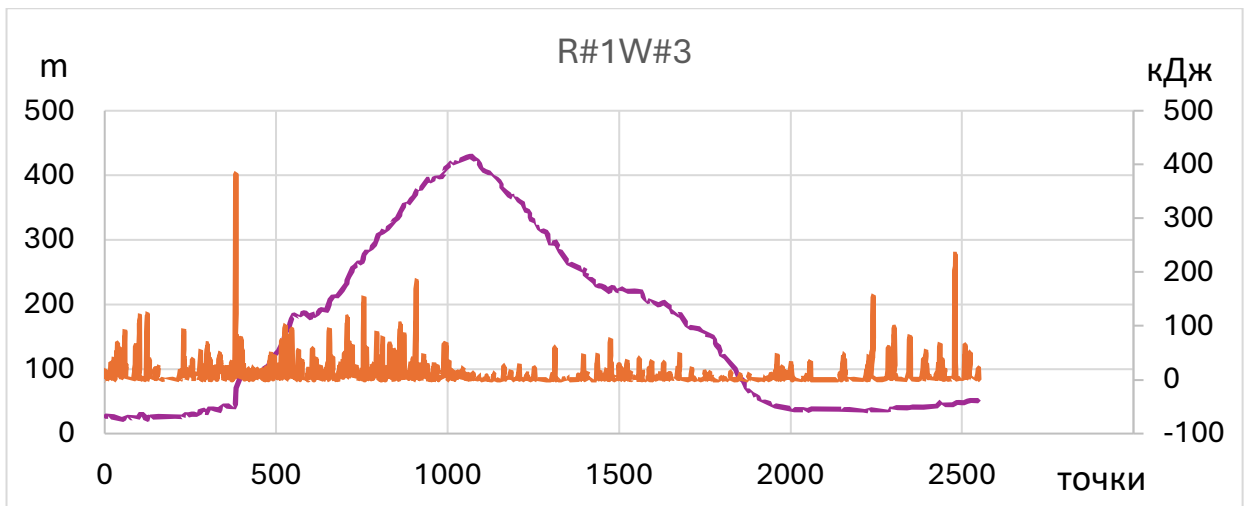


Рис.8.13. Розподіл енергії руху вздовж шляху #3 маршруту #1

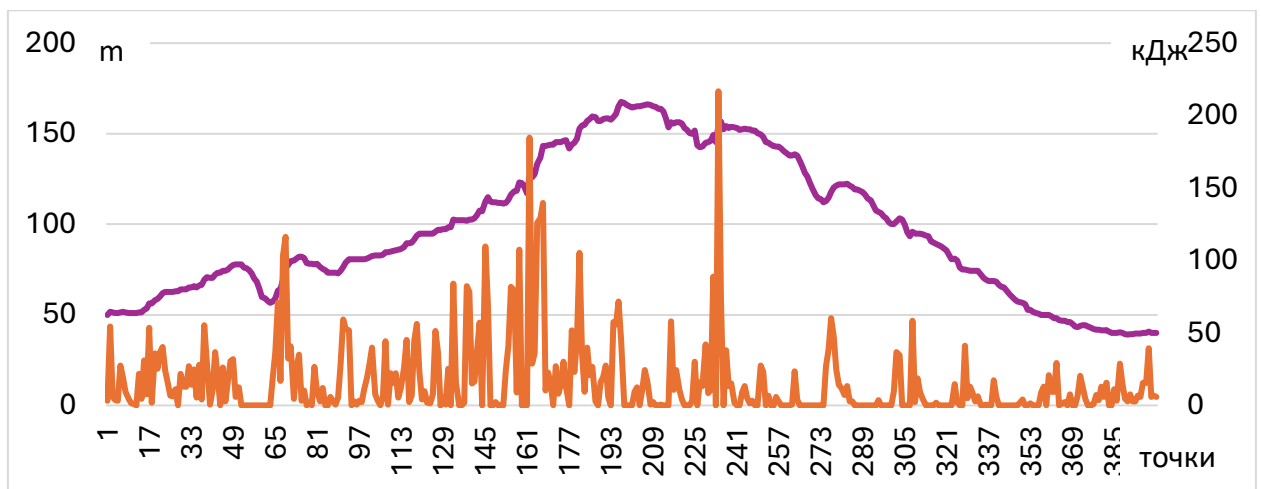


Рис.8.14. Фрагмент розподілу енергії руху вздовж шляху #1 маршруту #1

Таблиця 8.3

Питома енергія руху w_r по шляхах маршруту #1, кДж/км

# шляху	#1	#2	#3
V_{md} , km/h	69,9	45,5	40,4
L , m	42155,14	28748,74	31128,35
Low-3	0,6105	0,6566	0,6837
Med 3-2	0,6851	0,7295	0,7526
High 3-2	0,6671	0,7120	0,7360
ExHi-3	0,7953	0,8356	0,8542
Total Cl-3b	0,7080	0,7517	0,7738

Приклад 2. На карті Маршрут #2 представлений на рис.8.15. Він має шляхи під номерами 1...3 між точками «А» (46,963999175925174; 7,471610161254633) і «В» (47,11315221212322; 6,847009722281449), регіон Швейцарії. Шлях #1 рекомендований як найшвидший і найкоротший – $L_1 = 74,4$ км, який можна подолати з середньою швидкістю $V_{md} = 82$ км/год. Шлях

#2 довжиною $L_2 = 88,3$ км долається з середньою швидкістю $V_{md} = 79$ км/год, а Шлях #3 довжиною $L_3 = 80,8$ км – зі швидкістю $V_{md} = 72$ км/год.

Механічна робота руху для моделі електромобіля Nissan Leaf AZE0, що рухається у режимах руху тестового циклу WLTC, class 3b, надано у табл.8.4.

Розподіл енергії руху вздовж профілю шляхів представлено на рис.8.16-рис.8.18.

Аналіз табл.8.4 показує, що незважаючи на рекомендації карти, запропонований маршрут #1 не є найкращим з точки зору розходу енергії у більшості варіантів режиму руху. Тільки режим “Extra_High-3” забезпечує кращі показники витрат енергії руху. При цьому питомі витрати енергії підтверджують рекомендації найкращого Шляху #3 не тільки з точки зору найменших абсолютних витрат енергії, але й найменшого питомого її значення (табл.8.5). Однак цей шлях буде долатися найдовше, оскільки на ньому середня швидкість є найменшою серед запропонованих.



Рис.8.15. Маршрут #2

Таблиця 8.4

Механічна робота руху A_r по шляхах маршруту #2, кДж

# шляху	#1	#2	#3
$V_{md}, \text{ km/h}$	81,8	78,9	72,3
$L, \text{ m}$	74425,1	88281,1	80816,0
Low-3	59183,9	66880,2	58430,9
Med 3-2	64641,1	73419,1	64459,3
High 3-2	63320,0	71838,1	63004,6
ExHi-3	72703,1	83020,6	73279,0
Total Cl-3b	66313,1	75421,2	66299,3

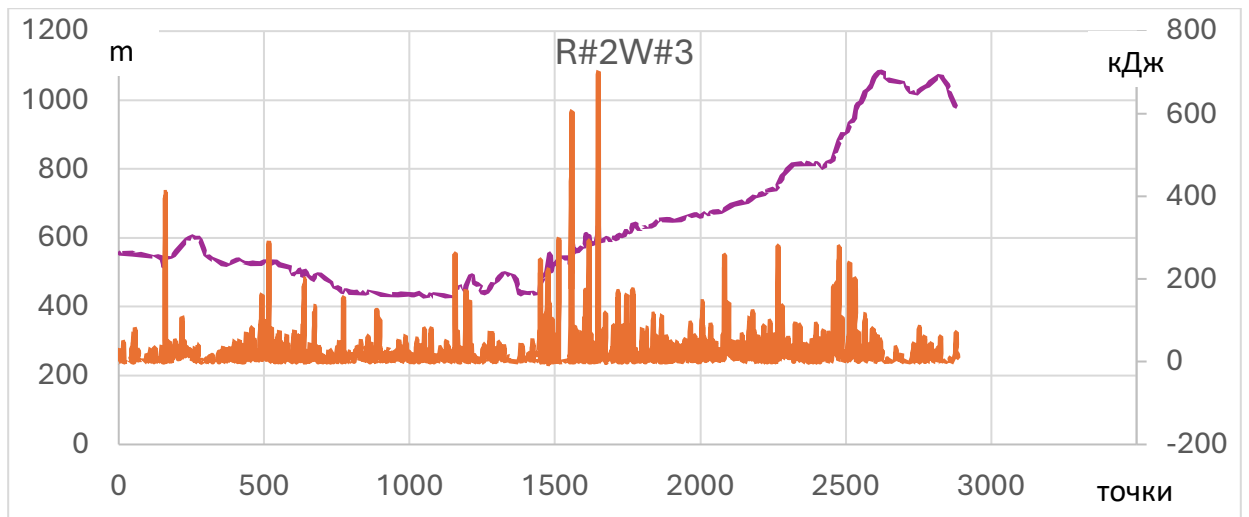


Рис.8.16. Розподіл енергії руху вздовж шляху #1 маршруту #2

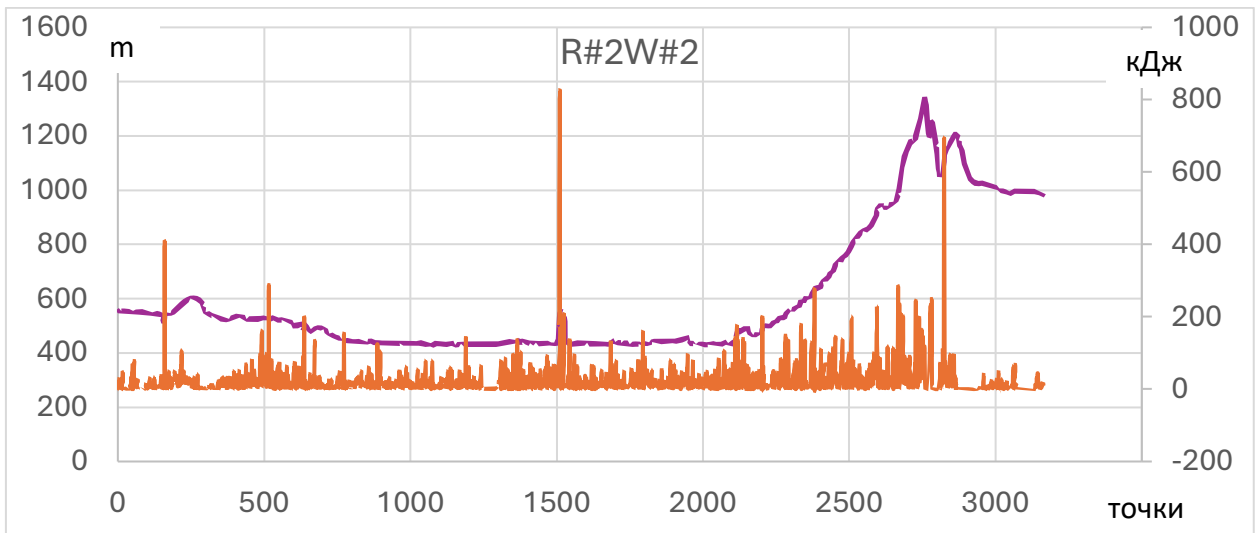


Рис.8.17. Розподіл енергії руху вздовж шляху #2 маршруту #2

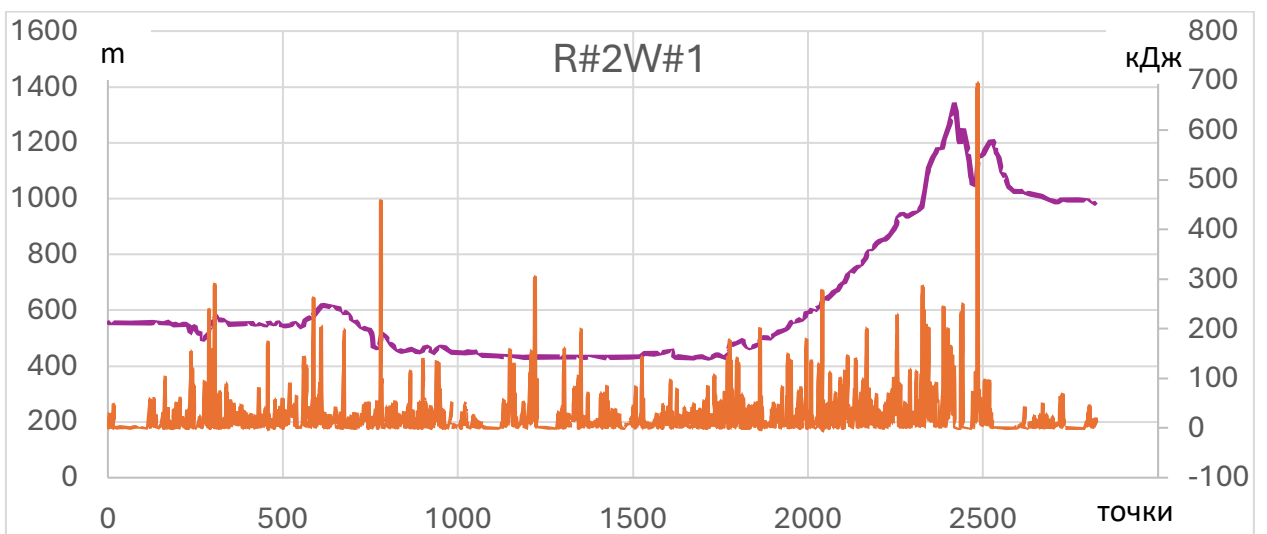


Рис.8.18. Розподіл енергії руху вздовж шляху #2 маршруту #3

Питома енергія руху w_r по шляхах маршруту #2, кДж/км

# шляху	#1	#2	#3
V_{md} , km/h	81,8	78,9	72,3
L , m	74425,1	88281,1	80816,0
Low-3	0,795214	0,757582	0,723011
Med 3-2	0,868539	0,831652	0,797606
High 3-2	0,850789	0,813743	0,779605
ExHi-3	0,976863	0,940412	0,906738
Total Cl-3b	0,891005	0,85433	0,820373

Приклад 3. На карті_Маршрут #3 представлений на рис.8.19. Він має шляхи під номерами 1...3 між точками «А» (52,23276819594157, 21,02371654920637) і «В» (52,09260508750656, 20,930609215977057), регіон Польщі. Шлях #1 довжиною $L_1 = 22,9$ км рекомендований як найшвидший, який можна подолати з середньою швидкістю $V_{md} = 59,7$ км/год за 0,38 години часу. Шлях #2 довжиною $L_2 = 22,4$ км долається з середньою швидкістю $V_{md} = 49,8$ км/год, а Шлях #3 довжиною $L_3 = 27,6$ км – зі швидкістю $V_{md} = 61,3$ км/год.

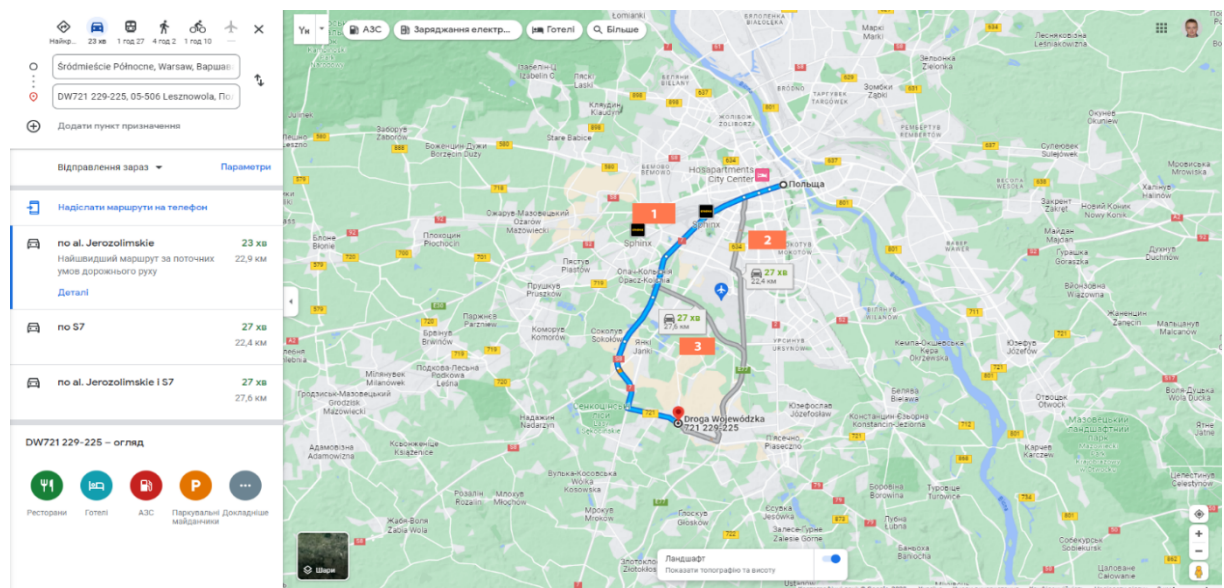


Рис.8.19. Маршрут #3

Механічна робота руху для моделі електромобіля Nissan Leaf AZE0, що рухається у режимах руху тестового циклу WLTC, class 3b, надано у Табл.8.6.

Таблиця 8.6

Механічна робота руху A_r по шляхах маршруту #3, кДж

# шляху	#1	#2	#3
V_{md} , km/h	59,7	49,8	61,3
L , m	23184,17	22703,75	27948,33
Low-3	12965,86	12616,48	15471,209
Med 3-2	14812,12	14466,51	17735,39
High 3-2	14368,14	14023,1	17190,13
ExHi-3	17493,14	17130,05	21022,833
Total Cl-3b	15372,54	15024,1	18424,113

Розподіл енергії руху вздовж профілю шляхів представлено на рис.8.20-рис.8.22. Як видно з рис.8.20-рис.8.22, особливістю даного маршруту є відсутність значних підйомів і спусків. Це дає можливість перевірити запропоновану методику вибору варіантів руху з енергетичної точки зору на рівнинній ділянці ландшафту.

З табл.8.6 можна зробити висновок, що найкращим з точки зору витрат енергії є Шлях #2, оскільки цей шлях – найкоротший серед запропонованих, та й середня швидкість є найменшою. На Шлях #3 витрачається найбільша кількість енергії і він є найдовшим. При цьому, якщо розглянути питомі витрати енергії (табл.8.7), то з'ясовується, що найдовший шлях є найкращим.

Таким чином, при однаковому часі руху 27 хв. по Шляху #2 і Шляху #3 доцільно обирати компромісний варіант – Шлях #2.

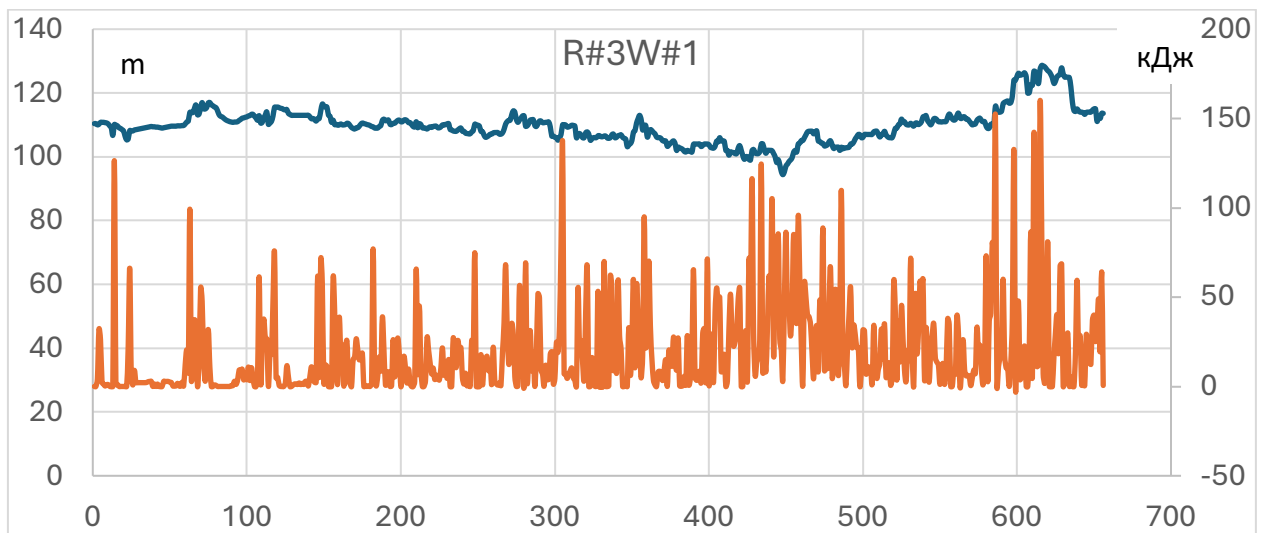


Рис.8.20. Розподіл енергії руху вздовж шляху #1 маршруту #3

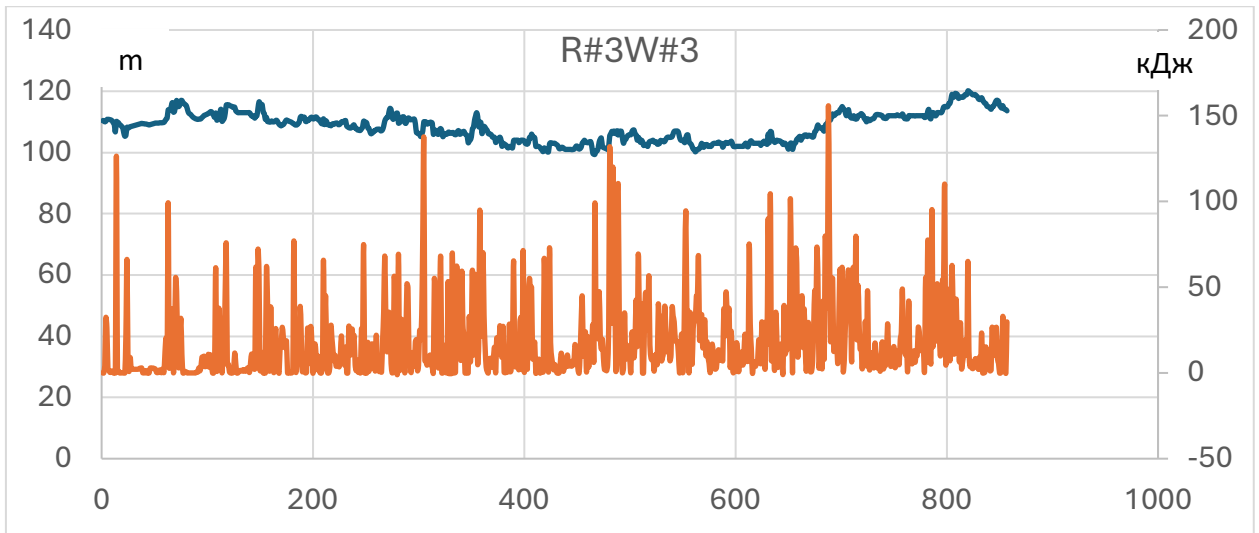


Рис.8.21. Розподіл енергії руху вздовж шляху #2 маршруту #3

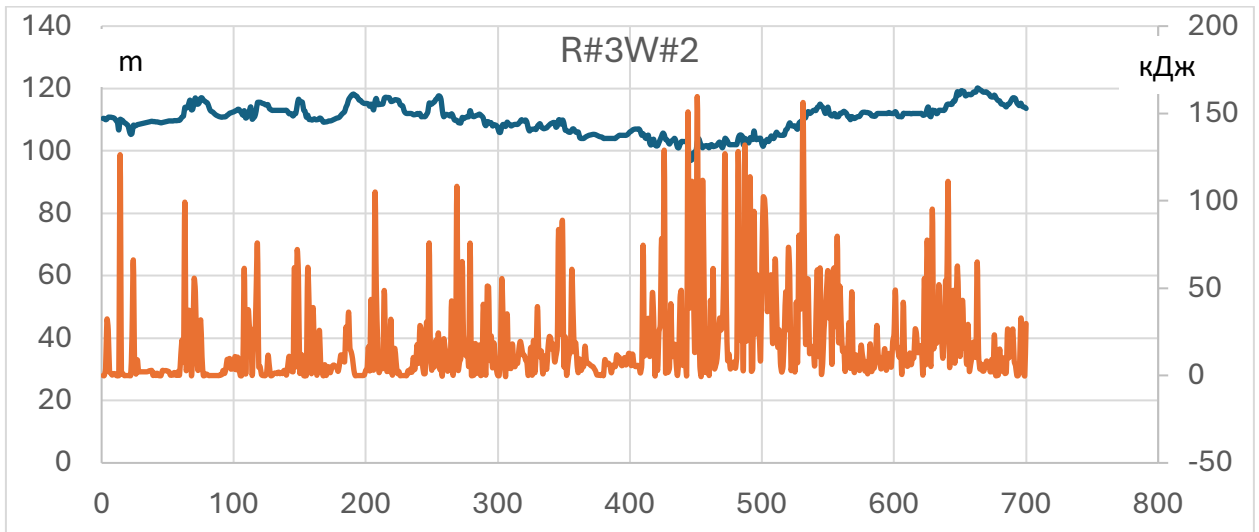


Рис.8.22. Розподіл енергії руху вздовж шляху #3 маршруту #3

Таблиця 8.7

Питома енергія руху w_r по шляхах маршруту #3, кДж/км

# шляху	#1	#2	#3
V_{md} , km/h	59,7	49,8	61,3
L , m	23184,17	22703,75	27948,33
Low-3	0,559255	0,5557	0,5535647
Med_3-2	0,638889	0,637186	0,6345778
High_3-2	0,619739	0,617656	0,6150683
ExHi-3	0,754529	0,754503	0,7522035
Total CI-3b	0,663062	0,661745	0,6592205

Таким чином, водій може обирати шлях маршруту за наступними критеріями вибору: 1) час руху; 2) середня швидкість руху; 3) найменші витрати енергії; 4) найменші питомі витрати енергії.

Останній критерій означає, що водій, обираючи шляхи з найменшими питомими витратами енергії може подолати найбільший сумарний шлях на одній зарядці акумуляторної батареї і зменшити, таким чином, кількість циклів заряду/розряду і подовжити її життєвий цикл.

Додатки

Додаток А

Гаусове розподілення. Більшість статистичних сукупностей випадкових змінних у природі підпорядковується закону нормального розподілу (закон Гауса-Лапласа). Ті із сукупностей, які відхиляються від нормального розподілу в результаті спеціальних перетворень, можуть бути наближені до нормального.

Нормальний розподіл (гаусовий розподіл) повністю визначений двома параметрами – середнім арифметичним μ_x випадкової змінної x та стандартним середнім квадратичним відхиленням σ випадкової змінної x від середнього арифметичного і описується рівнянням

$$f(x, \mu_x, \sigma) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2\sigma^2}}. \quad (\text{A.1})$$

Значення статистичної сукупності при нормальному розподілі переважно зосереджуються біля центра розподілу μ_x (рис.А.1). Як видно з рисунку, значення статистичної сукупності, які істотно відхиляються від μ_x , зустрічаються рідко.

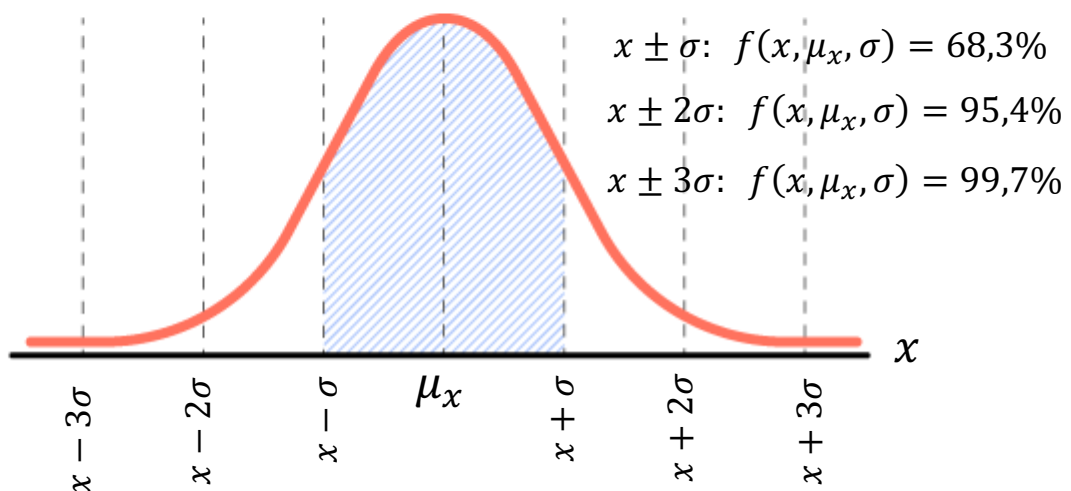


Рис.Д.1. Розподіл Гауса

Якщо статистична сукупність x випадкової змінної x складається з k значень, тобто $x = x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_k$, то *середнє значення* знаходиться як

$$\mu_x = \frac{\sum_{i=1}^k x_i}{k}. \quad (\text{A.2})$$

Середньоквадратичне відхилення визначається через *дисперсію* σ^2 – середньоквадратичне відхилення від середнього значення μ_x

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \mu_x)^2}{n}. \quad (\text{A.3})$$

Якщо розглядаються дві незалежних статистичні сукупності випадкових змінних, наприклад x_1 і x_2 , то мірою спільної мінливості цих двох випадкових змінних буде *коваріація*

$$\sigma_{x_1 x_2}^2 = cov(x_1, x_2) = \frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m (x_{1i} - \mu_{x_1})(x_{2j} - \mu_{x_2})}{nm}. \quad (\text{A.4})$$

Таким чином, дисперсія випадкової змінної є окремим випадком коваріації цієї змінної

$$\sigma_{x_1 x_1}^2 = cov(x_1, x_1) = \frac{\sum_{i=1}^n (x_{1i} - \mu_{x_1})^2}{n}, \quad (\text{A.5})$$

$$\sigma_{x_2 x_2}^2 = cov(x_2, x_2) = \frac{\sum_{j=1}^m (x_{2j} - \mu_{x_2})^2}{m}. \quad (\text{A.6})$$

Коваріація може бути додатною і від'ємною. Якщо більші значення однієї змінної здебільшого відповідають більшим значенням іншої, й те саме виконується для менших значень, то *коваріація є додатною*. В протилежному випадку, коли більші значення однієї змінної здебільшого відповідають меншим значенням іншої, то *коваріація є від'ємною*. Отже, знак коваріації показує тенденцію в лінійному взаємозв'язку між цими змінними. На рис.А.2 можемо бачити приклад додатної коваріації між випадковими змінними x_1 і x_2 .

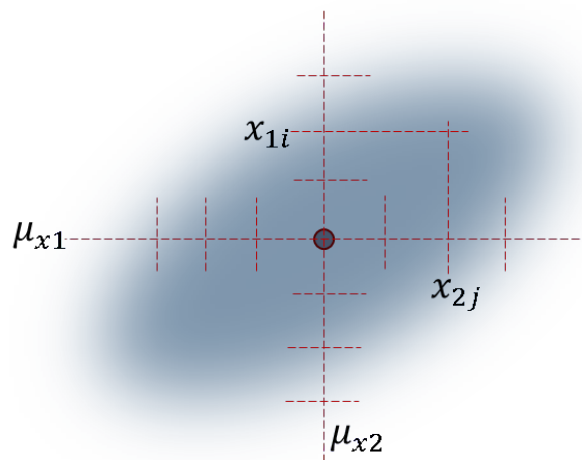


Рис.Д.2. Приклад додатної коваріації випадкових змінних x_1 і x_2

Оскільки випадкові змінні можуть мати різні розмірності, то доцільно визначати взаємний зв'язок між змінними за допомогою відносних величин. Для змінних x_1 і x_2 знаходиться *коефіцієнт кореляції*, який показує цей зв'язок у вигляді співвідношення

$$\rho_{x_1 x_2} = corr(x_1, x_2) = \frac{cov(x_1, x_2)}{\sigma_{x_1 x_1} \sigma_{x_2 x_2}} \leq 1. \quad (\text{A.7})$$

У випадку декількох випадкових змінних переходять до матриці коваріацій. Наприклад для змінних x_1 і x_2 матриця коваріацій описується рівнянням

$$\text{cov}(\mathbf{x}) = \begin{vmatrix} \sigma_{x_1 x_1}^2 & \sigma_{x_1 x_2}^2 \\ \sigma_{x_2 x_1}^2 & \sigma_{x_2 x_2}^2 \end{vmatrix}, \quad (\text{A.8})$$

де $\mathbf{x} = \begin{vmatrix} x_1 \\ x_2 \end{vmatrix}$ – матриця випадкових змінних.

Об'єднання гаусіанів. Якщо дві незалежних статистичні сукупності випадкових змінних x_1 і x_2 з відповідними гаусовими розподіленнями

$$f_{x_1}(x, \mu_{x_1}, \sigma_{x_1}) = \frac{1}{\sigma_{x_1} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_{x_1})^2}{2\sigma_{x_1}^2}}, \quad (\text{A.10})$$

$$f_{x_2}(x, \mu_{x_2}, \sigma_{x_2}) = \frac{1}{\sigma_{x_2} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_{x_2})^2}{2\sigma_{x_2}^2}} \quad (\text{A.11})$$

мають певну кореляцію між собою, то їх гаусіани будуть перетинатися, створюючи спільний гаусіан (рис.А.3).

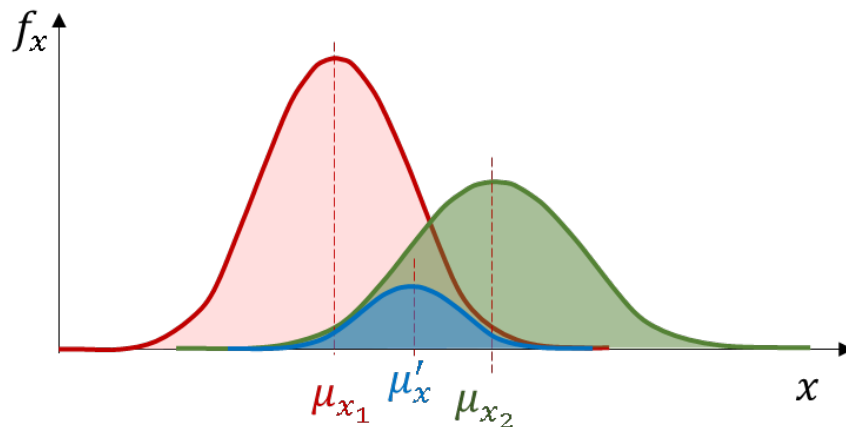


Рис.Д.3. Гаусіани випадкових змінних x_1 і x_2

Відповідно спільний гаусіан буде мати інші з середне значення μ'_x і середньоквадратичне відхилення σ'_x та описуватиметься рівнянням

$$f'_x(x, \mu'_x, \sigma'_x) = \frac{1}{\sigma'_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu'_x)^2}{2(\sigma'_x)^2}}. \quad (\text{A.12})$$

Оскільки нова незалежна статистична сукупність виникає при одночасній появі випадкових змінних x_1 і x_2 , то вона має статистичну вірогідність як добуток статистичних вірогідностей кожної з цих змінних, тобто

$$f'_x(x, \mu'_x, \sigma'_x) = f_{x_1}(x, \mu_{x_1}, \sigma_{x_1}) \cdot f_{x_2}(x, \mu_{x_2}, \sigma_{x_2}). \quad (\text{A.13})$$

Підставляючи у формулу (A.13) вирази (A.10) і (A.11), отримуємо

$$\begin{aligned}
f'_x(x, \mu'_x, \sigma'_x) &= \frac{1}{\sigma'_x \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu'_x)^2}{2(\sigma'_x)^2}} = \frac{1}{\sigma_{x_1} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_{x_1})^2}{2\sigma_{x_1}^2}} \cdot \frac{1}{\sigma_{x_2} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu_{x_2})^2}{2\sigma_{x_2}^2}} = \\
&= \left(\frac{1}{\sigma_{x_1} \sigma_{x_2} \sqrt{2\pi}} \right)^2 e^{-\frac{(x-\mu_{x_1})^2 2\sigma_{x_2}^2 + (x-\mu_{x_2})^2 2\sigma_{x_1}^2}{2\sigma_{x_1}^2 2\sigma_{x_2}^2}}. \quad (\text{A.14})
\end{aligned}$$

Степінь експоненти правої частини рівняння (A.14) перетворюється наступним чином

$$\begin{aligned}
&\frac{(x-\mu_{x_1})^2 2\sigma_{x_2}^2 + (x-\mu_{x_2})^2 2\sigma_{x_1}^2}{2\sigma_{x_1}^2 2\sigma_{x_2}^2} = \\
&= \frac{(2\sigma_{x_1}^2 + 2\sigma_{x_2}^2) [x^2 - 2x(\mu_{x_1} + \kappa(\mu_{x_2} - \mu_{x_1})) + \mu_{x_1}^2 + \kappa(\mu_{x_2}^2 - \mu_{x_1}^2)]}{2\sigma_{x_1}^2 2\sigma_{x_2}^2}. \quad (\text{A.15})
\end{aligned}$$

Прийmemo

$$\mu'_x = \mu_{x_1} + \kappa(\mu_{x_2} - \mu_{x_1}), \quad (\text{A.16})$$

$$\text{де } \kappa = \frac{\sigma_{x_1}^2}{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2}.$$

Знайдемо вираз $\mu_{x_1}^2 + \kappa(\mu_{x_2}^2 - \mu_{x_1}^2)$ через μ'_x . Для цього прийmemo, що $\mu'_x = (\mu_{x_1} + \mu_{x_2})/2$ – це середнє значення спільного гаусіану двох статистичних сукупностей x_1 і x_2 . Тоді $\kappa(\mu_{x_2}^2 - \mu_{x_1}^2) = 2\kappa\mu'_x(\mu_{x_2} - \mu_{x_1})$, а $\mu_{x_1}^2$ знаходиться з формули (A.16)

$$\mu_{x_1}^2 = [\mu'_x - \kappa(\mu_{x_2} - \mu_{x_1})]^2 = (\mu'_x)^2 - 2\kappa\mu'_x(\mu_{x_2} - \mu_{x_1}) + [\kappa(\mu_{x_2} - \mu_{x_1})]^2.$$

Нехтуючи складовою другого порядку малості $[\kappa(\mu_{x_2} - \mu_{x_1})]^2$ правої частини рівняння, маємо

$$(\mu'_x)^2 \approx \mu_{x_1}^2 + 2\kappa\mu'_x(\mu_{x_2} - \mu_{x_1}) = \mu_{x_1}^2 + \kappa(\mu_{x_2}^2 - \mu_{x_1}^2). \quad (\text{A.17})$$

З формул (A.14) і (A.15), порівнюючи отримуємо

$$(\sigma'_x)^2 = \frac{\sigma_{x_1}^2 \sigma_{x_2}^2}{\sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2} = \kappa \sigma_{x_2}^2 = (1 - \kappa) \sigma_{x_1}^2. \quad (\text{A.18})$$

Таким чином, маючи дві незалежні статистичні сукупності x_1 і x_2 зі своїми гаусіанами і їх статистичними параметрами середнього μ_{x_1} і μ_{x_2} та дисперсії $\sigma_{x_1}^2$ і $\sigma_{x_2}^2$, отримуємо спільний гаусіан з середнім значенням μ'_x за формулою (A.16), дисперсією $(\sigma'_x)^2$ за формулою (A.18) і матрицю коваріацій за формулою (A.8).

Виміри і прогноз. У випадку, коли необхідно виміряти певну змінну, яка є реакцією системи, що досліджується, наприклад x_1 , то вибирають відповідні датчики і вимірювальні прибори. Вихідні дані датчиків і приборів не співпадають з фізичними даними змінної x_1 . Тому необхідно отримати певний коефіцієнт перетворення вхідних даних датчиків у вихідні, що показують прибори. Нехай це буде c_1 для змінної x_1 . Крім того, будь який датчик і прибор мають свою похибку. Для приборів, що вимірюють змінну x_1 , прийнемо її величину v_1 . Таким чином, ця модель вимірювань являє собою простий підсилювальний ланцюг і джерело адитивного білого шуму v_1 .

На реакцію системи x_1 впливають певні закони керування системою, яку ми досліджуємо. Тому має бути коефіцієнт корекції вимірюваної змінної в результаті впливу певного фактору впливу. Прийнемо, що коефіцієнт підсилення фактору впливу u_1 буде d_1 . Таким чином, для однієї змінної x_1 виміряне значення y_1 у k -й момент часу матиме вигляд

$$y_{1,k} = c_{1,k}x_{1,k} + d_{1,k}u_{1,k} + v_{1,k}. \quad (\text{A.19})$$

У випадку, коли змінних декілька, рівняння (A.19) перетворюється у матричне

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{v}_k. \quad (\text{A.20})$$

де вектор \mathbf{x}_k – відомий і називається вектором вимірювання вихідних змінних системи у k -й момент часу; \mathbf{C}_k – матриця проєктування датчиків (коефіцієнти перетворення вхідних даних датчиків у вихідні дані); \mathbf{D}_k – матриця зовнішнього впливу на виміри; \mathbf{u}_k – вектор факторів впливу, які теж вимірюються у k -й момент часу; \mathbf{v}_k – шум вимірювання, який моделюється як процес білого шуму з нульовим середнім значенням та фіксованою дисперсією σ_y^2 .

З іншого боку, ми можемо спрогнозувати реакцію системи на вектор факторів впливу \mathbf{u} , якщо маємо її модель. Представимо модель системи теж у матричному вигляді

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}_{k-1} \hat{\mathbf{x}}_{k-1} + \mathbf{B}_{k-1} \mathbf{u}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1}, \quad (\text{A.21})$$

де $\hat{\mathbf{x}}_k$ – має бути оціненим вектором стану системи у k -й момент часу; \mathbf{A}_{k-1} – матриця проєктування у $(k-1)$ -й момент часу; \mathbf{B}_{k-1} – матриця зовнішнього впливу у $(k-1)$ -й момент часу; \mathbf{u}_{k-1} – вектор впливу (керування) у $(k-1)$ -й момент часу; \mathbf{w}_{k-1} – шум процесу (похибки) у $(k-1)$ -й момент часу.

Вважається, що $\hat{\mathbf{x}}_1$, яке є початковим значенням стану, некорельоване ні з \mathbf{w}_k , ні з \mathbf{v}_k для $i \geq 1$. Два шумові процеси \mathbf{w}_k та \mathbf{v}_k є статистично незалежними, тобто

$$\begin{aligned} f(\mathbf{w}) &\sim N(0, \mathbf{Q}), \\ f(\mathbf{v}) &\sim N(0, \mathbf{R}), \end{aligned}$$

де Q, R – матриця коваріацій відповідно похибок (шуму) процесу моделювання і шуму вимірювань.

Матриця коваріацій шуму процесу моделювання (прогнозування) Q підбирається або визначається при настроюванні фільтра і вважається постійною впродовж усього процесу вимірювань, тобто $Q_k = \text{const}$.

Матриця коваріацій шуму вимірювань R має бути створена шляхом визначення дисперсій процесів вимірювання кожної змінної вектору y_k з нульовим середнім значенням та фіксованою дисперсією σ_y^2 для кожної змінної.

Таким чином, ми маємо вектор послідовностей виміряних даних y_k , яка може бути використаною для визначення вектора послідовностей x_k з певним шумом v_k . Для оцінки цих послідовностей використовується модель системи за формулою (A.21) з певним шумом w_k . У вигляді прогнозних показників значення \hat{x}_k використовуються у формулі (A.20). Наближення прогнозу \hat{x}_k до x_k відбувається ітераційно (покроково) з використанням прийнятих критеріїв мінімізації похибки.

Оскільки змінних системи (послідовностей) декілька, то ми повинні визначати кожну послідовність окремо, а шум цієї змінної оцінювати як сукупність нормально розподілених шумів вимірювання і прогнозу, тобто визначати об'єднаний гаусіан.

Для i -ї змінної похибка між оціненою (прогнозованою) змінною \hat{x}_i і вимірним її значенням y_i дорівнюватиме $e_i = y_i - \hat{x}_i$. Для k вимірювань маємо сукупність похибок $e_{i,k} = \{e_{i,1}, e_{i,2}, \dots, e_{i,k}\}$ для сукупностей $\hat{x}_{i,k} = \{\hat{x}_{i,1}, \hat{x}_{i,2}, \dots, \hat{x}_{i,k}\}$ та $y_{i,k} = \{y_{i,1}, y_{i,2}, \dots, y_{i,k}\}$.

Оскільки ми приймаємо нормальний закон розподілення похибок для кожної зі змінних x_i і y_i , то кожна з представлених сукупностей матиме середнє значення відповідно μ_{x_i} і μ_{y_i} та дисперсію $\sigma_{x_i}^2$ і $\sigma_{y_i}^2$. В решті решт отримані гаусіани прогнозів і вимірювань слід об'єднати за допомогою формул (A.16) і (A.18)

$$\mu'_{x_i} = \mu_{x_i} + \kappa(\mu_{y_i} - \mu_{x_i}), \quad (\text{A.22})$$

$$(\sigma'_{x_i})^2 = \kappa\sigma_{y_i}^2 = (1 - \kappa)\sigma_{x_i}^2, \quad (\text{A.23})$$

$$\kappa = \frac{\sigma_{x_i}^2}{\sigma_{x_i}^2 + \sigma_{y_i}^2}. \quad (\text{A.24})$$

Для усіх вихідних змінних системи x_k маємо матричну форму об'єднаних очікуваних і вимірних середніх значень та дисперсій для k -го кроку вимірювань

$$\mu'_{x,k} = \mu_{x,k} + K_k(\mu_{y,k} - \mu_{x,k}), \quad (\text{A.25})$$

$$P'_{x,k} = (I - K_k)P_{x,k}, \quad (\text{A.26})$$

де $\boldsymbol{\mu}_x$ - вектор очікуваних середніх значень змінних \boldsymbol{x}_k ; $\boldsymbol{\mu}_y$ - вектор вимірних середніх значень змінних \boldsymbol{y}_k ; $\boldsymbol{P}_{x,k}$ – очікувана коваріаційна матриця; \boldsymbol{K}_k – коефіцієнт підсилення Калмана у матричній формі.

З формули (A.24) отримуємо

$$\boldsymbol{K}_k = \frac{\boldsymbol{P}_{x,k}}{\boldsymbol{P}_{x,k} + \boldsymbol{R}_k} = \boldsymbol{P}_{x,k} (\boldsymbol{P}_{x,k} + \boldsymbol{R}_k)^{-1}, \quad (\text{A.27})$$

де \boldsymbol{R}_k – матриця коваріацій шуму вимірювань після k випробувань, є діагональною з постійними дисперсіями вимірювання кожної змінної.

Оскільки ми використовуємо адаптивний фільтр, то на кожному кроці вимірювань необхідно корегувати матрицю коваріацій прогнозування (очікування) $\boldsymbol{P}_{x,k}$ через дані про шум на попередньому кроці. Це відбувається через матрицю проектування системи \boldsymbol{A}_{k-1} на попередньому ($k - 1$)-му кроці (див. формулу (A.21)). Степінь впливу вектору керування \boldsymbol{u} враховується додаванням матриці коваріацій \boldsymbol{Q}_{k-1} на попередньому кроці. З урахуванням тотожності $\text{cov}(\boldsymbol{A}\boldsymbol{x}) = \boldsymbol{A}\text{cov}(\boldsymbol{x})\boldsymbol{A}^T$ отримуємо

$$\boldsymbol{P}_{x,k} = \boldsymbol{A}_{k-1} \boldsymbol{P}_{x,k-1} \boldsymbol{A}_{k-1}^T + \boldsymbol{Q}_{k-1}. \quad (\text{A.28})$$

Аналогічно ми маємо враховувати зміну об'єднаної коваріаційної матриці $\boldsymbol{P}'_{x,k}$ від вимірювань на кожному кроці через матрицю проектування датчиків \boldsymbol{C} (див. формулу (A.20))

$$\boldsymbol{C}_k \boldsymbol{P}'_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T = (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k) \boldsymbol{C}_k \boldsymbol{P}_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T = (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{C}_k \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{C}_k^T) \boldsymbol{P}_{x,k}. \quad (\text{A.30})$$

Таким чином, коригується коефіцієнт Калмана

$$\boldsymbol{K}'_k = \boldsymbol{C}_k \left(\frac{\boldsymbol{P}_{x,k}}{\boldsymbol{P}_{x,k} + \boldsymbol{R}_k} \right) \boldsymbol{C}_k^T = \boldsymbol{C}_k \boldsymbol{P}_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T (\boldsymbol{C}_k \boldsymbol{P}_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T + \boldsymbol{R}_k)^{-1}, \quad (\text{A.31})$$

Оскільки можемо вважати, що $\boldsymbol{\mu}'_{x,k} = \boldsymbol{C}_k \hat{\boldsymbol{x}}'_k$, $\boldsymbol{\mu}_{x,k} = \boldsymbol{C}_k \hat{\boldsymbol{x}}_k$, $\boldsymbol{\mu}_{y,k} = \boldsymbol{y}_k$, то з формул (A.21) (A.25) і (A.31) отримуємо

$$\boldsymbol{C}_k \hat{\boldsymbol{x}}'_k = \boldsymbol{C}_k \hat{\boldsymbol{x}}_k + \boldsymbol{K}'_k (\boldsymbol{y}_k - \boldsymbol{C}_k^T \boldsymbol{x}_k - \boldsymbol{D}_k \boldsymbol{u}_k). \quad (\text{A.32})$$

Якщо одночасно поділити рівняння (A.31) і (A.32) на \boldsymbol{C}_k , отримаємо рівняння векторного (матричного) фільтра Калмана

$$\hat{\boldsymbol{x}}'_k = \hat{\boldsymbol{x}}_k + \boldsymbol{K}_k (\boldsymbol{y}_k - \boldsymbol{C}_k^T \boldsymbol{x}_k - \boldsymbol{D}_k \boldsymbol{u}_k), \quad (\text{A.33})$$

$$\boldsymbol{K}_k = \boldsymbol{P}_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T (\boldsymbol{C}_k \boldsymbol{P}_{x,k} \boldsymbol{C}_k^T + \boldsymbol{R}_k)^{-1}. \quad (\text{A.34})$$

Рівняння (A.26) зміниться на

$$\boldsymbol{P}'_{x,k} = (\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}_k \boldsymbol{C}_k) \boldsymbol{P}_{x,k}. \quad (\text{A.35})$$

Узагальнена електрична машина

З теорії електричних машин відомо, що будь-яку багатофазну машину можна представити як еквівалентну двофазну машину. Така машина отримала назву узагальненої електричної машини. У цьому випадку були прийняті такі припущення: 1) рівномірний повітряний зазор; 2) відсутність вихрових струмів та втрат на гістерезис; 3) симетрично та синусоїдально розподілені обмотки в просторі; 4) магнітна система машини не насичується; 5) магнітна проникність сталі значно більша, ніж у повітря.

Трифазна система живлення та просторове розташування обмоток статора двигуна змінного струму створюють разом обертове електромагнітне поле. Клітчастий ротор двигуна змінного струму також можна представити як еквівалентну трифазну систему обмоток. Розглянемо, як описати машину змінного струму як еквівалентну двофазну машину.

Математичний опис перехідних процесів базується на відомих електромеханічних законах. Рівняння балансу миттєвої ЕРС для кіл статора та ротора записуються за другим законом Кірхгофа (рис.В.1).

$$\left. \begin{aligned} V_A &= R_A i_A + \frac{d\Psi_A}{dt}, \\ V_B &= R_B i_B + \frac{d\Psi_B}{dt}, \\ V_C &= R_C i_C + \frac{d\Psi_C}{dt}, \end{aligned} \right\}; \quad \left. \begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d\Psi_a}{dt}, \\ V_b &= R_b i_b + \frac{d\Psi_b}{dt}, \\ V_c &= R_c i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (\text{В.1})$$

де ми маємо миттєві значення фазної напруги V_{pf} , струму i_{pf} та потокозчеплення Ψ_{pf}

Для симетричної машини є прийнятними умови $R_A = R_B = R_C = R_1$; $R_a = R_b = R_c = R_2$.

Потокозчеплення визначаються законом Ампера. Наприклад, потокозчеплення обмотки фази "А" отримуємо у вигляді

$$\Psi_A = L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + L_{Aa} i_a + L_{Ab} i_b + L_{Ac} i_c. \quad (\text{В.2})$$

Такі ж рівняння можна записати для обмоток фаз "В" та "С".
Потокозчеплення обмотки фази "а" ротора становить

$$\Psi_a = L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c + L_{aB} i_B + L_{aC} i_C + L_{aA} i_A. \quad (\text{В.3})$$

Рівняння (В.2) та (В.3) визначають повну власну індуктивність обмотки та взаємні індуктивності (рис.В.2).

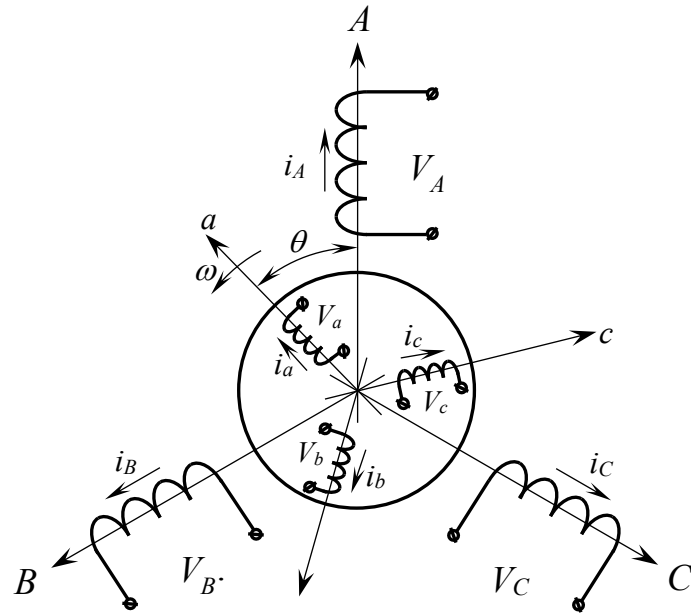


Рис.В.1. Трифазна система обмотки машини

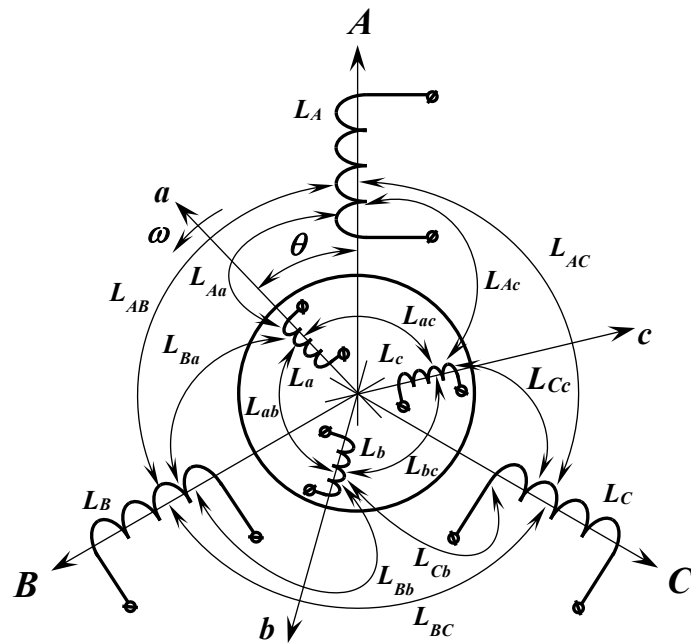


Рис.В.2. Індуктивності обмотки машини

Позначення L_A та L_a визначають повну власну індуктивність обмотки фази статора "А" та фази ротора "а" відповідно. Усі індуктивності приводяться до параметрів обмотки статора.

Повна власна індуктивність обмотки кожної фази трифазної симетричної системи включає однакову максимальну взаємну індуктивність L_m між фазами статора та ротора (при збігу осей обмотки) та індуктивність розсіювання відповідної фази. Отже, для симетричної системи можна записати

$$\left. \begin{aligned} L_A &= L_B = L_C = L_m + L_{\sigma 1} \\ L_a &= L_b = L_c = L_m + L_{\sigma 2} \end{aligned} \right\}, \quad (\text{В.4})$$

де $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – індуктивність розсіювання фази статора та ротора відповідно.

Фізичний сенс такої інтерпретації ми можемо знайти за допомогою (рис.В.3). На (рис.В.3) ми бачимо дві обмотки, розташовані з осьовим збігом. В них протікають струми i_1 та i_2 . Кожен зі струмів створює магнітне потокозчеплення, пов'язане з іншою обмоткою. Разом вони утворюють спільне магнітне потокозчеплення Ψ_m . Окрім пов'язаного потокозчеплення струми створюють потоки розсіювання $\Psi_{\sigma 1}$ та $\Psi_{\sigma 2}$, які не пов'язані один з одним.

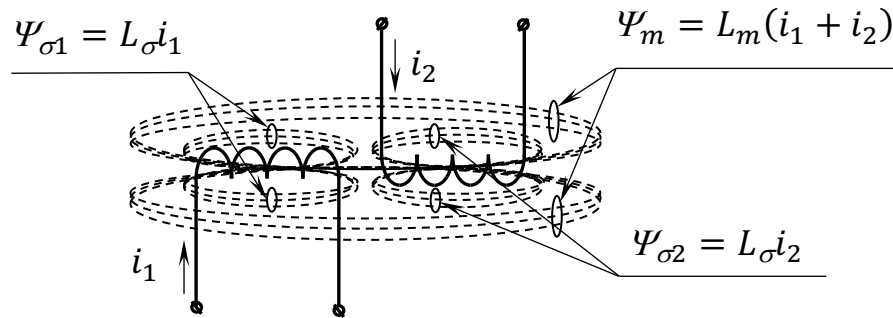


Рис.В.3. Потокозчеплення та потоки розсіювання

Взаємні індуктивності між фазами статора та ротора залежать від їх взаємного розташування, яке є функцією кута θ між відповідними осями обмоток (наприклад, "А" та "а"), тобто

$$L_{Aa} = L_{Bb} = L_{Cc} = L_m \cos \theta_{Aa} = L_m \cos \theta, \quad (\text{В.5})$$

$$L_{Ab} = L_{Bc} = L_{Ca} = L_m \cos(\theta + 2\pi/3), \quad (\text{В.6})$$

$$L_{Ac} = L_{Ba} = L_{Cb} = L_m \cos(\theta + 4\pi/3), \quad (\text{В.7})$$

$$L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} = L_m \cos(2\pi/3) = -L_m/2, \quad (\text{В.8})$$

$$L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} = L_m \cos(2\pi/3) = -L_m/2. \quad (\text{В.9})$$

Отже, рівняння (1)...(3) є рівняннями зі змінними коефіцієнтами. Вони складні для числових розрахунків. Використовуючи метод просторово-векторних даних, ми можемо спростити обчислювальні моделі машини змінного струму.

Ідея методу полягає в математичному перетворенні миттєвих трифазних значень (напруги, струму, потокозчеплення) у *просторово інтегрований вектор*. Він дає проєкції на осі обмотки у вигляді миттєвих значень і обертається в області повітряного зазору з синхронною швидкістю у фіксованій нерухомій системі координат (α, β) . Причому вісь координат " α " збігається з віссю фази "А" та дійсною віссю "+1", а вісь " β ", збігаючись з уявною віссю "+j", випереджає вісь " α " проти обертання стрілки годинника напрямку (рис.В.4).

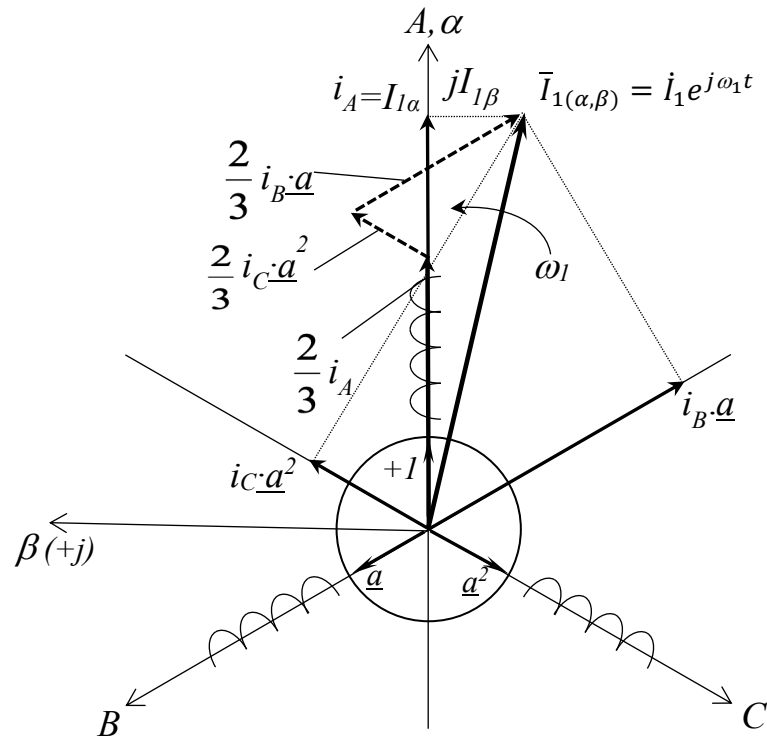


Рис.В.4. Просторово-інтегрований вектор струму статора

Просторово-інтегрований вектор струму визначається миттєвими значеннями фазного струму i_A, i_B, i_C у нерухомій системі координат (α, β) як

$$\bar{I}_{1(\alpha, \beta)} = \frac{2}{3} (i_A + \underline{a}i_B + \underline{a}^2i_C), \quad (\text{В.10})$$

де $\underline{a} = e^{j \cdot 120^\circ} = -1/2 + j \cdot \sqrt{3}/2$; $\underline{a}^2 = e^{j \cdot 240^\circ} = -1/2 - j \cdot \sqrt{3}/2$ – одиничні вектори, що враховують просторове зміщення фазних обмоток.

Коефіцієнт $2/3$ – це коефіцієнт переходу з трифазної системи у двофазну. Пізніше ми покажемо, як його отримати.

У випадку формули (В.10) слід говорити про просторово інтегрований вектор струму статора, визначений у системі координат (α, β) .

Математичну форму просторового вектора можна описати як $\bar{I}_{1(\alpha, \beta)} = \dot{I}_1 e^{j \omega_1 t}$, де \dot{I}_1 – комплексне значення струму статора (векторна величина просторового вектора (рис.В.4)); $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота напруги статора (електричні радіани за секунду).

Цей вектор \dot{I}_1 з модулем I_{1m} обертається на комплексній площині з кутовою швидкістю ω_1 проти годинникової стрілки. Проекції вектора визначають миттєві значення фазних струмів. Такі ж просторово-інтегральні вектори ми можемо отримати для напруги $\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}$.

Використовуючи такий метод визначення просторово-інтегрованого вектора, знайдемо просторово-інтегровані вектори значень, пов'язаних з ротором (рис.В.5).

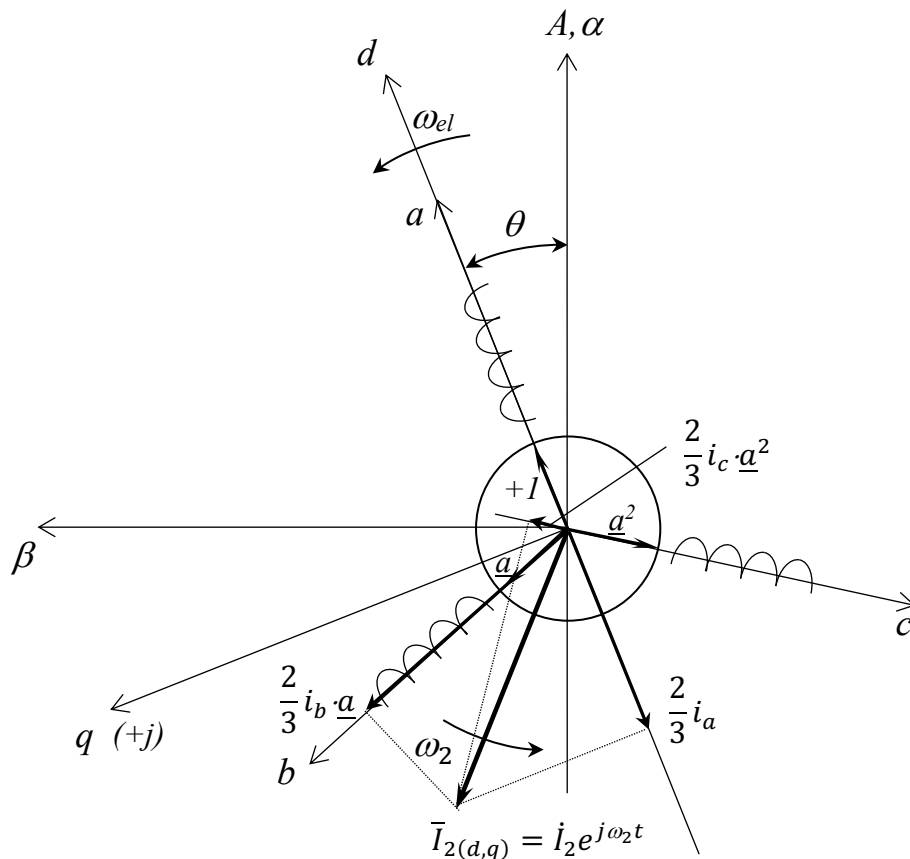


Рис.В.5. Просторово-інтегрований вектор струму ротора

Математичну форму просторового вектора струму ротора можна описати як $\bar{I}_{2(d,q)} = \dot{I}_2 e^{j\omega_2 t}$, де \dot{I}_2 – комплексне значення струму ротора; $\omega_2 = 2\pi f_2$ – кутова частота напруги ротора (електричні радіани за секунду).

Цей вектор \dot{I}_2 з модулем I_{2m} обертається на комплексній площині координат (d, q) з кутовою швидкістю ω_2 проти годинникової стрілки. Відповідно, система координат (d, q) обертається з кутовою швидкістю ротора ω_{el} в електричних радіанах. Проекції вектора визначають миттєві значення фазних струмів.

Такі ж просторово інтегровані вектори ми можемо отримати для напруги $\bar{V}_{2(d,q)}$.

Використовуючи визначення та дивлячись на (рис.В.5), можна сказати, що просторово інтегрований вектор струму ротора визначається миттєвими значеннями фазних струмів i_a, i_b, i_c у системі координат (d, q) , зафіксованих на роторі як

$$\bar{I}_{2(d,q)} = \frac{2}{3}(i_a + \underline{a}i_b + \underline{a}^2i_c), \quad (\text{B.11})$$

де $(+1, \underline{a}, \underline{a}^2)$ – система одиничних векторів, пов'язаних з координатами (d, q) , що обертаються з кутовою швидкістю ω_{el} ротора (рис.В.5); $\underline{a} = e^{j \cdot 120^\circ} = -1/2 + j \cdot \sqrt{3}/2$; $\underline{a}^2 = e^{j \cdot 240^\circ} = -1/2 - j \cdot \sqrt{3}/2$.

У цьому випадку слід говорити про інтегрований вектор струму ротора, визначений у системі координат (d, q) .

Якщо ми хочемо представити струм ротора у фіксованій (нерухомій) системі координат (α, β) , ми повинні помножити струм, представлений у системі координат (d, q) , на $e^{j\theta}$. Якщо просторово-інтегрований вектор $\bar{I}_{2(d,q)}$ помножити на $e^{j\theta}$, це означає, що вектор \bar{I}_2 є визначеним у системі координат (α, β) , оскільки цей вектор обертається з кутовою швидкістю ω_1 .

$$\bar{I}_{2(d,q)}e^{j\theta} = \dot{I}_2 e^{j\omega_2 t} e^{j\omega_{el} t} = \dot{I}_2 e^{j(\omega_{el} + \omega_2)t} = \dot{I}_2 e^{j\omega_1 t} = \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}. \quad (\text{B.12})$$

Таким чином

$$\bar{I}_{2(\alpha,\beta)} = \bar{I}_{2(d,q)}e^{j\theta} = \frac{2}{3}(i_a + \underline{a}i_b + \underline{a}^2i_c)e^{j\theta}. \quad (\text{B.13})$$

І навпаки, якщо просторово-інтегральний вектор $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ помножити на $e^{-j\theta}$, це означає, що вектор \bar{I}_1 є визначеним у системі координат (d, q) , оскільки цей вектор обертається з кутовою швидкістю ω_2 .

$$\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}e^{-j\theta} = \dot{I}_1 e^{j\omega_1 t} e^{-j\omega_{el} t} = \dot{I}_1 e^{j(\omega_1 - \omega_{el})t} = \dot{I}_1 e^{j\omega_2 t} = \bar{I}_{1(d,q)}. \quad (\text{B.14})$$

Для перетворення вектора струму $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ на $\bar{I}_{1(d,q)}$ ми, очевидно, повинні помножити його на $e^{-j\theta}$

$$\bar{I}_{1(d,q)} = \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}e^{-j\theta} = \frac{2}{3}(i_A + \underline{a}i_B + \underline{a}^2i_C)e^{-j\theta}. \quad (\text{B.15})$$

Такі ж перетворення ми повинні зробити з іншими векторами системи рівнянь, що описують електромагнітні процеси в двигуні змінного струму.

Можливо перетворити трифазну систему обмоток на двофазну. Для цього слід створити еквівалентні обмотки, закріплені на відповідних осях системи координат. Наприклад, замінимо обмотки фаз "A", "B", "C" статора на еквівалентні обмотки, розташовані на осях "α" та "β" (рис.В.6,а).

Проектуючи просторово інтегрований вектор $\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}$ на осі "α" або "β", отримуємо миттєві значення еквівалентних змінних обмотки. Для цього випадку маємо

$$V_{1\alpha} = V_{1m} \cos \omega_1 t, \quad (\text{B.16})$$

$$V_{1\beta} = V_{1m} \sin \omega_1 t, \quad (\text{B.17})$$

де V_{1m} – амплітуда напруги фази живлення статора.

Використовуючи визначення просторово-інтегрального вектора струму статора, ми можемо вивести наступний результат з формули (В.10)

$$\begin{aligned}\bar{I}_{1(\alpha,\beta)} &= \frac{2}{3} \left[i_A + i_B \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_C \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] = \\ &= \frac{2}{3} \left[\left(i_A - \frac{i_B + i_C}{2} \right) + j\frac{\sqrt{3}}{2} (i_B - i_C) \right] = I_{1\alpha} + jI_{1\beta}.\end{aligned}\quad (\text{В.18})$$

Наступна умова пов'язана з симетричними системами обмоток електричної машини

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (\text{В.19})$$

Отже, ми можемо отримати

$$i_A - \frac{i_B + i_C}{2} = \frac{3i_A}{2}. \quad (\text{В.20})$$

Ми бачимо, що перетворення трифазної електричної машини на двофазну без зміни параметрів її обмоток призводить до різних значень параметрів режиму. Наприклад, при збігу фаз "А" та "α" перетворення $T(3 \rightarrow 2)$ змінює струм фази (А) від значення i_A до $3i_A/2$.

Отже, щоб зробити значення параметрів режиму незмінними, слід застосувати коригувальний коефіцієнт $2/3$.

Підставляючи (В.20) у (В.18) та ділячи на дійсну та уявну частини просторово-інтегрального вектора, маємо

$$I_{1\alpha} = \text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) = i_A, \quad (\text{В.21})$$

$$I_{1\beta} = \text{Im}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}. \quad (\text{В.22})$$

Зворотне перетворення $T(2 \rightarrow 3)$ очевидно вимагає коригувального коефіцієнта $3/2$.

Виводячи таким самим чином пари множення векторів \bar{I}_1 і \underline{a} , \bar{I}_1 і \underline{a}^2 та знаходячи їх дійсну частину, отримуємо

$$\text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)} \underline{a}^2) = i_B, \quad (\text{В.23})$$

$$\text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)} \underline{a}) = i_C. \quad (\text{В.24})$$

Тобто таке множення означає зміщення вектора $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ на кут, що визначається одиничними векторами \underline{a} або \underline{a}^2 , а проєкції зміщеного вектора $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ визначають миттєві фазні струми.

Виражаючи проєкції просторового вектора \bar{I}_1 (В.21)...(В.24) у координатах (d, q) , слід використовувати формулу (В.14)

$$I_{1d} = \text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) e^{-j\theta} = i_A e^{-j\theta}, \quad (\text{В.25})$$

$$I_{1q} = \text{Im}(\bar{I}_1(\alpha, \beta))e^{-j\theta} = \frac{i_B - i_C}{\sqrt{3}}e^{-j\theta}. \quad (\text{B.26})$$

Робимо це для обмотки ротора таким самим чином. Зв'язавши вісь "d" системи координат (d, q) з фазою "a" ротора та змістивши вісь "q" вперед на 90 градусів електричної потужності у напрямку, протилежному напрямку руху стрілки годинника, ми можемо перетворити трифазну систему обмотки ротора на двофазну. Таким чином, слід створити просторово інтегровані вектори миттєвих трифазних значень (напруги, струму, потокозчеплення) ротора, визначених у системі координат (d, q), та спроектувати їх на осі "d" та "q" відповідно (рис. В.6,b). У цьому випадку

$$V_{2d} = V_{2m} \cos \omega_2 t, \quad (\text{B.27})$$

$$V_{2q} = V_{2m} \sin \omega_2 t, \quad (\text{B.28})$$

де V_{2m} – амплітуда напруги фази живлення ротора.

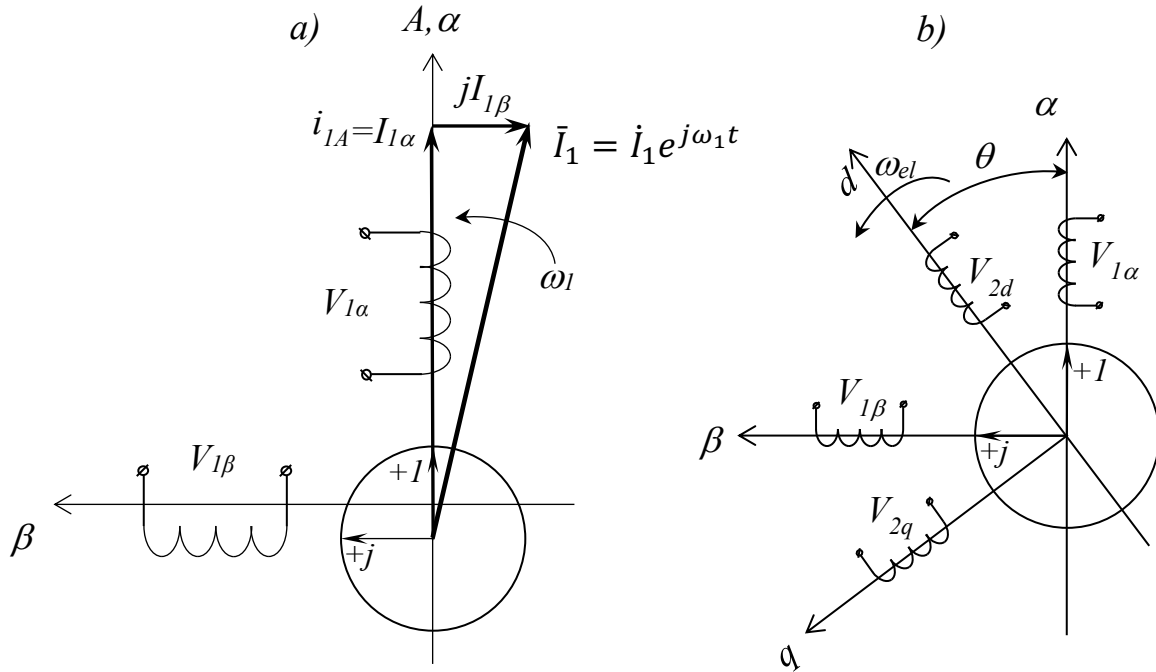


Рис.В.6. Перетворення 3-фазної системи обмоток на 2-фазну та узагальнену схему двофазної машини (b)

Аналогічно до просторово-інтегрального вектора струму статора \bar{I}_1 у системі координат (α, β) можна вивести ті ж формули для просторово-інтегрального вектора струму ротора \bar{I}_2 у системі координат (d, q), враховуючи, що вісь "d" збігається з фазою "a" обмоток ротора.

$$I_{2d} = \text{Re}(\bar{I}_2(d, q)) = i_a, \quad (\text{B.29})$$

$$I_{2q} = \text{Im}(\bar{I}_2(d, q)) = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}}, \quad (\text{B.30})$$

$$\text{Re}(\bar{I}_2(d, q)\underline{a}^2) = i_b, \quad (\text{B.31})$$

$$Re(\bar{I}_{2(d,q)}\underline{a}) = i_c. \quad (B.32)$$

Струм ротора \bar{I}_2 у системі координат (α, β) можна представити як

$$I_{2\alpha} = Re(\bar{I}_{2(d,q)})e^{j\theta} = i_a e^{j\theta}, \quad (B.33)$$

$$I_{2\beta} = Im(\bar{I}_{2(d,q)})e^{j\theta} = \frac{i_b - i_c}{\sqrt{3}} e^{j\theta}, \quad (B.34)$$

$$Re(\bar{I}_{2(d,q)}\underline{a}^2)e^{j\theta} = i_b e^{j\theta}, \quad (B.35)$$

$$Re(\bar{I}_{2(d,q)}\underline{a})e^{j\theta} = i_c e^{j\theta}. \quad (B.36)$$

Така модель електричної машини, що складається з двох обмоток, розміщених на статорі під прямим кутом, та двох обмоток, розміщених на роторі таким самим чином, називається *узагальненою двофазною електричною машиною*.

Звичайно, для двигуна змінного струму з короткозамкненим ротором його еквівалентні обмотки короткозамкнені, напруга живлення ротора дорівнює нулю, а в обмотках ротора індукуються ЕРС з кутовою частотою $\omega_2 = \omega_1 - \omega_{el}$, де ω_{el} – кутова швидкість обертання ротора, визначена в електричних радіанах за секунду (рис. В.6,b).

З формули (В.2), рівнянь (В.4), (В.8), (В.21)...(В.24) отримуємо наступні результати

$$\begin{aligned} L_A i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C &= (L_m + L_{1\sigma}) Re(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) - L_m Re(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) / 2 - \\ &L_m Re(\underline{a} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) / 2 = L_{1\sigma} Re(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_m Re[\bar{I}_{1(\alpha,\beta)} (1 - \underline{a}/2 - \\ &\underline{a}^2/2)] = L_1 Re(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}), \end{aligned} \quad (B.37)$$

де $1 - \underline{a}/2 - \underline{a}^2/2 = 3/2$; $L_1 = L_{11} + L_{1\sigma}$ – індуктивність фази статора; $L_{11} = 3L_m/2$ – індуктивність фази статора, пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції.

Для рівнянь з індуктивностями, які є функціями кута θ , ми можемо використовувати наступні формули в системі координат (α, β) (див. Додаток С для глибшого розуміння цих формул)

$$\cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}, \quad (B.38)$$

$$\cos(\theta + 2\pi/3) = \frac{e^{j\theta} \underline{a} + e^{-j\theta} \underline{a}^2}{2}, \quad (B.39)$$

$$\cos(\theta + 4\pi/3) = \frac{e^{j\theta} \underline{a}^2 + e^{-j\theta} \underline{a}}{2}. \quad (B.40)$$

Враховуючи, що всі змінні ротора мають бути приведені до обмотки статора, маємо з рівнянь (В.5)...(В.7), (В.29)...(В.32)

$$\begin{aligned}
L_{Aa}i_a + L_{Ab}i_b + L_{Ac}i_c &= L_m \cos \theta \cdot \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + L_m \cos(\theta + 2\pi/3) \cdot \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + L_m \cos(\theta + 4\pi/3) \cdot \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) = \\
&= L_m \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right) \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + L_m \left(\frac{e^{j\theta} \underline{a} + e^{-j\theta} \underline{a}^2}{2} \right) \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + \\
&+ L_m \left(\frac{e^{j\theta} \underline{a}^2 + e^{-j\theta} \underline{a}}{2} \right) \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) = L_m \left[\frac{e^{j\theta}}{2} \left(\text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + \underline{a} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + \right. \right. \\
&\left. \left. \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) \right) + \frac{e^{-j\theta}}{2} \left(\text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + \right. \right. \\
&\left. \left. \underline{a} \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) \right) \right] = L_m \left[\frac{e^{j\theta}}{2} (i_a + \underline{a}i_b + \underline{a}^2 i_c) + \frac{e^{-j\theta}}{2} (i_a + \underline{a}^2 i_b + \underline{a}i_c) \right] = \\
&= L_m \left[\frac{e^{j\theta} \left(\frac{3}{2} \bar{I}_{2(d,q)} e^{j\theta} \right) + e^{-j\theta} \left(\frac{3}{2} \bar{I}_{2(d,q)}^* e^{j\theta} \right)}{2} \right] = 3L_m \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)} e^{j\theta}) / 2 = \\
&L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)} e^{j\theta}), \tag{B.41}
\end{aligned}$$

де $I_{2(d,q)}^*$ – спряжений вектор $\bar{I}_{2(d,q)}$; $L_{12} = 3L_m/2 = L_{11}$ – основна взаємна індуктивність між фазою статора та фазами ротора; $\bar{I}_{2(d,q)}$ – просторово інтегрований вектор струму ротора, виражений в осях (d, q) , $\theta = \omega_{el}t$ – миттєвий кут між нерухомими осями (α, β) та осями (d, q) , що обертаються з електричною кутовою швидкістю ω_{el} .

Більш детально про перетворення координат можна побачити в (Додатку С). Отже, рівняння (В.2) перетворюється на інше

$$\Psi_A = L_1 \text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)} e^{j\theta}) = L_1 \text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{2(\alpha,\beta)}). \tag{B.42}$$

Аналогічно, ми можемо отримати рівняння для потокозчеплень обмоток фаз "B" та "C"

$$\Psi_B = L_1 \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}), \tag{B.43}$$

$$\Psi_C = L_1 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}). \tag{B.44}$$

Взявши формулу для просторово-інтегрального вектора (10), отримуємо в осях (α, β)

$$\begin{aligned}
\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} &= \frac{2}{3} (\Psi_A + \underline{a} \Psi_B + \underline{a}^2 \Psi_C) \\
&= \frac{2}{3} \left\{ [L_1 \text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{2(\alpha,\beta)})] \right. \\
&+ \underline{a} [L_1 \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)})] \\
&+ \underline{a}^2 [L_1 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)})] \left. \right\} \\
&= \frac{2}{3} \left\{ L_1 [\text{Re}(\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + \underline{a} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}) + \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)})] \right. \\
&+ L_{12} [\text{Re}(\bar{I}_{2(\alpha,\beta)}) + \underline{a} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}) + \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)})] \left. \right\} \\
&= \frac{2}{3} \left\{ L_1 \left[\frac{3}{2} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)} \right] + L_{12} \left[\frac{3}{2} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)} \right] \right\}.
\end{aligned}$$

Тобто

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} = L_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)} + L_{12} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}. \quad (\text{B.45})$$

Аналогічно отримуємо формулу для просторового вектора потокозчеплення $\bar{\Psi}$ у системі координат (d, q) з формул (B.4), (B.9), (B.29), (B.31), (B.32)

$$\begin{aligned} L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c &= (L_m + L_{2\sigma}) \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) - L_m \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)})/2 - \\ &L_m \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)})/2 = L_{2\sigma} \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + L_m \text{Re}[\bar{I}_{2(d,q)} (1 - \underline{a}/2 - \\ &\underline{a}^2/2)] = L_2 \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}), \end{aligned} \quad (\text{B.46})$$

де $1 - \underline{a}/2 - \underline{a}^2/2 = 3/2$; $L_2 = L_{22} + L_{2\sigma}$ – індуктивність фази ротора; $L_{22} = 3L_m/2$ – індуктивність фази ротора, пов'язана з основною гармонікою взаємної індукції.

З рівнянь (B.5)...(B.7), (B.21), (B.23), (B.24)

$$\begin{aligned} L_{Aa} i_A + L_{Ab} i_B + L_{Ac} i_C &= L_m \cos \theta \cdot \text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) + L_m \cos(\theta + \\ &2\pi/3) \cdot \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(d,q)}) + L_m \cos(\theta + 4\pi/3) \cdot \text{Re}(\underline{b} \bar{I}_{1(d,q)}) = \\ &L_m \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right) \text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) + L_m \left(\frac{e^{j\theta} \underline{a} + e^{-j\theta} \underline{a}^2}{2} \right) \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(d,q)}) + \\ &+ L_m \left(\frac{e^{j\theta} \underline{a}^2 + e^{-j\theta} \underline{a}}{2} \right) \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(d,q)}) = L_m \left[\frac{e^{j\theta}}{2} \left(\text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) + \underline{a} \text{Re}(\underline{b}^2 \bar{I}_{1(d,q)}) + \right. \right. \\ &\left. \left. \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{b} \bar{I}_{1(d,q)}) \right) + \frac{e^{-j\theta}}{2} \left(\text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) + \underline{a}^2 \text{Re}(\underline{b}^2 \bar{I}_{1(d,q)}) + \underline{a} \text{Re}(\underline{b} \bar{I}_{1(d,q)}) \right) \right] = \\ &L_m \left[\frac{e^{j\theta} \left(\frac{3}{2} \bar{I}_{1(d,q)} \right) + e^{-j\theta} \left(\frac{3}{2} \bar{I}_{1(d,q)}^* \right)}{2} \right] = 3L_m \text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)})/2 = L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}), \end{aligned} \quad (\text{B.47})$$

де $I_{1(d,q)}^*$ – спряжений вектор $\bar{I}_{1(d,q)}$; $L_{12} = 3L_m/2 = L_{11}$ – головна взаємна індуктивність між фазою статора та фазами ротора.

Отже, рівняння (B.3) перетворюється на інше

$$\Psi_a = L_2 \text{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \text{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}). \quad (\text{B.48})$$

Аналогічно, ми можемо отримати рівняння для потокозчеплень обмоток фаз "b" та "c"

$$\Psi_b = L_2 \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(d,q)}), \quad (\text{B.49})$$

$$\Psi_c = L_2 \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \text{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(d,q)}). \quad (\text{B.50})$$

Взявши формулу для просторово-інтегрального вектора (B.11), отримуємо в осях (d, q)

$$\begin{aligned}
\bar{\Psi}_{2(d,q)} &= \frac{2}{3} (\Psi_a + \underline{a} \Psi_b + \underline{a}^2 \Psi_c) = \\
&= \frac{2}{3} \{L_2 \operatorname{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \operatorname{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) \\
&+ \underline{a} [L_2 \operatorname{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \operatorname{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(d,q)})] \\
&+ \underline{a}^2 [L_2 \operatorname{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)}) + L_{12} \operatorname{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(d,q)})]\} \\
&= \frac{2}{3} \{L_2 [\operatorname{Re}(\bar{I}_{2(d,q)}) + \underline{a} \operatorname{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{2(d,q)}) + \underline{a}^2 \operatorname{Re}(\underline{a} \bar{I}_{2(d,q)})] \\
&+ L_{12} [\operatorname{Re}(\bar{I}_{1(d,q)}) + \underline{a} \operatorname{Re}(\underline{a}^2 \bar{I}_{1(d,q)}) + \underline{a}^2 \operatorname{Re}(\underline{a} \bar{I}_{1(d,q)})]\} = \\
&= \frac{2}{3} \left\{ L_2 \left[\frac{3}{2} \bar{I}_{2(d,q)} \right] + L_{12} \left[\frac{3}{2} \bar{I}_{1(d,q)} \right] \right\}.
\end{aligned}$$

Отже, в системі координат (d, q)

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)} = L_2 \bar{I}_{2(d,q)} + L_{12} \bar{I}_{1(d,q)}. \quad (\text{B.51})$$

Ми можемо отримати просторові вектори для напруги з рівнянь (B.1)

$$\bar{V}_{1(\alpha,\beta)} = R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}}{dt}, \quad (\text{B.52})$$

$$\bar{V}_{2(d,q)} = R_2 \bar{I}_{2(d,q)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(d,q)}}{dt}. \quad (\text{B.53})$$

Недоліком системи рівнянь (B.36), (B.51)...(B.53) є те, що рівняння балансу напруг статора визначені у нерухомій системі координат (α, β) , пов'язаній зі статором, але рівняння балансу напруг ротора записані в обертовій системі координат (d, q) , пов'язаній з ротором.

Метод просторових векторів дозволяє відобразити рівняння (B.36), (B.51)...(B.53) у загальній системі координат (x, y) , що обертається з довільною швидкістю ω_k (рис.В.7). Для цього випадку ми реалізуємо такі перетворення, як і у випадку формули (B.13) або (B.15).

$$\bar{A}_{(\alpha,\beta)} = \bar{A}_{(x,y)} e^{j\theta} = \bar{A}_{(x,y)} e^{j\omega_k t}, \quad (\text{B.54})$$

$$\bar{A}_{(d,q)} = \bar{A}_{(x,y)} e^{j(\theta - \omega_{el}t)} = \bar{A}_{(x,y)} e^{j(\omega_k - \omega_{el})t}, \quad (\text{B.55})$$

де $\bar{A}_{(\alpha,\beta)} = \dot{A} e^{j\omega_1 t}$, $\dot{A} = A_m e^{j\varphi}$ – комплексна змінна, A_m – амплітуда комплексу \dot{A} , φ – кутовий аргумент комплексу \dot{A} .

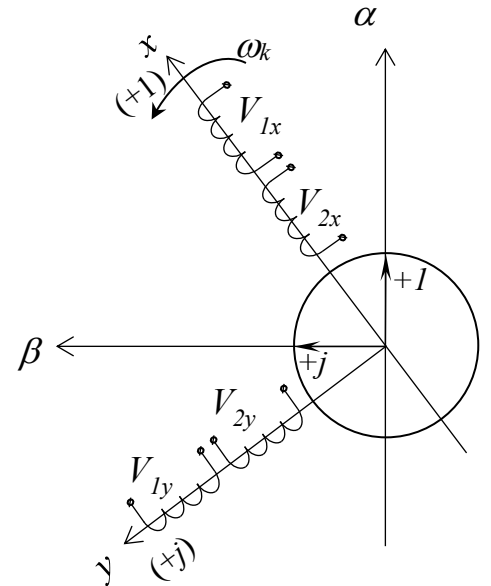


Рис.В.7. Узагальнена схема двофазної машини в обертовій системі координат (x, y)

Використовуючи рівняння (B.54)...(B.55) для системи рівнянь (B.36), (B.51)...(B.53), ми можемо отримати рівняння двигуна змінного струму в системі осей (x, y) , що обертається з електричною кутовою швидкістю ω_k .

Наприклад

$$\bar{V}_{1(x,y)} e^{j\omega_k t} = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} e^{j\omega_k t} + \frac{d}{dt} [\bar{\Psi}_{1(x,y)} e^{j\omega_k t}] = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} e^{j\omega_k t} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(x,y)}}{dt} e^{j\omega_k t} + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)} e^{j\omega_k t}.$$

Інакше

$$\bar{V}_{1(x,y)} = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(x,y)}}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}. \quad (B.56)$$

Роблячи так само для інших векторів, отримуємо

$$\bar{V}_{2(x,y)} = R_2 \bar{I}_{2(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(x,y)}}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(x,y)}, \quad (B.57)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)} = L_1 \bar{I}_{1(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}, \quad (B.58)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)} = L_2 \bar{I}_{2(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}. \quad (B.59)$$

Тепер ми можемо записати систему рівнянь у різних системах координат.

Система координат (α, β) : $\omega_k = 0$:

$$\bar{V}_{1(\alpha,\beta)} = R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}}{dt}. \quad (B.60)$$

$$\bar{V}_{2(\alpha,\beta)} = R_2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}}{dt} - j\omega_{el} \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}, \quad (B.61)$$

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} = L_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)} + L_{12} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}, \quad (B.62)$$

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)} = L_2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)} + L_{12} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}. \quad (B.63)$$

Система координат (d, q) : $\omega_k = \omega_{el}$:

$$\bar{V}_{1(d,q)} = R_1 \bar{I}_{1(d,q)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(d,q)}}{dt} + j\omega_{el} \bar{\Psi}_{1(d,q)}. \quad (B.64)$$

$$\bar{V}_{2(d,q)} = R_2 \bar{I}_{2(d,q)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(d,q)}}{dt}, \quad (B.65)$$

$$\bar{\Psi}_{1(d,q)} = L_1 \bar{I}_{1(d,q)} + L_{12} \bar{I}_{2(d,q)}, \quad (B.66)$$

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)} = L_2 \bar{I}_{2(d,q)} + L_{12} \bar{I}_{1(d,q)}. \quad (B.67)$$

Система координат (u, v) : $\omega_k = \omega_1$:

$$\bar{V}_{1(u,v)} = R_1 \bar{I}_{1(u,v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(u,v)}}{dt} + j\omega_1 \bar{\Psi}_{1(u,v)}. \quad (\text{B.68})$$

$$\bar{V}_{2(u,v)} = R_2 \bar{I}_{2(u,v)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(u,v)}}{dt} + j(\omega_1 - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(u,v)}, \quad (\text{B.69})$$

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)} = L_1 \bar{I}_{1(u,v)} + L_{12} \bar{I}_{2(u,v)}, \quad (\text{B.70})$$

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)} = L_2 \bar{I}_{2(u,v)} + L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}. \quad (\text{B.71})$$

Кожна похідна потокозчеплення в цій системі рівнянь представляє собою трансформаторну ЕРС. Вона обумовлена зміною струму в обмотці та включає ЕРС самоіндукції та взаємної індукції.

Усі вирази правих частин представлених рівнянь, які включають кутову швидкість, відомі як ЕРС обертання, оскільки вона виникає при обертанні ротора відносно статора.

Отже, ми можемо записати матрицю цих ЕРС. У загальному випадку для координат (x, y)

$$\bar{E}_{(x,y)} = \begin{bmatrix} \bar{E}_{1(x,y)} \\ \bar{E}_{2(x,y)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)} \\ j(\omega_k - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(x,y)} \end{bmatrix} = j \cdot \begin{bmatrix} \omega_k \\ (\omega_k - \omega_{el}) \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{1(x,y)} \\ \bar{\Psi}_{2(x,y)} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.72})$$

Ми можемо використовувати систему рівнянь (B.56)...(B.59) у рівняннях відносно проєкцій векторів (див. Додаток С "Перетворення координат") у вигляді

$$\bar{R}_{(x,y)} = R_x + jR_y. \quad (\text{B.73})$$

Таким чином

$$V_{1x} + jV_{1y} = R_1(I_{1x} + jI_{1y}) + \frac{d}{dt}(\Psi_{1x} + j\Psi_{1y}) + j\omega_k(\Psi_{1x} + j\Psi_{1y}).$$

Розділимо на дійсну та уявну частини, маємо

$$V_{1x} = R_1 I_{1x} + \frac{d}{dt}(\Psi_{1x}) - \omega_k \Psi_{1y}. \quad (\text{B.74})$$

$$V_{1y} = R_1 I_{1y} + \frac{d}{dt}(\Psi_{1y}) + \omega_k \Psi_{1x}. \quad (\text{B.75})$$

Аналогічно

$$V_{2x} = R_2 I_{2x} + \frac{d}{dt}(\Psi_{2x}) - (\omega_k - \omega_{el}) \Psi_{2y}, \quad (\text{B.76})$$

$$V_{2y} = R_2 I_{2y} + \frac{d}{dt} (\Psi_{2y}) + (\omega_k - \omega_{el}) \Psi_{2x}, \quad (\text{B.77})$$

$$\Psi_{1x} = L_1 I_{1x} + L_{12} I_{2x}, \quad (\text{B.78})$$

$$\Psi_{1y} = L_1 I_{1y} + L_{12} I_{2y}, \quad (\text{B.79})$$

$$\Psi_{2x} = L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x}, \quad (\text{B.80})$$

$$\Psi_{2y} = L_2 I_{2y} + L_{12} I_{1y}. \quad (\text{B.81})$$

Матриця ЕРС обертання (В.72) у проєкціях на осі "x" та "y"

$$\begin{bmatrix} E_{1x} \\ E_{1y} \\ E_{2x} \\ E_{2y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_k \Psi_{1y} \\ \omega_k \Psi_{1x} \\ -(\omega_k - \omega_{el}) \Psi_{2y} \\ (\omega_k - \omega_{el}) \Psi_{2x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_k & 0 & 0 \\ \omega_k & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(\omega_k - \omega_{el}) \\ 0 & 0 & (\omega_k - \omega_{el}) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_{1x} \\ \Psi_{1y} \\ \Psi_{2x} \\ \Psi_{2y} \end{bmatrix}. \quad (\text{B.82})$$

Крутний момент (електромагнітний момент) узагальненої машини зумовлений електромагнітною потужністю P_{em} , яка виникає внаслідок взаємодії ЕРС обертання та струмів узагальненої електричної машини

$$M_{em} = \frac{P_{em}}{\omega}, \quad (\text{B.83})$$

де $\omega = \omega_{el}/z_p$ – механічна кутова швидкість двигуна; z_p – кількість пар полюсів електричної машини.

$$P_{em} = \bar{I}_{(x,y)} \bar{E}_{(x,y)}, \quad (\text{B.84})$$

де $\bar{I}_{(x,y)} = [I_{1x} \ I_{1y} \ I_{2x} \ I_{2y}]^T$, $\bar{E}_{(x,y)} = [E_{1x} \ E_{1y} \ E_{2x} \ E_{2y}]^T$.

Вводячи рівняння (В.72) у (В.84) з урахуванням рівняння (В.82), маємо

$$P_{em} = [I_{1x} \ I_{1y} \ I_{2x} \ I_{2y}]^T \cdot \begin{bmatrix} E_{1x} \\ E_{1y} \\ E_{2x} \\ E_{2y} \end{bmatrix} = I_{1x} E_{1x} + I_{1y} E_{1y} + I_{2x} E_{2x} + I_{2y} E_{2y} = \omega_k (-I_{1x} \Psi_{1y} + I_{1y} \Psi_{1x} - I_{2x} \Psi_{2y} + I_{2y} \Psi_{2x}) + \omega_{el} (I_{2x} \Psi_{2y} - I_{2y} \Psi_{2x}). \quad (\text{B.85})$$

Розглянемо векторне множення двох векторів \bar{R}_1 та \bar{R}_2 . За визначенням, векторне множення – це вектор, що лежить у перпендикулярній площині до площини координат, з довжиною, що дорівнює добутку модулів векторів та синуса кута між ними (рис.В.8).

Отже

$$\begin{aligned}\bar{R}_3 &= \bar{R}_1 \times \bar{R}_2 = |\bar{R}_1| \cdot |\bar{R}_2| \sin(\varphi_2 - \varphi_1) = \\ &= |\bar{R}_1| \cdot |\bar{R}_2| \cdot (\sin\varphi_2 \cos\varphi_1 - \cos\varphi_2 \sin\varphi_1) = \\ &= |\bar{R}_1| \cos\varphi_1 \cdot |\bar{R}_2| \sin\varphi_2 - \\ &= |\bar{R}_1| \sin\varphi_1 \cdot |\bar{R}_2| \cos\varphi_2 = R_{1x}R_{2y} - \\ &= R_{1y}R_{2x}.\end{aligned}\quad (\text{B.86})$$

Згідно з рівнянням (B.86) можна сказати, що $\bar{R}_1 \Rightarrow \bar{I}_1$, $\bar{R}_2 \Rightarrow \bar{\Psi}_1$ а далі $\bar{R}_1 \Rightarrow \bar{I}_2$, $\bar{R}_2 \Rightarrow \bar{\Psi}_2$.

Тому

$$I_{1x} \Psi_{1y} - I_{1y} \Psi_{1x} = \bar{I}_{1(x,y)} \times \bar{\Psi}_{1(x,y)} = -(\bar{\Psi}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)}), \quad (\text{B.87})$$

$$I_{2x} \Psi_{2y} - I_{2y} \Psi_{2x} = \bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{\Psi}_{2(x,y)} = -(\bar{\Psi}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)}). \quad (\text{B.88})$$

Враховуючи два останні рівняння, отримуємо з формули (B.85)

$$P_{em} = \omega_k (\bar{\Psi}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)} + \bar{\Psi}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)}) + \omega_{el} (\bar{\Psi}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)}). \quad (\text{B.89})$$

Якщо ми використаємо рівняння (B.58), (B.59), то для першої половини правої частини формули (B.89) маємо

$$\begin{aligned}\bar{\Psi}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)} + \bar{\Psi}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)} \\ = L_1 \bar{I}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)} + L_2 \bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)} \\ + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)} = 0\end{aligned}$$

тому що $\bar{I}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)} = 0$, $\bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)} = 0$ як множення колінеарних векторів; $\bar{I}_{1(x,y)} \times \bar{I}_{2(x,y)} = -(\bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)})$.

Отже, маючи вирази (B.80) для Ψ_{2x} та (B.81) для Ψ_{2y} ми отримуємо після перетворень

$$\begin{aligned}P_{em} &= \omega_{el} (\bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{\Psi}_{2(x,y)}) = \omega_{el} (I_{2x} \Psi_{2y} - I_{2y} \Psi_{2x}) = \omega_{el} [I_{2x} (L_2 I_{2y} + \\ &= L_{12} I_{1y}) - I_{2y} (L_2 I_{2x} + L_{12} I_{1x})] = \omega_{el} L_{12} (I_{1y} I_{2x} - I_{1x} I_{2y}).\end{aligned}\quad (\text{B.90})$$

Крутний момент можна виразити за допомогою рівнянь (B.83) та (B.90)

$$M_{em} = z_p L_{12} (I_{1y} I_{2x} - I_{1x} I_{2y}), \quad (\text{B.91})$$

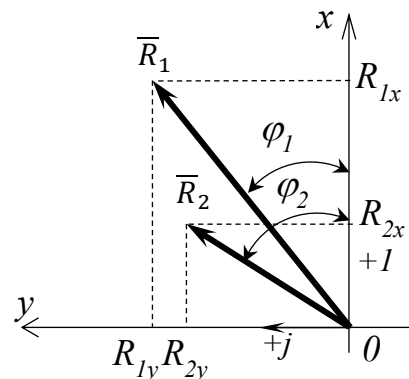


Рис.В.8. До знаходження результуючого вектора векторного множення

Як вектор, крутний момент можна представити як векторне множення з рівняння (В.91)

$$\bar{M}_{em} = z_p L_{12} (\bar{I}_{2(x,y)} \times \bar{I}_{1(x,y)}). \quad (\text{В.92})$$

Використовуючи перетворення $T(2 \rightarrow 3)$ для формули (В.92) у загальному випадку для кожної системи координат це буде формула

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p L_{12} (\bar{I}_2 \times \bar{I}_1). \quad (\text{В.93})$$

Існує багато визначень електромагнітного моменту електричної машини.

Наприклад, використовуючи змінні з рівняння (В.58), ми можемо виразити $\bar{I}_{2(x,y)}$ через $\bar{I}_{1(x,y)}$ та $\bar{\Psi}_{2(x,y)}$. Оскільки ці вирази не залежать від системи координат, ми використовуємо змінні без позначення систем координат.

Отже

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{\Psi}_2 - L_{12} \bar{I}_1}{L_2}. \quad (\text{В.94})$$

Підставляючи (94) у (93) та враховуючи $L_{12}(\bar{I}_1 \times \bar{I}_1) = 0$ ми отримуємо

$$\begin{aligned} \bar{M}_{em} &= z_p \frac{L_{12}}{L_2} [(\bar{\Psi}_2 - L_{12} \bar{I}_1) \times \bar{I}_1] = z_p \frac{L_{12}}{L_2} (\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1) + L_{12} (\bar{I}_1 \times \bar{I}_1) = \\ &= z_p \frac{L_{12}}{L_2} (\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1) = z_p K_2 (\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1), \end{aligned} \quad (\text{В.95})$$

де $K_2 = L_{12}/L_2$.

Використовуючи перетворення $T(2 \rightarrow 3)$ ми маємо

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 (\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1), \quad (\text{В.96})$$

Цікавими є інші варіанти виразів для електромагнітного моменту:

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p (\bar{I}_2 \times \bar{\Psi}_2). \quad (\text{В.97})$$

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p (\bar{\Psi}_1 \times \bar{I}_1). \quad (\text{В.98})$$

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 (\bar{I}_2 \times \bar{\Psi}_1). \quad (\text{В.99})$$

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p \frac{K_2}{L_{1e}} (\bar{\Psi}_2 \times \bar{\Psi}_1), \quad (\text{В.100})$$

де $L_{1e} = L_1 - L_{12}^2/L_2$.

Перетворення координат

Метою кожного перетворення координат є спрощення початкового математичного опису об'єкта, що досліджується.

Перш за все, розглянемо перетворення, яке дозволяє перетворювати значення однієї системи координат в іншу. Для цього завдання проаналізуємо перетворення координат точки A , представленої в системі координат (α, β) , до координат цієї точки в системі координат (d, q) , зміщених на кут θ проти руху стрілки годинника (рис.С.1). Точка $A(\alpha, \beta)$ визначає вектор \underline{R} в системі координат (α, β) .

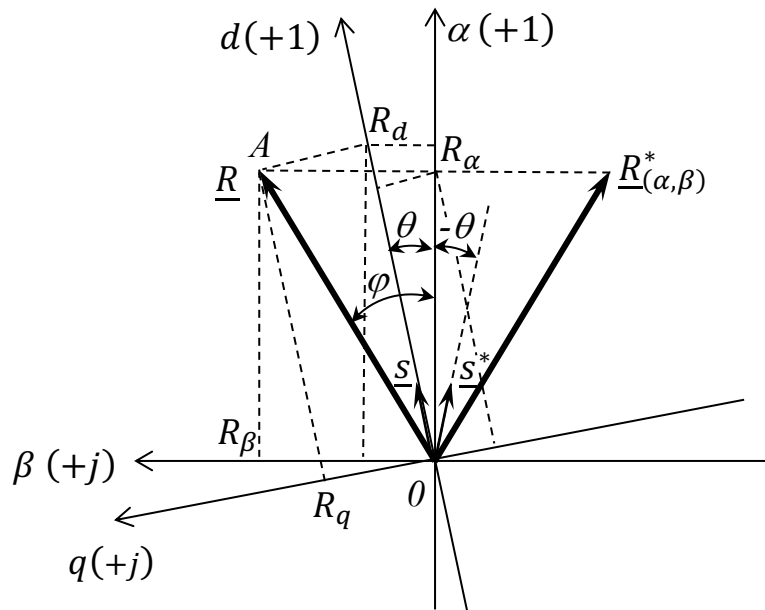


Рис.С.1. Представлення вектора \underline{R} у двох системах координат

Вектор \underline{R} має проекцію R_α на вісь α , що збігається з дійсною віссю $+1$, та проекцію R_β на вісь β , що збігається з уявною віссю $+j$. Вектор може бути записаний у цих проекціях в системі координат (α, β)

$$\underline{R}_{(\alpha, \beta)} = R_\alpha + jR_\beta. \quad (\text{C.1})$$

Так само і в системі координат (d, q)

$$\underline{R}_{(d, q)} = R_d + jR_q. \quad (\text{C.2})$$

Експоненціальну форму вектора можна записати в експоненціальній формі за допомогою рівняння Ейлера

$$e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi, \quad (\text{C.3})$$

де φ – кут зміщення вектора R відносно осі α .

Рівняння Ейлера має геометричну інтерпретацію, показану на рис.С.2. Це означає, що вираз $e^{j\varphi}$ є одиничним вектором на комплексному просторі, який має проєкції $\cos \varphi$ та $\sin \varphi$ на дійсну та уявну осі відповідно. З рівняння (С.2) або рис.С.2 ми можемо знайти ці проєкції як дійсну та уявну частини вектора $e^{j\varphi}$

$$\cos \varphi = \operatorname{Re}(e^{j\varphi}) = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}, \quad (\text{C.4})$$

$$\sin \varphi = \operatorname{Im}(e^{j\varphi}) = \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2j} = j \frac{e^{-j\varphi} - e^{j\varphi}}{2}. \quad (\text{C.5})$$

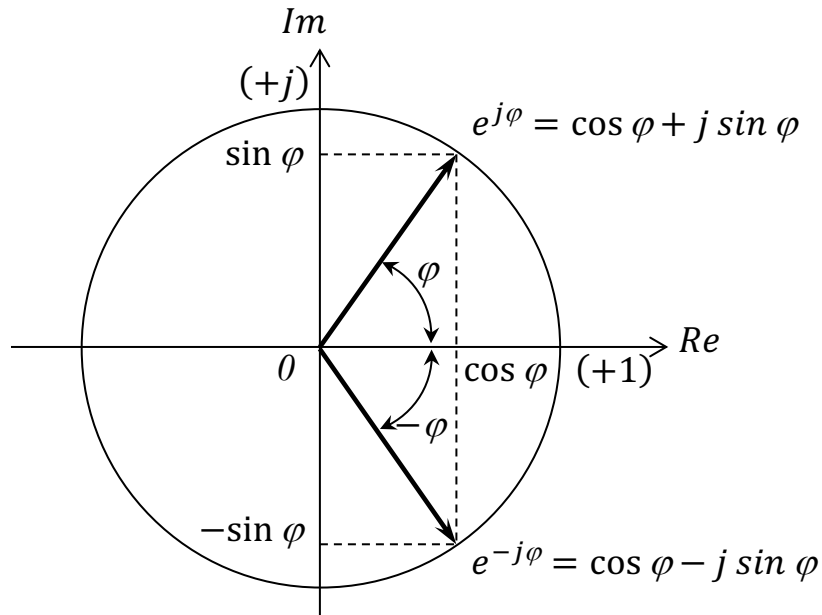


Рис.С.2. Геометрична інтерпретація рівняння Ейлера

З рис.С.1 видно, що

$$\left. \begin{aligned} R_\alpha &= |\underline{R}| \cdot \cos \varphi \\ R_\beta &= |\underline{R}| \cdot \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (\text{C.6})$$

$$\left. \begin{aligned} R_d &= |\underline{R}| \cdot \cos(\varphi - \theta) \\ R_q &= |\underline{R}| \cdot \sin(\varphi - \theta) \end{aligned} \right\} \quad (\text{C.7})$$

Тому

$$\underline{R}_{(\alpha,\beta)} = R_\alpha + jR_\beta = |\underline{R}| e^{j\varphi}, \quad (\text{C.8})$$

$$\underline{R}_{(d,q)} = R_d + jR_q = |\underline{R}| e^{j(\varphi - \theta)}, \quad (\text{C.9})$$

де $|\underline{R}| = \sqrt{R_\alpha^2 + R_\beta^2} = \sqrt{R_d^2 + R_q^2}$ – модуль вектора \underline{R} .

Співвідношення між векторами $\underline{R}_{(\alpha,\beta)}$, вираженими в системі координат (α, β) , та $\underline{R}_{(d,q)}$, вираженими в системі координат (d, q) , визначається формулами (С.8) та (С.9)

$$\underline{R}_{(d,q)} = |\underline{R}|e^{j(\varphi-\theta)} = [|\underline{R}|e^{j\varphi}]e^{-j\theta} = \underline{R}_{(\alpha,\beta)}e^{-j\theta}, \quad (\text{C.10})$$

$$\underline{R}_{(\alpha,\beta)} = |\underline{R}|e^{j\varphi} = [|\underline{R}|e^{j(\varphi-\theta)}]e^{j\theta} = \underline{R}_{(d,q)}e^{j\theta}. \quad (\text{C.11})$$

Визначимо одиничний вектор \underline{s} , що співпадає з віссю "d" системи координат (d, q) у системі координат (α, β) (рис.С.1)

$$\underline{s} = |\underline{s}|e^{j\theta} = e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta. \quad (\text{C.12})$$

Отже, формули (C.10) та (C.11) можна представити як

$$\underline{R}_{(d,q)} = \underline{R}_{(\alpha,\beta)}e^{-j\theta} = \underline{R}_{(\alpha,\beta)} \cdot \underline{s}^*, \quad (\text{C.13})$$

$$\underline{R}_{(\alpha,\beta)} = \underline{R}_{(d,q)}e^{j\theta} = \underline{R}_{(d,q)} \cdot \underline{s}, \quad (\text{C.14})$$

де $\underline{s}^* = e^{-j\theta}$ – спряжений вектор вектора \underline{s} (Рис.С.1).

Здійснюючи тригонометричне перетворення системи (C.7), отримуємо

$$\begin{aligned} R_d &= |\underline{R}| \cdot \cos(\varphi - \theta) = |\underline{R}| \cdot (\cos \varphi \cos \theta + \sin \varphi \sin \theta) \\ &= (|\underline{R}| \cos \varphi) \cos \theta + (|\underline{R}| \sin \varphi) \sin \theta. \end{aligned}$$

Використовуючи систему рівнянь (6), маємо на завершення

$$R_d = R_\alpha \cos \theta + R_\beta \sin \theta. \quad (\text{C.15})$$

Таким самим чином ми можемо отримати іншу проекцію вектора \underline{R} у системі координат (d, q).

$$\begin{aligned} R_q &= |\underline{R}| \cdot \sin(\varphi - \theta) = |\underline{R}| \cdot (\sin \varphi \cos \theta - \sin \theta \cos \varphi) \\ &= (|\underline{R}| \sin \varphi) \cos \theta - (|\underline{R}| \cos \varphi) \sin \theta. \end{aligned}$$

Отже

$$R_q = -R_\alpha \sin \theta + R_\beta \cos \theta. \quad (\text{C.16})$$

Формули (C.15) та (C.16) можна виконати як векторні вирази. Використовуючи, наприклад, вирази (C.4), (C.5), (C.12) та (C.13) для формули (C.15), отримуємо

$$\begin{aligned} R_d &= \operatorname{Re}(\underline{R}_{(d,q)}) = \operatorname{Re}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right) + \operatorname{Im}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) \left(j \frac{e^{-j\theta} - e^{j\theta}}{2} \right) = \\ &= \frac{e^{j\theta}}{2} [\operatorname{Re}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) - j \operatorname{Im}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})] + \frac{e^{-j\theta}}{2} [\operatorname{Re}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) + j \operatorname{Im}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})]. \end{aligned}$$

Тобто

$$\operatorname{Re}(\underline{R}_{(d,q)}) = \frac{\underline{R}_{(\alpha,\beta)}^* \underline{s} + \underline{R}_{(\alpha,\beta)} \underline{s}^*}{2}, \quad (\text{C.17})$$

де $\underline{R}_{(\alpha,\beta)}^*$ – спряжений вектор вектора \underline{R} в координатній системі (α, β) (рис.С.1).

Оскільки $Re(\underline{R}_{(d,q)})$ є проекцією вектора $\underline{R}_{(\alpha,\beta)}$ на вісь "d", а вісь "d", збігається з одиничним вектором \underline{s} , можна сказати, що проекція кожного вектора на вектор \underline{s} визначається за формулою (С.17) у системі координат (α, β) .

Роблячи те саме, ми можемо отримати вираз для іншої проекції R_q вектора $\underline{R}_{(d,q)}$, визначеного в координатах (d, q) .

$$\begin{aligned} R_q &= Im(\underline{R}_{(d,q)}) = -Re(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) \left(j \frac{e^{-j\theta} - e^{j\theta}}{2} \right) + Im(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right) = \\ &= \frac{e^{j\theta}}{2} [Im(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) + jRe(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})] + \frac{e^{-j\theta}}{2} [Im(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) - jRe(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})] = \\ &= \frac{e^{j\theta}}{2} j [Re(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) - jIm(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})] - \frac{e^{-j\theta}}{2} j [Re(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) + jIm(\underline{R}_{(\alpha,\beta)})]. \end{aligned}$$

Тобто

$$Im(\underline{R}_{(d,q)}) = j \frac{\underline{R}_{(\alpha,\beta)}^* \underline{s} - \underline{R}_{(\alpha,\beta)} \underline{s}^*}{2}. \quad (C.18)$$

Рівняння (С.15...С.18) називаються *прямими перетвореннями координат*.

Щоб отримати *зворотні перетворення координат*, необхідно перетворити координати R_d та R_q на R_α та R_β . Помноживши рівняння (С.15) та (С.16) на $\sin \theta$ та $\cos \theta$ і поєднавши їх з ними, ми можемо отримати

$$\begin{aligned} R_d \cos \theta - R_q \sin \theta &= (R_\alpha \cos \theta + R_\beta \sin \theta) \cos \theta - (-R_\alpha \sin \theta + \\ &+ R_\beta \cos \theta) \sin \theta = R_\alpha (\cos^2 \theta + \sin^2 \theta) + R_\beta (\sin \theta \cos \theta - \sin \theta \cos \theta). \end{aligned}$$

Тобто

$$R_\alpha = R_d \cos \theta - R_q \sin \theta. \quad (C.19)$$

Можна отримати R_β таким самим чином

$$R_\beta = R_d \sin \theta + R_q \cos \theta. \quad (C.20)$$

Як векторні вирази

$$\begin{aligned} R_\alpha &= Re(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) = Re(\underline{R}_{(d,q)}) \left(\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \right) - Im(\underline{R}_{(d,q)}) \left(j \frac{e^{-j\theta} - e^{j\theta}}{2} \right) = \\ &= \frac{e^{j\theta}}{2} [Re(\underline{R}_{(d,q)}) + jIm(\underline{R}_{(d,q)})] + \frac{e^{-j\theta}}{2} [Re(\underline{R}_{(d,q)}) - jIm(\underline{R}_{(d,q)})]. \end{aligned}$$

Тому

$$Re(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) = \frac{\underline{R}_{(d,q)} \underline{s} + \underline{R}_{(d,q)}^* \underline{s}^*}{2}. \quad (C.21)$$

Для R_β

$$\begin{aligned}
R_\beta &= \text{Im}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) = \text{Re}(\underline{R}_{(d,q)}) \left(j \frac{e^{-j\theta} - e^{j\theta}}{2} \right) + \text{Im}(\underline{R}_{(d,q)}) \left(\frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2} \right) \\
&= \frac{e^{j\theta}}{2} j [-\text{Re}(\underline{R}_{(d,q)}) - j \text{Im}(\underline{R}_{(d,q)})] \\
&\quad + \frac{e^{-j\theta}}{2} j [\text{Re}(\underline{R}_{(d,q)}) - j \text{Im}(\underline{R}_{(d,q)})].
\end{aligned}$$

Нарешті

$$\text{Im}(\underline{R}_{(\alpha,\beta)}) = j \frac{R_{(d,q)}^* \underline{s}^* - R_{(d,q)} \underline{s}}{2}. \quad (\text{C.22})$$

Отже, положення точки A (рис.С.1) може бути виражене радіус-вектором \underline{R} з координатами (R_α, R_β) або (R_d, R_q) . Зв'язок між координатами визначається матрицею повороту системи координат (d, q) відносно системи координат (α, β) у напрямку, протилежному напрямку руху стрілки годинника.

Пряме перетворення координат можна записати як

$$\underline{R}_{(d,q)} = \begin{vmatrix} R_d \\ R_q \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} R_\alpha \\ R_\beta \end{vmatrix} = \mathbf{M}(\theta) \cdot \underline{R}_{(\alpha,\beta)}, \quad (\text{C.23})$$

де матриця прямого перетворення координат

$$\mathbf{M}(\theta) = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}, \quad (\text{C.24})$$

Аналогічно, записуючи зворотне перетворення координат, маємо

$$\underline{R}_{(\alpha,\beta)} = \begin{vmatrix} R_\alpha \\ R_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} R_d \\ R_q \end{vmatrix} = \mathbf{M}^T(\theta) \cdot \underline{R}_{(d,q)}, \quad (\text{C.25})$$

де матриця зворотного перетворення координат (транспонована матриця)

$$\mathbf{M}^T(\theta) = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}. \quad (\text{C.26})$$

Математичні та структурні моделі машин змінного струму

Матеріал цього Додатку D базується на матеріалі Додатку В («Узагальнена електрична машина»).

Динамічний режим

Для отримання математичних та структурних моделей машин змінного струму ми використовуємо систему рівнянь з Додатку С "Узагальнена електрична машина", виражену в системі координат (x, y) , що обертається з довільною електричною кутовою швидкістю ω_k . Для цього встановлюємо $\bar{V}_{2(x,y)} = 0$ (короткозамкнений ротор або постійні магніти)

$$\bar{V}_{1(x,y)} = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(x,y)}}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}. \quad (D.1)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(x,y)}}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(x,y)}, \quad (D.2)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)} = L_1 \bar{I}_{1(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}, \quad (D.3)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)} = L_2 \bar{I}_{2(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}. \quad (D.4)$$

Здійснюючи перетворення системи рівнянь (D.1)...(D.4) з часового простору в рівняння Лапласа, маємо

$$\bar{V}_{1(x,y)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(x,y)}(s) + p \bar{\Psi}_{1(x,y)}(s) + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}(s), \quad (D.5)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(x,y)}(s) + p \bar{\Psi}_{2(x,y)}(s) + j(\omega_k - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(x,y)}(s), \quad (D.6)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(x,y)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}(s), \quad (D.7)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(x,y)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}(s). \quad (D.8)$$

Розглянемо ці рівняння в різних системах координат.

Система координат (α, β) : $\omega_k = 0$:

У цьому випадку система (D.5)...(D.8) має наступний вигляд

$$\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s) + p \bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}(s). \quad (D.9)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}(s) + p \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s) - j\omega_{el} \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s), \quad (D.10)$$

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}(s), \quad (D.11)$$

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(\alpha,\beta)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s). \quad (D.12)$$

Виразимо $\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}(s)$, $\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}(s)$, $\bar{I}_{2(\alpha,\beta)}(s)$ через $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s)$, $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s)$.
Маємо з (D.12) та (D.11)

$$\bar{I}_{2(\alpha,\beta)}(s) = \frac{\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s) - L_{12} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s)}{L_2}, \quad (D.13)$$

$$\bar{\Psi}_{1(\alpha,\beta)}(s) = L_{1e} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s) + K_2 \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s), \quad (D.14)$$

де $L_{1e} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} = L_{1\sigma} + K_2 L_{2\sigma}$; $K_2 = \frac{L_{12}}{L_2}$. $\omega_k = \omega_1$

Після цього

$$\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}(s) = (1 + pT_{1e})R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s) + K_2 p \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s). \quad (D.15)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(s)}{T_2} [1 + T_2(s - j\omega_{el})] - \frac{L_{12}}{T_2} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(s), \quad (D.16)$$

де $T_{1e} = L_{1e}/R_1$; $T_2 = L_2/R_2$.

Проектуючи усі визначені вище вектори на осі " α " та " β " маємо (Рис.D.1)

$$V_{1\alpha}(s) = (1 + sT_{1e})R_1 I_{1\alpha}(s) + K_2 p \Psi_{2\alpha}(s), \quad (D.17)$$

$$V_{1\beta}(s) = (1 + sT_{1e})R_1 I_{1\beta}(s) + K_2 p \Psi_{2\beta}(s), \quad (D.18)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\alpha}(s)}{T_2} (1 + sT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1\alpha}(s) + \omega_{el} \Psi_{2\beta}(s), \quad (D.19)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\beta}(s)}{T_2} (1 + sT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1\beta}(s) - \omega_{el} \Psi_{2\alpha}(s). \quad (D.20)$$

За цими рівняннями можна створити структурну схему електромагнітної системи машини змінного струму в координатах (α, β) (рис.D.2).

Coordinate system (u, v) : $\omega_k = \omega_1$

Прийmemo, що система координат обертається з кутовою швидкістю просторового вектора $\bar{\Psi}_2$, тобто зі швидкістю ω_1 , отже $\omega_k = \omega_1$. Для цієї умови маємо

$$\bar{V}_{1(u,v)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) + p \bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) + j\omega_1 \bar{\Psi}_{1(u,v)}(s). \quad (D.21)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(u,v)}(s) + s \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) + j(\omega_1 - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s), \quad (D.22)$$

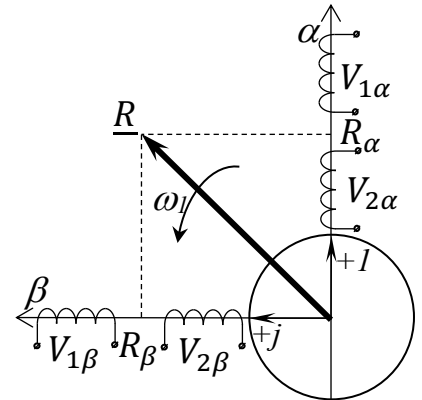


Рис.D.1. Проекції вектора, вираженого в обертовій системі координат (x, y) , на осі нерухокої системи координат (α, β)

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(u,v)}(s), \quad (\text{D.23})$$

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(u,v)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}(s). \quad (\text{D.24})$$

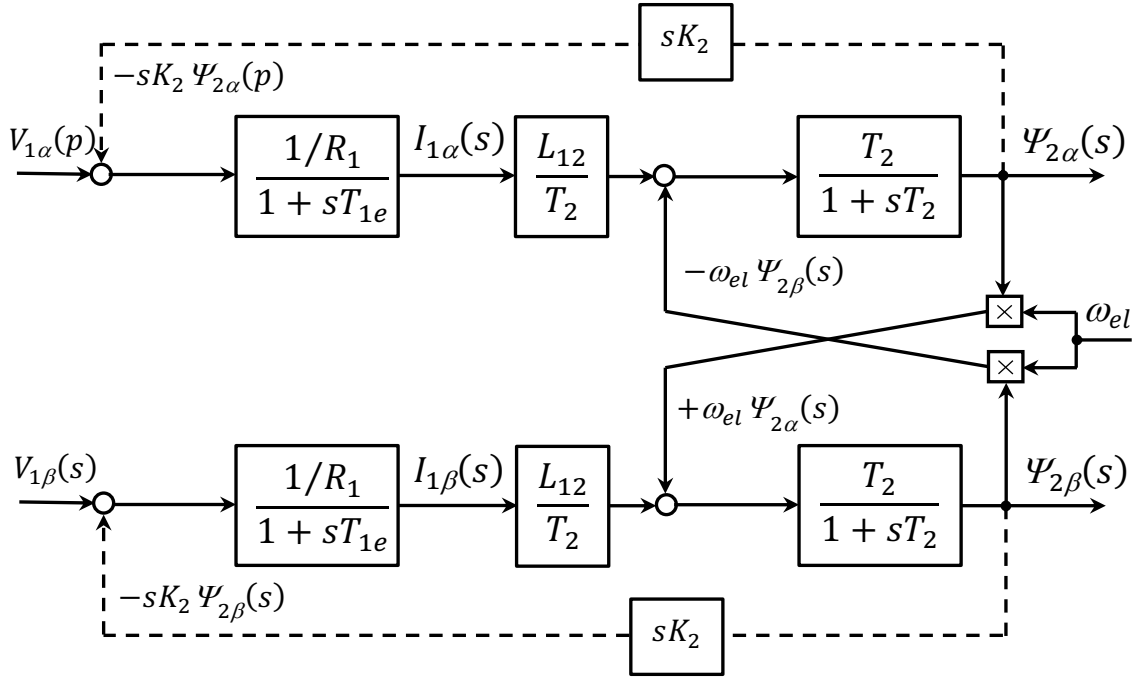


Рис.2. Структурна схема електромагнітної системи двигуна змінного струму в координатах (α, β)

Виражаючи $\bar{V}_{1(u,v)}(s)$, $\bar{\Psi}_{1(u,v)}(s)$, $\bar{I}_{2(u,v)}(s)$ через $\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s)$, $\bar{I}_{1(u,v)}(s)$ отримуємо через формули (D.23) і (D.24) аналогічно до (D.15), (D.16) рівнянь

$$\bar{I}_{2(u,v)}(s) = \frac{\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) - L_{12} \bar{I}_{1(u,v)}(s)}{L_2}, \quad (\text{D.25})$$

$$\bar{\Psi}_{1(u,v)}(s) = L_{1e} \bar{I}_{1(u,v)}(s) + K_2 \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s). \quad (\text{D.26})$$

Тоді

$$\bar{V}_{1(u,v)}(s) = R_1 \bar{I}_{1(u,v)}(s) [1 + (s + j\omega_1) T_{1e}] + (s + j\omega_1) K_2 \bar{\Psi}_{2(u,v)}(s), \quad (\text{D.27})$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s)}{T_2} [1 + T_2 (s + j(\omega_1 - \omega_{el}))] - \frac{L_{12}}{T_2} \bar{I}_{1(u,v)}(s). \quad (\text{D.28})$$

Через однакову швидкість доцільно накласти просторовий вектор $\bar{\Psi}_2$ на вісь (u) системи координат (u, v) . Після цього ми можемо отримати

$$\bar{\Psi}_{2(u,v)}(s) = \Psi_{2u}(s) + j\Psi_{2v}(s) = \Psi_{2m}(s) + j0, \quad (\text{D.29})$$

де $\Psi_{2m} = |\bar{\Psi}_2|$ – амплітуда вектора $\bar{\Psi}_2$.

Проектуючи цей вектор на осі (u) і (v) маємо

$$V_{1u}(s) = R_1 I_{1u}(s)(1 + sT_{1e}) + sK_2 \Psi_{2m}(s) - \omega_1 L_{1e} I_{1v}(s), \quad (\text{D.30})$$

$$V_{1v}(s) = R_1 I_{1v}(s)(1 + sT_{1e}) + \omega_1 K_2 \Psi_{2m}(s) + \omega_1 L_{1e} I_{1u}(s), \quad (\text{D.31})$$

$$0 = \frac{\Psi_{2m}(s)}{T_2} (1 + sT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1u}(s), \quad (\text{D.32})$$

$$0 = \Psi_{2m}(s)(\omega_1 - \omega_{el}) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1v}(s). \quad (\text{D.33})$$

За цими рівняннями можна створити структурну схему електромагнітної системи машини змінного струму в координатах (u, v) (рис.D.3).

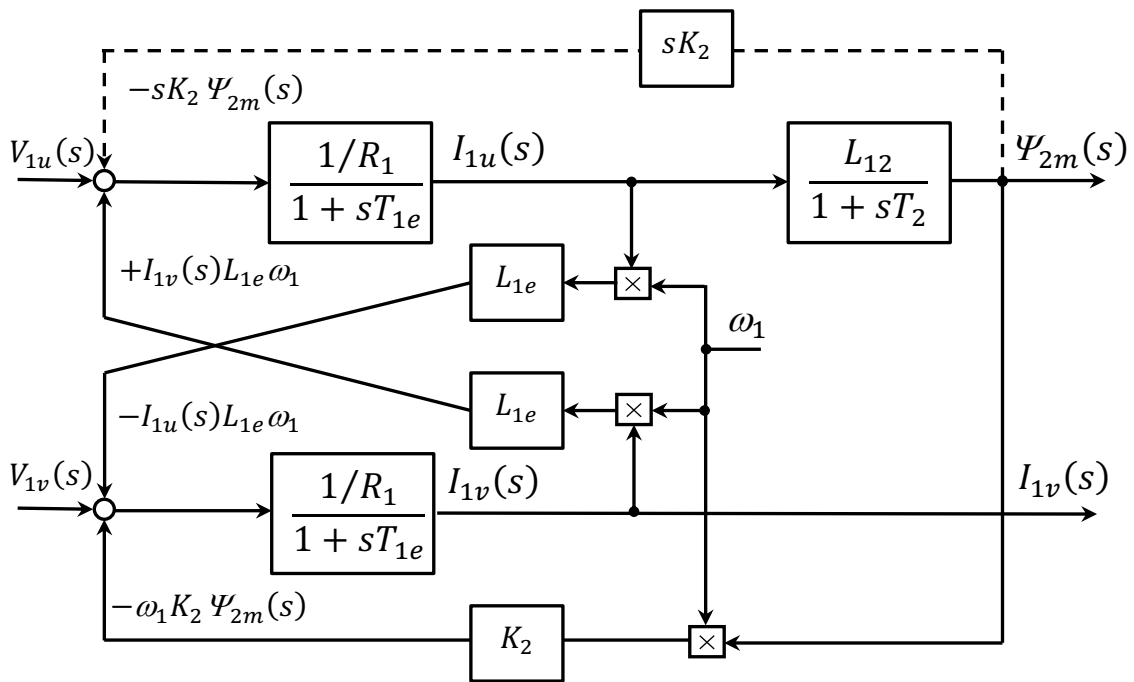


Рис.D.3. Структурна схема електромагнітної системи двигуна змінного струму в координатах (u, v)

Можливо отримати схему для іншої швидкості системи координат та орієнтації вектора потокозчеплення, але згадані варіанти найбільш поширені на практиці. Аналізуючи та порівнюючи дві схеми (рис.D.2 та рис.D.3), можна сказати, що:

- 1) схеми мають перехресні зв'язки, що унеможливило наявність незалежних каналів керування;

- 2) зв'язками, позначеними пунктирною лінією, можна знехтувати в електромагнітних процесах через слабкий вплив зміни потокозчеплення на струм при $T_2 \gg T_{1e}$;
- 3) $\omega_{el} \Psi_2$ (рис.D.2) або $\omega_1 \Psi_{2m}$ (рис.D.3) є ЕРС обертання, що впливає на перехідні процеси.

Система рівнянь електромеханічного перетворення енергії включає рівняння для механічного руху

$$M_{em} - M_L = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (D.34)$$

де: M_{em} – електромагнітний (крутний) момент двигуна; M_L – момент навантаження; J – загальний момент інерції електромеханічної системи, тобто сума інерції J_L системи передачі, приведеної до валу електричної машини та інерції ротора електричної машини J_M ; $\omega = \omega_{el}/z_p$ – механічна кутова швидкість електричної машини; z_p – кількість пар полюсів.

У перетвореннях Лапласа

$$M_{em}(s) - M_L(s) = Js\omega(s). \quad (D.35)$$

Існує багато визначень електромагнітного моменту двигуна. У нашому випадку найкращим варіантом є векторне множення векторів $\bar{\Psi}_2$ та \bar{I}_1 (див. Додаток В "Узагальнена електрична машина")

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 (\bar{\Psi}_2 \times \bar{I}_1). \quad (D.36)$$

Для випадку системи координат (u, v) , яка обертається з синхронною кутовою швидкістю ω_1 , ми можемо отримати

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_2 \Psi_{2m} I_{1v}. \quad (D.37)$$

Як видно з рівняння (D.33), маючи Ψ_{2m} , I_{1v} та ω , можна реконструювати ω_1 .

Структурна схема механічного руху двигуна представлена на рис.D.4.

Якщо компенсувати перехресні ланки (див. рис.D.2, рис.D.3), ми можемо отримати два незалежні канали (потік і струм) для керування характеристиками моменту-швидкості двигуна змінного струму як в двигуні постійного струму.

Сталий режим

Г-подібна схема. Якщо ми зведемо всі вектори до однієї з систем координат, то всі вони обертатимуться з однаковою швидкістю в цій системі і будуть нерухомі один відносно іншого.

Використовуючи у загальному випадку систему рівнянь для координат (x, y) , що обертається з кутовою частотою ω_k (див. Додаток В "Узагальнена електрична машина"), ми можемо записати

$$\bar{V}_{1(x,y)} = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(x,y)}}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}. \quad (D.38)$$

$$\bar{V}_{2(x,y)} = R_2 \bar{I}_{2(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(x,y)}}{dt} + j(\omega_k - \omega_{el}) \bar{\Psi}_{2(x,y)}, \quad (D.39)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)} = L_1 \bar{I}_{1(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}, \quad (D.40)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)} = L_2 \bar{I}_{2(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}. \quad (D.41)$$

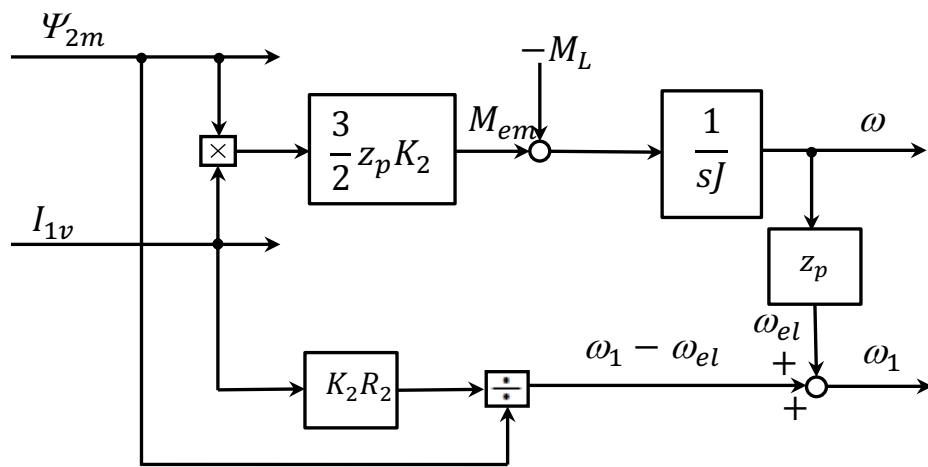


Рис.D.4. Структурна схема для електромеханічного перехідного процесу асинхронної машини

Використовуючи формули для перетворення координат

$$\bar{A}_{(x,y)} = \bar{A}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\theta} = \bar{A}_{(\alpha,\beta)} e^{-j\omega_k t}, \quad (D.42)$$

де $\bar{A}_{(\alpha,\beta)} = \dot{A} e^{j\omega_1 t}$, $\dot{A} = A_m e^{j\varphi}$ – комплексна змінна, A_m – амплітуда комплексу \dot{A} , φ – кутовий аргумент комплексу \dot{A} (див. Додаток В "Узагальнена електрична машина") маємо

$$\bar{A}_{(x,y)} = \dot{A} e^{j(\omega_1 - \omega_k)t}. \quad (D.43)$$

Вводячи всі змінні системи рівнянь (D.38)...(D.41) у форматі формули (D.43), отримуємо систему рівнянь на комплексній площині з фіксованою системою координат.

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 e^{j(\omega_1 - \omega_k)t} &= R_1 \dot{I}_1 e^{j(\omega_1 - \omega_k)t} + \frac{d}{dt} [\dot{\Psi}_1 e^{j(\omega_1 - \omega_k)t}] + j\omega_k \dot{\Psi}_1 e^{j(\omega_1 - \omega_k)t} = \\ &= e^{j(\omega_1 - \omega_k)t} \left[R_1 \dot{I}_1 + \frac{d}{dt} \dot{\Psi}_1 + j(\omega_1 - \omega_k) \dot{\Psi}_1 + j\omega_k \dot{\Psi}_1 \right] = \\ &= e^{j(\omega_1 - \omega_k)t} \left(R_1 \dot{I}_1 + \frac{d}{dt} \dot{\Psi}_1 + j\omega_1 \dot{\Psi}_1 \right).\end{aligned}$$

Тобто

$$\dot{V}_1 = R_1 \dot{I}_1 + \frac{d\dot{\Psi}_1}{dt} + j\omega_1 \dot{\Psi}_1. \quad (\text{D.44})$$

Подібним чином отримуємо

$$\dot{V}_2 = R_2 \dot{I}_2 + \frac{d\dot{\Psi}_2}{dt} + j(\omega_1 - \omega_{el}) \dot{\Psi}_2. \quad (\text{D.45})$$

$$\begin{aligned}\dot{\Psi}_1 &= L_1 \dot{I}_1 + L_{12} \dot{I}_2 = (L_{1\sigma} + L_{12}) \dot{I}_1 + L_{12} \dot{I}_2 = \\ &= L_{1\sigma} \dot{I}_1 + L_{12} (\dot{I}_1 + \dot{I}_2) = L_{1\sigma} \dot{I}_1 + L_{12} \dot{I}_0,\end{aligned} \quad (\text{D.46})$$

$$\dot{\Psi}_2 = L_2 \dot{I}_2 + L_{12} \dot{I}_1 = L_{2\sigma} \dot{I}_2 + L_{12} \dot{I}_0 \quad (\text{D.47})$$

де $\dot{I}_0 = (\dot{I}_1 + \dot{I}_2)$ – струм намагнічування; $L_{12} \dot{I}_0 = \dot{\Psi}_0$ – потокозчеплення у повітряному зазорі.

Вводячи поняття потокозчеплення у повітряному зазорі $\dot{\Psi}_0$, ми можемо записати його за допомогою (D.25)

$$\dot{\Psi}_0 = L_{12} \dot{I}_0 = L_{12} \left(\dot{I}_1 + \frac{\dot{\Psi}_2 - L_{12} \dot{I}_1}{L_2} \right) = \frac{L_{12}}{L_2} (\dot{I}_1 L_{2\sigma} + \dot{\Psi}_2) \quad (\text{D.48})$$

З набору рівнянь (D.44)...(D.48) маємо у просторі Лапласа

$$\dot{V}_1(s) = (R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma}) \dot{I}_1(s) + s \dot{\Psi}_1(s) + j\omega_1 \dot{\Psi}_0(s). \quad (\text{D.49})$$

$$\dot{V}_2(s)/S = (R_2/S + j\omega_1 L_{2\sigma}) \dot{I}_2(s) + s \dot{\Psi}_2(p)/S + j\omega_1 \dot{\Psi}_0(s). \quad (\text{D.50})$$

де $S = (\omega_1 - \omega_{el})/\omega_1 = (\omega_0 - \omega)/\omega_0$ – ковзання ротора відносно вектора потокозчеплення, $\omega_0 = \omega_1/z_p$ – кутова швидкість ідеального холостого ходу.

Ми бачимо, що всі змінні, представлені в останніх формулах, є комплексними змінними, які не обертаються відносно системи координат.

Маючи такі рівняння, ми можемо створити еквівалентну схему двигуна змінного струму (рис.D.5).

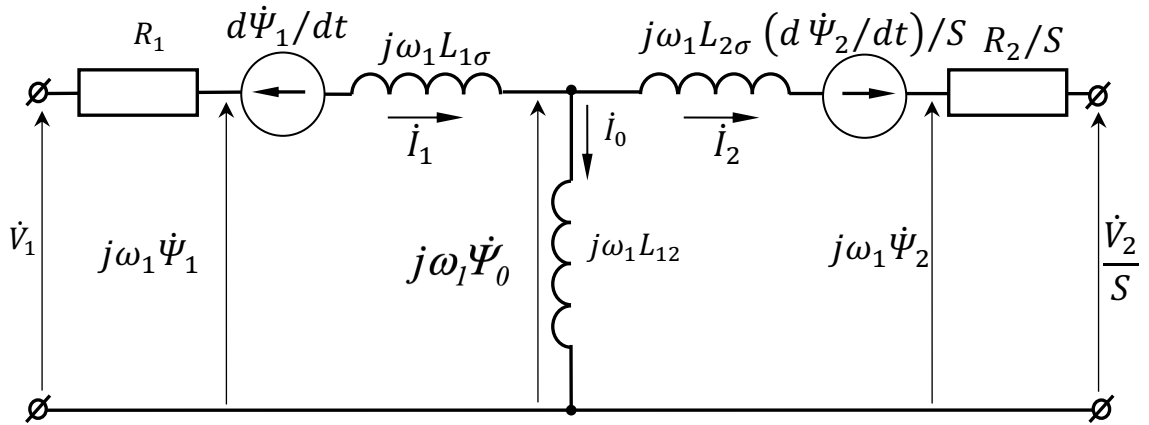


Рис.D.5. Еквівалентна схема машини змінного струму

Для стаціонарного режиму (коли амплітуди не змінюються з часом) та короткозамкненого двигуна змінного струму ($\dot{V}_2(s) = 0$) маємо наступні рівняння

$$\dot{V}_1 = (R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma})\dot{I}_1 + j\omega_1 \dot{\Psi}_0 = R_1 \dot{I}_1 + \dot{E}_1 = (R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma})\dot{I}_1 + \dot{E}_0, \quad (D.51)$$

$$0 = (R_2/S + j\omega_1 L_{2\sigma})\dot{I}_2 + \dot{E}_0 = R_2 \dot{I}_2 + \frac{(1-S)R_2}{S} \dot{I}_2 + \dot{E}_2, \quad (D.52)$$

$$\dot{E}_1 = \dot{X}_{1\sigma} \dot{I}_1 + \dot{X}_0 \dot{I}_0, \quad (D.53)$$

$$\dot{E}_2 = \dot{X}_{2\sigma} \dot{I}_2 + \dot{X}_0 \dot{I}_0, \quad (D.54)$$

де $\dot{E}_1 = j\omega_1 \dot{\Psi}_1$, $\dot{E}_0 = j\omega_1 \dot{\Psi}_0$, $\dot{E}_2 = j\omega_1 \dot{\Psi}_2$ – електрорушійна сила (ЕРС) статора, контура намагнічування та ротора відповідно; $\dot{X}_{1\sigma} = j\omega_1 L_{1\sigma}$, $\dot{X}_{2\sigma} = j\omega_1 L_{2\sigma}$ – індуктивний опір розсіювання статора і ротора відповідно; $\dot{X}_0 = j\omega_1 L_{12}$ – індуктивний опір контура намагнічування, $R_2(1-S)/S$ – еквівалентний активний опір навантаження.

Маючи рівняння (46)...(48) та (53)...(54), ми можемо отримати співвідношення між \dot{E}_2 та \dot{E}_1

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{\Psi}_1 - L_{11} \dot{I}_1}{L_{12}}, \quad (D.55)$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_2 = j\omega_1 \dot{\Psi}_2 &= j\omega_1 (L_{21} \dot{I}_2 + L_{12} \dot{I}_1) = j\omega_1 \left(L_{21} \frac{\dot{\Psi}_1 - L_{11} \dot{I}_1}{L_{12}} + L_{12} \dot{I}_1 \right) = \\ &= j\omega_1 \dot{\Psi}_1 L_{21}/L_{12} - j\omega_1 \dot{I}_1 (L_{11} L_{21} - L_{12}^2)/L_{12}, \end{aligned}$$

тобто

$$\dot{E}_2 = (\dot{E}_1 - j\omega_1 L_{1e} \dot{I}_1)/K_2 = \dot{E}_1/K_2 - j\omega_1 (L_{2\sigma} - L_{1\sigma}/K_2) \dot{I}_1, \quad (D.56)$$

де $L_{1e} = L_{11} - \frac{L_{12}^2}{L_{22}} = L_{1\sigma} + K_2 L_{2\sigma}$; $K_2 = \frac{L_{12}}{L_{22}}$.

Слід наголосити, що всі параметри обмоток ротора зводяться до обмоток статора.

Відповідно до рівнянь (D.51)...(D.54) маємо еквівалентну схему двигуна змінного струму (рис. D.6) та векторну діаграму (рис.D.7).

Коли двигун змінного струму живиться від джерела з постійною частотою, зазвичай використовується Г-подібна схема.

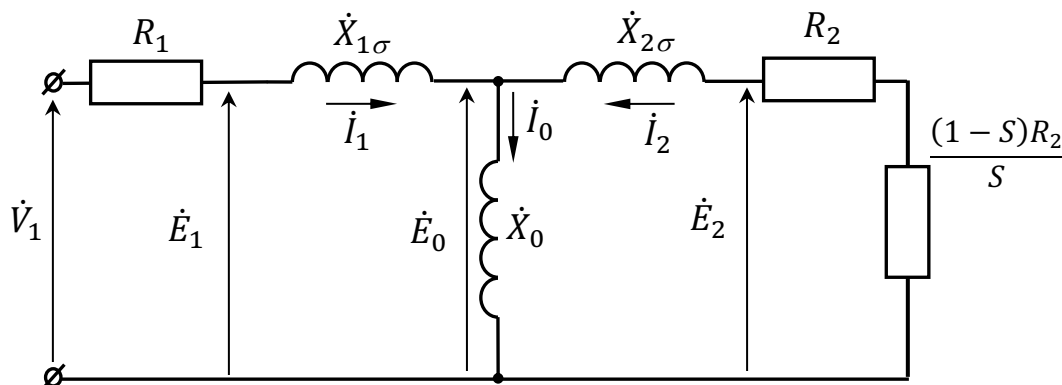


Рис.D.6. Еквівалентна Т-подібна схема короткозамкненої машини змінного струму

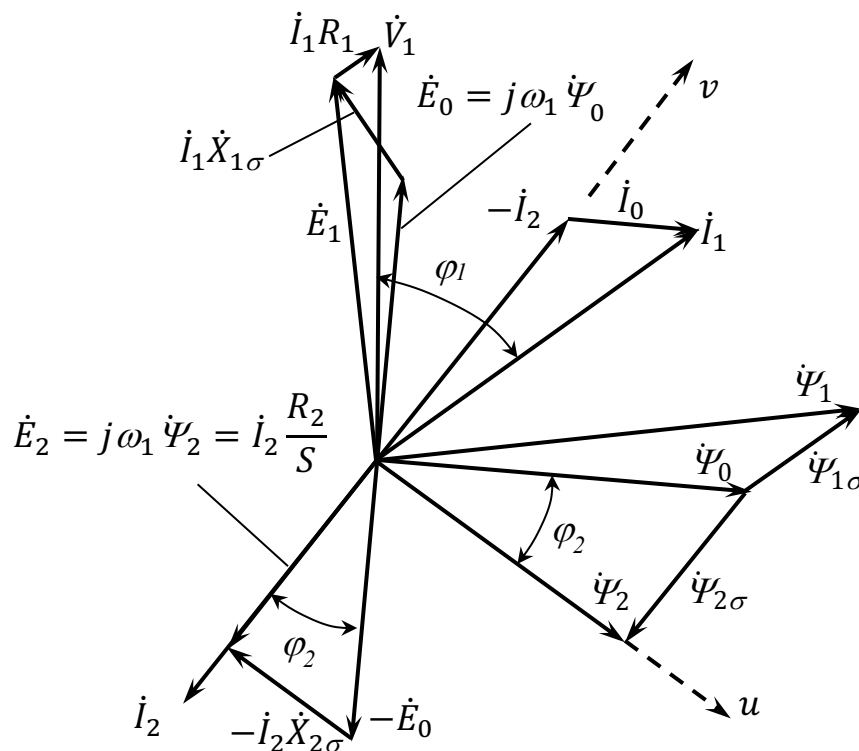


Рис.D.7. Векторна діаграма машини змінного струму

Г-подібна схема. Г-подібна схема отримується з Т-подібної шляхом переміщення гілки намагнічування до входу еквівалентної Т-подібної схеми. Використаємо комплексні опори

$$\dot{Z}_1 = R_1 + jX_{1\sigma}, \tag{D.57}$$

$$\dot{Z}_2 = jX_{2\sigma}, \tag{D.58}$$

$$\dot{Z}_0 = jX_0, \tag{D.59}$$

де $X_{1\sigma} = \omega_1 L_{1\sigma}$, $X_{2\sigma} = \omega_1 L_{2\sigma}$, $X_0 = \omega_1 L_{12}$.

Опір гілки намагнічування Г-подібної схеми приймається як сума комплексних опорів $\dot{Z}_1 + \dot{Z}_0$ (рис.D.8). Через гілку протікає фіктивний струм \dot{I}_{00} . Він збігається з фактичним струмом \dot{I}_0 намагнічування в Т-подібній схемі, коли має місце ідеальний режим холостого ходу ($S = 0, R_2/S = \infty$).

Необхідно пам'ятати, що всі параметри ротора зведені до обмотки статора, але відповідне позначення (') відсутнє.

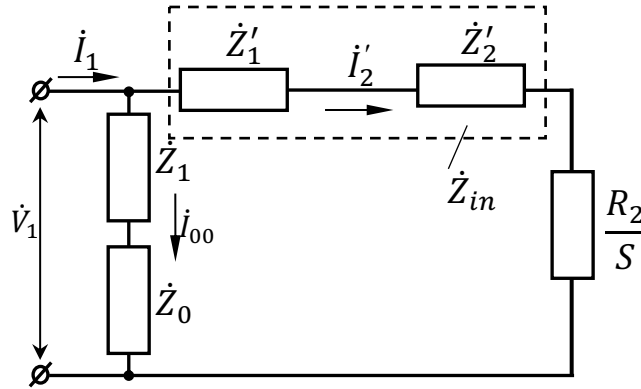


Рис.D.8. Г-подібна еквівалентна схема короткозамкненої машини змінного струму

Параметри гілки навантаження, \dot{Z}'_1 і \dot{Z}'_2 , струм \dot{I}'_2 визначають уявні параметри та струм, які слід знайти з умови незмінного струму \dot{I}_1 . Ми можемо знайти з Т-подібної схеми (рис.D.6)

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_0 \dot{Z}_{2e}}{\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{2e}}} = \frac{\dot{V}_1 (\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{2e})}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_0 + \dot{Z}_1 \dot{Z}_{2e} + \dot{Z}_0 \dot{Z}_{2e}} = \frac{\dot{Z}_0 \dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_0 [\dot{Z}_1 + \dot{Z}_1 \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0 + \dot{Z}_{2e}]} =$$

$$\frac{\dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} (\dot{Z}_1/\dot{Z}_0 + 1)} = \frac{\dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma},$$

де $\dot{Z}_{2e} = \dot{Z}_2 + R_2/S$.

$$\dot{I}_2 = -\frac{\dot{V}_1 - \dot{I}_1 \dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2e}} = -\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_{2e}} + \dot{I}_1 \cdot \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2e}} = -\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_{2e}} + \frac{\dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} \cdot \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_{2e}} =$$

$$-\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_{2e}} \left(1 - \frac{\dot{Z}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} \right) = -\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_{2e}} \left(\frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma - \dot{Z}_1 - \dot{Z}_{2e} \dot{Z}_1/\dot{Z}_0}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} \right) =$$

$$-\frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_{2e}} \left(\frac{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} + \dot{Z}_{2e} \dot{Z}_1/\dot{Z}_0 - \dot{Z}_1 - \dot{Z}_{2e} \dot{Z}_1/\dot{Z}_0}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} \right) = \frac{-\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma}.$$

$$\dot{I}_0 = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} + \frac{-\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} = \frac{\dot{V}_1 (\dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma}.$$

Нарешті

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1 (1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma} = -\dot{I}_2 \left(1 + \frac{\dot{Z}_{2e}}{\dot{Z}_0} \right), \quad (D.60)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{-\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \sigma}, \quad (D.61)$$

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{V}_1(\dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma}} = -\dot{I}_2 \frac{\dot{Z}_{2e}}{\dot{Z}_0}, \quad (\text{D.62})$$

де $\dot{Z}_{2e} = \dot{Z}_2 + R_2/S$, $\dot{\sigma} = 1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_0}$.

З Г-подібної схеми (рис.D.8), залишаючи \dot{I}_1 незмінним, маємо

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{V}_1(1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma}},$$

$$\dot{I}_{00} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_0} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_0(1 + \dot{Z}_1/\dot{Z}_0)} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_0\dot{\sigma}},$$

$$\dot{I}'_2 = \dot{I}_1 - \dot{I}_{00} = \frac{\dot{V}_1(1 + \dot{Z}_{2e}/\dot{Z}_0)}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma}} - \frac{\dot{V}_1}{\dot{Z}_0\dot{\sigma}} =$$

$$\dot{V}_1 \frac{\dot{Z}_0\dot{\sigma} + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma} - (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma})}{\dot{Z}_0\dot{\sigma}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma})} = \dot{V}_1 \frac{\dot{Z}_0(1 + \dot{Z}_1/\dot{Z}_0) - \dot{Z}_1}{\dot{Z}_0\dot{\sigma}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma})} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{\sigma}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma})}.$$

Тому

$$\dot{I}'_2 = \frac{\dot{V}_1}{\dot{\sigma}(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e}\dot{\sigma})} = \frac{-\dot{I}_2}{\dot{\sigma}}. \quad (\text{D.63})$$

Використаємо рівняння, отримане з Т-подібної та Г-подібної схем для паралельних гілок

$$\dot{V}_1 = \dot{Z}_1\dot{I}_1 + \dot{Z}_0\dot{I}_0 = \dot{I}'_2(\dot{Z}'_1 + \dot{Z}'_{2e}),$$

де $\dot{Z}'_{2e} = \dot{Z}_{in} + R_2/S = \dot{Z}'_1 + \dot{Z}'_2 + R_2/S$.

Реалізуючи всі струми через струм \dot{I}_2 , ми можемо отримати

$$-\dot{I}_2 \left(1 + \frac{\dot{Z}_{2e}}{\dot{Z}_0}\right) \dot{Z}_1 - \dot{I}_2 \frac{\dot{Z}_{2e}}{\dot{Z}_0} \dot{Z}_0 = -\dot{I}_2 \left[\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{2e} \left(1 + \frac{\dot{Z}_1}{\dot{Z}_0}\right)\right] = \frac{-\dot{I}_2}{\dot{\sigma}} (\dot{Z}'_1 + \dot{Z}'_{2e}),$$

або

$$\dot{\sigma}(\dot{Z}'_1 + \dot{\sigma}\dot{Z}'_{2e}) = \dot{Z}'_1 + \dot{Z}'_{2e}.$$

Таким чином

$$\dot{Z}'_1 = \dot{\sigma}\dot{Z}'_1, \quad (\text{D.64})$$

$$\dot{Z}'_{2e} = \dot{\sigma}^2\dot{Z}'_{2e}. \quad (\text{D.65})$$

Для умови $R_1 \rightarrow 0$ $\dot{\sigma} \approx \sigma = 1 + X_{1\sigma}/X_0$.

Для умов $R_1 \rightarrow 0$ та $X_{1\sigma} \ll X_0$ (потужність понад 3 кВт) можемо прийняти $\dot{\sigma} \approx \sigma \approx 1$ без корегування параметрів: $\dot{Z}'_1 \approx \dot{Z}_1$, $\dot{Z}'_{2e} \approx \dot{Z}_{2e}$.

Т-подібна схема для змінної частоти напруги живлення. Введемо такі позначення:

– абсолютне ковзання

$$S_a = (\omega_0 - \omega)/\omega_{0r}; \quad (\text{D.66})$$

– відносна частота

$$\alpha = \frac{f_1}{f_{1r}} = \frac{\omega_1}{\omega_{1r}} = \frac{\omega_0}{\omega_{0r}}, \quad (\text{D.67})$$

– відносна кутова швидкість ротора

$$v = \frac{\omega}{\omega_{0r}}. \quad (\text{D.68})$$

де f_1 – частота напруги живлення, $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота напруги живлення, $\omega_0 = \omega_1/z_p$ – кутова швидкість ротора ідеального холостого ходу, ω – поточна кутова швидкість ротора; f_{1r} , $\omega_{1r} = 2\pi f_{1r}$, $\omega_{0r} = \omega_{1r}/z_p$ – відповідно номінальні параметри.

Деякі параметри Т-подібної схеми (рис.D.6) залежать від частоти f_1 .

$$\dot{X}_{1\sigma} = j\omega_1 L_{1\sigma} = j(\alpha\omega_{1r})L_{1\sigma} = \alpha(j\omega_{1r}L_{1\sigma}) = \alpha\dot{X}_{1\sigma r}, \quad (\text{D.69})$$

$$\dot{X}_{2\sigma} = j\omega_1 L_{2\sigma} = j(\alpha\omega_{1r})L_{2\sigma} = \alpha(j\omega_{1r}L_{2\sigma}) = \alpha\dot{X}_{2\sigma r}, \quad (\text{D.70})$$

$$\dot{X}_0 = j\omega_1 L_{12} = j(\alpha\omega_{1r})L_{12} = \alpha(j\omega_{1r}L_{1\sigma}) = \alpha\dot{X}_{0r}, \quad (\text{D.71})$$

$$\dot{E}_1 = j\omega_1 \dot{\Psi}_1 = j(\alpha\omega_{1r}) \dot{\Psi}_1 = \alpha(j\omega_{1r} \dot{\Psi}_1) = \alpha\dot{E}_{1r}, \quad (\text{D.72})$$

$$\dot{E}_0 = j\omega_1 \dot{\Psi}_0 = j(\alpha\omega_{1r}) \dot{\Psi}_0 = \alpha(j\omega_{1r} \dot{\Psi}_0) = \alpha\dot{E}_{0r}, \quad (\text{D.73})$$

$$\dot{E}_2 = j\omega_1 \dot{\Psi}_2 = j(\alpha\omega_{1r}) \dot{\Psi}_2 = \alpha(j\omega_{1r} \dot{\Psi}_2) = \alpha\dot{E}_{2r}. \quad (\text{D.74})$$

Через те, що

$$S = \frac{(\omega_0 - \omega)}{\omega_0} \cdot \frac{\omega_{0r}}{\omega_{0r}} = \frac{(\omega_0 - \omega)}{\omega_{0r}} \cdot \frac{\omega_{0r}}{\omega_0} = \frac{S_a}{\alpha},$$

тобто

$$S_a = \alpha S, \quad (\text{D.75})$$

вираз R_2/S буде мати наступний вигляд

$$\frac{R_2}{S} = \frac{\alpha R_2}{S_a}. \quad (\text{D.76})$$

Якщо ми маємо залежність величини напруги живлення від частоти $\dot{V}_1(\alpha)$, то у загальному випадку Т-подібна схема буде такою, як показано на рис.D.9.

Можна показати, що

$$v = \frac{\omega}{\omega_{0r}} = \frac{\omega_0 - S_a \omega_{0r}}{\omega_{0r}} = \alpha - S_a, \quad (\text{D.77})$$

або

$$\omega = \omega_{0r}(\alpha - S_a). \quad (\text{D.78})$$

Г-подібна схема для змінної частоти напруги живлення. Використовуючи рис.D.9 та умови $R_1 \rightarrow 0$, ми можемо створити Г-подібну схему для двох джерел: $\dot{E}_1(\alpha)$ – рис.D,10, $\dot{E}_0(\alpha)$ - рис.D.11.

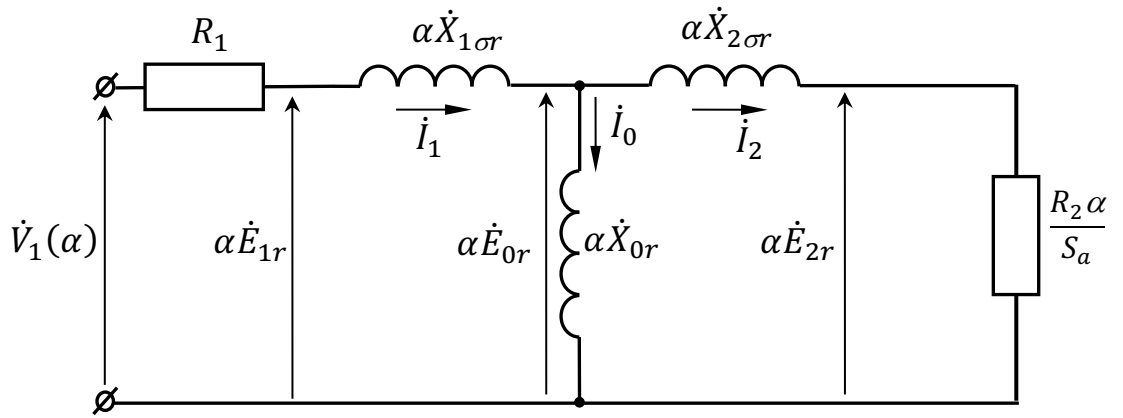


Рис. D.9. Еквівалентна Т-подібна схема короткозамкненого двигуна змінного струму для змінної частоти напруги живлення

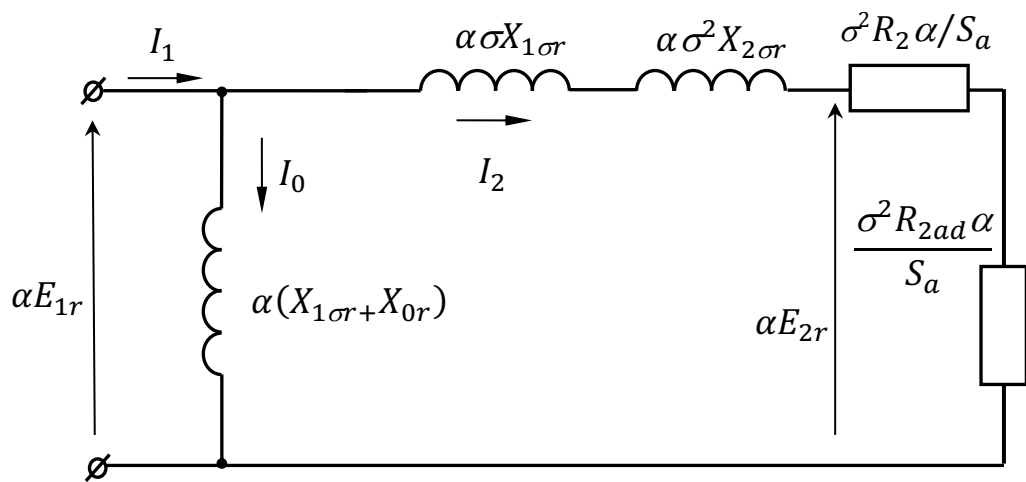


Рис. D.10. Г-подібна еквівалентна схема короткозамкненого двигуна змінного струму для джерела $E_1(\alpha) = \alpha E_{1r}$

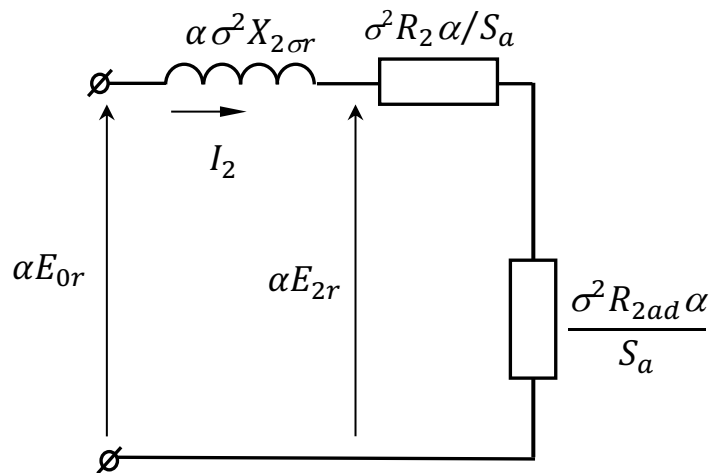


Рис. D.10. Г-подібна еквівалентна схема короткозамкненого двигуна змінного струму для джерела $E_0(\alpha) = \alpha E_{0r}$

Математичні та структурні моделі синхронного двигуна з постійними магнітами

Матеріал цього додатку базується на матеріалі модуля В "Узагальнена електрична машина" та модуля С "Перетворення координат".

Оскільки ротор синхронного двигуна обертається з синхронною кутовою швидкістю ω_1 ($z_p = 1$), ми повинні описати електромеханічні процеси в синхронному двигуні як для окремого випадку узагальненої електричної машини в системі координат (d, q) , що обертається з кутовою швидкістю ω_1 . Для запису системи рівнянь скористаємося рівняннями з Додатку В "Узагальнена електрична машина" у просторі Лапласа.

$$\bar{V}_{1(d,q)}(p) = R_1 \bar{I}_{1(d,q)}(s) + s \bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) + j \omega_1 \bar{\Psi}_{1(d,q)}(s), \quad (\text{E.1})$$

$$\bar{V}_{2(d,q)}(s) = R_2 \bar{I}_{2(d,q)}(s) + p \bar{\Psi}_{2(d,q)}(s), \quad (\text{E.2})$$

$$\bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) = L_1 \bar{I}_{1(d,q)}(s) + L_{12} \bar{I}_{2(d,q)}(s), \quad (\text{E.3})$$

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)}(s) = L_2 \bar{I}_{2(d,q)}(s) + L_{12} \bar{I}_{1(d,q)}(s), \quad (\text{E.4})$$

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} z_p (\bar{\Psi}_{1(d,q)} \times \bar{I}_{1(d,q)}). \quad (\text{E.5})$$

Синхронна машина (Synchronous motor SM) складається зі статора та ротора. Статор синхронної машини подібний до статора асинхронного двигуна. Конструкції ротора відрізняються. Наприклад, замість обмотки використовуються постійні магніти. У цьому випадку можна говорити про синхронну машину з постійними магнітами (Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)). Розрізняють PMSM з постійними магнітами, закріпленими на поверхні ротора (синхронна машина з поверхневими постійними магнітами – Surface Permanent Magnet Synchronous Motor (SPMSM)) або розташованими в пазах ротора (синхронна машина з внутрішніми постійними магнітами – Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM)). У першому випадку можна говорити про симетричну магнітну систему SM, оскільки постійний магніт має приблизно таку ж магнітну проникність, як і повітря. У випадку IPMSM потрібно враховувати різницю між магнітною проникністю в зубцях та пазах.

IPMSM. Розглянемо IPMSM як поширений випадок синхронного двигуна з $z_p = 1$ (рис.Е.1). У цьому двигуні ротор має виступаючі полюси, і нам слід враховувати різницю величини магнітного опору в напрямках осей "d" та "q" системи координат (d, q) , приєднаних до ротора (рис.Е.1). Напрямок осі "d" збігається з віссю постійного магніту.

Для отримання математичних та структурних моделей IPMSM ми використовуємо систему рівнянь (E.1)...(E.5). Для цього встановлюємо $\bar{V}_{2(d,q)} = 0$.

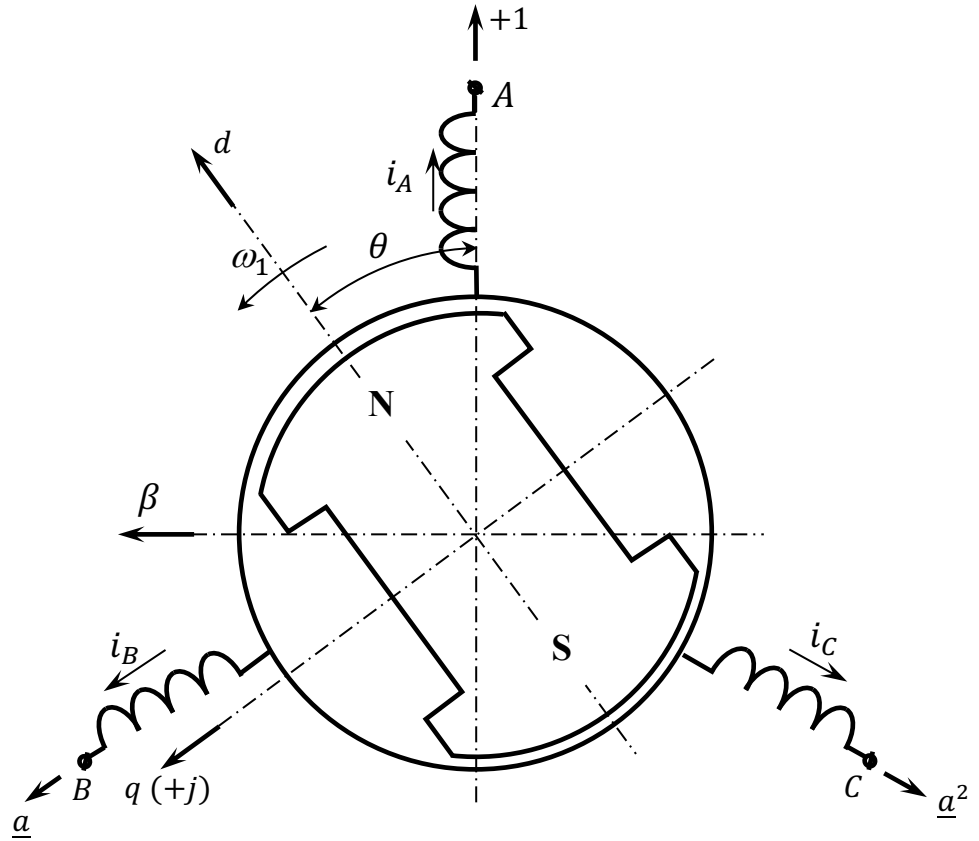


Рис.Е.1. Еквівалентна модель IPMSM

Вектор (Е.1) системи рівнянь (Е.1)...(Е.4) у проєкціях на осі "d" та "q" дорівнює

$$V_{1d}(s) = R_1 I_{1d}(s) + s \Psi_{1d}(s) - \omega_1 \Psi_{1q}(s), \quad (\text{Е.6})$$

$$V_{1q}(s) = R_1 I_{1q}(s) + s \Psi_{1q}(s) + \omega_1 \Psi_{1d}(s). \quad (\text{Е.7})$$

Прийmemo, що вектор магнітного потоку постійного магніту $\bar{\Psi}_{2(d,q)}$ створюється еквівалентним вектором струму $\bar{I}_{2(d,q)}$, який збігається з віссю "d", тобто $\bar{I}_{2(d,q)} = I_{2m} + j0$; $I_{2m} = |\bar{I}_{2(d,q)}|$. Тоді

$$\bar{\Psi}_{2(d,q)}(s) = \Psi_{2d}(s) + j \Psi_{2q}(s) = L_{ad} I_{2m} + j0 = \Psi_{2m}. \quad (\text{Е.8})$$

$$\bar{\Psi}_{1(d,q)}(s) = \Psi_{1d}(s) + j \Psi_{1q}(s), \quad (\text{Е.9})$$

$$\Psi_{1d} = L_d I_{1d} + L_{ad} I_{2m} = L_d I_{1d} + \Psi_{2m}, \quad (\text{Е.10})$$

$$\Psi_{1q} = L_q I_{1q}, \quad (\text{Е.11})$$

де $\Psi_{2m} = |\bar{\Psi}_{2(d,q)}| = \text{const}$ – амплітуда вектора $\bar{\Psi}_{2(d,q)}$; $L_{ad} = \frac{3}{2} L_{md}$; L_{md} – максимальна основна індуктивність фази "A" (Рис.Е.1, $\theta = 0$); $I_{1d} + j I_{1q} = \bar{I}_{1(d,q)}$; $L_d = L_{1,max} = L_{1\sigma} + L_{ad}$; $L_{1\sigma}$ – індуктивність розсіювання фази статора; $L_q = L_{1,min} = L_{1\sigma} + L_{aq}$; $L_{aq} = \frac{3}{2} L_{mq}$; L_{mq} – мінімальна основна індуктивність фази "A" (Рис.Е.1, вісь ротора "q" співпадає з віссю фази "A", тобто $\theta = 90^\circ$).

Через наявність виступаючих полюсів основна взаємна індуктивність кожної фази статора залежить від положення ротора відносно фазної осі. При збігу поздовжньої осі ротора "d", наприклад, з віссю фази "A" ($\theta = 0$), основна індуктивність фази L_{AA} є максимальною $L_{AA} = L_{AA,max} = L_{md}$.

Коли вісь ротора "d" збігається з поперечною віссю фази "A" (або вісь ротора "q" збігається з віссю фази "A", тобто ($\theta = 90$ градусів)), основна індуктивність фази L_{AA} є мінімальною $L_{AA} = L_{AA,min} = L_{mq}$.

Оскільки PMSM живиться та керується від інвертора, рівняння (E.1)...(E.5) слід приводити до системи координат (α, β) , нерухомої зі статором.

Використовуючи матрицю перетворення координат з Додатку С "Перетворення координат", ми можемо отримати рівняння векторів, що представлені у системі координат (d, q) у нерухомій системі координат (α, β) і навпаки

$$\underline{R}_{(\alpha,\beta)} = \begin{vmatrix} R_\alpha \\ R_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} R_d \\ R_q \end{vmatrix} = \mathbf{M}^{-1}(\theta) \cdot \underline{R}_{(d,q)}, \quad (\text{E.12})$$

$$\underline{R}_{(d,q)} = \begin{vmatrix} R_d \\ R_q \end{vmatrix} = \mathbf{M}(\theta) \cdot \begin{vmatrix} R_\alpha \\ R_\beta \end{vmatrix} = \mathbf{M}(\theta) \cdot \underline{R}_{(\alpha,\beta)}, \quad (\text{E.13})$$

де $\mathbf{M}(\theta) = \begin{vmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}$; $\mathbf{M}^{-1}(\theta) = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix}$.

Таким чином, використовуючи рівняння (E.12) для вектора $\overline{\Psi}_{1(d,q)}$ з рівняння (E.9), отримуємо

$$\overline{\Psi}_{1(\alpha,\beta)} = \begin{vmatrix} \Psi_{1\alpha} \\ \Psi_{1\beta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \Psi_{1d} \\ \Psi_{1q} \end{vmatrix}, \quad (\text{E.14})$$

або $\Psi_{1\alpha} = \Psi_{1d} \cos \theta - \Psi_{1q} \sin \theta$; $\Psi_{1\beta} = \Psi_{1d} \sin \theta + \Psi_{1q} \cos \theta$.

Використовуючи формули (E.10), (E.11) та (E.14), маємо

$$\begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= (L_d I_{1d} + \Psi_{2m}) \cos \theta - L_q I_{1q} \sin \theta = \\ &= (L_d (I_{1\alpha} \cos \theta + I_{1\beta} \sin \theta) + \Psi_{2m}) \cos \theta - L_q (-I_{1\alpha} \sin \theta + I_{1\beta} \cos \theta) \sin \theta = \\ &= I_{1\alpha} \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) + \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) (I_{1\alpha} \cos(2\theta) + I_{1\beta} \sin(2\theta)) + \Psi_{2m} \cos \theta, \quad (\text{E.15}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Psi_{1\beta} &= (L_d I_{1d} + \Psi_{2m}) \sin \theta + L_q I_{1q} \cos \theta = \\ &= (L_d (I_{1\alpha} \cos \theta + I_{1\beta} \sin \theta) + \Psi_{2m}) \sin \theta + L_q (-I_{1\alpha} \sin \theta + I_{1\beta} \cos \theta) \cos \theta = \\ &= I_{1\beta} \left(\frac{L_d + L_q}{2} \right) + \left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) (I_{1\alpha} \sin(2\theta) - I_{1\beta} \cos(2\theta)) + \Psi_{2m} \sin \theta, \quad (\text{E.16}) \end{aligned}$$

Величину крутного моменту (E.5) можна представити як

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p (\Psi_{1d} I_{1q} - \Psi_{1q} I_{1d}). \quad (\text{E.17})$$

З рівнянь (E.10), (E.11) та (E.17) маємо

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p \left((L_d - L_q) I_{1d} + \Psi_{2m} \right) I_{1q}, \quad (E.18)$$

тобто частина рівняння (E.18) $\frac{3}{2} z_p (L_d - L_q) I_{1d} I_{1q}$ є додатковим реактивним моментом для IPMSM.

Використовуючи формулу (E.13) для струму $\bar{I}_{1(d,q)}$

$$\bar{I}_{1(d,q)} = \begin{vmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_{1\alpha} \cos \theta & + I_{1\beta} \sin \theta \\ -I_{1\alpha} \sin \theta & + I_{1\beta} \cos \theta \end{vmatrix}, \quad (E.19)$$

підставляємо складові I_{1d} і I_{1q} у рівняння (E.18), отримуємо рівняння для електромагнітного моменту у проєкціях струму в системі координат (α, β)

$$\begin{aligned} M_{em} = \frac{3}{2} z_p \left((L_d - L_q) (I_{1\alpha} \cos \theta + I_{1\beta} \sin \theta) + \Psi_{2m} \right) (-I_{1\alpha} \sin \theta + \\ I_{1\beta} \cos \theta) = \frac{3}{2} z_p \left(\left(\frac{L_d - L_q}{2} \right) \left((-I_{1\alpha}^2 + I_{1\beta}^2) \sin(2\theta) + I_{1\alpha} I_{1\beta} \cos(2\theta) \right) + \right. \\ \left. \Psi_{2m} (-I_{1\alpha} \sin \theta + I_{1\beta} \cos \theta) \right). \end{aligned} \quad (E.20)$$

SPMSM. У SPMSM магнітна система симетрична, тому $L_{md} = L_{mq} = L_d = L_q = L_{m0}$ і $\Psi_{1\alpha}$, $\Psi_{1\beta}$ можуть бути знайдені з рівнянь (E.15), (E.16)

$$\Psi_{1\alpha} = I_{1\alpha} L_{m0} + \Psi_{2m} \cos \theta, \quad (E.21)$$

$$\Psi_{1\beta} = I_{1\beta} L_{m0} + \Psi_{2m} \sin \theta. \quad (E.22)$$

З рівняння (E.18) отримуємо електромагнітний момент при $L_d = L_q$

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p \Psi_{2m} I_{1q}. \quad (E.23)$$

Ми бачимо, що SPMSM момент створюється без участі складової I_{1d} , тому можна використовувати завдання керування струмом $I_{1d} = 0$ для мінімізації втрат. У системі координат (α, β)

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p \Psi_{2m} (-I_{1\alpha} \sin \theta + I_{1\beta} \cos \theta). \quad (E.24)$$

Література

- [1] Advanced Electric Drive Vehicles/Ali Emadi, CRC Press, 2015 ISBN 1466597690, 9781466597693, 616 стор.
- [2] Analysis of the operating parameters of electric, hybrid, and conventional vehicles on different types of roads. Adriana Skuza, Rafał Jurecki and Emilia Szumska. Open Engineering 2023, 13; <https://doi.org/10.1515/eng-2022-0443>
- [3] B. Kramer, S. Chakraborty, and B. Kroposki, “A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability,” in Proc. 34th IEEE Ind. Electron. Annu. Conf., Nov. 2008, pp. 2278–2283.
- [4] S. S. Williamson, “Electric drive train efficiency analysis based on varied energy storage system usage for plug-in hybrid electric vehicle applications,” in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., Jun. 2007, pp. 1515–1520.
- [5] S. G. Wirasingha, N. Schofield, and A. Emadi, “Plug-in hybrid electric vehicle developments in the US: trends, barriers, and economic feasibility,” in Proc. IEEE Vehicle Power Propulsion Conf., Sep. 2008, pp. 1–8.
- [6] Y. Gao and M. Ehsani, “Design and control methodology of plug-in hybrid electric vehicles,” in Proc. IEEE. Vehicle Power Propulsion Conf., Sep. 2008, pp. 1–6.
- [7] The Fuel Cell Handbook, U.S. Dept. Energy, Morgantown, WV, 2002.
- [8] J. F. Miller, C. E. Webster, A. F. Tummillo, and W. H. DeLuca, “Testing and evaluation of batteries for a fuel cell powered hybrid bus,” in Proc. Energy Convers. Eng. Conf., Jul./Aug. 1997, vol. 2, pp. 894–898.
- [9] P. Rodatz, O. Garcia, L. Guzzella, F. Büchi, M. Bärtschi, A. Tsukada, and P. Dietrich, “Performance and operational characteristics of a hybrid vehicle powered by fuel cells and supercapacitors,” in Proc. SAE 2003 World Cong. Exhib., Mar. 2003, vol. 112, pp. 692–703, Doc. no. 2003-01-0418.
- [10] P. Thounthong, S. Rael, and B. Davat, “Utilizing fuel cell and supercapacitors for automotive hybrid electrical system,” in Proc. Appl. Power Electron. Conf. Expo., 2005, vol. 1, pp. 90–96.
- [11] Model S | Tesla. Available online: <https://www.tesla.com/models> (accessed on 8 May 2017).
- [12] Model S | Tesla. Available online: <https://www.tesla.com/models> (accessed on 21 May 2025)
- [13] Посібник з лабораторних робіт
- [14] WENPING CAO, ABID ALI SHAH BUKHARI, LASSI AARNIOVUORI, “Review of Electrical Motor Drives for Electric Vehicle Applications”, Mehran University Research Journal of Engineering & Technology, Vol. 38, No. 3, 525-540 July 2019, p-ISSN: 0254-7821, e-ISSN: 2413-7219; DOI: 10.22581/muet1982.1903.01
- [15] Bader, C., and Stephan, W., “Comparison of Electrical Drives for Road Vehicles”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 26, pp. 123-128, 1977.
- [16] Dancygier G., and Dolhagaray, J.C., “Motor Control Law and Comfort Law in the Peugeot and Citroen Electric Vehicles Driven by a DC Commutator Motor”, 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 370-374, 1998.
- [17] Zeraoulia, M., Benbouzid, M.E.H., and Diallo, D., “Electric Motor Drive Selection Issues for HEV Propulsion Systems: A Comparative Study”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 55, pp. 1756-1764, 2006.
- [18] Simon Fekadeamlak Gebremariam, Tebeje Tesfaw Wondie "Comparative analysis of electric motor drives employed for propulsion purpose of Battery Electric Vehicle (BEV) systems", International Journal of Science and Research Archive 10(2):1097-1112; DOI: 10.30574/ijjsra.2023.10.2.1074
- [19] M. Karamuk, A Survey on Electric Vehicle Power Train System, Electro motion, Istanbul, pp. 315- 324, September 2011.
- [20] Q. Guo, C. Zhang, L. Li, D. Gerada, J. Zhang, M. Wang., Design and implementation of a loss optimization control for electric vehicle in-wheel permanent-magnet synchronous motor direct drive system, Applied Energy, p. 1317–1332, 2017.

- [21] M. Olszewski, Evaluation of the 2010 Toyota Prius hybrid synergy drive system, in Oak Ridge National Laboratory Report, March 2011.
- [22] Augmented from Bradbury, K. *Energy Storage Technology Review*. Duke University, Durham, NC, 2010: 1-34.
- [23] Chandra, D., W.-M. Chien, and A. Talekar. Metal hydrides for NiMH battery applications. *Material Matters* 6, 2011: 48-53.
- [24] Soloveichik, G.L. Battery technologies for large-scale stationary energy storage. *Annual Review of Chemical and Biomolecular Engineering* 2, 2011: 503-527.
- [25]. Li, Y.; Chattopadhyay, P.; Ray, A.; Rahn, C.D. Identification of the battery state-of-health parameter from input–output pairs of time series data. *J. Power Sources* 2015, 285, 235–246. [CrossRef]
- [26]. Dong, G.; Chen, Z.; Wei, J.; Zhang, C.; Wang, P. An online model-based method for state of energy estimation of lithium-ion batteries using dual filters. *J. Power Sources* 2016, 301, 277–286. [CrossRef]
- [27]. He, H.; Zhang, Y.; Xiong, R.; Wang, C. A novel Gaussian model based battery state estimation approach: State-of-Energy. *Appl. Energy* 2015, 151, 41–48. [CrossRef]
- [28]. Zhai, G.; Liu, S.; Wang, Z.; Zhang, W.; Ma, Z. State of Energy Estimation of Lithium Titanate Battery for Rail Transit Application. *Energy Procedia* 2017, 105, 3146–3151. [CrossRef]
- [29]. Waag, W.; Fleischer, C.; Sauer, D.U. Adaptive on-line prediction of the available power of lithium-ion batteries. *J. Power Sources* 2013, 242, 548–559. [CrossRef]
- [30] R. Zhang, B. Xia, B. Li, L. Cao, Y. Lai, W. Zheng, H. Wang, and W. Wang, "State of the art of lithium-ion battery SoC estimation for electrical vehicles," *Energies*, vol. 11, no. 7, p. 1820, Jul. 2018.
- [31] M. S. H. Lipu, A. Hussain, M. H. M. Saad, A. Ayob, and M. A. Hannan, "Improved recurrent NARX neural network model for state of charge estimation of lithium-ion battery using pso algorithm," in *Proc. IEEE Symp. Comput. Appl. Ind. Electron. (ISCAIE)*, Penang, Malaysia, Apr. 2018, pp. 354-359.
- [32] X. Wu, X. Li, and J. Du, "State of charge estimation of lithium-ion batteries over wide temperature range using unscented Kalman filter," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41993_42003, 2018.
- [33] N. Omar, M. A. Monem, Y. Firouz, J. Salminen, J. Smekens, O. Hegazy, et al., "Lithium iron phosphate based battery—Assessment of the aging parameters and development of cycle life model", *Appl. Energy*, vol. 113, pp. 1575-1585, Jan. 2014.
- [34] Xiaogang Wu, Jiuyu Du, "State of Charge Estimation of Lithium-Ion Batteries Over Wide Temperature Range Using Unscented Kalman Filter", *IEEE Access* 6:1-1, DOI:10.1109/ACCESS.2018.2860050
- [35] Zheng, Y.; Ouyang, M.; Han, X.; Lu, L.; Li, J. Investigating the error sources of the online state of charge estimation methods for lithium-ion batteries in electric vehicles. *J. Power Sources* 2018, 377, 161–188. [CrossRef]
- [36] Plett, G.L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 2. Modeling and identification. *Journal of Power Sources* 134(2), 2004: 262-276.
- [37] Dickson N. T. How; M. A. Hannan; M. S. Hossain Lipu; Pin Jern Ker. "State of Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Model-Based and Data-Driven Methods: A Review" *IEEE Access* (Volume: 7), DOI: 10.1109/ACCESS.2019.2942213
- [38] X. Wu, X. Li, and J. Du, "State of charge estimation of lithium-ion batteries over wide temperature range using unscented Kalman filter," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 41993–42003, 2018
- [39] Z. Chen, X. Li, J. Shen, W. Yan, and R. Xiao, "A novel state of charge estimation algorithm for lithium-ion battery packs of electric vehicles," *Energies*, vol. 9, no. 9, p. 710, May 2016.

- [40] W. Wang and J. Mu, "State of charge estimation for lithium-ion battery in electric vehicle based on Kalman filter considering model error," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 29223–29235, 2019.
- [41] S. Peng, C. Chen, H. Shi, and Z. Yao, "State of charge estimation of battery energy storage systems based on adaptive unscented Kalman filter with a noise statistics estimator," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 13202–13212, 2017.
- [42] J. Wang, L. Zhang, J. Mao, J. Zhou, and D. Xu, "Fractional order equivalent circuit model and SoC estimation of supercapacitors for use in HESS," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 52565–52572, 2019.
- [43] D. Zhou, K. Zhang, A. Ravey, F. Gao, and A. Miraoui, "Online estimation of lithium polymer batteries state-of-charge using particle filter-based data fusion with multimodels approach," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 3, pp. 2582–2595, May/Jun. 2016.
- [44] S. Schwunk, N. Armbruster, S. Straub, J. Kehl, and M. Vetter, "Particle filter for state of charge and state of health estimation for lithium–iron phosphate batteries," *J. Power Sources*, vol. 239, pp. 705–710, Oct. 2013.
- [45] C. Chen, R. Xiong, and W. Shen, "A lithium-ion battery-in-the-loop approach to test and validate multiscale dual H infinity filters for state-of-charge and capacity estimation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 1, pp. 332–342, Jan. 2018.
- [46] C. Lin, H. Mu, R. Xiong, and W. Shen, "A novel multi-model probability battery state of charge estimation approach for electric vehicles using H-infinity algorithm," *Appl. Energy*, vol. 166, pp. 76–83, Mar. 2016.
- [47] Q. Yu, R. Xiong, and C. Lin, "Online estimation of state-of-charge based on the H infinity and unscented Kalman filters for lithium ion batteries," *Energy Procedia*, vol. 105, pp. 2791–2796, May 2017.
- [48] B. Wang, Z. Liu, S. E. Li, S. J. Moura, and H. Peng, "State-of-charge estimation for lithium-ion batteries based on a nonlinear fractional model," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 25, no. 1, pp. 3–11, Jan. 2017.
- [49] S. Dey, B. Ayalew, and P. Pisu, "Nonlinear robust observers for state-of-charge estimation of lithium-ion cells based on a reduced electrochemical model," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 23, no. 5, pp. 1935–1942, Sep. 2015.
- [50] X. Han, M. Ouyang, L. Lu, and J. Li, "Simplification of physics-based electrochemical model for lithium ion battery on electric vehicle. Part II: Pseudo-two-dimensional model simplification and state of charge estimation," *J. Power Sources*, vol. 278, pp. 814–825, Mar. 2015.
- [51] L. Zheng, L. Zhang, J. Zhu, G. Wang, and J. Jiang, "Co-estimation of state-of-charge, capacity and resistance for lithium-ion batteries based on a high-fidelity electrochemical model," *Appl. Energy*, vol. 180, pp. 424–434, Oct. 2016.
- [52] J. Xu, C. C. Mi, B. Cao, J. Deng, Z. Chen, and S. Li, "The state of charge estimation of lithium-ion batteries based on a proportional-integral observer," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 63, no. 4, pp. 1614–1621, May 2014.
- [53] B. Ning, J. Xu, B. Cao, B. Wang, and G. Xu, "A sliding mode observer SoC estimation method based on parameter adaptive battery model," *Energy Procedia*, vol. 88, pp. 619–626, Jun. 2016.
- [54] B. Xiong, J. Zhao, Y. Su, Z. Wei, and M. Skyllas-Kazacos, "State of charge estimation of vanadium redox flow battery based on sliding mode observer and dynamic model including capacity fading factor," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 8, no. 4, pp. 1658–1667, Oct. 2017.
- [55] X. Chen, W. Shen, Z. Cao, and A. Kapoor, "A novel approach for state of charge estimation based on adaptive switching gain sliding mode observer in electric vehicles," *J. Power Sources*, vol. 246, pp. 667–678, Jan. 2014.
- [56] J. Du, Z. Liu, Y. Wang, and C. Wen, "An adaptive sliding mode observer for lithium-ion battery state of charge and state of health estimation in electric vehicles," *Control Eng. Pract.*, vol. 54, pp. 81–90, Sep. 2016.

- [57]. Haykin, S. Adaptive Filter Theory, Chapter 9, 4th ed., Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [58] [Rolling Friction - an overview | ScienceDirect Topics](#)
- [59] Blunier B., Simoies M.G. and Miraoui A. Fuzzy logic controller development of a hybrid fuel cell-battery auxiliary power unit for remote applications. In *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Sao Paulo, Brazil, pp. 1-6, 2010.
- [60] Ferreira A.A., Pomilio J.A., Spiazzi G. and de Araujo Silva L. Energy management fuzzy logic supervisory for electric vehicle power supplies system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(1):107-115, 2008.
- [61] Ravey A., Blunier B. and Miraoui A. Control strategies for fuel-cell-based hybrid electric vehicles: From offline to online and experimental results. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(6):2452-2457, 2012.
- [62] Murphey Y.L., Park J., Chen Z., Kuang M.L., Masrur M.A. and Phillips A.M. Intelligent hybrid vehicle power control—Part I: Machine learning of optimal vehicle power. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 61(8):3519-3530, 2012.
- [63] Murphey Y.L., Park, J., Kiliaris L., Kuang M.L., Masrur M.A., Phillips A.M. and Wang Q. Intelligent hybrid vehicle power control—Part II: Online intelligent energy management. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 62(1):69-79, 2013.
- [64]. Chunting C., Masrur A. and Daniszewki D. Wavelet-transform-based power management of hybrid vehicles with multiple on-board energy sources including fuel cell, battery and ultracapacitor. *Journal of Power Sources*, 185(2), 1533-1543, 2008.
- [65] Florescu A., Bacha S., Munteanu I. and Bratcu A.I. Frequency-separation-based energy management control strategy of power lows within electric vehicles using ultracapacitors. In *IECON 2012—38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2957-2964. IEEE Press, Quebec, QC, Canada, 2012.
- [66] Erdinc O., Vural B. and Uzunoglu M. A wavelet-fuzzy logic based energy management strategy for a fuel cell/battery/ultra-capacitor hybrid vehicular power system. *Journal of Power Sources*, 194(1), 369-380, 2009.
- [67] “WLTP: the benefits of the new test cycle,” WLTPfacts.eu. Accessed: Oct. 18, 2024. [Online]. Available: <https://www.wltpfacts.eu/wltp-benefits/>
- [68] “Emission Test Cycles: WLTC.” Accessed: Oct. 11, 2024. [Online]. Available: <https://dieselnet.com/standards/cycles/wltp.php>
- [69] Tesla North America [@tesla_na], “Your car does the math for you. When calculating a route & battery % on arrival, Tesla navigation takes into account: - Wind speed & direction - Elevation/grade - Traffic speed - Avg acceleration/deceleration - Ambient temperature - Humidity & pressure - Solar load & cloud <https://t.co/gbt6PCFIH7>,” Twitter. Accessed: Nov. 29, 2024. [Online]. Available: https://x.com/tesla_na/status/1724219305250709508
- [70] Analysis of factors affecting the energy consumption of an EV vehicle - a literature study. URL: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/1247/1/012001/pdf>

Навчальний посібник

ЕЛЕКТРОМОБІЛІ

Автори:

О.С. Бешта, О.О. Азюковський, О.О. Бешта

Електронне видання

Підписано до публікації 27.04.2026. Формат 60x84^{1/8}.
Обл.-вид. арк. 33,0. Ум. друк. арк. 3,7.

Підготовлено до публікації:
НТУ «Дніпровська політехніка»,
пр. Д. Яворницького, 19
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
ДК №1842 від 11.06.2004 р.

Видавництво «Журфонд»
49001, Дніпро, вул. Старокозацька, 8.
Свідоцтво про внесення до Державного реєстру
ДК № 684 від 21.11.2001 р.