

Національний технічний університет
"Дніпровська політехніка"
Міністерство освіти і науки України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Бешта Олександр Олександрович

УДК 62-83-529.015

ДИСЕРТАЦІЯ

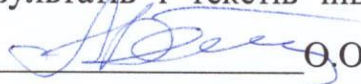
**Підвищення навантажувальної здатності в системі асинхронного
електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом живлення**

141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

14 «Електрична інженерія»

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей,
результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

 О.О.Бешта

Науковий керівник Півняк Геннадій Григорович, академік НАН України,
доктор технічних наук, професор

Дніпро - 2020

АНОТАЦІЯ

Бешта О.О. Підвищення навантажувальної здатності в системі асинхронного електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом живлення. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». – Національний технічний університет «Дніпровська політехніка», МОН України, Інститут електродинаміки, НАН України, Київ, 2020.

Дисертаційна робота присвячена підвищенню навантажувальної здатності в системі асинхронного електропривода шляхом об'єднання декількох джерел електричної енергії по спеціальній схемі за допомогою одного автономного інвертора напруги. Галузь використання системи, що розглядається – електричні та гібридні транспортні засоби.

У багатьох випадках в системах електропривода транспортних засобів використовуються або доцільно використовувати декілька джерел електричної енергії. Проблемою є забезпечення ефективної сумісної роботи джерел різних типів на спільне навантаження та оптимізації їх енергетичних параметрів.

Дотепер не має універсального наукового підходу щодо вибору потужностей компонентів електромеханічних систем, до складу яких входить декілька джерел та споживачів енергії. Невідповідність номінальної потужності та енергоємності джерел або накопичувачів енергії призводить до низької енергетичної ефективності таких систем.

Крім того, відсутні системи регулювання і закони керування, які забезпечують ефективну сумісну роботу джерел різних типів на спільне навантаження. Це не дозволяє експлуатувати компоненти в зоні їх найвищого ККД, і, таким чином, знижує енергоефективність таких систем.

Традиційні електромеханічні систем, які включають до свого складу компоненти різних типів, зазвичай, базується на проміжній ланці постійного струму. Для регулювання потоками потужностей, які приймають/віддають окремі елементи, використовуються окремі інвертори. Такі інвертори вибираються за потужністю відповідно до номінальних параметрів кожного компонента. Таким чином, отримується керована електромеханічна система, але високої вартості, оскільки в ній присутні декілька автономних інверторів, розрахованих на максимально можливий струм від кожного компонента.

Доцільно розвинути ідею використання одного автономного інвертора напруги для керування режимами роботи компонентів змінного та постійного струму без організації спільної ланки постійного струму. Для цього одне з джерел постійного струму може бути під'єднане до нуля фазних обмоток асинхронного двигуна через додаткові індуктивність і активний опір, а другим полюсом – до мінусового терміналу автономного інвертора напруги, який, в свою чергу, підключений до іншого джерела постійного струму, наприклад, акумуляторної батареї.

Розглядався спеціальний алгоритм керування ключами автономного інвертора напруги зі збільшеним часом комутації ключів верхнього плеча, за допомогою якого можна керувати потоками енергії для кожного компонента. Таким чином, одним інвертором виконується функція регулювання режимами роботи електромеханічної системи.

Така схема дозволяє заряджати акумулятор, але при цьому додаткове джерело повинно мати достатньо велику ЕРС, щоб подолати рівень ЕРС акумулятора. Високий рівень ЕРС додаткового джерела призводить до виникнення значних струмів нульової послідовності у фазах двигуна за цикл комутації ключів інвертора і, відповідно, насиченню магнітної системи електродвигуна, значних додаткових втрат енергії в його статорних обмотках та їх підвищеному нагріву.

Для збільшення електромагнітного моменту двигуна, зменшенню рівня ЕРС додаткового джерела енергії, підвищенню ефективності процесу перетворення енергії у системі електропривода ТЗ з додатковим джерелом енергії було розглянуто варіант нульового стану ключів нижнього плеча АІН.

Було проведено аналіз закономірностей впливу параметрів електричного кола додаткового джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна з використанням нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора для формулювання умови підвищення навантажувальної здатності системи електропривода ТЗ.

З'ясовано, що комбіноване джерело живлення, що складається з двох джерел ЕРС постійного струму, забезпечує збільшення амплітуди вихідної напруги інвертора з одночасним виникненням її змінної складової та нульової послідовності при використанні нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора.

Встановлено, що умовою передачі енергії від додаткового джерела, є таке співвідношення параметрів електричного кола, при якому постійна часу цього електричного кола має бути більшою, ніж половина часу перебування ключів нижнього плеча інвертора в нульовому стані.

Проведено визначення найбільш компромісного варіанту з точки зору капітальних затрат і масогабаритних показників комбінованого джерела. Таким варіантом може бути схема з ЕРС додаткового джерела живлення 20...40 % від основного ЕРС; індуктивністю 67...0 %; активним опором, що складає значення активного опору фази статора двигуна. При цьому приріст амплітуди вектора напруги інвертора буде 7,7...18,4 %. Збільшення амплітуди нульової послідовності напруги інвертора у вибраному діапазоні зміни ЕРС 20...40 % складає 0,006...2,5 %. Аналіз вибору активного опору додаткового джерела показав, що його збільшення у два рази, відносно активного опору фаз статора

двигуна, дозволяє знизити нульову послідовність напруги до нуля при зменшенні приросту амплітуди вихідної напруги від 10 % до 6,7 %.

При розгляді конвенціонального закону комутації ключів інвертора встановлено, що такий спосіб призводить до виникнення складної форми вихідної напруги. Запропонована модифікація закону комутації ключами інвертора комбінованого джерела живлення з врахуванням змінної складової модуля вектора вихідної напруги, що забезпечує стабілізацію напруги у фазах двигуна на заданому рівні.

Були встановлені закономірності впливу на електромагнітний момент асинхронного двигуна при його живленні від несиметричної системи напруг комбінованого джерела живлення при різних законах керування запропонованою системою електропривода ТЗ для визначення шляхів компенсації коливань моменту двигуна. З'ясовано, що найбільший приріст моменту і найменший рівень його коливань забезпечується векторним керуванням електроприводом. При збільшенні напруги живлення до 30% зростання моменту становить до 18%, а при коливанні амплітуди напруги в межах 30% від номінальної амплітуда коливань моменту складатиме не більше 10%.

Компенсацію коливань моменту двигуна в системі векторного керування швидкістю електропривода запропоновано забезпечити шляхом використання додаткових сигналів керування ключами інвертора, що визначаються отриманими змінними складовими напруги живлення в синхронній системі координат.

На підставі проведених досліджень з'ясовано, що ефективну компенсацію коливань моменту двигуна можливо забезпечити підвищеною частотою комутації ключів інвертора. Але збільшення частоти комутації понад 2 кГц не є доцільним через високі втрати енергії при комутації та неефективним процесом подальшої компенсації коливань моменту.

В ході експерименту досліджено й обґрунтовано доцільність використання комбінованого джерела живлення із співвідношенням ЕРС додаткового джерела

живлення 20...40 % від основного ЕРС Підтверджено експериментально умову відкриття діоду у колі нульової точки статорних обмоток двигуна. Ця умова дозволяє визначити значення індуктивності для забезпечення відкритого стану діоду.

Новизна роботи полягає в наступному. Науково обґрунтовано умову підвищення навантажувальної здатності системи електропривода шляхом визначення закономірностей впливу параметрів компонентів електричного кола додаткового джерела на параметри живлення асинхронного двигуна з використанням нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора.

Встановлено вплив параметрів кола під'єднання додаткового джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна, що дозволяє забезпечити збільшення навантажувальної здатності електропривода при одночасному зменшенні коливань електромагнітного моменту.

Отримані закономірності коливань напруги живлення електродвигуна, що дозволило визначити шляхи модифікації класичного широтно-імпульсного закону модуляції ключів інвертора комбінованого джерела живлення і, таким чином, стабілізувати вихідну напругу живлення і навантажувальну здатність електропривода на заданому рівні.

Встановлено закономірність впливу коливань напруги живлення двигуна на формування його електромагнітного моменту.

Визначено вплив законів керування системою електропривода на мінімізацію коливань електромагнітного моменту електродвигуна.

Розроблено методику вибору і техніко-економічного обґрунтування параметрів запропонованого джерела живлення. Визначено, що запропоноване схемо-технічне рішення є більш ефективним з точки зору подовження циклу розряду акумуляторної батареї і має менші капітальні й експлуатаційні витрати.

Ключові слова: автономний інвертор напруги, електропривод транспортного засобу, комбіноване джерело електричної енергії, векторне керування, електромагнітний момент.

Список публікацій здобувача

1. O.O. Beshta, S.S. Khudolii, M. Neuburger, N. Neuburger. Control of energy flows in electric drivetrain of electric vehicle with extra DC source. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2019. вип. 2. С. 67-71 (Особистий внесок – запропонував схему побудови комбінованої електромеханічної системи з варіантом стану ключів АІН (0,0,0) для забезпечення моменту на валу електричного двигуна).

2. G.G. Pivnyak, O.O. Beshta. A complex source of electrical energy for three-phase current based on a stand-alone voltage inverter. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. вип. 1. С. 89-93 (Особистий внесок – наведено математичні розрахунки побудови електромеханічної схеми, запропоновано модифікований алгоритм комутації ключів інвертора комбінованого джерела живлення, описані фізичні процеси передачі енергії до електромеханічного перетворювача від додаткового джерела живлення).

3. Ivan Lutsenko, Serhii Fedoriachenko, Oleksandr O. Beshta, Mariia Vesela, Ievgenii Koshelenko. Estimation of the Potential Impact of Electric Vehicles on the Distribution Network's Operation Modes. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2017. Vol 8. <https://mmse.xyz/en/estimation-of-the-potential-impact-of-electric-vehicles-on-the-distribution-networks-operation-modes/> (Особистий внесок – запропоновано алгоритм оцінки потенційного впливу двонаправленого використання акумуляторних батарей).

4. Lutsenko I.M., Fedoriachenko S.O., Beshta O.O., Vesela M.A., Tverdohlib O.M. Hybrid system for generating electric power. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2016. Vol.6. <https://mmse.xyz/en/hybrid-system-for-generating-electric-power/> (Особистий внесок – запропонована система генерування електричного струму за допомогою комбінування альтернативних джерел енергії).

5. Oleksandr O. Beshta, Ivan Lutsenko, Serhii Fedoriachenko, Mariia Vesela. Combined Electromechanical Converter for Hybrid and Electric Vehicles. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2017. Vol 10. <https://mmse.xyz/en/combined-electromechanical-converter-for-hybrid-and-electric-vehicles/> (Особистий внесок – запропонований новий шлях прямого перетворення

електричної енергії, що підвищує ефективність перетворення при одночасному зменшенні вартості та розміру джерела енергії та додаткових компонентів).

Основні положення та наукові результати дисертаційної роботи розглядалися на міжнародних наукових і науково-практичних конференціях:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «Форум гірників» (Дніпро, 30 вересня – 3 жовтня 2015 р.).
2. Перша міжнародна конференція Information Technologies in Science & Education'17 (Spain, India, Ukraine) (Дніпро, 26 вересня 2017р.).
3. Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-хімічні геотехнології – 2018» (Дніпро, 10-11 жовтня 2018 р.).
4. «2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)» (Київ, 17-19 квітня 2019 р.).

ANNOTATION

Beshta O.O. Increasing the load capacity in the system of asynchronous electric drive of a vehicle with a combined power supply. - Qualifying scientific work with the manuscript copyright.

The thesis for a doctor of philosophy science degree in speciality 141, "Electrical power engineering, electrical engineering and electromechanics". - National Technical University "Dnipro Polytechnic", Ministry of Education and Science of Ukraine, Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2020.

The dissertation is devoted to increasing the load capacity in the system with asynchronous electric drive by means of combining several sources of electric energy according to a special scheme with the help of one autonomous voltage inverter. The area of application of the considered system is electric and hybrid vehicles.

In many cases, electric power systems of vehicles use several sources of electric energy. The problem is to ensure the effective parallel operation of different types of sources onto a common load and optimize their energy performances.

There is still no universal approach in dimensioning of components of electromechanical systems which include several energy sources and loads. The mismatch between the rated power and energy consumption of energy sources or storage devices leads to low energy efficiency of such systems. In addition, there are no control systems and algorithms that ensure the effective operation of different types of sources onto a common load. It does not allow components to operate in the areas of highest efficiency and thus reduces the efficiency of such systems.

Traditional electromechanical systems, which include components of different types usually comprise intermediate DC link. Separate inverters are used to control the power flows that receive / transmit individual elements. Such inverters are rated according to the nominal parameters of each component. Thus, a controlled electromechanical system is obtained, but of high cost, because it has several stand-alone inverters designed for the maximum possible current of each component.

It is expedient to develop a single stand-alone voltage inverter to control the modes of operation of AC and DC components without a common DC link. To do this, one of the DC sources can be connected to the neutral point of the windings of the induction motor through additional inductance and active resistance, and the second pole - to the negative terminal of the stand-alone voltage inverter, which is connected to another DC source, such as a battery.

A special control algorithm for a stand-alone voltage inverter with increased switching time of the upper arm of the switches is examined in the paper. This algorithm can control the energy flows for each component. Thus, one inverter regulates the modes of operation of the electromechanical system.

This circuit makes it possible to charge the battery, but the additional source must have a large enough EMF to overcome the EMF level of the battery. To increase the electromagnetic torque of the motor, reduce the EMF level of the additional energy source, increase the efficiency of the energy conversion process in the electric drive system of the vehicle with an additional energy source, the option of zero state of the lower arm of the voltage inverter was considered.

The analysis of regularities of influence of parameters of an electric circuit of an additional power supply on parameters of a power mode of the induction motor with use of zero combinations of switches of the lower arm of the inverter was carried out. Such regularities made it possible to formulate the conditions for increasing the load capacity of the electric drive system of the vehicle.

It has been found that a combined power supply consisting of two DC power sources provides an increase in the amplitude of the output voltage of the inverter with the simultaneous occurrence of its variable component and zero sequence when using zero switches combinations of the lower arm of the inverter.

The condition for the transfer of energy from an additional source is the ratio of the parameters of the electrical circuit, when the time constant of this electrical circuit is greater than half the switching time of the switches of the lower arm of the inverter.

The reasonable compromise option in terms of capital costs and weight/volume of the combined source is determined. This option may be a circuit with the EMF of the additional power supply 20... 40% of the main EMF; inductance 67 ... 0%; active resistance, which is the value of the active resistance of the stator phase of the motor. The increase in the amplitude of the voltage vector of the inverter will be 7.7... 18.4%. The increase in the amplitude of the zero sequence of the inverter voltage in the selected range of change of the EMF 20... 40% is 0.006... 2.5%. Analysis of the choice of the active resistance of the additional source showed that its doubling relative to the active phase resistance of the motor stator allows to reduce the zero-voltage sequence to zero while reducing the increase in output voltage amplitude from 10% to 6.7%.

When considering the conventional law of switching the inverter's valves, it is found that this method leads to a complex form of the output voltage. A modification of the switching law of the combined power supply is proposed taking into account the variable component of the module of the output voltage vector, which provides voltage stabilization in the motor phases at a given level.

Regularities of influence on the torque of the induction motor at asymmetric system of voltages of the combined power supply at various control laws were established. It was found that the largest increase in torque and the lowest level of its oscillations is provided by vector control of the electric drive. When the supply voltage increases to 30%, the increase in torque is up to 18%, and when the voltage amplitude fluctuates within 30% of the nominal, the amplitude of torque oscillations will not exceed 10%.

It is proposed to provide compensation of motor torque oscillations in the vector speed control system of the electric drive by using additional control signals of the inverter switches, which are determined by the obtained variable components of the supply voltage in the synchronous coordinate system.

Effective compensation of motor torque oscillations can be provided by increasing the frequency of switching of the inverter switches. However, increasing the switching

frequency above 2 kHz is not advisable due to higher energy losses during switching and the inefficient process of further compensation of torque oscillations.

During the experiment, the expediency of using a combined power supply with an EMF ratio of an additional power supply of 20... 40% of the main EMF was investigated and proven. This condition allows to determine the value of inductance to provide open state diode.

The condition of increasing the load capacity of the electric drive system by determining the patterns of influence of the parameters of the components of the electric circuit of the additional source on the power parameters of the induction motor using switches of the lower arm of the inverter is proven as well.

The influence of the parameters of the connection circuit of the additional power supply on the parameters of the power supply mode of the induction motor is investigated, which allows to increase the load capacity of the electric drive while reducing the torque oscillations.

The regularities of oscillations of the motor supply voltage are obtained, which allowed to determine the ways of modification of the classical PWM law of the combined power supply and, thus, to stabilize the output supply voltage and load capacity of the electric drive at a given level.

The regularity of influence of oscillation of supply voltage of the motor on formation of its torque is found.

The influence of the laws of control of the electric drive system on minimization of oscillations of the torque of the electric motor is investigated.

Feasibility study for the suggested system has been carried out. It is determined that the proposed schematic solution is more efficient in terms of extending the discharge cycle of the battery and has lower capital and operating costs.

Key words: autonomous voltage inverter, electric vehicle powertrain, combined power source, vector control, torque.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	15
ВСТУП	16
РОЗДІЛ 1	25
ПАРАМЕТРИ ТА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ТРАНСПОРТНИМИ ЗАСОБАМИ З ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ	25
1.1 Використання електричного привода в транспортних засобах	25
1.2 Характеристики додаткових джерел електричної енергії	34
1.3 Комбінування джерел електричної енергії в електромеханічній системі транспортного засобу.....	41
Висновки до розділу 1.....	45
РОЗДІЛ 2	47
КОМБІНОВАНЕ ДЖЕРЕЛО ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА	47
2.1 Умови живлення електропривода від двох джерел постійного струму	47
2.2 Визначення параметрів електричного кола додаткового джерела живлення	52
2.3 Визначення вихідної напруги комбінованого джерела живлення	56
2.4 Аналіз впливу параметрів комбінованого джерела живлення на вихідну напругу	62
Висновки до розділу 2.....	70
РОЗДІЛ 3	72
МОДИФІКАЦІЯ ЗАКОНУ КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ	72
3.1 Конвенціональний закон керування інвертором.....	72
3.2 Вплив часу нульового стану ключів на вихідну напругу	79
3.3 Модифікація закону керування інвертором	81
Висновки до розділу 3.....	86
РОЗДІЛ 4	87
КОМПЕНСАЦІЯ КОЛИВАНЬ МОМЕНТУ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА.....	87
4.1 Спрощення залежності моменту електропривода від напруги живлення.....	87
4.2 Несиметрична система живлення для асинхронного електропривода	98

4.3 Компенсація коливань моменту двигуна	107
Висновки до розділу 4.....	115
РОЗДІЛ 5	116
ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З КОМБІНОВАНИМ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ	116
5.1 Постановка експерименту.....	116
5.2 Встановлення закономірності впливу співвідношення ЕРС двох джерел	122
на механічну характеристику	122
5.3 Встановлення закономірності впливу вихідної частоти інвертора на механічну характеристику двигуна	124
5.4 Визначення характеру впливу параметрів системи електропривода на струми нульової послідовності	127
5.5 Техніко-економічне обґрунтування прийнятих рішень	129
Висновки до розділу 5.....	134
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	136
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	140
ДОДАТОК А Список публікацій здобувача.....	151
ДОДАТОК Б Техніко-економічне обґрунтування варіанту компоновки електромобіля	154
ДОДАТОК В Акти про використання результатів дисертаційної роботи	156

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АД - асинхронний двигун

АН - автономний інвертор напруги

АЧХ - амплітудно-частотна характеристика

ВДК - вимірювально-діагностичний комплекс

ДВЗ - двигун внутрішнього згорання

ЕРС - електрорушійна сила

ПЧ–АД - перетворювач частоти – асинхронний двигун

ТЗ - транспортний засіб

ШІМ - широтно-імпульсна модуляція

DC-DC - перетворювач постійного струму

HEV - гібридний електричний транспортний засіб

PV - сонячна панель

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження.

Розвиток автомобілів є одним з головних факторів, що визначають розвиток цивілізації та постійне стимулювання прогресу суспільства. Кількість автомобілів постійно збільшується і, відповідно, зростає витрата палива та збільшується забруднення навколишнього середовища через викиди від двигунів внутрішнього згоряння, що використовуються для їх привода. У світі, де охорона навколишнього середовища та енергозбереження викликають все більше занепокоєння, розвиток альтернативних (електричних, гібридних) транспортних засобів набирає прискорених темпів. Електричні та гібридні транспортні засоби можуть допомогти знизити викиди шкідливих речовин в атмосферу міст. Навіть враховуючи викиди від електростанцій, що виробляють паливо для таких транспортних засобів, використання електроенергії все ще може значно зменшити глобальне забруднення повітря. Викиди забруднюючих речовин за рахунок енергії, що виробляється на електростанціях, набагато легше контролювати, ніж ті, що виробляються двигунами внутрішнього згоряння транспортних засобів. Електростанції, як правило, розташовані поза міськими районами, їх викиди впливають на меншу кількість людей, які проживають у цих містах. Використовуючи електричні та гібридні транспортні засоби, можна забезпечити чисту й ефективну систему міського транспорту. Їх застосування буде значно знижувати рівень шуму в містах.

Існує стійка світова тенденція щодо збільшення використання альтернативних транспортних засобів. При вирішенні деяких проблем, пов'язаних з експлуатацією альтернативних ТЗ, зокрема суто електричних, вони будуть більш конкурентними у порівнянні зі звичайними транспортними засобами. Одним з основних недоліків електромобілів є їх короткий пробіг, обмежений ємністю батареї. Сучасні акумуляторні технології дозволяють проїхати приблизно 150-300 км на одній зарядці. Даний показник залежить від розміру транспортного засобу, ваги й ємності акумулятора, умов водіння. Звісно, дальність пробігу може зрости

за рахунок збільшення ємності акумулятора, що тягне за собою зростання масогабаритних показників і зменшення динамічних характеристик автомобіля. Короткий пробіг електричних транспортних засобів – одна з проблем. Тоді як звичайні транспортні засоби можуть бути заправлені за декілька хвилин, розрядженому акумулятору електричного транспортного засобу необхідні кілька годин зарядки. Тому подолання відстані 500 км та більше стає проблемним. Дане обмеження надто стримує перехід споживача від свого бензинового автомобіля до електричного транспортного засобу. Звичайно, на даний момент існують різні типи «швидкої» зарядки для електромобілів. Основна ідея цих заправок полягає в тому, що потужність зарядки автомобіля може бути збільшена, тим самим знижені витрати за часом. Але навіть за цих умов заправити повний бак палива – в кілька разів швидше, ніж запралятися електрикою на «швидкій» зарядній станції. Крім того, «швидка» зарядка зменшує період експлуатації акумулятора.

Проміжним варіантом, що забезпечує перехід від автомобілів з двигуном внутрішнього згорання до електромобіля, є гібридний транспортний засіб, що використовує одночасно ДВЗ та електротягу. У світі існує значна кількість варіантів компоновки таких ТЗ. Вибір варіанту компоновки головним чином залежить від розміру та застосування електричного ТЗ. Основними критеріями вибору є компактність, продуктивність, вага та вартість.

Гібридні ТЗ частково вирішують проблеми забруднення навколишнього середовища, але при цьому виникають, хоча б частково, проблеми, пов'язані з акумулятором та його зарядкою, а також складність взаємодії різних приводних систем.

На сьогодні розглядаються варіанти збільшення пробігу на одному заряді акумулятора та його зарядання під час руху від незалежних альтернативних джерел електричної енергії. Даний підхід передбачає використання декількох джерел і накопичувачів електричної енергії, що дозволить найкращим чином використовувати переваги кожного з них для вирішення задачі збільшення навантажувальної здатності та динамічних показників транспортного засобу, не

змінюючи параметри акумулятора. При цьому науковцями й інженерами розглядаються варіанти різних типів альтернативних джерел і накопичувачів енергії та їх компоновки. В якості джерел енергії використовуються сонячні плівки, паливні комірки, водень тощо. Найбільш використовуваними накопичувачами є акумулятори різних типів, суперконденсатори, механічні й інші накопичувачі. Компоновка і, відповідно, масогабаритні показники та вартість приводної системи залежать від вибору типу джерел і накопичувачів енергії, їх системи передачі та перетворення електричної енергії у механічну.

Основним трендом компоновки системи електропривода ТЗ є комбіновані джерела живлення на базі двох джерел – основного і додаткового (або основного джерела і накопичувача типу суперконденсатора). У той чи інший спосіб обидва варіанти забезпечують збільшення пробігу електромобіля на одному заряді акумулятора, але мають різні особливості використання. У той час, коли комбіноване джерело на двох джерелах живлення здатне підзаряджати акумулятор навіть у нерухомому стані електромобіля, використання комбінованого джерела з суперконденсатором може підзаряджати акумулятор тільки під час руху за рахунок рекуперативної енергії гальмування. Найбільш перспективним у майбутньому, скоріш за все, буде комбінація з декількох джерел енергії та суперконденсаторів, коли вартість такої системи електропривода суттєво впаде.

Таким чином, на сьогодні виглядають закономірними використання системи електропривода з комбінованим джерелом живлення, що складається з двох незалежних джерел, і *вирішення актуальної наукової задачі, яка полягає у визначенні закономірностей впливу параметрів електричного кола додаткового джерела живлення системи електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом енергії на формування нового режиму роботи асинхронного двигуна, що дозволяє підвищити його навантажувальну здатність шляхом використання нульового стану ключів нижнього плеча інвертора, та особливостей керування електроприводом для компенсації коливання електромагнітного моменту.*

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

Дисертаційні наукові та експериментальні дослідження проводились протягом 2014-2015 років в лабораторії електротехніки Есслінгенського університету прикладних наук (Німеччина). Автор був виконавцем окремих досліджень у рамках держбюджетних науково-дослідних робіт «Удосконалення технологій гібридних і суто електричних транспортних засобів та їх інтеграція в енергетичну мережу» (№ДР 0117U001126), «Створення методики прогнозування параметрів технічного стану складних електромеханічних систем електричних та гібридних автомобілів» (№ДР 0118U003189), що виконувалися у Національному технічному університеті «Дніпровська політехніка».

Мета і завдання дослідження.

Мета роботи полягає у встановленні закономірностей впливу параметрів комбінованого джерела живлення з двома джерелами електричної енергії на режим роботи системи електропривода для підвищення його навантажувальної здатності та ефективності.

Сформульована мета роботи передбачає вирішення наступних основних завдань досліджень.

1. Визначити закономірності впливу параметрів комбінованого джерела живлення на параметри живлення асинхронного двигуна з використанням нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора і сформулювати умову підвищення навантажувальної здатності системи електропривода.

2. Встановити вплив параметрів кола під'єднання додаткового джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна.

3. Визначити шляхи модифікації конвенціонального широтно-імпульсного закону модуляції ключів інвертора комбінованого джерела живлення, що

забезпечує стабілізацію режиму живлення й електромагнітного моменту електропривода на заданому рівні.

4. Мінімізувати коливання електромагнітного моменту електропривода шляхом дослідження закономірностей впливу коливань напруги живлення двигуна на формування його електромагнітного моменту.

5. Встановити вплив законів керування системою електропривода на мінімізацію коливань електромагнітного моменту електродвигуна.

6. Експериментально перевірити закономірності режимів роботи запропонованої системи електропривода з комбінованим джерелом живлення для підтвердження адекватності отриманих математичних залежностей і визначення області їх використання при прийнятих припущеннях.

7. Виконати техніко-економічне обґрунтування параметрів системи електропривода транспортного засобу з точки зору мінімізації капітальних і експлуатаційних витрат.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення та передачі електричної енергії в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення транспортних засобів.

Предметом дослідження є принципи формування навантажувальної здатності системи електропривода з комбінованим джерелом живлення, що складається з двох джерел ЕРС і одного АІН.

Методи дослідження.

При вирішенні поставлених у роботі задач використовувались: інформаційний науковий пошук, аналіз симетричної та несиметричної системи живлення, вплив несиметричності вихідної напруги на коливання моменту і швидкості двигуна, аналіз можливості модифікації закону ШІМ для комбінованої системи живлення, методи компенсації коливань засобами електропривода,

математичне числове моделювання з використанням пакету прикладних програм MATLAB і MATHCAD.

Наукові положення:

– Забезпечення перехідного процесу розряду додаткового джерела живлення зі значенням ЕРС не менше третини від ЕРС основного джерела в електричному колі нижнього плеча інвертора з діодом, індуктивністю та активним опором і ключами, що одночасно замкнені менше, ніж подвійна стала часу цього перехідного процесу збільшує електромагнітний момент прийнятої системи електропривода.

– Модифікація конвенціонального закону керування прийнятою системою електропривода, що враховує коливання вихідної напруги інвертора з періодом у три рази меншим, ніж період комутації ключів забезпечує стабілізацію електромагнітного моменту двигуна на заданому рівні.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Визначено закономірності впливу параметрів індуктивності й активного опору схеми під'єднання додаткового джерела енергії на режими його роботи для забезпечення умов роботи комбінованого джерела живлення на систему електропривода ТЗ.

2. Науково обґрунтовано умову підвищення навантажувальної здатності системи електропривода за рахунок додаткового джерела живлення асинхронного двигуна з використанням нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора.

3. Встановлено вплив параметрів кола під'єднання додаткового джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна, що дозволяє забезпечити збільшення навантажувальної здатності електропривода при одночасному зменшенні коливань електромагнітного моменту.

4. Визначено, що модифікація конвенціонального широтно-імпульсного закону модуляції ключів інвертора комбінованого джерела живлення шляхом врахування встановленої закономірності коливань напруги живлення електродвигуна забезпечує стабілізацію режиму живлення електропривода на заданому рівні.

5. Встановлено закономірності впливу коливань напруги живлення двигуна на формування його електромагнітного моменту.

6. Встановлено вплив законів керування системою електропривода на мінімізацію коливань електромагнітного моменту електродвигуна.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Обґрунтовано працездатність запропонованого комбінованого джерела живлення асинхронного електропривода транспортного засобу, що складається з двох джерел ЕРС і одного АІН, причому одне з джерел є додатковим джерелом, яке підключене до електродвигуна через схему під'єднання до нульової точки статорних обмоток двигуна і "мінусового" терміналу автономного інвертора напруги і включає DC-DC-інвертор, діод, дросель і розрядний резистор.

2. Запропоновано модифікований закон комутації ключів інвертора комбінованого джерела живлення, що враховує коливання вихідної напруги, пов'язаної з наявністю додаткового джерела ЕРС. Такий закон забезпечує стабілізацію вихідної напруги комбінованого джерела на заданому рівні.

3. Визначено алгоритм компенсації коливань моменту двигуна за рахунок системи векторного керування швидкістю електропривода. Запропоновано використання додаткових сигналів керування ключами інвертора, що компенсують коливання моменту двигуна.

4. Розроблено методику вибору і техніко-економічного обґрунтування параметрів комбінованого джерела живлення. Визначено, що запропоноване

схемо-технічне рішення є ефективним з точки зору подовження циклу розряду акумуляторної батареї і зменшує капітальні та експлуатаційні витрати.

Особистий внесок здобувача.

Результати експериментальних і теоретичних досліджень отримано особисто або за участю автора. Автором сформульовано мету, ідею і наукові положення роботи; виконано теоретичні дослідження працездатності комбінованого джерела живлення асинхронного електропривода транспортного засобу, що складається з двох джерел ЕРС і одного АІН, режимів роботи комбінованого джерела живлення, здійснено вибір елементів кола навантаження ЕРС додаткового джерела живлення; досліджено вплив комбінованого джерела живлення на електропривод і визначено алгоритми керування електроприводом та компенсації коливань електромагнітного моменту; сформульовано методику вибору параметрів комбінованого джерела живлення асинхронного електропривода з двома джерелами ЕРС і одним АІН.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Півняком Г.Г., Худолій С.С., Nicolaus Neuberger, Martin Neuburger, Луценко І.М., Федоряченко С.О., Весела М.А., Кошеленко Є.В., Твердохліб О.М..

Співавторами наукових праць є науковий керівник та науковці, спільно з якими проведені дослідження. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить фактичний матеріал і основний творчий доробок.

Постановка мети та завдань, обговорення результатів проведені разом з науковим керівником.

Апробація результатів роботи.

Основні положення та наукові результати дисертаційної роботи розглядалися на міжнародних наукових і науково-практичних конференціях:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «Форум гірників» (Дніпро, 30 вересня – 3 жовтня 2015 р.).

2. Перша міжнародна конференція Information Technologies in Science & Education'17 (Spain, India, Ukraine) (Дніпро, 26 вересня 2017 р.).
3. Міжнародна науково-практична конференція «Фізико-хімічні геотехнології – 2018» (Дніпро, 10-11 жовтня 2018 р.).
4. «2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)» (Київ, 17-19 квітня 2019 р.).

Обсяг і структура дисертації.

Дисертаційна робота викладена на 158 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 5 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатки. Обсяг основного тексту дисертації складає 124 сторінки друкованого тексту. Робота ілюстрована 10 таблицями, 60 рисунками. Список використаних джерел містить 102 найменування, з них 30 кирилицею та 72 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ПАРАМЕТРИ ТА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ТРАНСПОРТНИМИ ЗАСОБАМИ З ЕЛЕКТРОПРИВОДОМ

У розділі розглядаються варіанти компоновки систем привода транспортних засобів, що приводяться до руху цілком або частково за допомогою електричного двигуна та джерел живлення замість традиційного виду палива. Розглядаються варіанти живлення електричних двигунів і пропонується схема з комбінованим джерелом електричної енергії.

1.1 Використання електричного привода в транспортних засобах

Існує стійка світова тенденція щодо збільшення використання альтернативних транспортних засобів. Це пов'язано з тим, що використання електроенергії може значно зменшити глобальне забруднення повітря. Крім того, забезпечується чиста й ефективна система міського транспорту, значно знижується рівень шуму в містах.

В альтернативних ТЗ використовуються системи привода на повністю електричній тязі або частково електричній (гібридні ТЗ).

Транспортний засіб на електричній тязі

Електричний транспортний засіб – це засіб, що приводиться в рух одним або декількома електродвигунами з живленням від акумуляторів або паливних елементів [1-4].

Порівняно з автомобілями з ДВЗ конфігурація електричного ТЗ досить гнучка. Цю гнучкість обумовлено декількома факторами. По-перше, потік енергії в електропередачі відбувається, головним чином, через гнучкі електричні дроти, а не жорсткі та механічні зв'язки. По-друге, різні джерела енергії електричного ТЗ

(такі як батареї та ін.) [5] мають різні характеристики та різні системи заправки [6].

На рис.1.1 показано склад електричного ТЗ, що базується на трьох основних підсистемах: електричного привода, джерела енергії та допоміжної підсистеми [2, 7]. Електроприводна підсистема містить електронний контролер, АІН, електродвигун, механічну передачу. Підсистема джерела енергії включає в себе джерело енергії, блок керування енергією та блок зарядки. Допоміжна підсистема складається з блоку керування кермом, блоку регулювання температури та допоміжного джерела живлення [8]. На рис. 1.1 механічна ланка представлена подвійною лінією, електрична ланка – товстою лінією, а керуюча ланка – тонкою лінією. Стрілка на кожному рядку позначає напрям потоку електричної потужності або керування інформаційним зв'язком.

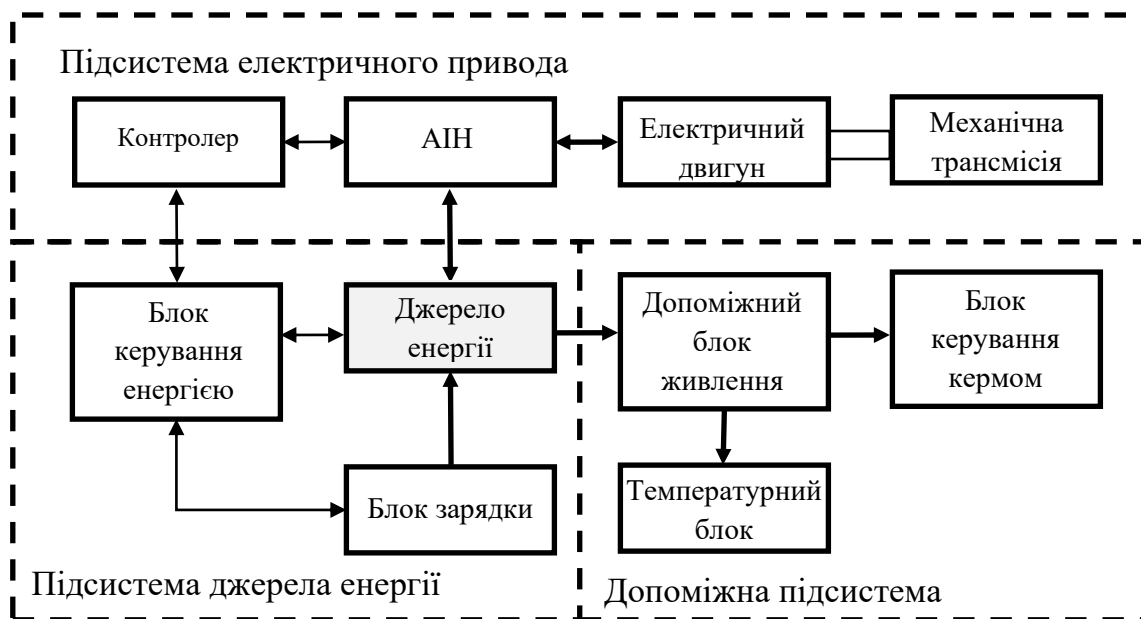


Рис.1.1 Конфігурація електричного транспортного засобу

На основі керуючих входів з педаль гальма та прискорювача електронний контролер забезпечує належні сигнали керування («увімкнути» або «вимкнути» силові пристрої АІН) і функціонує для регулювання потоку електроенергії між електродвигуном та джерелом енергії.

Зворотний потік електроенергії пояснюється рекуперативним режимом при гальмуванні електромобіля. Ця енергія передається до джерела енергії. Більшість доступних акумуляторів, а також суперконденсаторів, легко приймають відновлювальну енергію. Блок керування енергією співпрацює з електронним контролером для керування рекуперативним режимом. Він також працює з зарядним блоком для контролю заряду та використання джерела енергії. Допоміжний блок живлення забезпечує необхідну потужність з різними рівнями напруги для всіх допоміжних пристроїв електричного ТЗ, особливо для регулювання температури та підсилювачів керма [9-14].

Сьогодні існують два можливі варіанти конфігурації (рис.1.2).

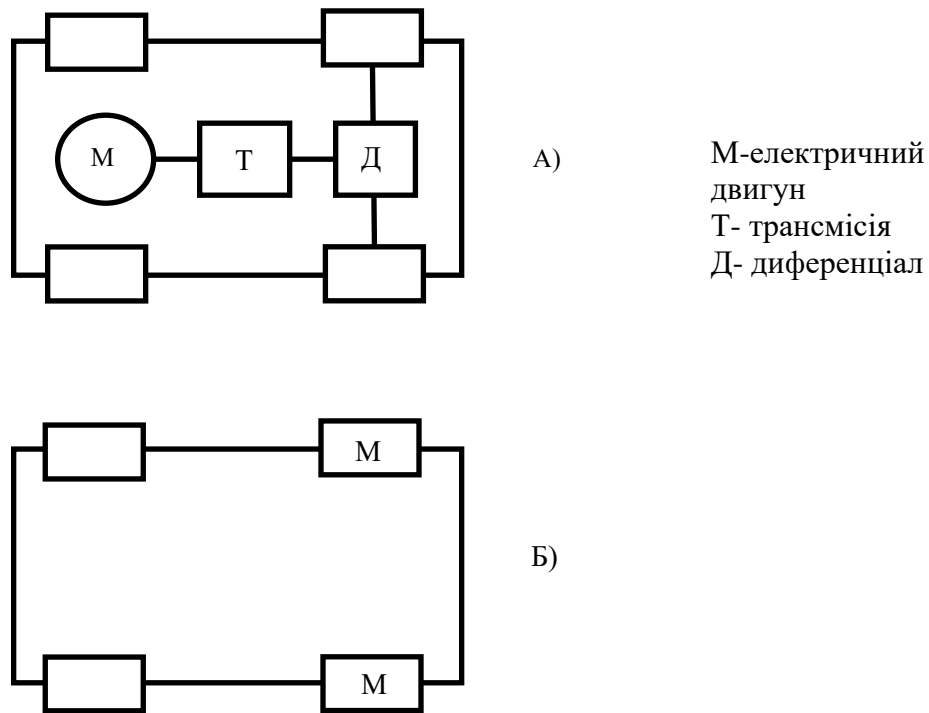


Рис.1.2 Розташування елементів електричного ТЗ

На рис.1.2 (А) показано розташування, що складається з електродвигуна, нерухомої передачі та диференціала. Повністю відмовившись від будь-яких механічних передач, електричний двигун можна встановити всередині колеса.

На рис.1.2 (Б) показана така безступінчаста конструкція, в якій зовнішній ротор безпосередньо встановлений на ободі колеса.

Вибір вищезазначених конфігурацій, головним чином, залежить від розміру та застосування електричного ТЗ. Основними критеріями вибору є компактність, продуктивність, вага і вартість [15].

Одним з основних недоліків електромобілів є короткий пробіг, обмежений ємністю батареї. Дальність пробігу можна збільшити за рахунок використання більшої ємності акумулятора, що веде до зростання масогабаритних показників і зменшення динамічних характеристик автомобіля. Крім того, розрядженому акумулятору електричного транспортного засобу необхідні декілька годин зарядки. Дане обмеження суттєво стримує перехід споживача від бензинового автомобіля до електричного транспортного засобу.

Проміжним варіантом, який забезпечує перехід від автомобіля з двигуном внутрішнього згоряння до електромобіля, є гібридний транспортний засіб, що використовує одночасно ДВЗ та електротягу.

Гібридний електричний транспортний засіб (HEV)

Гібридний електричний транспортний засіб – це ТЗ, в якому енергія отримується з двох або декількох видів (типів) запасів енергії, джерел або інверторів, хоча б один з яких може доставляти електричну енергію. Виходячи з цього загального визначення, існує багато гібридних типів, таких як бензиновий/дизельний ДВЗ та акумулятор, акумулятор та паливна комірка, акумулятор і суперконденсатор тощо. Однак вищенаведене визначення є недостатньо поширеним. Зазвичай рахують, що гібридний автомобіль – це просто ТЗ, який має як ДВЗ, так і електричний двигун [16].

Традиційно гібридні транспортні засоби класифікували на два основні види – послідовні та паралельні. Нещодавно, із впровадженням деяких гібридних систем, що поєднують особливості як послідовних, так і паралельних гібридів,

класифікацію було поширено на три види – послідовні, паралельні та послідовно-паралельні.

Цікаво відзначити, що деякі нещодавно створені гібриди неможна класифікувати на ці три види. Тому сучасні гібридні системи класифікуються вже за чотирма видами:

- 1) послідовний гібрид;
- 2) паралельний гібрид;
- 3) послідовно–паралельний гібрид;
- 4) складний гібрид.

На рис.1.3 показано відповідні схеми функціональних блоків, в яких електрична ланка є двонаправленою, гідравлічна ланка – однонаправленою, а механічна ланка (включаючи муфти та шестерні) є двосторонньою. Можна бачити, що ключовою особливістю серійного гібриду є з'єднання ДВЗ з генератором для виробництва електроенергії для чистого електричного приводу, тоді як ключовою особливістю паралельного гібриду є з'єднання ДВЗ і електричного двигуна для приводу коліс. Серійно-паралельний гібрид – це пряме поєднання як серійних, так і паралельних гібридів. Крім послідовно-паралельної гібридної схеми складний гібрид може запропонувати додаткові та універсальні режими роботи.

Послідовна гібридна система – є найпростішим видом. Механічна енергія ДВЗ перетворюється на електричну енергію за допомогою генератора. Перетворена електрична енергія або заряджає акумулятор, або може обійти акумулятор, щоб привести в рух колеса за допомогою електричного двигуна і механічної передачі.

Завдяки роз'єднанню між ДВЗ та ведучими колесами, ця схема має певну перевагу щодо гнучкості для розміщення набору генератора. Хоча у нього є додаткова перевага простоти приводу, йому потрібні три приводні пристрої: ДВЗ, генератор та електричний двигун. Тому ефективність послідовного гібриду в

цілому нижча. З іншого боку, коли потрібно лише обслуговувати такі короткі поїздки, як поїздки на роботу та покупки, послідовний гібрид вважається більш ефективним.

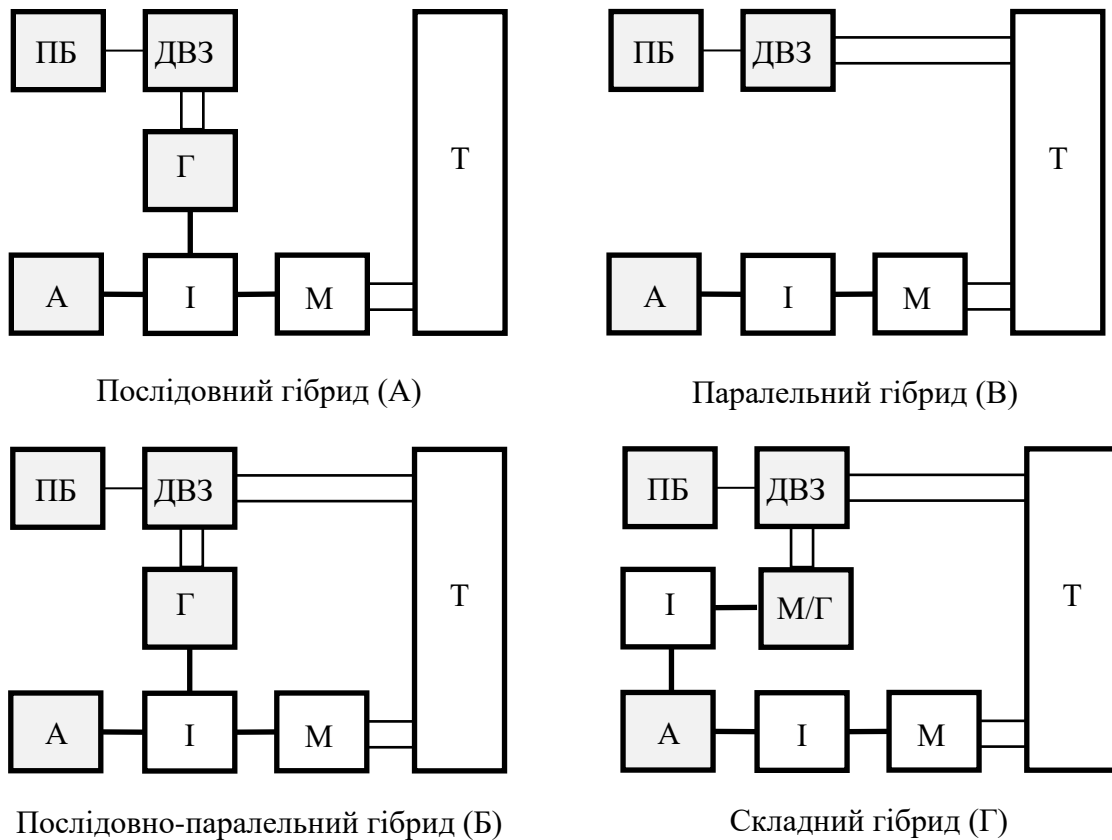


Рис.1.3 Класифікація гібридів

ПБ – паливний бак; ДВЗ – двигун внутрішнього згорання;
 Г – генератор; А – акумулятор; І – АІН; М – електричний двигун;
 Т – трансмісія

Паралельна гібридна система дозволяє як ДВЗ, так і електричному двигуну паралельно подавати потужність для керування колесами. Електричний двигун можна використовувати як генератор для заряджання акумулятора шляхом рекуперативного гальмування або поглинання енергії від ДВЗ, коли його вихідний показник більший необхідного для приводу коліс. Паралельному гібриду потрібні лише два приводних пристрої – ДВЗ і електродвигун. Ще одна перевага перед

послідовним гібридом полягає в тому, що менший ДВЗ і менший електричний двигун можуть бути використані для отримання однакової потужності, поки акумулятор не виснажить. Навіть для експлуатації на тривалий час, для максимальної напруженої потужності потрібно оцінювати лише ДВЗ, в той час як електричний двигун може становити приблизно половину.

Послідовно–паралельна гібридна система включає в себе особливості як послідовних, так і паралельних гібридів, але містить додатковий механічний зв'язок і додатковий генератор. Послідовно-паралельний гібрид відносно складніший та витратніший.

Складна гібридна система включає конфігурацію, яку неможливо класифікувати на вищевказані три види. Як показано на рис. 1.3 (Г), складний гібрид схожий на послідовно-паралельний гібрид, оскільки генератор і електричний двигун є електричними машинами. Однак ключова відмінність обумовлена двонаправленим потоком потужності електродвигуна в складному гібриді та однонаправленим потоком потужності генератора у послідовно-паралельному гібриді. Цей двонаправлений потік потужності може забезпечити різноманітні режими роботи, особливо три робочі потужності (завдяки ДВЗ та двом електричним двигунам), тобто режим роботи, який не може запропонувати послідовно-паралельний гібрид. Подібно до послідовно-паралельних гібридів, складний гібрид більш складний та витратний [6-8, 17].

Через зміни в конфігураціях гібридів необхідні різні варіанти керування потужністю, щоб регулювати потік електроенергії до різних компонентів або від них. Ці варіанти керування спрямовані на задоволення ряду цілей для гібридів. Є чотири ключові цілі:

- максимальна економія палива;
- мінімальні викиди;
- мінімальні системні витрати;
- гарні експлуатаційні характеристики.

Керування потужністю для гібридів передбачає різні варіації. Нижче наведено деякі з основних:

- оптимальна робоча точка ДВЗ;
- оптимальна лінія експлуатації ДВЗ;
- оптимальний регіон керування ДВЗ;
- мінімальна динаміка ДВЗ;
- мінімальна швидкість ДВЗ;
- мінімальний час обертання ДВЗ;
- напруга акумулятора.

Таким чином бачимо, що, не зважаючи на використання електричного приводу, гібридні ТЗ лише частково вирішують проблеми забруднення навколишнього середовища, але при цьому мають проблеми, пов'язані з акумулятором та його зарядкою, а також складністю взаємодії різних приводних систем.

Системи електропривода альтернативного транспортного засобу

Розглянемо системи електропривода електричного та гібридного ТЗ. Він складається з приводу двигуна, пристрою передачі та коліс. Пристрій передачі іноді не є обов'язковим. Фактично, електропривод двигуна, що складається з електричного двигуна, АІН та електронного контролера, є ядром системи руху.

Основні вимоги до систем електропривода гібридних та електричних ТЗ [18, 19]:

- висока миттєва потужність;
- високий крутний момент на низьких швидкостях для старту та сходження;
- дуже широкий діапазон швидкостей, включаючи області постійного моменту та постійної потужності;
- швидка реакція на крутний момент;

- висока ефективність у широких діапазонах швидкості та крутного моменту;
- висока ефективність для рекуперативного гальмування;
- висока надійність для різних умов експлуатації ТЗ;
- доцільна вартість.

Можна стверджувати: порівняно з ДВЗ електричний привод відповідає всім визначеним вище вимогам, а вибір електричних приводних систем, в основному, залежить від трьох факторів – очікування водія, обмеження транспортного засобу та джерела енергії. Очікування водія визначається варіантами руху, які включають прискорення, максимальну швидкість, гальмування та дальність пробігу. Обмеження залежить від типу транспортного засобу, його ваги та корисного вантажу. Найбільш "слабким" місцем системи електропривода ТЗ на сьогодні є джерело енергії, що може включати акумулятори, паливні комірки, конденсатори або різні комбінації гібридних джерел. [20,21]

Серед електричних двигунів найбільш популярними є індукційні двигуни (асинхронні двигуни) та синхронні двигуни з постійними магнітами. Синхронні двигуни з постійними магнітами мають певні переваги перед асинхронними двигунами (жорсткість механічних характеристик, простіша система керування), однак при цьому мають і недоліки (момент інерції та вартість).

Таким чином:

– в усіх раніше розглянутих випадках, за виключенням паралельної гібридної системи, АІН під'єднано безпосередньо до одного або двох джерел енергії. При цьому на інвертор покладається задача узгодження параметрів електричної енергії при послідовних перетоках енергії від різних джерел. Задача одночасного використання енергії комбінованого (гібридного) джерела вирішена тільки в паралельному гібриді за рахунок механічної трансмісії;

– процес визначення бажаних особливостей та варіантів оснащення для електричного привода повинен здійснюватися на системному рівні з урахуванням вимог до транспортного засобу.

1.2 Характеристики додаткових джерел електричної енергії

Джерело енергії гібридного або електричного транспортного засобу визнано основною перешкодою розвитку альтернативних ТЗ. Таким чином, *найважливішим питанням розвитку таких систем сьогодні та в передбачуваному майбутньому є розробка надійних джерел енергії з довготерміновим циклом розряду.* Критерії розвитку узагальнено так:

- 1) висока питома енергія (кВт * год / кг) та щільність енергії (кВт / год);
- 2) висока питома потужність (кВт / год) і щільність потужності (кВт / л);
- 3) можливості швидкої зарядки та глибокого розряду;
- 4) тривалий цикл і термін служби;
- 5) швидкість самозаряду та висока ефективність зарядки;
- 6) безпека й економічність;
- 7) не потрібне обслуговування;
- 8) екологічно чисті та перероблені.

Разом з тим, розвитком напряду джерел енергії ТЗ може бути використання комбінованих джерел живлення на основі двох або декількох джерел, включаючи накопичувач, тобто, так звана, гібридизація джерел енергії.

Для гібридизації двох енергетичних джерел один вибирається для високої питомої енергії, а інший – для високої питомої потужності . Наприклад, є гібрид різних типів акумуляторів, гібрид акумулятора та суперконденсатора, а також гібрид паливних комірок та акумулятора. Акумулятори забезпечують накопичення енергії від рекуперативного гальмування (крім того, акумулятори – це джерело енергії, необхідне для електропривода). Суперконденсатори, що мають високу

швидкість передачі енергії (потужність), але обмежену ємність, використовуються для покращення максимальної пікової потужності на короткий час. Акумулятори мають набагато кращі показники максимальної ємності для гібридного чи електричного ТЗ, але багаторазовий глибокий розряд негативно позначається на якості його роботи і терміні експлуатації. Тому акумулятори можуть бути поділені на первинні батареї, що не підлягають перезарядці, та вторинні батареї, що мають цикли заряджання та розряджання.

Основними характеристиками акумуляторів є: питома енергія, питома потужність, саморозряд, термін служби, стан заряду (SOC).

Питома енергія – це співвідношення між енергією, що надається акумулятору, та його вагою (виражається в Дж/кг). Акумулятори на основі свинцю мають найнижчу щільність енергії по відношенню до літєвих акумуляторів. **Питома потужність** (виражається у Вт/кг або Вт/л) являє собою співвідношення між потужністю акумулятора та його вагою або між потужністю акумулятора та його об'ємом. **Саморозрядом** є втрати енергії акумулятора внаслідок внутрішніх реакцій під час його зберігання/невикористання, коли відсутнє навантаження. Швидкість саморозряду залежить від типу акумулятора, температури та терміну експлуатації. **Термін служби** виражається в кількості циклів, тобто кількості повного заряду і розряду, з якою може працювати акумулятор.

Через часті запуски/зупинки роботи електричних ТЗ розряд акумулятора підвищується. Середня потужність, що вимагається від акумулятора, є відносно низькою, тоді як пікова потужність порівняно короткої тривалості, що необхідна для прискорення або підйому на гору, значно більша. Відношення пікової потужності до середньої потужності може досягати 16/1 для високоефективних гібридних чи електричних транспортних засобів. Насправді, кількість енергії, що бере участь у перехідних прискореннях і уповільненнях, становить приблизно 2/3 від загальної кількості енергії за весь час перебування транспортного засобу в

міській їзді. *Складність одночасного отримання високих значень пікової та середньої потужності, а також висока тривалість циклу заряду призвели до прийняття рішень про доповнення основного джерела енергії додатковим допоміжним джерелом.*

Основне джерело енергії, як правило акумулятор, оптимізується для дальності маршруту ТЗ, а допоміжне джерело – для прискорення та підйому на гору. Це допоміжне джерело може заряджатись від основного джерела під час менш вимогливого керування ТЗ, від рекуперативного гальмування або іншого альтернативного виду енергії.

Допоміжним джерелом енергії, а точніше – накопичувачем, що привернув широку увагу, є суперконденсатор.

У передбачуваній перспективі розвитку цього виду джерела енергії не представляється практичним використання суперконденсатора як єдиного джерела енергії через його надзвичайно низьку питому енергію. Тим не менш, існує ряд переваг, які можна отримати від використання суперконденсатора як допоміжного джерела енергії. Перспективним застосуванням є так звана гібридна енергетична система з акумуляторів та суперконденсаторів для електроживлення. Зважаючи на ефект вирівнювання навантаження суперконденсатора, розряд високого струму від акумулятора зводиться до мінімуму, завдяки чому наявна енергія, витривалість і термін служби акумулятора можуть бути значно збільшені. Більше того, у порівнянні з акумулятором суперконденсатор може забезпечити набагато більш швидше та ефективніше відновлення енергії під час рекуперативного гальмування, а також роботу при дуже низькій температурі. Таким чином, *поєднання ефективного навантаження та відновлення енергії значно розширює характеристики транспортного засобу. Для інтеграції й оптимізації системи з двома джерелами енергії слід проводити комбіноване з'єднання акумулятора, суперконденсатора, електричного двигуна та АІН.*

Паливні комірки – електрохімічний генератор, який забезпечує пряме перетворення хімічної енергії на електричну. На відміну від акумулятора, комірки генерують електричну енергію, а не накопичують її, і продовжують робити це, поки підтримується запас палива. Перевага паливних комірок – це ефективне перетворення палива в електричну енергію, безшумна робота, нульовий або дуже низький рівень викидів, швидка дозаправка, довговічність і надійність. Паливні комірки, в основному, складаються з трьох основних компонентів, а саме: анода, катода й електроліту. **Анод** (паливний електрод) забезпечує загальну взаємодію для палива та електроліту, каталізує реакцію окислення палива та приводить електрони у зовнішній контур. **Катод** (кисневий електрод) забезпечує взаємодію кисню та електроліту, каталізує реакцію відновлення кисню й отримує електрони із зовнішнього контуру. Між анодом і катодом функціонує **електроліт** для транспортування одного з іонних видів, що беруть участь у реакціях палива та кисню. Він перешкоджає проведенню електронів. Водень, можливо, є ідеальним паливом, оскільки має найвищий вміст енергії на одиницю ваги будь-якого палива. Його побічним продуктом є звичайна вода. Найбільш відомі технології одержання водню базуються на хімічному і термічному процесах та електролізі води. Але вони мають такі головні недоліки, як використання високо потенційної енергії з витратами викопного палива і, відповідно, значним забрудненням довкілля.

Недоліком електролізу води є значний рівень споживання електроенергії. Електролітичний водень є найбільш доступним, але більш дорогим продуктом. Сьогодні у світі найбільше розповсюдження отримала технологія виробництва водню або суміші водню з іншими газами шляхом парової конверсії природного газу метану. Але при цьому майже половина початкового обсягу газу витрачається на проведення ендотермічного процесу парової конверсії. У зв'язку з цим у світі ведеться інтенсивний пошук таких технологій одержання водню, які б відповідали вимогам економічної та енергетичної ефективності й екологічної чистоти.

Незважаючи на вищенаведені недоліки, використання паливних комірок як додаткового джерела енергії в майбутньому може стати доцільним.

Ще одним джерелом енергії для гібридних та електричних транспортних засобів є сонячні панелі (PV). У виробників транспортних засобів сонячні панелі використовувались як додаткові джерела електроенергії, спрямовані на зменшення споживання енергії та / або зменшення навантаження, пов'язаного з допоміжними системами ТЗ. Нещодавно компанія Toyota впровадила версію Prius з PV-панеллю на даху. Метою є підтримка системи кондиціонування повітря та інших аксесуарів під час руху і підзарядки низьковольтного акумулятора під час стоянки транспортного засобу.

Сонячні панелі є електронними пристроями, що перетворюють енергію сонячного світла в електричну. Перевага сонячних панелей полягає в їх здатності перетворювати сонячну енергію в електрику, не виробляючи жодного забруднення, яке може вплинути на екологію. Цей вид енергії класифікується як поновлюваний та стійкий вид енергії. Технологія сонячних панелей поділяється на три основні категорії: монокристалічна, полікристалічна і аморфний кремній. Монокристалічні клітини мають найвищу ефективність, але найдорожчу вартість виробництва. Розвиток технологій сонячних панелей відкрив нові типи сонячних панелей, таких як тонкоплівкові клітинні, галієво-арсенідні клітинні та тандемні клітинні. Ці технології покращують ефективність та гнучкість сонячних панелей, а також зменшують собівартість продукції.

На сонячні панелі впливають два параметри – температура й опромінення. Температура має важливий вплив на потужність сонячної панелі. Підвищення температури зменшує значення напруги, як правило, на 2,3 мВ на °С.

Опромінення – загальна потужність, що падає на одиницю площі від джерела, яке випромінює. Збільшення опромінення збільшить потік фотонів, що, в свою чергу, генерує пропорційно більший струм. Таким чином, струм короткого замикання сонячної панелі прямо пропорційний опроміненню.

Сонячна енергія як джерело живлення при правильному використанні може допомогти зменшити залежність від традиційних джерел енергії. Для електричного ТЗ сонячна енергія може бути використана по всій площі транспортного засобу. Підключити сонячну панель до акумулятора відносно просто, потрібно приєднати позитивний кінець акумулятора до позитивного терміналу сонячної панелі, а негативний кінець – до негативного терміналу сонячної панелі. Треба зауважити, що неможливо підключити акумуляторну батарею безпосередньо до сонячної панелі, оскільки в нічний час акумулятор може повільно розрядитися. Цю потенційну проблему можна вирішити, використавши контролер заряду.

Контролер сонячного заряду забезпечує односторонній шлях протікання електричного струму до акумулятора. Крім того контролер забезпечує необхідну напругу. В основному існують два типи контролера заряду:

- ШІМ-контролер заряду;
- МРРТ-контролер заряду.

ШІМ-контролер заряду формує рівень вихідної напруги сонячної панелі майже до рівня напруги акумулятора. Він є недорогим та ідеально підходить для невеликих систем з однією або двома панелями. Однак цей контролер має невелику потужність. Тому, якщо панелі підключені послідовно, потрібно перейти до контролера заряду МРРТ, оскільки напруга зростає, коли панелі підключаються послідовно.

У МРРТ-контролері заряду передача електроенергії набагато ефективніша. Контролер заряду МРРТ може заряджати акумулятори майже весь час, тоді як ШІМ-контролер повинен чекати до тих пір, поки напруга, необхідна для зарядки акумуляторів, не сформується.

Для підключення сонячних панелей до ланки постійного струму високовольтного (тягового) акумулятора як додаткового джерела енергії електропривода ТЗ, окрім контролера заряду, необхідний додатковий

інвертор, щоб подолати невідповідність напруги між обома елементами, а також здійснити постійне зрівнювання навантаження всередині сонячних панелей (рис.1.4) .

Однак постійну напругу необхідно знову перетворити у напругу змінного струму. Виходячи з цього, стандартна схема електромеханічної системи з двома джерелами енергії будується з таких компонентів:

- акумулятор (для всіх типів гібридних та електричних транспортних засобів);
- конденсатор або суперконденсатор (для всіх типів гібридних та електричних транспортних засобів);
- інвертор напруги для живлення та керування електричним двигуном (для всіх типів гібридних та електричних транспортних засобів);
- електричний двигун (для всіх типів гібридних та електричних транспортних засобів);
- додаткове джерело енергії з контролером заряду та інвертором напруги.

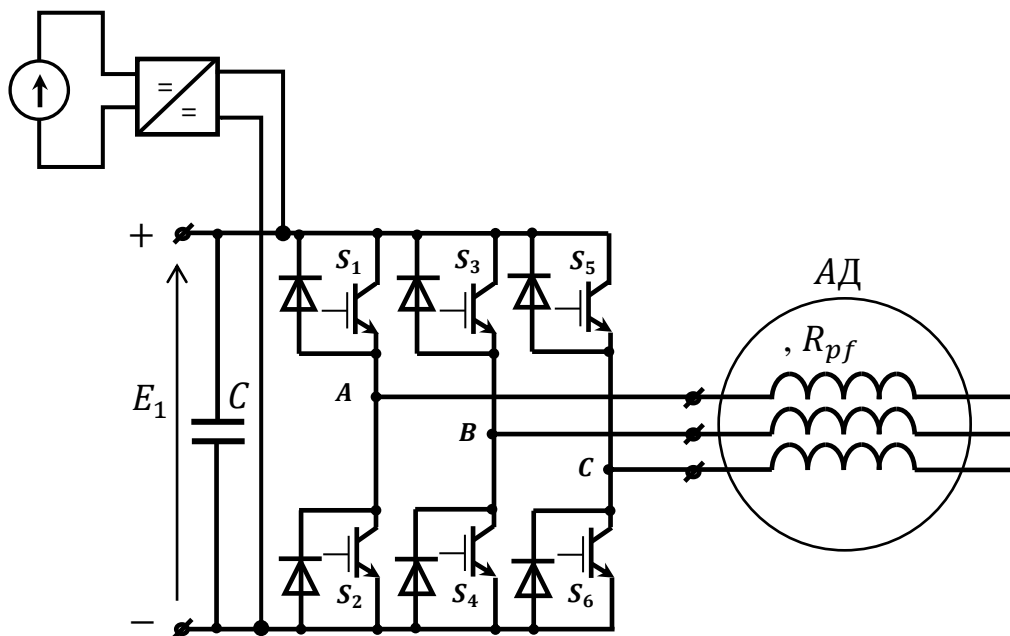


Рис. 1.4 Схема електропривода з двома АІН

Таким чином отримується електромеханічна система, в якій *присутні декілька інверторів*, розрахованих на максимально можливий струм від кожного компонента. Між тим сучасні пристрої силової електроніки дозволяють ефективно регулювати потоки потужності в електромеханічній системі у широкому діапазоні від декількох джерел [20-85]. *Виходячи з вищенаведеного, доцільно розвинути ідею використання одного АІН для керування режимами роботи декількох джерел енергії без організації спільної ланки постійного струму.* Для цього одне з джерел постійного струму (наприклад, сонячна панель) одним кінцем може бути під'єднане до нульової точки електричного двигуна змінного струму, другим – на вихід АІН, який, в свою чергу, підключений до іншого джерела постійного струму, наприклад акумулятора.

1.3 Комбінування джерел електричної енергії в електромеханічній системі транспортного засобу

Огляд літератури показав, що така ідея не є новою [60,61]. В університеті прикладних наук Есслінгена (Німеччина) розглядали схему підключення двох джерел постійного струму до електричного двигуна змінного струму за допомогою одного автономного інвертора напруги (рис.1.5) [60,61]. Таке комбіноване джерело живлення одночасно перетворює пряму енергію від джерела E_1 та E_0 в залежності від потреб електричного привода ТЗ. Однією з таких потреб є заряджання акумулятора. Була представлена схема, де головним джерелом живлення виступає акумулятор, а допоміжним джерелом є сонячна панель.

У запропонованому алгоритмі керування АІН [60,61] акцентується увага на заряджанні джерела E_1 від джерела E_0 (рис.1.5) в момент руху або під час зупинки ТЗ. Це означає, що заряджання акумулятора можливе протягом усього часу перебування модулів на сонці, але у випадку, коли забезпечуються умови відкритого діода в електричному колі сонячної панелі. При цьому енергія від

сонячної панелі вводиться в dc-коло інвертора і цей процес подібний до заряджання джерела енергії від локальної мережі. У разі, коли діод закритий, сонячна панель втрачає свій вплив та не використовується для заряджання. При цьому не може бути створеним і додатковий крутний момент електричного двигуна. **Тому виникає задача забезпечення процесу заряджання акумулятора й отримання додаткового електромагнітного моменту двигуна від додаткового джерела живлення.** Такий підхід несе менші втрати потужності порівняно зі стандартним підходом. Він має потенціал стати більш ефективним, ніж роздільні функції керування, заряду, створення крутного моменту та ін.

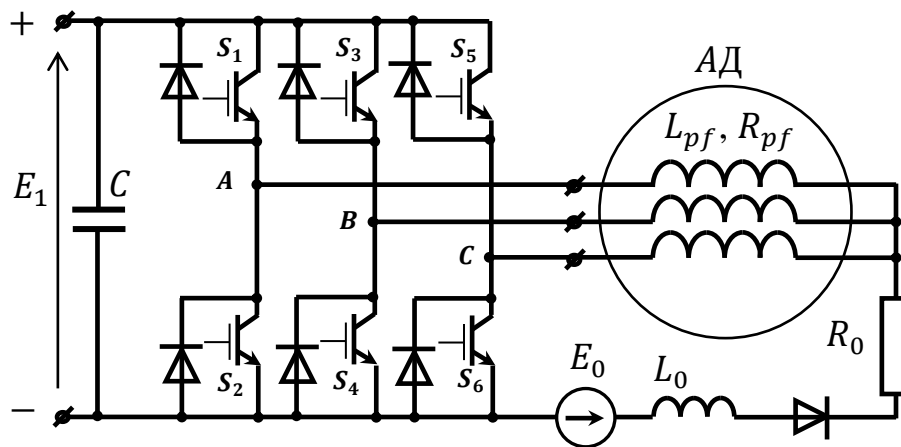


Рис.1.5 Комбіноване джерело живлення для ТЗ

Розглянемо більш детально алгоритм керування АІН, запропонований у [60, 61]. Для наведеної діаграми (рис. 1.6) побудови результуючого вектора напруги, що обертається, необхідно застосовувати комбінацію перемикачів АІН: (1,0,0) – для часу t_1 та (1,1,0) – для часу t_2 при перебуванні вектора у першому секторі. Через те, що час t_1 плюс t_2 завжди має бути меншим або близьким до дискретності комутації T_s , залишається деякий вільний час на формування амплітуди вектора. Комбінації (0,0,0) і (1,1,1) задовольняють цю вимогу.

Зазвичай $(0,0,0)$ і $(1,1,1)$ вибираються однакової довжини, а середнє значення напруги у нульовій точці електричного двигуна встановлюється $V_{DC}/2$. Далі схема комутації ключів модифікується новим параметром, який може змінювати час включення комбінацій $(0,0,0)$ і $(1,1,1)$, а період T_s залишається незмінним .

У випадку, що розглядається, сценарій комутації виглядає наступним чином: $(0,0,0)$ $(1,0,0)$ $(1,1,0)$ $(1,1,1)$ $(1,1,1)$ $(1,1,0)$ $(1,0,0)$ $(0,0,0)$. У цьому випадку акцентується увага на тому, що різний час комутації нульових комбінацій безпосередньо впливає на середнє арифметичне значення для фазових напруг [60,61]. При збільшенні часу комутації комбінації $(1,1,1)$ джерело енергії E_0 (рис. 1.5) допомагає у створенні механічного моменту електричного двигуна та/або в процесі заряджання акумулятора.

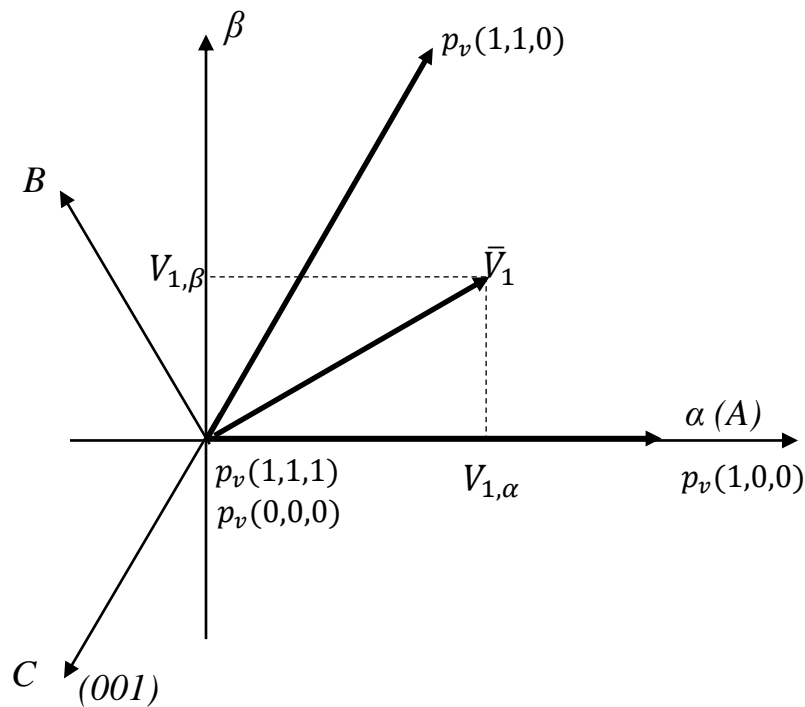


Рис.1.6 Діаграма побудови результуючого вектора напруги

З таким *твердженням можна погодитися лише частково*. Час перебування АІН у стані ключів (1,1,1) впливає не лише на заряд акумулятора. Він зменшує величину напруги у фазах електричного двигуна через те, що акумулятор відмикається від живлення споживача у разі, коли електричне коло джерела ЕРС E_0 створює потенціал відкритого стану діода VD.

Крім того, додаткове джерело повинно мати достатньо велику ЕРС та/або значення індуктивності L_0 , щоб подолати рівень ЕРС акумулятора, що підвищує вимоги до додаткового джерела енергії. Високий рівень ЕРС додаткового джерела призводить до виникнення значних струмів нульової послідовності у фазах двигуна за цикл комутації ключів інвертора і, відповідно, насичення магнітної системи електродвигуна, значних додаткових втрат енергії в його статорних обмотках та їх підвищеного нагріву. Тому *слід розглядати варіант стану ключів АІН (0,0,0) для забезпечення збільшення моменту на валу електричного двигуна*.

У наступних розділах наводиться наукове дослідження побудови електромеханічної системи з одним АІН та з комбінованим джерелом електричної енергії (рис.1.5) з урахуванням наведених вище міркувань.

Висновки до розділу 1

1. Існує стійка світова тенденція щодо збільшення використання альтернативних транспортних засобів для зменшення забруднення навколишнього середовища. Серед основних типів альтернативних ТЗ найбільш поширеними є ТЗ з електричним приводом коліс. Проміжним варіантом, що забезпечує перехід від автомобілів з двигуном внутрішнього згоряння до електромобіля, є гібридний транспортний засіб, що використовує одночасно ДВЗ та електротягу.

2. Складність одночасного отримання високих значень пікової та середньої потужностей, а також висока тривалість циклу заряду призвели до прийняття рішень про доповнення основного джерела енергії додатковим допоміжним джерелом.

3. Основним трендом компоновки системи електропривода ТЗ є комбіновані джерела живлення на базі двох джерел – основного і додаткового або основного джерела і накопичувача типу суперконденсатора.

4. Системи електропривода на основі комбінованого з'єднання акумулятора, суперконденсатора, електричного двигуна та АІН значно розширюють характеристики транспортного засобу і дозволяють збільшити його пробіг на одному заряді акумулятора за рахунок енергії рекуперації. Однак недоліком такої системи є відсутність можливості підзаряду акумулятора під час стоянки ТЗ.

5. Покращити показники роботи системи електропривода електричного ТЗ може додаткове джерело живлення у складі комбінованого джерела енергії. Існує традиційна схема такого комбінованого джерела живлення на основі двох інверторів.

6. Сучасні пристрої силової електроніки дозволяють ефективно регулювати потоки потужності в електромеханічній системі в широкому діапазоні від декількох джерел. Тому доцільно розвинути ідею використання одного АІН для

керування режимами роботи декількох джерел енергії без організації спільної ланки постійного струму.

7. Відома схема підключення двох джерел постійного струму до електричного двигуна змінного струму за допомогою одного автономного інвертора напруги, коли додаткове джерело енергії підключається до нуля фазних обмоток асинхронного двигуна через додаткові індуктивність і активний опір та до мінусового терміналу АІН, дозволяє заряджати акумулятор та створює додатковий електромагнітний момент двигуна. При цьому додаткове джерело повинне мати достатньо велику ЕРС та/або індуктивність у своєму колі, щоб подолати рівень ЕРС акумулятора та призвести до: виникнення значних струмів нульової послідовності у фазах двигуна за цикл комутації ключів інвертора; насичення магнітної системи електродвигуна; значних додаткових втрат енергії в його статорних обмотках та їх підвищеного нагріву.

8. Для збільшення електромагнітного моменту двигуна, зменшення рівня ЕРС додаткового джерела енергії, підвищення ефективності процесу перетворення енергії в системі електропривода ТЗ з комбінованим джерелом енергії слід розглядати варіант нульового стану ключів нижнього плеча АІН.

Узагальнюючи, можна сформулювати актуальну наукову задачу, що полягає у дослідженні закономірностей впливу параметрів електричного кола додаткового джерела живлення системи електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом енергії на ефективність перетворення електричної енергії в системі для підвищення навантажувальної здатності двигуна.

Посилання: [1-85] див. список використаних джерел стор. 141-150

РОЗДІЛ 2

КОМБІНОВАНЕ ДЖЕРЕЛО ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

У розділі досліджуються закономірності впливу параметрів комбінованого джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна системи електропривода за умови, що комбіноване джерело живлення складається з двох джерел ЕРС і одного АІН, а одне з джерел приєднується до нульової точки статорних обмоток двигуна і "мінусового" терміналу автономного інвертора напруги через схему під'єднання з індуктивністю і активним опором. Аналізуються закономірності впливу параметрів електричного кола додаткового джерела живлення на параметри режиму живлення асинхронного двигуна з використанням нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора для формулювання умови підвищення навантажувальної здатності системи електропривода ТЗ.

2.1 Умови живлення електропривода від двох джерел постійного струму

Розглянемо трифазне автономне джерело напруги, що живиться від двох джерел постійного струму з ЕРС E_1 і E_0 . Прийmemo $E_1 > E_0$. Джерело з ЕРС E_0 підключене до нульової точки «0» трифазного споживача (наприклад, статор асинхронного двигуна) через індуктивність L_0 , що обмежує швидкість зростання струму, резистор R_0 , що обмежує рівень струму у колі ЕРС E_0 , і діод VD (рис. 1.5).

Трифазна система споживача є симетричною з комплексним опором фаз

$$\dot{Z}_{pf} = R_{pf} + j\omega_1 L_{pf}, \quad (2.1)$$

де: R_{pf} – активний опір фази; L_{pf} – індуктивність фази; ω_1 – кутова частота мережі живлення (АІН).

АІН має певну кількість комбінацій комутації ключів $S_1 \dots S_6$. Враховуючи заборонені за умов короткого замикання фази комбінації і прийнявши за логічну одиницю "1" замкнений стан ключа та логічний нуль "0" – розімкнутий його стан, маємо вісім комбінацій стану ключів верхнього плеча інвертора: $p_v(000)$, $p_v(0,0,1)$, $p_v(1,0,1)$, $p_v(1,0,0)$, $p_v(1,1,0)$, $p_v(0,1,0)$, $p_v(0,1,1)$, $p_v(1,1,1)$.

Розглянемо кожен з них з точки зору отримання енергії з двох джерел.

Комбінації $p_v(1,0,0)$, $p_v(0,1,0)$, $p_v(0,0,1)$.

Еквівалентна схема комбінованого джерела живлення для варіанту комутації ключів $p_v(1,0,0)$ представлена на рис. 2.1[86-89]

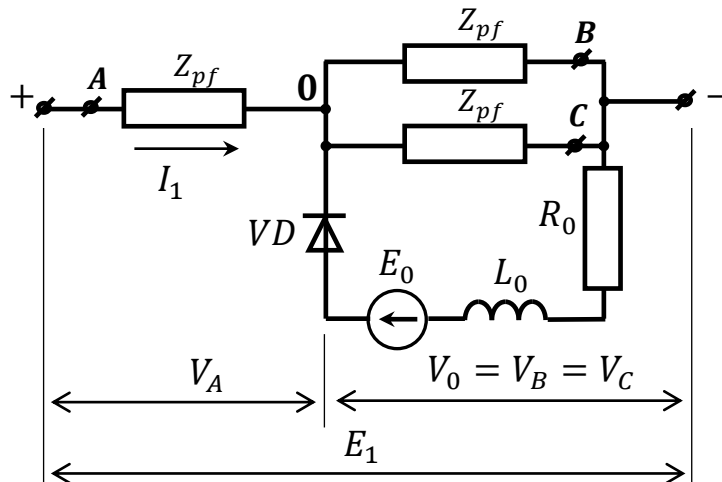


Рис. 2.1 Еквівалентна схема живлення від комбінованого джерела при комутації ключів $p_v(1, 0, 0)$

З рис. 2.1 видно, що вхідний опір Z_{in} навантаження для АІН дорівнює

$$Z_{in} = \frac{3}{2} Z_{pf}. \quad (2.2)$$

Для джерела ЕРС E_1 вхідний опір Z_{in} є дільником напруги на напруги фаз трифазної системи обмоток асинхронного двигуна. При такій схемі комутації й умові, що діод VD закритий, маємо:

$$V_A = \frac{2}{3}E_1, \quad (2.3)$$

$$V_0 = V_B = V_C = \frac{1}{3}E_1. \quad (2.4)$$

Таким чином, різниця потенціалів V_0 нульової точки трифазної системи споживача відносно терміналу "-" АІН дорівнює $\frac{1}{3}E_1$. Тому, якщо виконується умова

$$E_0 < \frac{E_1}{3}, \quad (2.5)$$

то діод VD буде закритий і джерело ЕРС E_0 буде відключено від споживача. У цьому випадку відкриття діода VD і його відкритий стан може бути забезпечений у перехідному процесі розряду енергії, що накопичилась в індуктивності L_0 за попередній цикл протікання струму у колі ЕРС E_0 , тобто при умові

$$V_0 > \frac{E_1}{3}. \quad (2.6)$$

Комбінації ключів $p_v(0,1,0)$, $p_v(0,0,1)$ забезпечують такі ж умови живлення від двох джерел енергії.

Комбінації $p_v(0,1,1)$, $p_v(1,0,1)$, $p_v(1,1,0)$.

Еквівалентна схема комбінованого джерела живлення для варіанту комутації ключів $p_v(0,1,1)$ представлена на рис.2.2.

У цьому випадку вхідний опір Z_{in} навантаження для АІН і напруга в фазах споживача також відповідає формулам (2.2)...(2.4), однак напруга V_0 змінюється і стає $V_0 = \frac{2}{3}E_1$. Тому умовою відкриття діода VD є

$$V_0 > \frac{2}{3} E_1. \quad (2.7)$$

Комбінації ключів $p_v(1,0,1)$, $p_v(1,1,0)$ забезпечують такі ж умови живлення від двох джерел енергії.

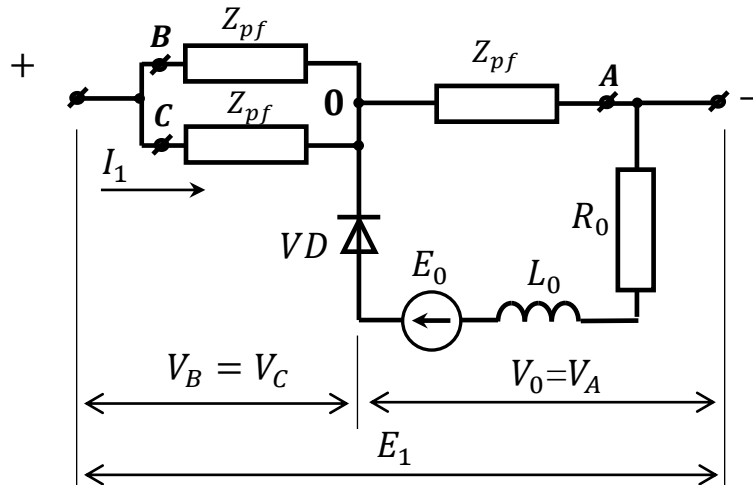


Рис. 2.2 Еквівалентна схема живлення від комбінованого джерела при комутації ключів $p_v(0, 1, 1)$

Комбінація $p_v(1,1,1)$.

Еквівалентна схема комбінованого джерела живлення для варіанту комутації ключів $p_v(1,1,1)$ представлена на рис.2.3.

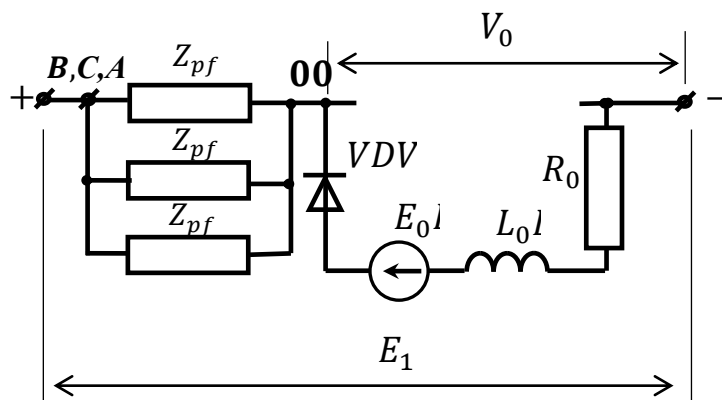


Рис. 2.3 Еквівалентна схема живлення від комбінованого джерела при комутації ключів $p_v(1, 1, 1)$

З рис. 2.3 видно, що виконується рівняння

$$V_0 = E_1 - V_{pf}. \quad (2.8)$$

Максимально можливий рівень напруги у фазах V_{pf} в цьому випадку буде при $V_0 = E_0$, коли $R_0 \rightarrow 0$, $E_{L0} \rightarrow 0$.

Тому $V_{pf,max} = E_1/3$ і умова для відкритого діода виглядає так:

$$V_0 > \frac{2}{3}E_1. \quad (2.9)$$

Комбінація $p_v(0,0,0)$.

Еквівалентна схема комбінованого джерела живлення для варіанту комутації ключів $p_v(0,0,0)$ представлена на рис. 2.4.

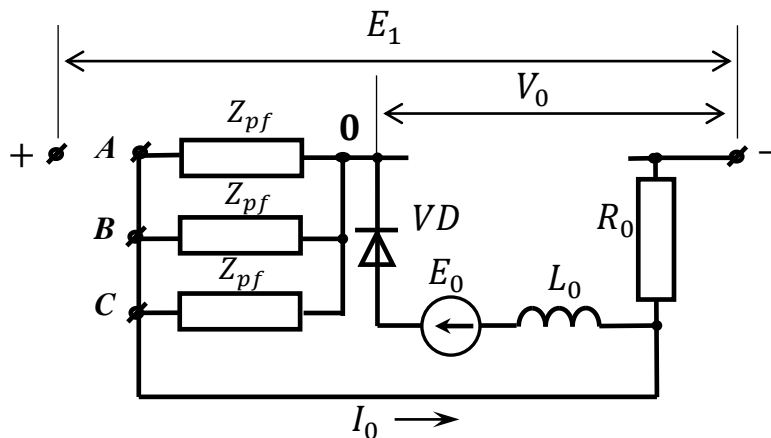


Рис. 2.4 Еквівалентна схема живлення від комбінованого джерела при комутації ключів $p_v(0, 0, 0)$

З рис. 2.4 видно, що існує умова для протікання струму I_0 в колі ЕРС E_0 при будь-яких значеннях цієї ЕРС.

Таким чином, комбінація ключів $p_v(0,0,0)$ є безумовною комбінацією для створення замкнутого кола протікання струму через діод VD та індуктивність L_0 , що забезпечує виникнення ЕРС індукції й збільшення напруги V_0 на цю величину.

Це дозволяє забезпечити умови відкриття діода VD (2.6), (2.7) і (2.9) для інших комбінацій ключів і живлення споживача від двох джерел енергії.

2.2 Визначення параметрів електричного кола додаткового джерела живлення

У попередньому параграфі розглядалися сталі режими роботи схеми комбінованого джерела живлення. Однак існують комутаційні періоди роботи ключів АІН, що мають суттєве значення для роботи комбінованого джерела живлення. Розглянемо можливості збільшення часу відкритого стану діода VD за рахунок впливу індуктивності L_0 і опору R_0 у колі ЕРС E_0 . Це дасть можливість збільшити час підключення джерела E_0 до споживача.

Розглянемо перехідний процес у колі з індуктивно-активним опором і ЕРС E_0 (рис.2.4) протягом часу t_0 до моменту переходу ключів АІН з комбінації $p_v(0,0,0)$ і відкритого діода VD – до іншої ненульової комбінації.

Приймаємо незмінність параметрів електричного кола від температури, відсутність насичення дроселя L_0 і нехтуємо перехідними процесами комутації діода VD . Крім того, через високу частоту комутації інвертора приймаємо лінійну у часі зміну струму і незмінність ЕРС E_0 .

Отримуємо рівняння перехідного процесу зростання струму у колі (рис.2.4) при нульових початкових умовах [86]

$$E_0(t) = I_0(t) \left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) + \left(L_0 + \frac{L_{pf}}{3} \right) \frac{dI_0(t)}{dt}. \quad (2.10)$$

Інтегруючи рівняння (2.10) в інтервалі $0 - t_0$, маємо

$$\int_0^{t_0} E_0(t) dt = \left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \int_0^{t_0} I_0(t) dt + \left(L_0 + \frac{L_{pf}}{3} \right) \int_0^{t_0} dI_0(t). \quad (2.11)$$

З розрахунку лінійного зростання струму, коли t_0 – мале, отримуємо апроксимацію інтеграла $\int_0^{t_0} I_0(t)dt$ у вигляді площі прямокутного трикутника з катетами $I_0(t_0)$ та t_0

$$\int_0^{t_0} I_0(t)dt = I_0(t_0) \frac{t_0}{2}, \quad (2.12)$$

де $I_0(t_0) = I_{0m}$ – максимальний рівень струму наприкінці часу перехідного процесу t_0 .

Вважаємо, що ЕРС E_0 не змінюється впродовж часу t_0 . Тоді

$$\int_0^{t_0} E_0(t)dt = E_0 t_0. \quad (2.13)$$

Маємо апроксимацію рівняння (2.11) у вигляді

$$E_0 t_0 = \left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \cdot I_0(t_0) \frac{t_0}{2} + \left(L_0 + \frac{L_{pf}}{3} \right) \cdot I_0(t_0) \quad (2.14)$$

або

$$E_0 = I_0(t_0) \cdot \left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t_0} \right) + I_0(t_0) \cdot \frac{1}{3} \left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t_0} \right) = I_0(t_0) \cdot Z_{10}(t_0) + I_0(t_0) \cdot \frac{1}{3} Z_{pf}(t_0), \quad (2.15)$$

де $Z_{10}(t_0) = \left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t_0} \right)$ – еквівалентний середній за період часу t_0 опір електричного кола з ЕРС E_0 ; $Z_{pf}(t_0) = \left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t_0} \right)$ – еквівалентний середній за період часу t_0 опір фази споживача.

З рівняння (2.14) отримуємо значення струму наприкінці часу t_0 [86]

$$I_{0m} = \frac{E_0 t_0}{\left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \frac{t_0}{2} + \left(L_0 + \frac{L_{pf}}{3} \right)}. \quad (2.16)$$

Після переходу АІН до іншої ненульової комбінації ключів джерела енергії V_{pf} виникає стрибкоподібне параметричне збурення – опір та індуктивність фаз змінюються залежно від ненульової комбінації ключів, а також до катода діода VD прикладається напруга V_d з боку джерела ЕРС E_1 . Виникає перехідний процес

зменшення струму I_0 . При цьому ЕРС накопиченого за час перехідного процесу t_0 в індуктивності L_0 потенціалу енергії змінює знак на протилежний і протидіє зменшенню струму. Напруга, прикладена до анода діода VD , у цьому випадку визначиться як

$$V_0 = E_0 + L_0 \left(\frac{I_0(t_0)}{t_0} \right) - I_0(t_0) \cdot R_0 = E_0 + L_0 \left(\frac{I_{0m}}{t_0} \right) - I_{0m} \cdot R_0. \quad (2.17)$$

Якщо $V_d = E_1/3$, а напруга V_0 менша за напругу V_d , то діод VD закриватиметься. Тому має бути умова $V_0 > V_d$, тобто

$$E_0 + L_0 \left(\frac{I_{0m}}{t_0} \right) - I_{0m} \cdot R_0 > E_1/3. \quad (2.18)$$

Підставляючи у нерівність (2.18) I_{0m} з формули (2.16), отримуємо умову відкритого стану діода VD при зміні комбінації ключів інвертора з $p_v(0,0,0)$ на іншу ненульову з переліка $p_v(1,0,0)$, $p_v(0,1,0)$, $p_v(0,0,1)$, коли до мінуса АІН підключено дві фази (2.6).

$$L_0 > \frac{\left(\frac{E_1}{E_0} \right) \left[\left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \frac{t_0}{2} + \frac{L_{pf}}{3} \right] - \left(L_{pf} + \frac{R_{pf} t_0}{2} \right)}{6 - \left(\frac{E_1}{E_0} \right)}. \quad (2.19)$$

Для переходу інвертора від комбінації $p_v(0,0,0)$ на ненульову комбінацію з іншого переліку $p_v(0,1,1)$, $p_v(1,0,1)$, $p_v(1,1,0)$, коли до мінуса АІН підключено одну фазу, має виконуватися умова (2.7) для відкритого стану діода VD , тобто у цьому випадку нерівність (2.19) модифікується у нерівність виду

$$L_0 > \frac{\left(\frac{2E_1}{E_0} \right) \left[\left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \frac{t_0}{2} + \frac{L_{pf}}{3} \right] - \left(L_{pf} + \frac{R_{pf} t_0}{2} \right)}{6 - \left(\frac{2E_1}{E_0} \right)}. \quad (2.20)$$

Проаналізуємо нерівності (2.19) і (2.20).

Якщо прийняти $E_0 = E_1/3$ у формулі (2.19), то маємо співвідношення $E_1/E_0 = 3$. Те ж саме отримуємо для формули (2.20) при $E_0 = 2E_1/3$. Маємо $2E_1/E_0 = 3$.

Таким чином, формула є інваріантною до співвідношення між рівнями ЕРС двох джерел, коли виконується одна з умов: $E_0 = E_1/3$ або $E_0 = 2E_1/3$. Тоді можна модифікувати формули (2.19) і (2.20) до виду

$$L_0 > \left[\left(R_0 + \frac{R_{pf}}{3} \right) \frac{t_0}{2} + \frac{L_{pf}}{3} \right] - \frac{1}{3} \left(L_{pf} + \frac{R_{pf} t_0}{2} \right) = \frac{R_0 t_0}{2}, \quad (2.21)$$

або

$$T_0 > \frac{t_0}{2}, \quad (2.22)$$

де $T_0 = \frac{L_0}{R_0}$ – постійна часу електричного кола із джерелом ЕРС E_0 .

Таким чином, з нерівності (2.22) можна зробити висновок, що вибір індуктивності L_0 і опору R_0 диктується формуванням такої постійної часу електричного кола із джерелом ЕРС E_0 , що має бути більшою, ніж половина часу перебування ключів інвертора в нульовому стані $p_v(0,0,0)$.

Оскільки опір R_0 має обмежувати рівень струму при короткому замиканні ЕРС E_0 на мінус інвертора через паралельно приєднані фази споживача, можемо отримати формулу для визначення рівня опору R_0 з формули (2.16) при усталеному режимі короткого замикання

$$R_0 = \frac{2E_0}{I_{0m}^{max}} - \frac{R_{pf}}{3}, \quad (2.23)$$

де I_{0m}^{max} – струм усталеного короткого замикання ЕРС E_0 на мінус інвертора через паралельно приєднані фази споживача.

Перехід інвертора від однієї ненульової комбінації ключів до іншої відбувається при ненульових початкових умовах. Тому слід визначити ці умови для коректного розрахунку перехідних процесів в наступній комбінації ключів.

Індуктивність L_0 при відкритому діоді VD і попередній комбінації ключів накопичила певний потенціал енергії. Максимальний рівень потенціалу на аноді діода VD при наступній комутації ключів дорівнюватиме

$$E'_0(t) = E_0 + L_0 \left(\frac{I_0(t)}{t} \right) - I_0(t) \cdot R_0 = E_0 + I_0(t) \left(-R_0 + \frac{L_0}{t} \right). \quad (2.24)$$

Таким чином, якщо сумарний потенціал $E'_0(t)$, що визначає потенціал на аноді діода VD відносно терміналу "-" АІН, буде більшим від фазної напруги V_{pf} , що визначає катодний потенціал відносно того ж терміналу, то діод VD продовжуватиме бути відкритим. Тому умова відкритого стану діода VD при зміні ненульових комбінацій ключів інвертора виглядає наступним чином

$$V_0 = E'_0(t) > V_{pf}(t). \quad (2.25)$$

З попереднього аналізу видно, що нерівність (2.22) та рівняння (2.23) є передумовою визначення параметрів L_0 і R_0 електричного кола з додатковим джерелом живлення, що забезпечують умови збільшення напруги живлення на фазах електродвигуна.

2.3 Визначення вихідної напруги комбінованого джерела живлення

Оскільки всі ненульові комбінації ключів АІН описуються схемами (рис. 2.1) і (рис. 2.2), представимо ці схеми у вигляді узагальненої схеми (рис. 2.5) і скористаємося методом контурних струмів для визначення параметрів режиму роботи навантаження від двох джерел живлення для кожної з комбінацій ключів АІН.

Виходимо з того, що в схемі (рис. 2.5) виникають стрибкоподібні параметричні збурення, обумовлені зміною еквівалентних середніх за час комутації ключів опорів Z_1 , Z_{10} , Z_0 .

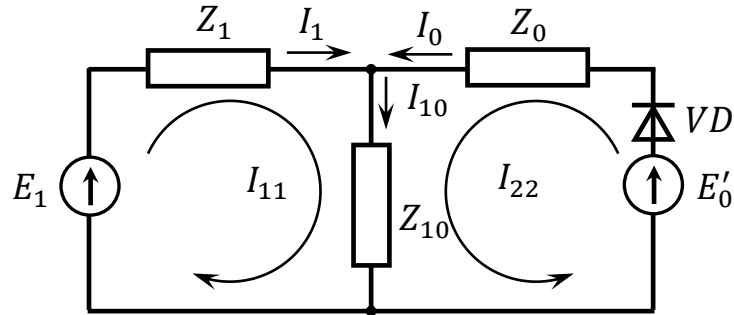


Рис. 2.5 Узагальнена схема комбінацій комутацій ключів АІН

Згідно з викладеними міркуваннями отримаємо відповідно до рівняння (2.15) та схем (рис.2.1) і (рис.2.2) середні опори на схемі (рис. 2.5) [86] для усіх ненульових комбінацій ключів АІН при живленні комбінованим джерелом енергії трифазного споживача (рис.1.5). Результати представлені у (табл.2.1).

Таблиця 2.1

Еквівалентні середні опори ненульових комбінацій ключів АІН для схеми (рис.2.6)

Комбінація ключів p_v	$Z_1(t)$	$Z_0(t)$	$Z_{10}(t)$
100	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$
110	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$
010	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$
011	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$
001	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$
101	$\frac{1}{2}\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$	$\left(\frac{R_0}{2} + \frac{L_0}{t}\right)$	$\left(\frac{R_{pf}}{2} + \frac{L_{pf}}{t}\right)$

Відповідно до методу контурних струмів [87] маємо

$$E_1 = I_1(Z_1 + Z_{10}) + I_0 Z_{10}, \quad (2.26)$$

$$E'_0 = I_0(Z_0 + Z_{10}) + I_1 Z_{10}. \quad (2.27)$$

З рівнянь (2.26) і (2.27) випливає

$$I_1 = E_1 \frac{Z_0 Z_{10}}{D}, \quad (2.28)$$

$$I_0 = -E_1 \left(\frac{E_{10}}{D} \right) + E'_0 \left(\frac{Z_1 + Z_{10}}{D} \right), \quad (2.29)$$

$$I_{10} = I_1 + I_0 = E_1 \left(\frac{Z_0}{D} \right) + E'_0 \frac{Z_1}{D}, \quad (2.30)$$

де $D = Z_1 Z_0 + Z_0 Z_{10} + Z_1 Z_{10}$; $E'_0 = E_0 + L_0 I_{0m} / t_0$; t_0 – час протікання струму в колі ЕРС E_0 .

Для зручності подальшого аналізу перейдемо до відносних величин у рівняннях (2.27)...(2.31). Для цього приймемо базові величини: $E_6 = E_1$; $R_6 = R_{pf}$; $L_6 = L_{pf}$; $Z_6 = Z_{pf}$; $T_6 = T_s$ – цикл комутації; $I_6 = E_6 / Z_6$. Тоді: $r = R / R_6$; $l = L / L_6$; $\tau = t / T_6$; $z(\tau) = Z(\tau) / Z_6$; $e = E_1 / E_6$; $i(\tau) = I(t) / I_6$; $\vartheta(\tau) = V(t) / E_6$.

У відносних величинах рівняння (2.26)...(2.30) мають вигляд

$$i_1(\tau) = e_1 \left(\frac{z_0(\tau) + z_{10}(\tau)}{d(\tau)} \right), \quad (2.31)$$

$$i_0(\tau) = -e_1 \left(\frac{z_{10}(\tau)}{d(\tau)} \right) + e'_0 \left(\frac{z_1(\tau) + z_{10}(\tau)}{d(\tau)} \right), \quad (2.32)$$

$$i_{10}(\tau) = i_1(\tau) + i_0(\tau) = e_1 \left(\frac{z_0(\tau)}{d(\tau)} \right) + e'_0 \left(\frac{z_1(\tau)}{d(\tau)} \right), \quad (2.33)$$

$$d(\tau) = z_1(\tau) z_0(\tau) + z_0(\tau) z_{10}(\tau) + z_1(\tau) z_{10}(\tau), \quad (2.34)$$

$$e'_0 = e_0 + l_0 i_{0m} / \tau_0. \quad (2.35)$$

Розглянемо чергування підключення фаз до верхнього і нижнього плечей інвертора.

Припустимо, що при перемиканні ключів відбувається послідовна стрибкоподібна зміна середніх опорів фаз за період перебування ключів у певній комбінації. Наприклад, зі стану $p_v(1,0,0)$ через певний час τ_1 інвертор переходить до стану $p_v(1,1,0)$, тому в стані $p_v(1,0,0)$ фаза "А" має середній за період часу τ_1 опір $z_1(\tau_1)$. При переході інвертора до комбінації ключів $p_v(1,1,0)$, до фази "А", підключеної до верхнього плеча інвертора, під'єднується фаза "В" за час τ_2 . Тоді опір фази "А" змінюється на середній за період часу τ_2 опір $z_{10}(\tau_2)$, опір фази "В" стає $z_{10}(\tau_2)$, а опір фази "С" змінюється на $z_1(\tau_2)$.

Таким чином, при підключенні однієї фази навантаження до верхнього плеча на час τ_1 еквівалентний середній опір цієї фази у відносних одиницях буде

$$z_1(\tau_1) = r_{pf}/2 + l_{pf}/\tau_1, \quad (2.36)$$

де τ_1 – відносний час підключеного стану однієї фази.

У цей же час дві інші фази підключені до нижнього плеча інвертора і мають сумарний опір [86]

$$z_{10}(\tau_1) = z_1(\tau_1)/2. \quad (2.37)$$

Аналогічно, при підключенні двох фаз навантаження до верхнього плеча на час τ_2 , еквівалентний середній опір двох фаз у відносних одиницях дорівнюватиме

$$z_1(\tau_2) = \frac{1}{2} \left(r_{pf}/2 + l_{pf}/\tau_2 \right), \quad (2.38)$$

де τ_2 – відносний час підключеного стану двох фаз.

У той же час фаза, підключена до нижнього плеча інвертора, матиме середній опір

$$z_{10}(\tau_2) = r_{pf}/2 + l_{pf}/\tau_2 . \quad (2.39)$$

Напруга на опорах $z_1(\tau)$, $z_{10}(\tau)$, $z_0(\tau)$ визначиться як

$$\vartheta_1(\tau) = i_1(\tau) \cdot z_1(\tau) , \quad (2.40)$$

$$\vartheta_{10}(\tau) = i_{10}(\tau) \cdot z_{10}(\tau) , \quad (2.41)$$

$$\vartheta_0(\tau) = i_0(\tau) \cdot z_0(\tau) . \quad (2.42)$$

Якщо розглядати проміжне положення вектора напруги між двома комбінаціями ключів інвертора $p_v(1,0,0)$ і $p_v(1,1,0)$, коли час перебування вектора в стані $p_v(1,0,0)$ є τ_1 , а в стані $p_v(1,1,0)$ – τ_2 , напруга на фазах інвертора буде визначатися як [88]

$$\vartheta_{1A} = \vartheta_1(\tau_1) \cdot \tau_1 + \vartheta_1(\tau_2) \cdot \tau_2 , \quad (2.43)$$

$$\vartheta_{1B} = -\vartheta_{10}(\tau_1) \cdot \tau_1 - \vartheta_{10}(\tau_2) \cdot \tau_2 , \quad (2.44)$$

$$\vartheta_{1C} = -\vartheta_{10}(\tau_1) \cdot \tau_1 + \vartheta_{10}(\tau_2) \cdot \tau_2 , \quad (2.45)$$

де

$$\vartheta_1(\tau_1) = z_1(\tau_1) \cdot i_1(\tau_1) , \quad (2.46)$$

$$\vartheta_1(\tau_2) = z_1(\tau_2) \cdot i_1(\tau_2) , \quad (2.47)$$

$$\vartheta_{10}(\tau_1) = z_{10}(\tau_1) \cdot i_{10}(\tau_1) , \quad (2.48)$$

$$\vartheta_{10}(\tau_2) = z_{10}(\tau_2) \cdot i_{10}(\tau_2) . \quad (2.49)$$

Аналогічним чином описуються фазні напруги в інших секторах вектора напруги АІН.

Таким чином, рівняння (2.46)...(2.49) дозволяють отримати середні значення напруги інвертора за період часу перебування ключів у певній комбінації впродовж циклу комутації, коли АІН працює від одного джерела живлення.

Під'єднання гілки електричного кола з джерелом E_0 і опором $z_0(\tau)$ до комбінації опорів $z_1(\tau)$ і $z_{10}(\tau)$ відбувається залежно від стану діода VD (відкритий/закритий) у відповідності до умови (2.25) з урахуванням систем рівнянь (2.31)...(2.35) і (2.46)...(2.49).

Візьмемо для прикладу варіант комбінованого джерела з параметрами $e_1 = 1$; $e_0 = 0,3$; $r_{pf} = 1$; $l_{pf} = 1$; $r_0 = 1$; $l_0 = 1$. Для отримання напруги змінного струму заданої частоти амплітудою $\vartheta_m = 0,667$ матимемо картину фазної напруги й амплітуди вектора напруги комбінованого джерела живлення у вигляді (рис. 2.6) [86].

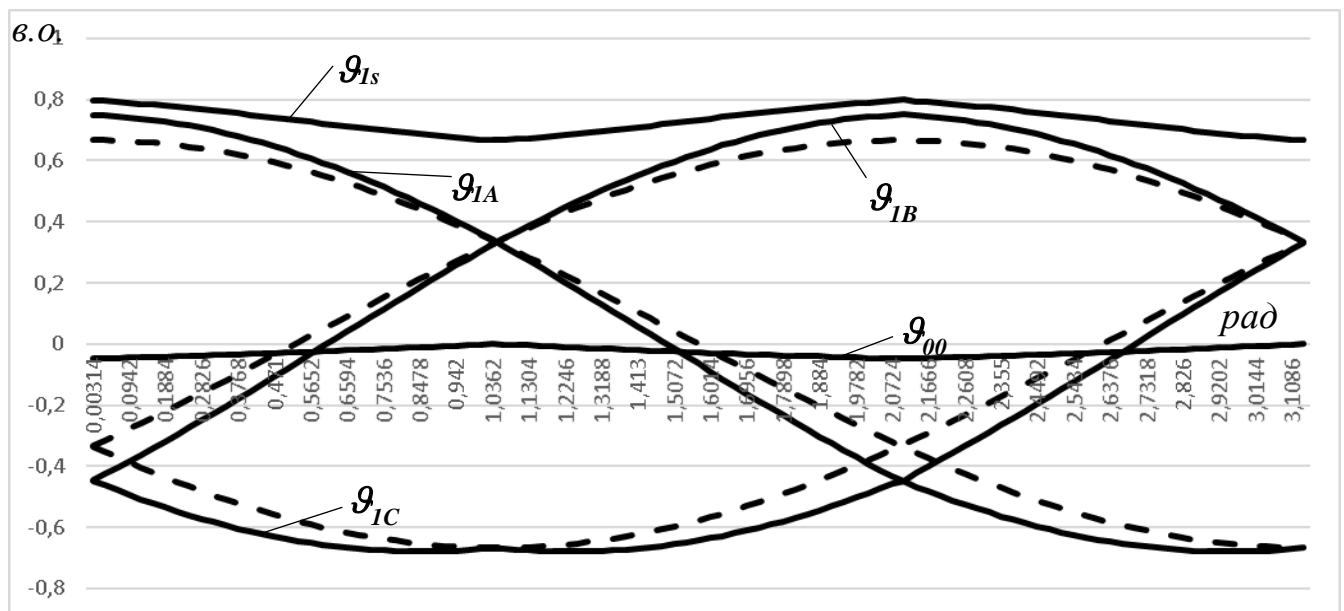


Рис.2.6 Діаграма фазної напруги і амплітуди вектора напруги АІН

На рис. 2.6 штриховими лініями представлено симетричну систему фазної напруги. Видно, що амплітуда ϑ_{1s} вектора напруги живлення комбінованого джерела збільшує амплітуду і набуває змінну складову. Крім того, виникає напруга нульової послідовності ϑ_{00} .

Виходячи з вищенаведеного, можна зробити висновок про те, що система електропривода з додатковим джерелом живлення дозволяє збільшити амплітуду фазних напруг двигуна і, таким чином, збільшити навантажувальну здатність

двигуна. Однак, наслідком підключення додаткового джерела є виникнення змінної складової вектора напруги, що призводить до появи коливань електромагнітного моменту і струмів нульової послідовності.

2.4 Аналіз впливу параметрів комбінованого джерела живлення на вихідну напругу

Враховуючи, що електромагнітний момент асинхронного двигуна є квадратичною залежністю від напруги живлення, проаналізуємо вплив параметрів комбінованого джерела на амплітуду вихідної напруги інвертора. Змінюватимемо відносні значення ЕРС e_0 , індуктивності l_0 і опору r_0 . Прийmemo, що мінімальна індуктивність l_0^{min} визначатиметься за нерівністю (2.19).

Для максимальної напруги інвертора, що складає $g_{pf}^{max} = 2e_1/3 = 0,667$ в.о. час t_0 нульової комбінації ключів $p_v(0,0,0)$ прагне до мінімуму, а саме $\tau_0 = 5 \cdot 10^{-6}$. При цьому такого часу достатньо, щоб при l_0^{min} забезпечити відкритий стан діода VD з ненульовими комбінаціями ключів інвертора. Для кожного рівня ЕРС e_0 має бути своє значення l_0^{min} (табл. 2.2).

Таблиця 2.2

Мінімальне значення індуктивності l_0^{min} для відкриття діода VD при максимальній вихідній напрузі АІН

e_0 , в.о.	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4
l_0^{min} , в.о.	0,667	0,167	0,0442	0	0

У результаті моделювання за формулами (2.31)...(2.49) і табл. 2.1 отримано залежності, наведені на рис. 2.7...рис. 2.13.

Залежності приросту амплітуди вектора вихідної напруги інвертора $\Delta \mathcal{G}_{I_s}$ від ЕРС e_0 при визначеній по формулі (2.19) індуктивності l_0^{min} представлено на рис.2.7.

Аналіз рис. 2.7 показує, що вже при $e_0 > 0,33$ в.о. l_0^{min} прагне до нуля, тобто умови $E_0 = E_1/3$ достатньо для забезпечення живлення від джерела E_0 .

Мінімально можливий рівень ЕРС E_0 складає 20 % від ЕРС E_1 , коли $l_0^{min} = 0,667$ в.о. Зменшення ЕРС E_0 від рівня 20 % призводить до асимптотичного збільшення індуктивності l_0^{min} (рис. 2.7).

Компромісним варіантом комбінованого джерела може бути схема (рис. 1.5) з параметрами: $e_0 = 0,2 \dots 0,4$; $l_0^{min} = 0,667 \dots 0$; $r_0 = 1$. Приріст амплітуди вектора напруги інвертора складе при цьому $7,7 \dots 18,4$ %.

Однак виникає питання напруги живлення нульової послідовності $\Delta \mathcal{G}_{00}$ (рис. 2.8). Амплітуда нульової послідовності напруги інвертора \mathcal{G}_{00} також збільшується. У вибраному діапазоні ЕРС $e_0 = 0,2 \dots 0,4$ в.о. збільшення амплітуди складає $\Delta \mathcal{G}_{00} = 0,06 \dots 2,5$ %.

Якщо використовувати не мінімально необхідну для відкриття діода VD індуктивність l_0^{min} для кожного значення e_0 (табл. 2.2), а максимальну для прийнятого діапазону величину $l_0 = 0,667$, то при ЕРС $e_0 = 0,35$ в.о. спостерігається значне зростання амплітуди вектора напруги і напруги нульової послідовності АІН через те, що діод входить у постійно відкритий режим (рис. 2.9) і (рис. 2.10). Тобто значення індуктивності l_0 має бути компромісом при коливаннях ЕРС e_0 .

Якщо необхідно регулювати напругу комбінованого джерела живлення, тобто зменшувати амплітуду вихідної напруги АІН, наприклад до 10 % від максимальної (коли $\tau_0 = 0,45$), то мінімальний рівень індуктивності l_0^{min} змінюється (табл. 2.3). При цьому спостерігається зростання амплітуди вектора напруги комбінованого джерела живлення, як показано на рис. 2.10.

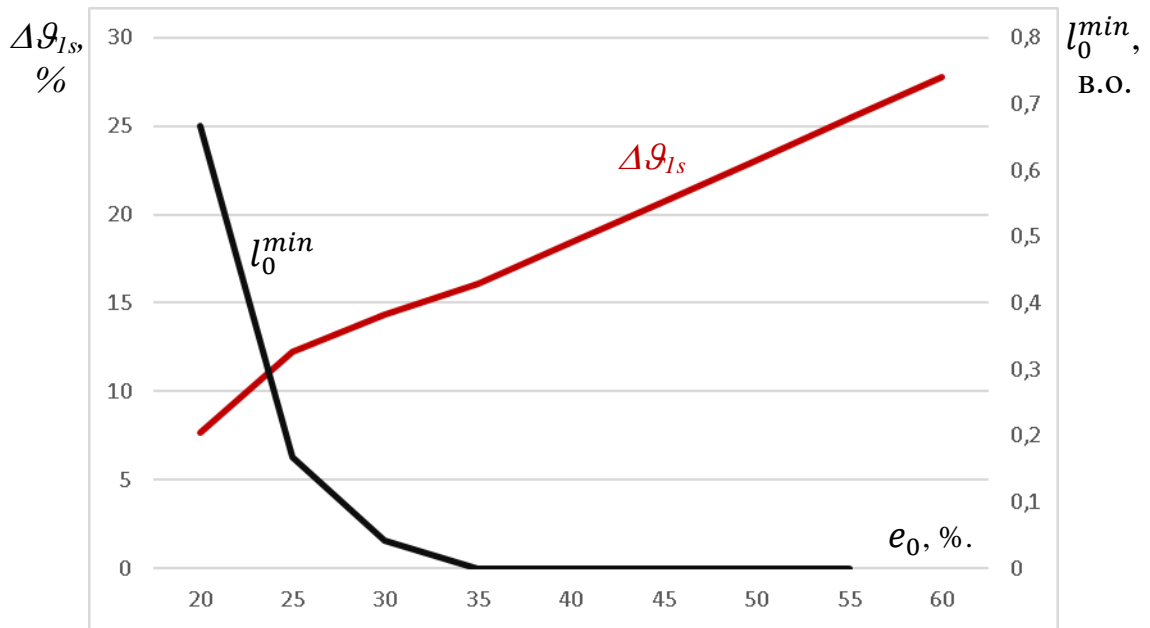


Рис. 2.7 Приріст амплітуди вектора напруги інвертора і мінімальної індуктивності l_0^{min} залежно від величини ЕРС e_0 ($r_0 = 1$)

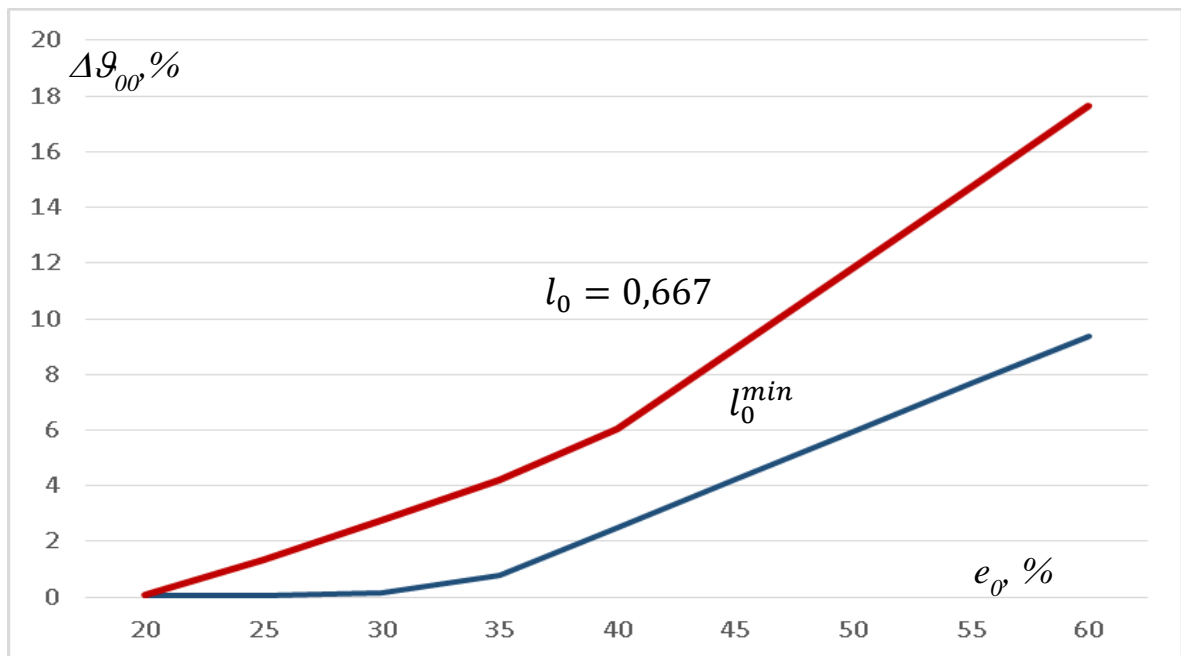


Рис. 2.8 Залежність амплітуди нульової складової напруги комбінованого джерела живлення від ЕРС E_0

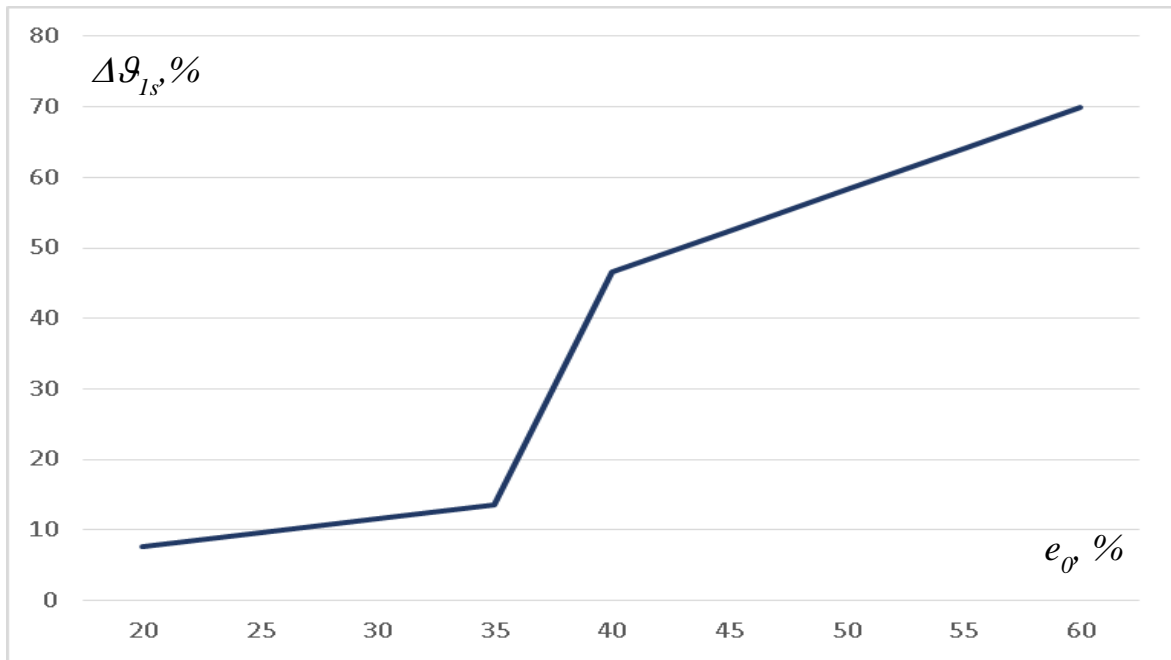


Рис. 2.9 Залежність приросту амплітуди вектора напруги комбінованого джерела живлення від ЕРС e_0 при $l_0 = 0,667$

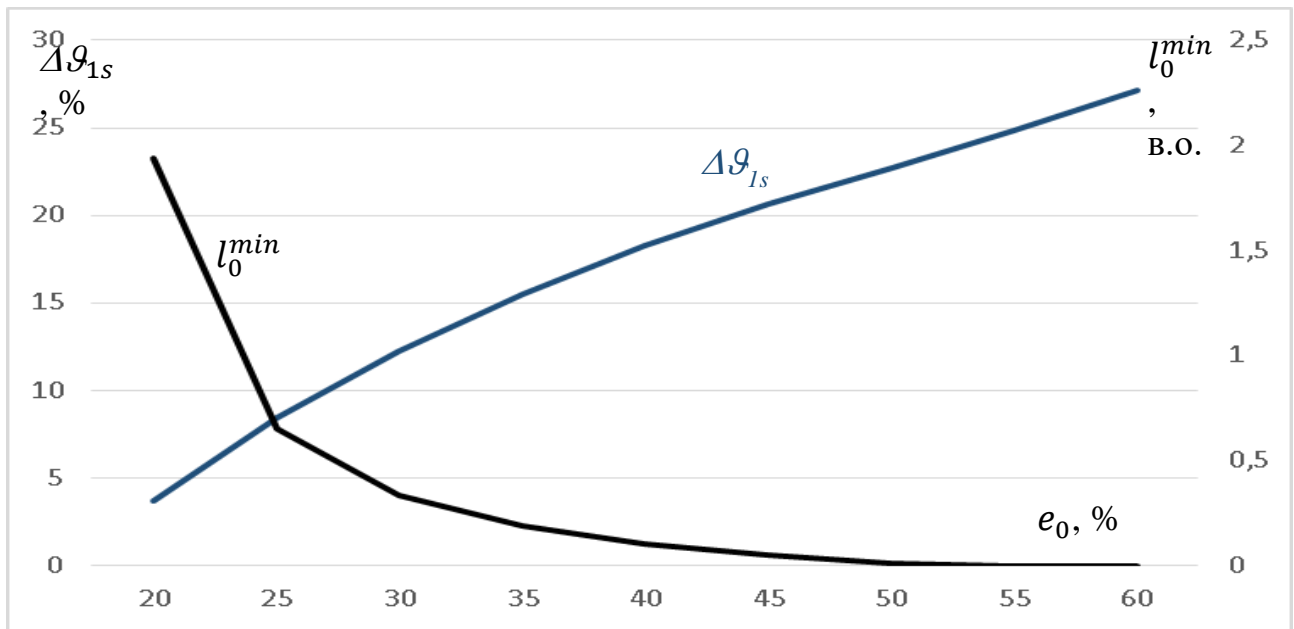


Рис.2.10 Залежність приросту амплітуди вектора напруги $\Delta\varphi_{I_s}$ і l_0^{min} комбінованого джерела живлення від ЕРС e_0 при вихідній напрузі 10 % від максимальної

Мінімальне значення індуктивності l_0^{min} для відкриття діода VD при вихідній напрузі АІН, що складає 10 % від максимальної

e_0 , в.о.	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4
l_0^{min} , в.о.	1,942	0,655	0,333	0,186	0,103

В обраному діапазоні значень ЕРС $e_0 = 0,2 \dots 0,4$ в.о. зростання амплітуди вектора АІН складає від 3,73 % до 27 % відносно напруги АІН і 10 % від максимальної при відповідному діапазоні $l_0^{min} = 1,94 \dots 0,1$ в.о. При цьому спостерігається, що рівнем нульової послідовності напруги інвертора можна нехтувати.

Регулювання напруги інвертора комбінованого джерела живлення від максимального значення до нуля призводить до різних результатів залежно від співвідношення джерел ЕРС і відповідних значень індуктивності l_0^{min} (рис. 2.11).

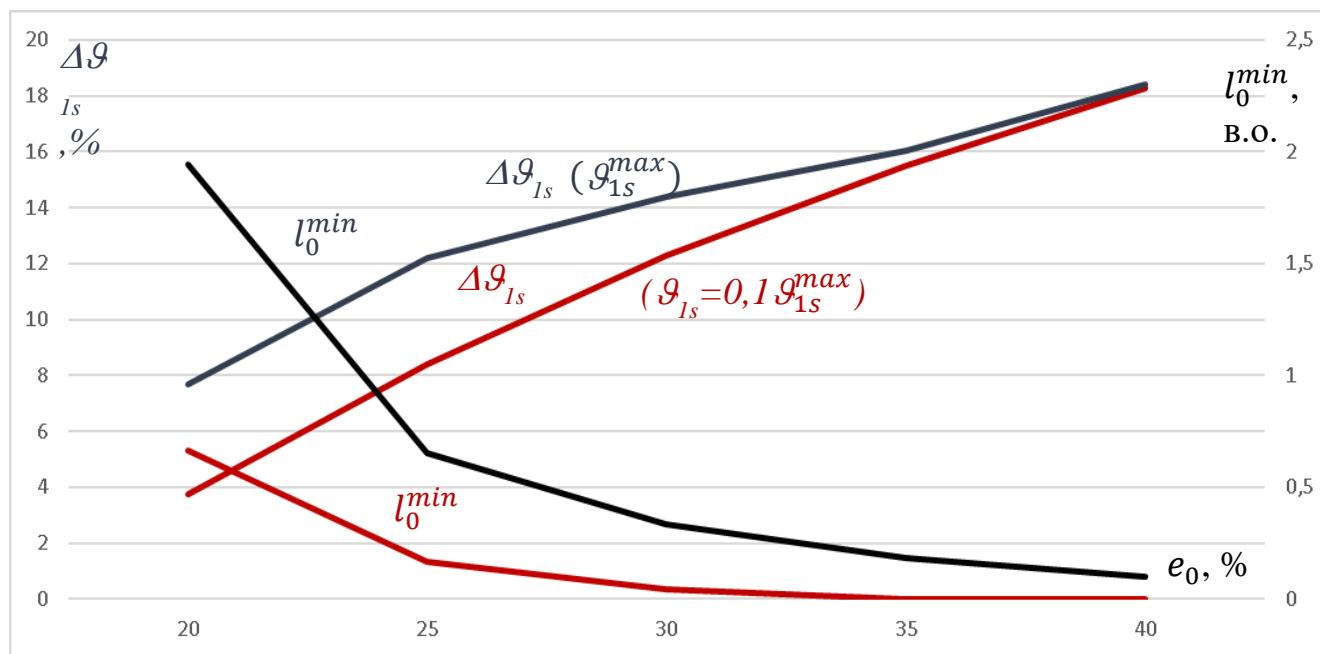


Рис. 2.11 Залежність приросту амплітуди вектора напруги Δg_{Is} і l_0^{min} комбінованого джерела живлення від ЕРС e_0 при вихідній максимальній і мінімальній напрузі інвертора

З рис. 2.11 видно, що краще вибирати значення індуктивності l_0^{min} для максимальної вихідної напруги інвертора, оскільки це дозволяє практично у два рази збільшити приріст амплітуди вектора напруги комбінованого джерела живлення. Однак цей ефект знижується до нуля при збільшенні ЕРС e_0 .

Пропорційно до $\Delta \mathcal{G}_{1s}$ зростає і нульова послідовність напруги інвертора: чим більша індуктивність l_0 – тим більша ця складова.

Таким чином, з точки зору збільшення амплітуди вихідної напруги інвертора автономного джерела живлення необхідно збільшувати індуктивність L_0 . У відносних одиницях вона складатиме $l_0^{min} = 0,667$ для генерації максимальної вихідної напруги інвертора. Однак при цьому виникає нульова послідовність напруги інвертора, що збільшується зі зменшенням амплітуди вихідної напруги.

Активний опір R_0 може впливати на величину нульової послідовності одночасно з впливом на амплітуду вихідної напруги інвертора. Наприклад, при $l_0^{min} = 0,667$, $e_0 = 0,2$ маємо залежність виду (рис. 2.12).

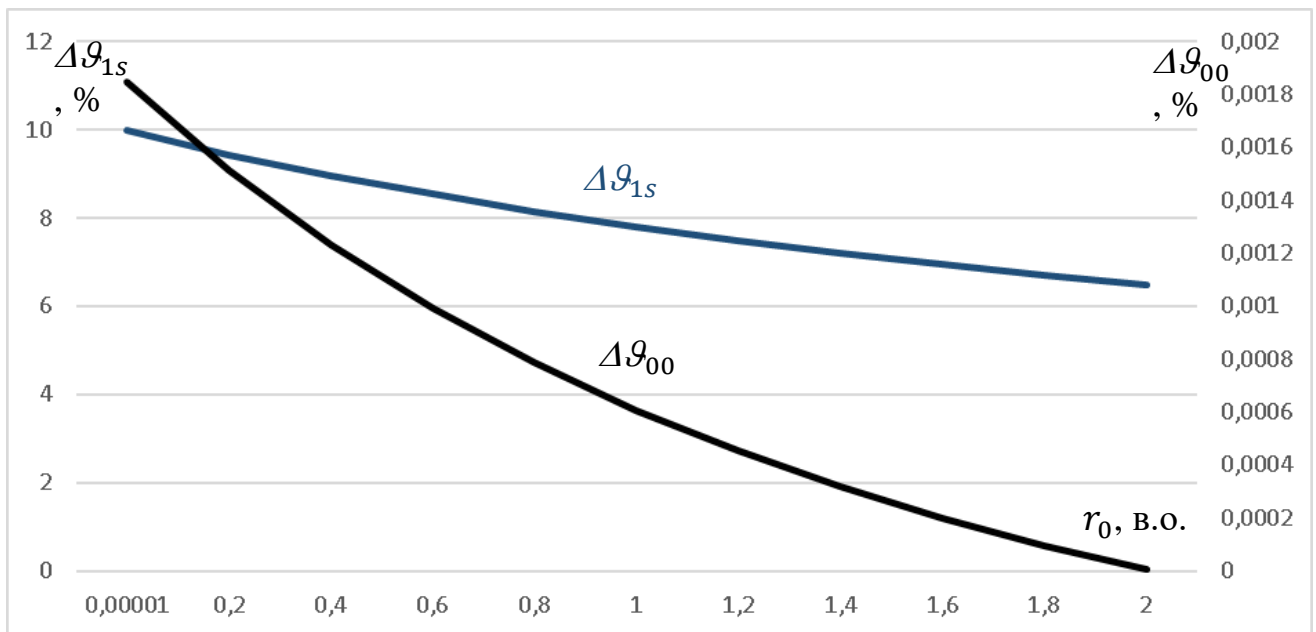


Рис. 2.12 Залежність приросту амплітуди вихідної напруги $\Delta \mathcal{G}_{1s}$ та її нульової компоненти $\Delta \mathcal{G}_{00}$ від опору r_0 при $l_0^{min} = 0,667$, $e_0 = 0,2$

Аналіз кривих показує, що збільшення у два рази опору $r_0 = 2$ дозволяє знизити нульову послідовність напруги до нуля при зменшенні приросту амплітуди вихідної напруги від 10 % до 6,7 %.

Однак ситуація при $l_0^{min} = 0,667$, $e_0 = 0,4$ виглядає дещо по іншому (рис. 2.13). У цьому випадку збільшення опору у п'ять разів призводить до зменшення приросту амплітуди вихідної напруги з 46,5 % до 26,7 % при зниженні нульової послідовності з 6 % до 4,8 %.

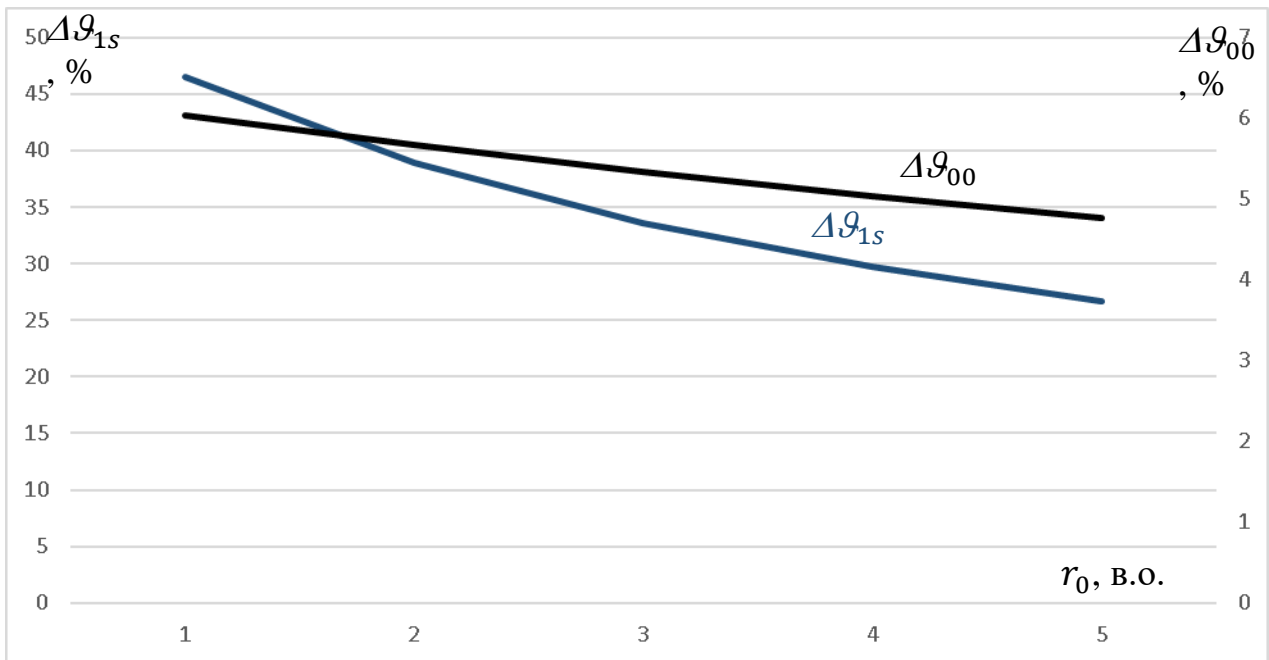


Рис. 2.13 Залежність приросту амплітуди вихідної напруги $\Delta \mathcal{G}_{1s}$ і її нульової компоненти $\Delta \mathcal{G}_{00}$ від опору r_0 при $l_0^{min} = 0,667$, $e_0 = 0,4$

Узагальнюючи, можна зробити висновок, що зростання ЕРС E_0 дозволяє збільшувати вихідну напругу інвертора при правильному виборі індуктивності L_0 . Для генерації максимальної напруги слід використовувати індуктивність $l_0 = 0,667$ в.о.

Не слід використовувати ЕРС E_0 більше ніж 40 % відносно ЕРС E_1 , оскільки значно зростає нульова послідовність вихідної напруги інвертора.

Вибір опору R_0 обумовлений обмеженням струму короткого замикання джерела ЕРС E_0 , а також обмеженням зростання нульової складової вихідної напруги інвертора.

Найбільш доцільною виглядає компоновка $e_0 = 0,2$ в.о., $l_0 = 0,667$ в.о., $r_0 = 2$ в.о.

Висновки до розділу 2

1. Комбіноване джерело живлення системи електропривода ТЗ, що складається з двох джерел ЕРС постійного струму, де одне з них є додатковим джерелом енергії і з'єднується з "мінусовим" терміналом автономного інвертора напруги та нульовою точкою статорних обмоток двигуна через діод, індуктивність і активний опір, забезпечує збільшення амплітуди вихідної напруги інвертора з одночасним виникненням її змінної складової та нульової послідовності при використанні нульових комбінацій ключів нижнього плеча інвертора.
2. Умовою передачі енергії від додаткового, меншого за значенням ЕРС джерела енергії, є таке співвідношення параметрів електричного кола під'єднання цього джерела до нульової точки навантаження через діод, індуктивність та активний опір, при якому постійна часу цього електричного кола має бути більшою, ніж половина часу перебування ключів нижнього плеча інвертора в нульовому стані $p_v(0,0,0)$.
3. Аналіз впливу рівня ЕРС додаткового джерела на вихідну напругу інвертора при виконанні встановленої умови передачі енергії показав, що найбільш компромісним варіантом з точки зору капітальних затрат і масогабаритних показників комбінованого джерела може бути схема з ЕРС додаткового джерела живлення 20...40 % від основного ЕРС; індуктивністю 67...0 %; активним опором, що складає значення активного опору фази статора двигуна. При цьому приріст амплітуди вектора напруги інвертора буде 7,7...18,4 %.
4. Амплітуда нульової послідовності напруги інвертора, що призводить до непродуктивних втрат енергії, збільшується з ростом значення додаткового джерела ЕРС. У вибраному діапазоні зміни ЕРС 20...40 % збільшення амплітуди складає 0,006...2,5 %. Збільшення індуктивності у колі додаткового джерела призводить до значного зростання амплітуди вектора напруги і нульової послідовності напруги АІН через те, що діод входить у постійно

відкритий режим. Тому компромісним варіантом значення індуктивності в електричному колі додаткової ЕРС для генерації максимальної вихідної напруги інвертора має бути значення 67 % від індуктивності фази двигуна.

5. Вибір активного опору в електричному колі додаткової ЕРС обумовлений обмеженням струму короткого замикання додаткового джерела ЕРС, а також обмеженням зростання нульової послідовності вихідної напруги інвертора. Аналіз показує, що збільшення у два рази опору дозволяє знизити нульову послідовність напруги до нуля при зменшенні приросту амплітуди вихідної напруги від 10 % до 6,7 %.

Посилання: [86-89] див. список використаних джерел стор. 141-150

РОЗДІЛ 3

МОДИФІКАЦІЯ ЗАКОНУ КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ ЖИВЛЕННЯ

У розділі визначаються шляхи модифікації конвенціонального широтно-імпульсного закону модуляції ключів інвертора комбінованого джерела живлення, що забезпечує стабілізацію режиму живлення електропривода на заданому рівні.

3.1 Конвенціональний закон керування інвертором

Використання комбінованого джерела живлення в системі електропривода ТЗ передбачає можливості роботи обох джерел ЕРС. При цьому запропонований спосіб формування моменту двигуна обумовлює використання нульового стану ключів нижнього плеча інвертора. Нульовий стан ключів верхнього плеча у цьому випадку забезпечує регулювання амплітуди вектора напруги інвертора. Таким чином, необхідно вирішити задачу керування інвертором у цьому випадку.

Розглянемо можливості традиційного закону керування [88]. Використаємо алгоритм широтно-імпульсної модуляції ключів АІН з нульовими комбінаціями $p_v(0,0,0)$ і $p_v(1,1,1)$ при мінімальному числі комутацій для створення вектора вихідної напруги, що обертається з кутовою швидкістю ω_1 .

Для одного джерела ЕРС E_1 легко отримати комбінацію ключів $p_v(0,0,0)$, під'єднавши одночасно фази нижнього плеча інвертора до терміналу " – ". При цьому вихідна напруга інвертора від джерела ЕРС E_1 дорівнюватиме нулю через його від'єднання від споживача. Після цього може бути ненульова комутація ключів з подачею напруги на фази споживача.

У випадку комбінованого джерела живлення при стані ключів $p_v(0,0,0)$ виникає замкнене коло для джерела ЕРС E_0 через відкритий діод VD . Таким чином виникає режим короткого замикання для E_0 . Тому вмикання інвертора на навантаження слід починати з комбінації ключів $p_v(1,1,1)$, коли фази споживача під'єднані до терміналу " + " інвертора і діод VD закритий через прикладену до

його катода напругу $E_1 > E_0$. Послідовність переключень комбінацій ключів АІН у цьому випадку ілюструється рис. 3.1. Один цикл комутацій ключів по секторах виглядає як представлено у табл. 3.1.

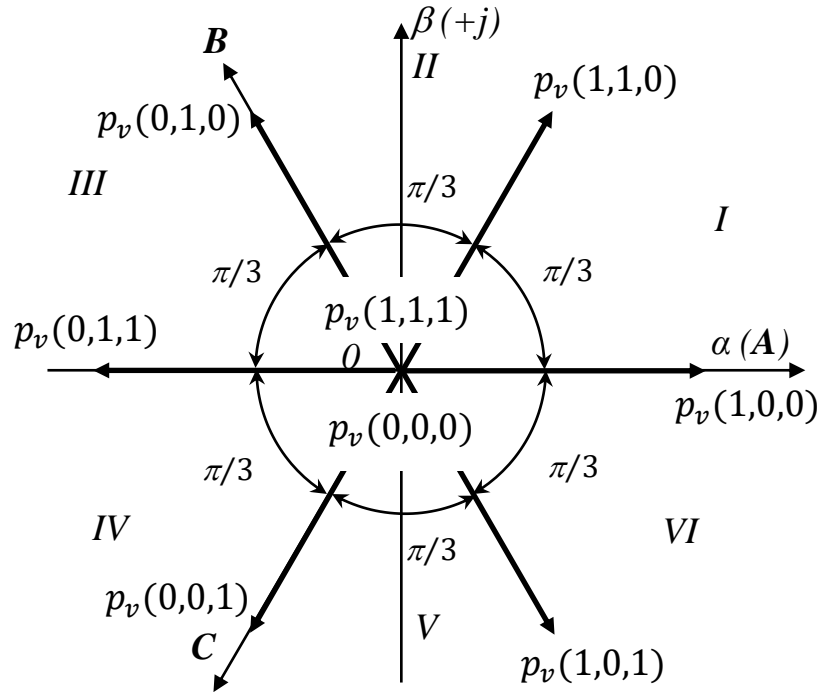


Рис. 3.1 ШІМ з нульовими комбінаціями ключів

Таблиця 3.1

Комбінація ключів АІН при ШІМ

I	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(1,1,1)$
II	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(1,1,0) \rightarrow p_v(1,1,1)$
III	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(0,1,0) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(1,1,1)$
IV	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(0,1,1) \rightarrow p_v(1,1,1)$
V	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(0,0,1) \rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(1,1,1)$
VI	$p_v(1,1,1) \rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(0,0,0) \rightarrow p_v(1,0,0) \rightarrow p_v(1,0,1) \rightarrow p_v(1,1,1)$

З рис. 3.1 і табл. 3.1 видно, що ненульові комбінації ключів змінюються нульовими. При цьому комбінація $p_v(1,1,1)$ є на початку циклу і в його кінці, а комбінація $p_v(0,0,0)$ знаходиться всередині циклу. Таким чином комбінація ключів $p_v(0,0,0)$ всередині циклу комутації дозволяє забезпечити відкривання діода VD від ЕРС E_0 і протікання струму через індуктивність L_0 .

Вектор напруги, що обертається, можна представити в експоненціальній формі

$$\bar{V}_1 = V_{1s} e^{j\theta} = V_{1s} \cos(\theta) + jV_{1s} \sin(\theta) = V_{1,\alpha} + jV_{1,\beta}, \quad (3.1)$$

де $V_{1s} = |\bar{V}_1|$ – амплітуда просторового вектора напруги \bar{V}_1 ; $\theta = \omega_1 t$ – кут вектора \bar{V}_1 відносно осі (α) нерухомої системи координат (α, β) , пов'язаної з фазами споживача (рис.3.1); $V_{1,\alpha}, V_{1,\beta}$ – проекції вектора \bar{V}_1 на осі (α) і (β) відповідно.

Для визначення вектора \bar{V}_1 з довільною амплітудою використовується поняття нульового стану вектора. У цьому випадку вектор \bar{V}_1 описується двома векторами \bar{V}_{11} і \bar{V}_{12} (рис.3.2), що мають експоненціальну форму відповідно до рівнянь [88]

$$\bar{V}_{11} = V_{1s,m} e^{j\theta_1} = V_{1s,m} \cos(\theta_1) + jV_{1s,m} \sin(\theta_1) = V_{11,\alpha} + jV_{11,\beta}, \quad (3.2)$$

$$\bar{V}_{12} = V_{1s,m} e^{j\theta_2} = V_{1s,m} \cos(\theta_2) + jV_{1s,m} \sin(\theta_2) = V_{12,\alpha} + jV_{12,\beta}. \quad (3.3)$$

де $V_{1s,m}$ – максимальна амплітуда напруги просторового вектора; θ_1 – кут вектора \bar{V}_{11} відносно осі (α) ; θ_2 – кут вектора \bar{V}_{12} відносно осі (α) ; $V_{11,\alpha}, V_{11,\beta}$ – проекції вектора \bar{V}_{11} на осі (α) і (β) відповідно; $V_{12,\alpha}, V_{12,\beta}$ – проекції вектора \bar{V}_{11} на осі (α) і (β) відповідно.

Положення у просторі (в секторі) й амплітуда вектора \bar{V}_1 в цьому секторі визначаються значенням часу, коли цей вектор знаходиться в одній з позицій \bar{V}_{11} або \bar{V}_{12} .

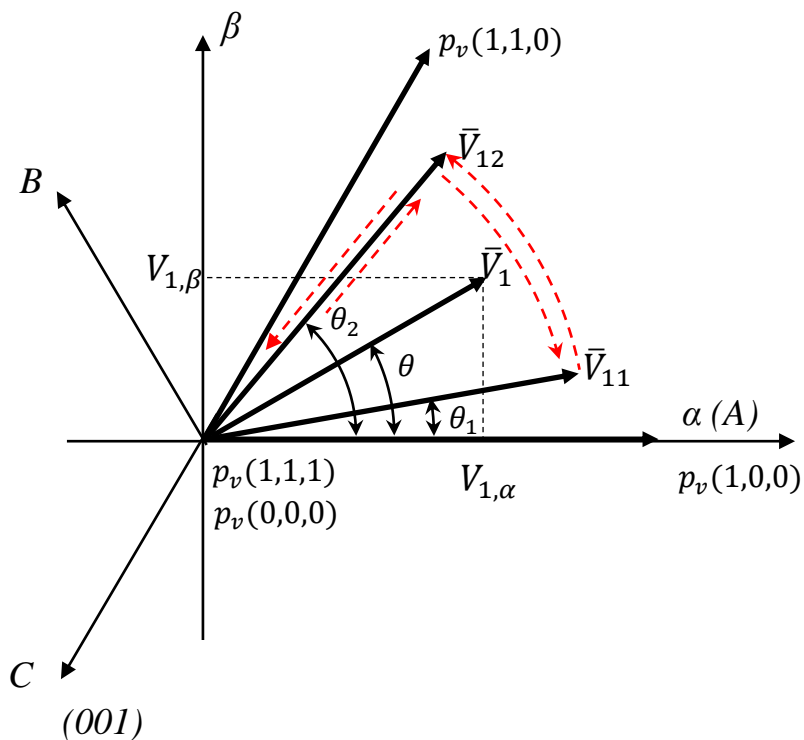


Рис. 3.2 Векторна діаграма ШІМ з нульовим станом

Маючи проєкції векторів \bar{V}_1 , \bar{V}_{11} , \bar{V}_{12} на осі (α, β) , можна отримати [88]

$$V_{1,\alpha} = V_{11,\alpha}\tau_1 + V_{12,\alpha}\tau_2, \quad (3.4)$$

$$V_{1,\beta} = V_{11,\beta}\tau_1 + V_{12,\beta}\tau_2. \quad (3.5)$$

Змінні τ_1 та τ_2 отримуються з рівняння

$$1 = \tau_1 + \tau_2 + \tau_{00} + \tau_{01}, \quad (3.6)$$

де $\tau_1 = t_1/T_s$, $\tau_2 = t_2/T_s$, $\tau_0 = t_0/T_s$, $\tau_{00} = t_{00}/T_s$, $\tau_{01} = t_{01}/T_s$ – відносний час перебування вектора \bar{V}_1 у стані векторів \bar{V}_{11} , \bar{V}_{12} або в нульовому стані $p_v(0,0,0)$ чи $p_v(1,1,1)$, T_s – час періоду комутації відповідно (рис. 3.3).

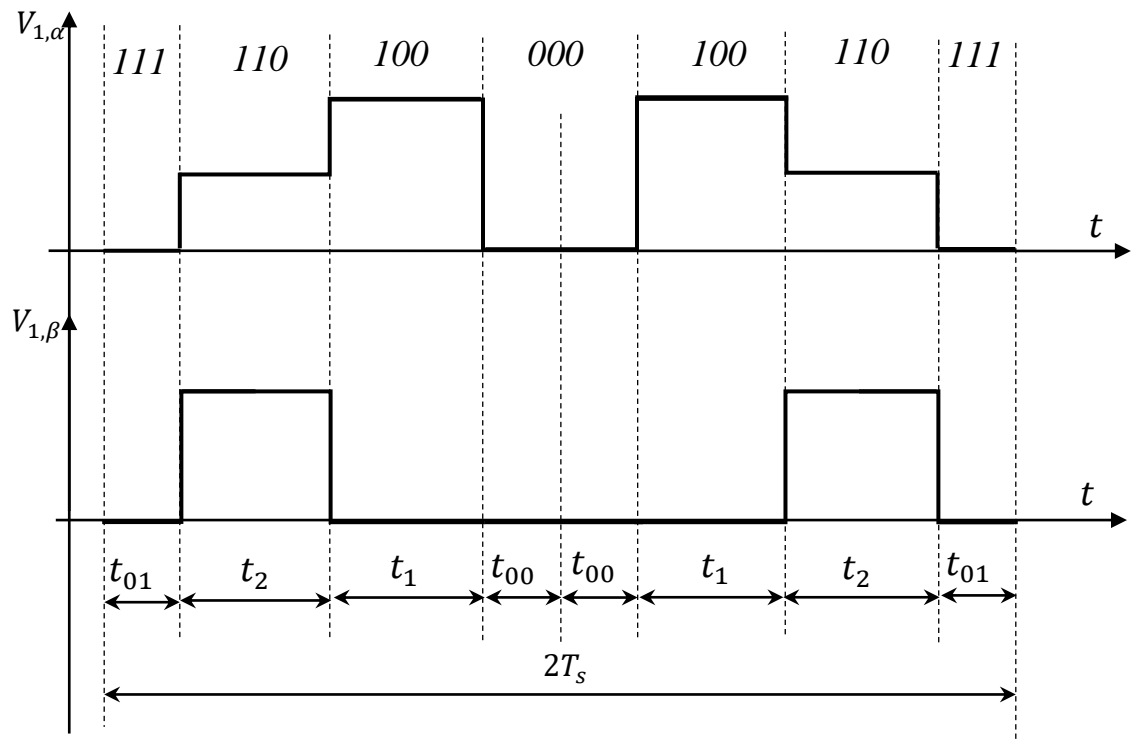


Рис. 3.3 Часова діаграма проєкцій вектора \bar{V}_1

Загальний час нульових станів вектора \bar{V}_1 визначиться як

$$\tau_{0\Sigma} = \tau_{00} + \tau_{01}. \quad (3.7)$$

Таким чином, використання часу τ_{00} має значення для збільшення амплітуди вектора напруги інвертора за рахунок додаткового джерела живлення, а час τ_{01} необхідний для її зменшення. В цілому слід розглянути, як сумарна складова нульового стану ключів інвертора $\tau_{0\Sigma}$ впливає на вихідну напругу комплексного джерела живлення системи електропривода.

Просторово-часовий вектор \bar{V}_1 має створювати синусоїдальні компоненти напруги у фазах споживача. Тому, виходячи з того, що вісь фази "А" співпадає з віссю (α) системи координат (α, β), можна записати

$$V_{1,\alpha} = V_A = V_{1m} \cos(\theta), \quad (3.8)$$

$$V_{1,\beta} = V_{1m} \sin(\theta), \quad (3.9)$$

де $\theta = \omega_1 t$; $\omega_1 = 2\pi f_1$; f_1 – частота напруги живлення споживача.

Підставляючи рівняння (3.8) і (3.9) у (3.4) і (3.5), маємо [88]

$$\tau_1 = V_{1m} \frac{\cos(\theta)V_{12,\beta} - \sin(\theta)V_{12,\alpha}}{V_{11,\alpha}V_{12,\beta} - V_{11,\beta}V_{12,\alpha}}, \quad (3.10)$$

$$\tau_2 = V_{1m} \frac{\cos(\theta)V_{11,\beta} - \sin(\theta)V_{11,\alpha}}{V_{12,\alpha}V_{11,\beta} - V_{12,\beta}V_{11,\alpha}}. \quad (3.11)$$

Для першого сектору (рис.3.2): $V_{11,\alpha} = V_{1s,m}$; $V_{11,\beta} = 0$; $V_{12,\alpha} = V_{1s,m}/2$; $V_{12,\beta} = \sqrt{3}V_{1s,m}/2$. Тому, перетворюючи $\left(\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}}\right)$ у $\frac{2}{\sqrt{3}}\sin(\pi/3 - \theta)$, отримаємо

$$\tau_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{1m}}{V_{1s,m}} \sin(\pi/3 - \theta), \quad (3.12)$$

$$\tau_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{1m}}{V_{1s,m}} \sin(\theta), \quad \theta = 0 \dots \pi/3. \quad (3.13)$$

Загальний час нульових станів вектора \bar{V}_1 можна знайти з формул (3.6), (3.7), (3.12), (3.13)

$$\tau_{0\Sigma} = 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_{1m}}{V_{1s,m}} (\sin(\pi/3 - \theta) + \sin(\theta)). \quad (3.14)$$

Вираз $\sin(\pi/3 - \theta) + \sin(\theta)$ шляхом тригонометричних перетворень трансформується у $\sin(\theta + \pi/3)$, тому формулу (3.14) можна записати як

$$\tau_{0\Sigma} = 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \mathcal{G} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right), \quad (3.15)$$

де $\mathcal{G} = V_{1m}/V_{1s,m}$.

Оскільки формула (3.15) визначена у 1-му секторі в діапазоні зміни кута $\theta = 0 \dots \pi/3$, то при переході вектора \bar{V}_1 в інший сектор використаний у цих формулах кут θ повинен обнулитися.

Для забезпечення постійного співвідношення $\varrho = V_{1m}/V_{1s,m}$ необхідно змінювати час перебування вектора \bar{V}_1 в одному із станів τ_1 , τ_2 і $\tau_{0\Sigma}$ відповідно до формул (3.12), (3.13), (3.15). Залежність $\tau_{0\Sigma} = f(\theta)$ у діапазоні $\theta = 0 \dots \pi/3$ представлена на рис. 3.4.

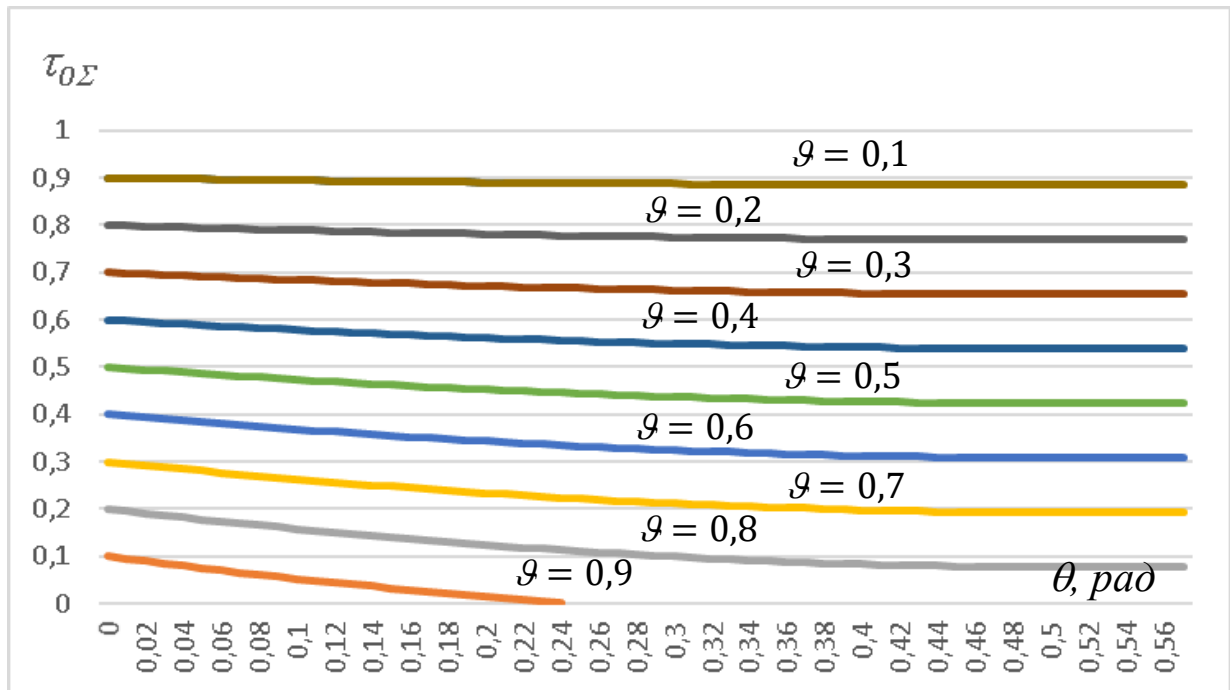


Рис. 3.4 Залежність сумарного часу нульового стану ключів інвертора від кута положення вектора напруги

З рисунку видно, що:

- час нульового стану ключів $\tau_{0\Sigma}$ має зменшуватися при збільшенні кута θ для забезпечення постійної величини амплітуди вектора напруги. Тому співвідношення значень часу нульового стану ключів нижнього τ_{00} і верхнього плеча τ_{01} інвертора має змінюватися в бік збільшення шляхом зменшення τ_{01} ;

- при глибокому регулюванні напруги час $\tau_{0\Sigma}$ практично не змінюється і його можна прийняти на рівні максимального значення $\tau_{0\Sigma,max}$ для даного співвідношення напруг $\varrho = V_{1m}/V_{1s,m}$, тобто при $\theta = 0$;

– "жорсткість" кривих залежностей $\tau_{0\Sigma} = f(\theta)$ зменшується при збільшенні амплітуди вектора напруги, тому похибка припущення, що час нульового стану ключів можна зафіксувати на рівні $\tau_{0\Sigma, max}$ призводить до похибки не більше 10 %.

Виходячи із наведеного вище, можна припустити з похибкою до 10 % незмінність сумарного часу нульового стану ключів інвертора і визначити закономірності зміни складових цього часу, тобто τ_{00} і τ_{01} .

3.2 Вплив часу нульового стану ключів на вихідну напругу

Поставлена в роботі задача збільшення навантажувальної здатності системи електропривода транспортного засобу вирішується шляхом використання комбінованого джерела живлення з додатковим джерелом ЕРС, що підключене безпосередньо до статорних обмоток двигуна.

Раніше було визначено, що параметри електричного кола з додатковим ЕРС впливають на умови відкриття діоду, що забезпечує під'єднання цього джерела до статорних обмоток двигуна за умовою (2.22). Збільшення середнього значення вихідної напруги інвертора і відповідне зростання електромагнітного моменту забезпечуються у подальшому в робочому режимі ключів упродовж часу $\tau_1 + \tau_2$.

Керування швидкістю асинхронного двигуна здійснюється шляхом одночасної зміни частоти й амплітуди живлячої напруги (скалярне, векторне керування). Оскільки, як було показано попередньо, амплітуда вихідної напруги комбінованого джерела суттєво залежить від значення $\tau_{0\Sigma}$ і мало залежить від θ , припустимо вважати, що значення часу нульових комбінацій ключів інвертора $\tau_{0\Sigma}$ з точністю до 10 % є постійним для даного рівня напруги і розглядати вплив цього фактору через співвідношення складових змінної $\tau_{0\Sigma}$ за формулою (3.7) на рівень вихідної напруги інвертора.

Аналіз результатів математичного моделювання роботи запропонованої системи електропривода показав, що з точністю до 1 % практично відсутня

залежність напруги живлення комбінованого джерела від часу нульового стану ключів нижнього плеча інвертора τ_{00} (рис.3.5). Це пояснюється тим, що даний час впливає на встановлення початкового потенціалу на аноді діода, що забезпечує умови його відкриття. У подальшому в режимі формування напруги живлення двигуна діод продовжує бути відкритим.

Однак зниження напруги до рівня третини від максимальної призводить до ситуації, коли стан діода може змінитися на закритий через те, що напруга на аноді діода згідно з формулою (2.17) падає до рівня, меншого, ніж на катоді. Тому діод закривається, відключаючи додаткове джерело від статорних обмоток двигуна. Після цього напруга інвертора формується тільки за рахунок основного джерела. Вплив співвідношення τ_{00}/τ_{01} на рівень напруги в цьому випадку є незначним, а при $\tau_{00}/\tau_{01} = 1$ і взагалі відсутнім (рис.3.5).

Тому можна прийняти $\tau_{00} = \tau_{01}$ і регулювати напругу співвідношенням $(\tau_1 + \tau_2)/\tau_{01}$.

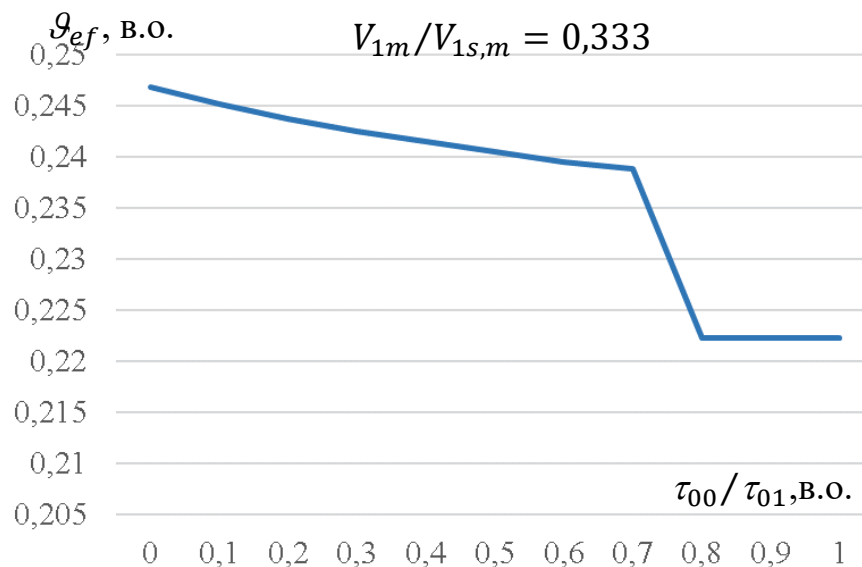


Рис. 3.5 Регулювання діючого значення напруги системи електропривода у діапазоні від 0,333...0 за допомогою часу τ_{00}

3.3 Модифікація закону керування інвертором

Розглянутий вище підхід, коли амплітуда вектора напруги інвертора \mathcal{U}_{1s} є незмінною, стосується випадку, коли система електропривода живиться від одного джерела живлення (рис.3.6).

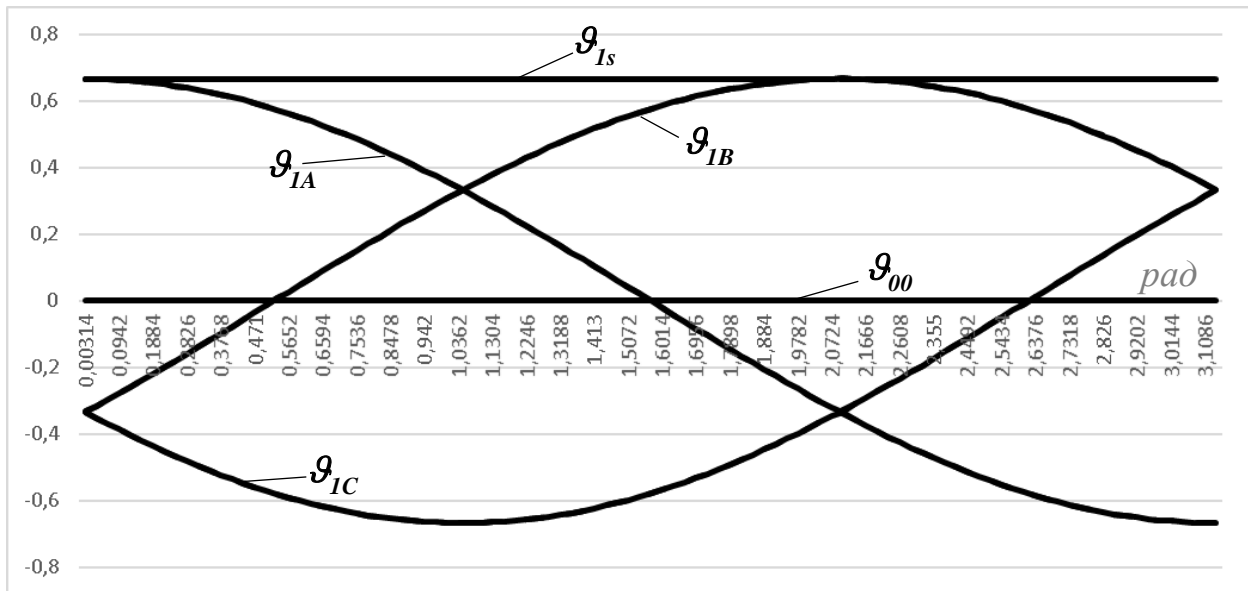


Рис. 3.6 Діаграма фазної напруги і амплітуди вектора напруги АІН при $e_0 = 0$

Однак наявність другого джерела живлення E_0 призводить до зміни амплітуди вектора V_{1s} у періоді комутації (рис. 2.6). Тому часова діаграма фазних напруг буде відрізнятися від рис.3.3 за рахунок складової джерела E_0 (рис.3.7) [89].

У цьому випадку вектори \bar{V}_{11} і \bar{V}_{12} , що формують вектор напруги \bar{V}_1 за формулами (3.2) і (3.3), мають залежну від кута θ амплітуду $V_{1s}(\theta)$.

Як видно з рис. 2.6, амплітуда вектора вихідної напруги інвертора, що живиться від двох джерел ЕРС, періодично змінюється, причому постійна змінна складові залежить від параметрів кола ЕРС E_0 та її величини.

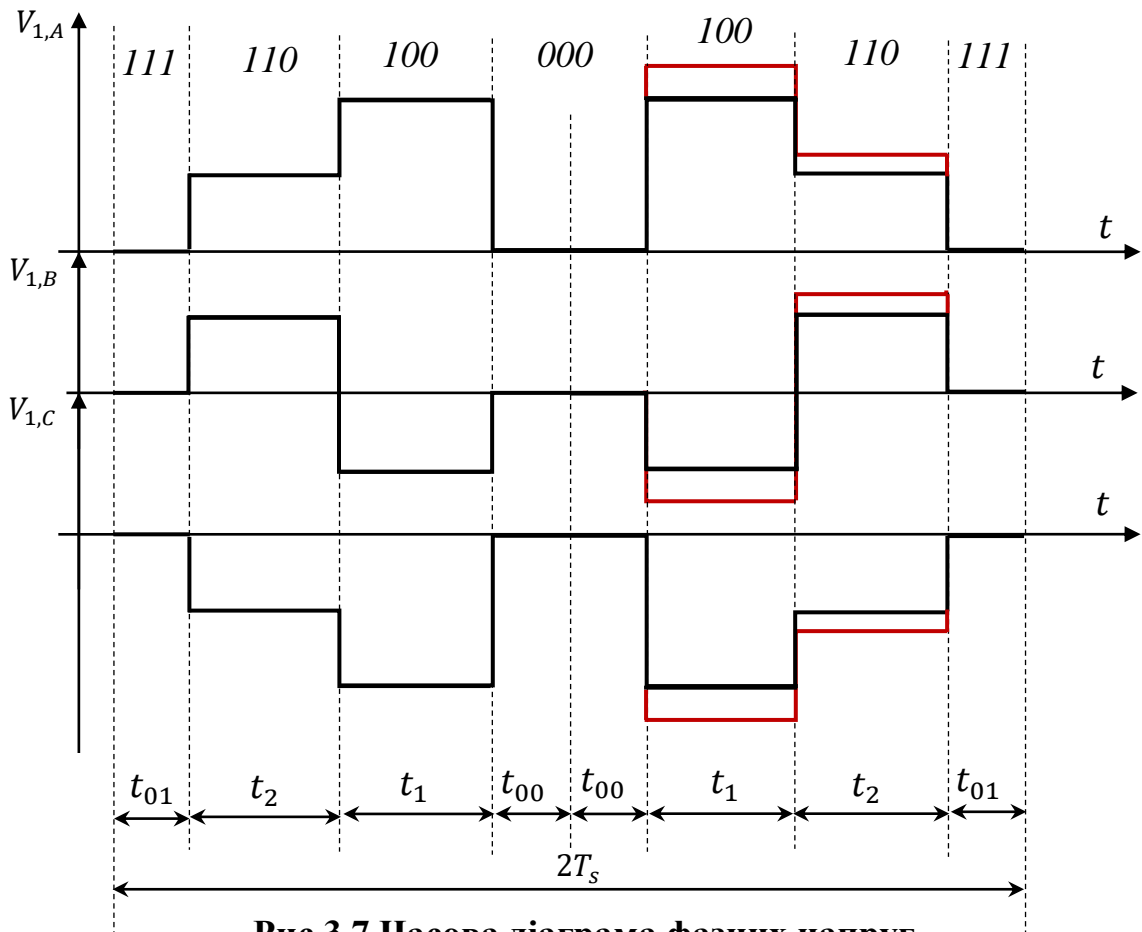


Рис.3.7 Часова діаграма фазних напруг інвертора, що живиться від двох джерел ЕРС

Запишемо амплітуду V_{1s} просторового вектора напруги \bar{V}_1 комбінованого джерела енергії як функцію кута θ повороту вектора

$$V_{1s}(\theta) = V_{1m} + \Delta V_{1s}(\theta), \quad (3.16)$$

де V_{1m} – амплітуда вектора напруги інвертора, що живиться від одного джерела ЕРС E_1 ; $\Delta V_{1s}(\theta)$ – приріст амплітуди вектора напруги інвертора, обумовлений другим джерелом ЕРС E_0 .

Аналіз кривих $\Delta V_{1s}(\theta)$ при різних значеннях параметрів кола ланки ЕРС E_0 показує, що періодичність коливань функції $\Delta V_{1s}(\theta)$ від нуля до максимуму і знову до нуля не змінюється зі зміною параметрів і становить період

$$T_{s\sim} = \frac{1}{3} \frac{2\pi}{\omega_1}. \quad (3.17)$$

При цьому амплітуда коливань ΔV_{1s} визначається залежностями, представленими на рис. 2.8...2.13. Таким чином, кінець вектора \bar{V}_1 відтворює не кругову траєкторію, а представлену на рис. 3.8. [89].

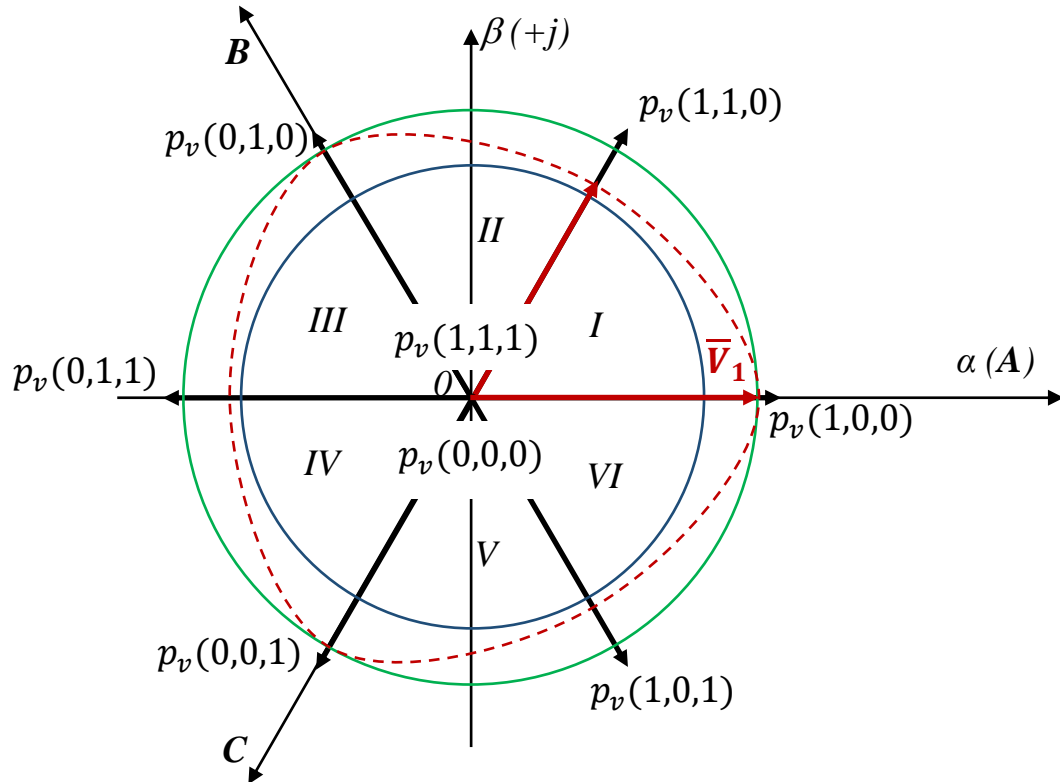


Рис. 3.8 Траєкторія руху кінця вектора \bar{V}_1 для комбінованого джерела

Оскільки $V_{1s}(\theta)$ є функцією θ , то виникає залежність \bar{V}_{11} і \bar{V}_{12} від цього кута відповідно до формул (3.2) і (3.3)

$$\begin{aligned} \bar{V}_{11}(\theta_1) &= V_{1s}(\theta_1)e^{j\theta_1} = \\ &= V_{1s}(\theta_1)\cos(\theta_1) + jV_{1s}(\theta_1)\sin(\theta_1) = V_{11,\alpha} + jV_{11,\beta}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} \bar{V}_{12}(\theta_2) &= V_{1s}(\theta_2)e^{j\theta_2} = \\ &= V_{1s}(\theta_2)\cos(\theta_2) + jV_{1s}(\theta_2)\sin(\theta_2) = V_{12,\alpha} + jV_{12,\beta}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Таким чином, якщо мати опис залежності $V_{1s}(\theta)$, то можна компенсувати коливання амплітуди вектора напруги, що створюється підключенням другої ЕРС до інвертора комбінованого джерела живлення. З урахуванням формул (3.16), (3.18) і (3.19), що підставлятимуться у формули (3.10) і (3.11), отримаємо

$$\tau_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V'_{1m}}{[V_{1m} + \Delta V_{1s}(0)]} \sin(\pi/3 - \theta), \quad (3.20)$$

$$\tau_2 = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V'_{1m}}{[V_{1m} + \Delta V_{1s}(\frac{\pi}{3})]} \sin(\theta), \quad \theta = 0 \dots \pi/3, \quad (3.21)$$

де V'_{1m} – амплітуда вихідної напруги інвертора, що має забезпечити комбіноване джерело живлення.

Формули (3.20) і (3.21) з урахуванням (3.6) і (3.7) відображають закон модуляції ключів інвертора напруги комбінованого джерела енергії, що забезпечує стабілізацію амплітуди вихідної напруги на заданому рівні.

Наприклад, якщо необхідно за допомогою комбінованого джерела живлення забезпечити амплітуду вихідної напруги інвертора $V_{1m} = 0,6667$ в.о., а джерело ЕРС E_0 дає приріст напруги $\Delta V_{1s}(0) = 0,1$ в.о., $\Delta V_{1s}(\frac{\pi}{3}) = 0$, то при законі модуляції ключів інвертора за формулами (3.20), (3.21) вихідна напруга інвертора стабілізується на бажаному рівні 0,6667 в.о. (рис. 3.9).

На рисунку представлено зміну амплітуди вектора комбінованого джерела енергії за конвенціональним законом модуляції ключів інвертора (3.12), (3.13) $V_{1s}(\theta)$ і стабілізацію амплітуди вихідної напруги за запропонованим законом модуляції ключів (3.20) і (3.21).

З точністю до сотих процента коливання $\Delta V_{1s}(\theta)$ можна апроксимувати залежністю (рис. 3.10)

$$\Delta V_{1s}(\theta) = b \cdot \theta, \quad (3.22)$$

де $b < 0$ при непарному номері сектора, і $b > 0$ – при парному.

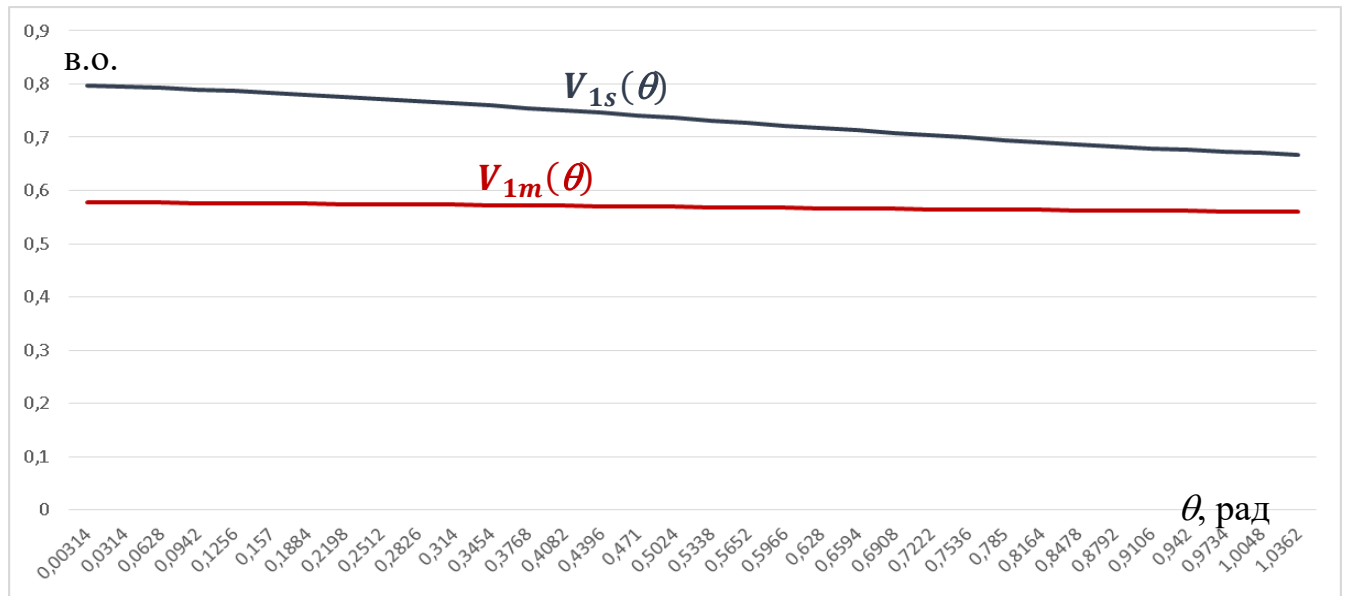


Рис. 3.9 Стабілізація амплітуди вихідної напруги інвертора $V_{1m}(\theta)$

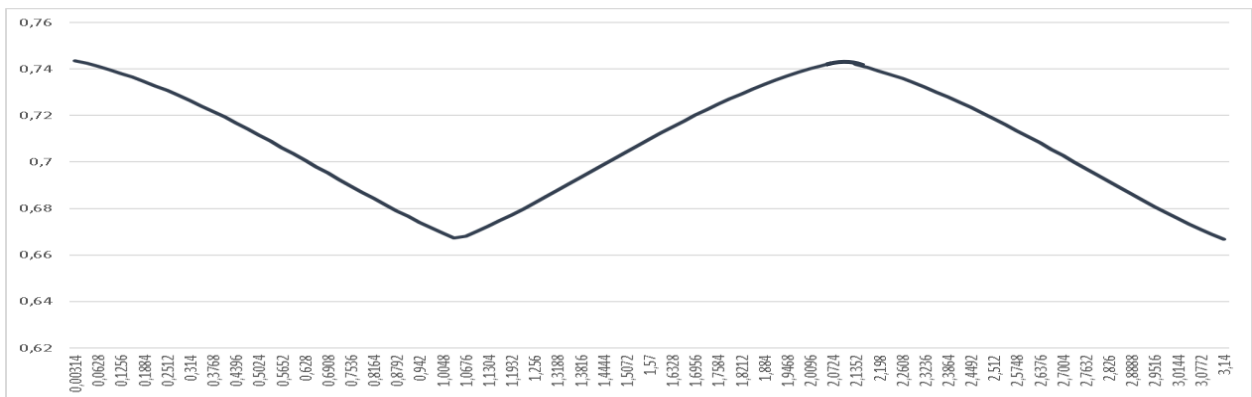


Рис. 3.10 Коливання амплітуди вектора напруги

З урахуванням формули (3.22) можна спростити формули (3.20) і (3.21).

Висновки до розділу 3

1. Конвенціональний спосіб комутації ключів інвертора запропонованого комбінованого джерела живлення призводить до виникнення складної форми геометричного місця точок кінця вектора вихідної напруги через несиметричність часової діаграми фазних напруг інвертора, що живиться від двох джерел ЕРС.

2. Амплітуда вихідної напруги комбінованого джерела живлення системи електропривода з точністю до 1 % не залежить від часу нульового стану ключів нижнього плеча інвертора, який може бути прийнятим на рівні часу нульового стану ключів верхнього плеча. Керування напругою забезпечується саме вибором співвідношення часу робочого стану ключів інвертора і нульового стану ключів його верхнього плеча.

3. Періодичність коливань вектора вихідної напруги інвертора від нуля до максимуму і знову до нуля не змінюється зі зміною параметрів системи електропривода і становить період у три рази менший, ніж період обертання вектора напруги.

4. Модифікація конвенціонального закону ШІМ ключів інвертора системи електропривода ТЗ полягає в урахуванні змінної складової модуля вектора вихідної напруги інвертора з періодом у три рази меншим, ніж період обертання вектора напруги при розрахунку часу робочих і нульових станів ключів.

5. Запропонована модифікація закону комутації ключами інвертора комбінованого джерела живлення у складі системи електропривода забезпечує стабілізацію напруги у фазах двигуна.

Посилання: [88,89] див. список використаних джерел стор. 141-150

РОЗДІЛ 4

КОМПЕНСАЦІЯ КОЛИВАНЬ МОМЕНТУ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА

У розділі визначаються закономірності впливу на електромагнітний момент асинхронного двигуна при його живленні від несиметричної системи напруг комбінованого джерела живлення при різних законах керування запропонованою системою електропривода ТЗ для визначення шляхів компенсації коливань моменту двигуна.

4.1 Спрощення залежності моменту електропривода від напруги живлення

Розглянемо систему векторів, що описують електромагнітні перехідні процеси в асинхронному двигуні (осі x, y) і обертаються з кутовою швидкістю ω_k [90]

$$\bar{V}_{1(x,y)} = R_1 \bar{I}_{1(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{1(x,y)}}{dt} + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}, \quad (4.1)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(x,y)} + \frac{d\bar{\Psi}_{2(x,y)}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \bar{\Psi}_{2(x,y)}, \quad (4.2)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)} = L_1 \bar{I}_{1(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}, \quad (4.3)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)} = L_2 \bar{I}_{2(x,y)} + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}, \quad (4.4)$$

де $\bar{V}_{1(x,y)}$, $\bar{\Psi}_{1(x,y)}$, $\bar{\Psi}_{2(x,y)}$, $\bar{I}_{1(x,y)}$, $\bar{I}_{2(x,y)}$ – просторово-часові вектори напруги живлення статорних обмоток асинхронного двигуна, потокозчеплення та струму статора і ротора відповідно; R_1, R_2, L_1, L_2 – активний опір та індуктивність фази статора і ротора відповідно; $L_{12} = 3L_m/2$ – головна взаємна індуктивність фази статора і фаз ротора; L_m – максимальна взаємна індуктивність між обмотками фаз

статора і ротора при співпадінні їх осей; ω – кутова швидкість двигуна, що вимірюється в електричних радіанах.

У свою чергу

$$L_1 = L_{11} + L_{1\sigma}, \quad (4.5)$$

$$L_2 = L_{22} + L_{2\sigma}, \quad (4.6)$$

де $L_{11} = 3L_m/2$ – індуктивність фази статора, пов'язана із взаємною індукцією; $L_{22} = 3L_m/2$ – приведена до статорних обмоток індуктивність фази ротора, пов'язана із взаємною індукцією; $L_{\sigma 1}, L_{\sigma 2}$ – індуктивність розсіювання фази статора і ротора відповідно.

Просторово-часові вектори, представлені у системі рівнянь (4.1)...(4.4), відповідають рівнянням (4.7)...(4.8) і рис. 4.1

$$\bar{V}_{(\alpha,\beta)} = \frac{2}{3}(v_A + \underline{a}v_B + \underline{a}^2v_C), \quad (4.7)$$

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 визначають просторове розташування трифазних обмоток статора електричної машини в осях (α, β) , що є нерухомими відносно обмоток статора і вісь (α) співпадає з віссю фази (А) статора; v_A, v_B, v_C – проекції вектора \bar{V} на вісі фаз статора відповідно.

В осях координат (x, y)

$$\bar{V}_{(x,y)} = \bar{V}_{(\alpha,\beta)} \cdot e^{-j\theta}, \quad (4.8)$$

де $\theta = \omega_k t$.

Для повного опису електромеханічної системи електродвигуна додається рівняння руху

$$M - M_c = J \frac{d\omega}{dt}, \quad (4.9)$$

де M – електромагнітний момент двигуна; M_c – момент навантаження; J – момент інерції рухомих частин електромеханічної системи.

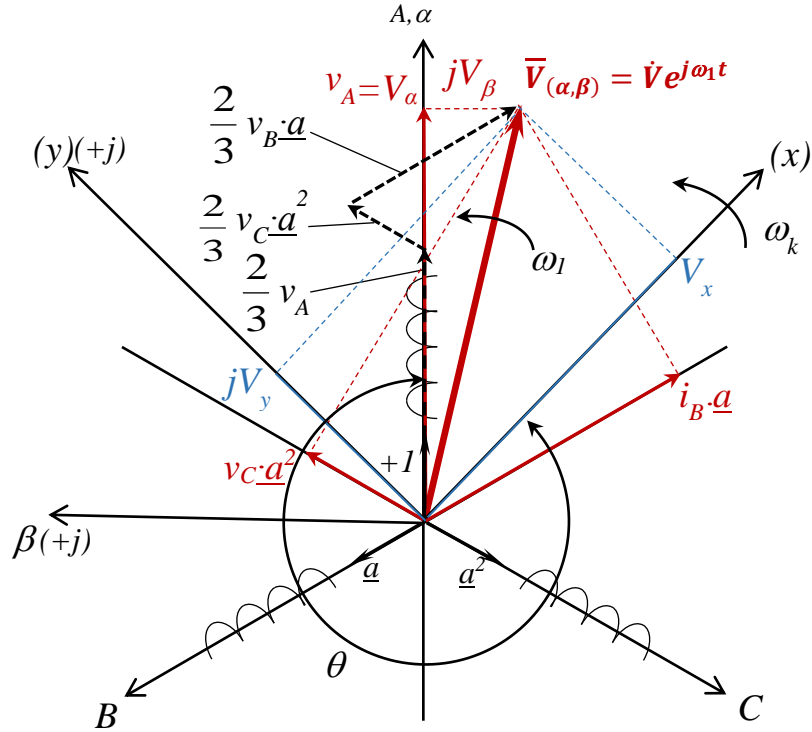


Рис. 4.1 Просторово-часовий вектор трифазної системи обмоток

Відповідно до [91] рівняння для електромагнітного моменту виглядає як

$$M = \frac{3}{2} z_p K_2 \text{Im}(\bar{I}_{1(x,y)} \cdot \bar{\Psi}_{2(x,y)}^*), \quad (4.10)$$

де z_p – число пар полюсів двигуна; $K_2 = L_{12}/L_2$.

У перетвореннях Лапласа система рівнянь (4.1)...(4.4) має вигляд [91, 92]

$$\bar{V}_{1(x,y)}(p) = R_1 \bar{I}_{1(x,y)}(p) + p \bar{\Psi}_{1(x,y)}(p) + j\omega_k \bar{\Psi}_{1(x,y)}(p), \quad (4.11)$$

$$0 = R_2 \bar{I}_{2(x,y)}(p) + p \bar{\Psi}_{2(x,y)}(p) + j(\omega_k - \omega(p)) \bar{\Psi}_{2(x,y)}(p), \quad (4.12)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)}(p) = L_1 \bar{I}_{1(x,y)}(p) + L_{12} \bar{I}_{2(x,y)}(p), \quad (4.13)$$

$$\bar{\Psi}_{2(x,y)}(p) = L_2 \bar{I}_{2(x,y)}(p) + L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}(p). \quad (4.14)$$

Для асинхронного двигуна з короткозамкненим ротором струм ротора є невимірюваним параметром режиму. Тому вектор струму $\bar{I}_{2(x,y)}$ має бути визначений через одне з рівнянь – (4.13) або (4.14) – залежно від прийнятого закону керування швидкістю двигуна.

Векторне керування електроприводом передбачає формування системою керування вектора потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_1$, повітряного зазору $\bar{\Psi}_0$, або ротора $\bar{\Psi}_2$ відносно синхронної системи координат (d, q) з кутовою швидкістю $\omega_k = \omega_1$ таким чином, щоб вектор потокозчеплення співпадав з віссю (d) . Тоді для синхронної системи координат (d, q) при формуванні вектора потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_2$ маємо

$$\bar{\Psi}_2 = \Psi_{2d} + j0 = \Psi_{2m}, \quad (4.15)$$

де Ψ_{2m} – амплітуда потокозчеплення ротора.

Виражаючи рівняння (4.11) і (4.12) через $\bar{\Psi}_{2(x,y)}(p)$ і $\bar{I}_{1(x,y)}(p)$, з рівнянь (4.13) і (4.14) отримуємо рівняння [91]

$$\bar{I}_{2(x,y)}(p) = \frac{\bar{\Psi}_{2(x,y)}(p) - L_{12} \bar{I}_{1(x,y)}(p)}{L_2}, \quad (4.16)$$

$$\bar{\Psi}_{1(x,y)}(p) = L_{1e} \bar{I}_{1(x,y)}(p) + K_2 \bar{\Psi}_{2(x,y)}(p), \quad (4.17)$$

$$\bar{V}_{1(x,y)}(p) = R_1 \bar{I}_{1(x,y)}(p) [1 + (p + j\omega_k) T_{1e}] + (p + j\omega_k) K_2 \bar{\Psi}_{2(x,y)}(p), \quad (4.18)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_{2(x,y)}(p)}{T_2} \left[1 + T_2 (p + j(\omega_k - \omega(p))) \right] - \frac{L_{12}}{T_2} \bar{I}_{1(x,y)}(p). \quad (4.19)$$

де $L_{1e} = L_1 - \frac{L_{12}^2}{L_2} = L_{1\sigma} + K_2 L_{2\sigma}$; $K_2 = \frac{L_{12}}{L_2}$; $T_{1e} = L_{1e}/R_1$; $T_2 = L_2/R_2$.

Можна представити вектор $\bar{V}_{(x,y)}$ у проєкціях на осі системи координат (x, y)

$$\bar{V}_{(x,y)} = V_x + j \cdot V_y. \quad (4.20)$$

Для синхронної системи координат (d, q) з урахуванням (4.15), $\omega_k = \omega_1$ і (4.20), маємо з (4.18) і (4.19) [91]

$$V_{1d}(p) = R_1 I_{1d}(p)(1 + pT_{1e}) + pK_2 \Psi_{2m}(p) - \omega_1 L_{1e} I_{1q}(p), \quad (4.21)$$

$$V_{1q}(p) = R_1 I_{1q}(p)(1 + pT_{1e}) + \omega_1 K_2 \Psi_{2m}(p) + \omega_1 L_{1e} I_{1d}(p), \quad (4.22)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2m}(p)}{T_2} (1 + pT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1d}(p), \quad (4.23)$$

$$0 = \Psi_{2m}(p)(\omega_1 - \omega(p)) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1q}(p). \quad (4.24)$$

Структурна схема, що відображає рівняння (4.21)...(4.24), представлена на рис. 4.2.

Враховуючи, що системою керування електропривода передбачено компенсацію перехресних зав'язків між каналами (d) і (q) , що можливо за рахунок малої сталої часу T_{1e} , то рис. 4.2 може бути спрощений до виду рис.4.3.

З рис.4.3 маємо рівняння

$$[V_{1d}(p) - pK_2 \Psi_{2m}(p)] \frac{L_{12}}{R_1} = \Psi_{2m}(p)(1 + pT_{1e})(1 + pT_2), \quad (4.25)$$

$$[V_{1q}(p) - \omega_1 K_2 \Psi_{2m}(p)] = R_1 I_{1q}(p)(1 + pT_{1e}). \quad (4.26)$$

Нехтуючи членом другого порядку малості $p^2 T_{1e} T_2$ в рівнянні (4.25), отримуємо

$$\Psi_{2m}(p) = V_{1d}(p) \frac{L_{12}/R_1}{1 + p(T_1 + T_2)}. \quad (4.27)$$

Нехтуючи членом другого порядку малості $p^2 T_{1e} (T_1 + T_2)$ в рівнянні (4.26), маємо

$$I_{1q}(p) = \frac{V_{1q}(p)[1 + p(T_1 + T_2)] - \omega_1 K_2 L_{12} V_{1d}(p)}{R_1 [1 + p(T_1 + T_2 + T_{1e})]}. \quad (4.28)$$

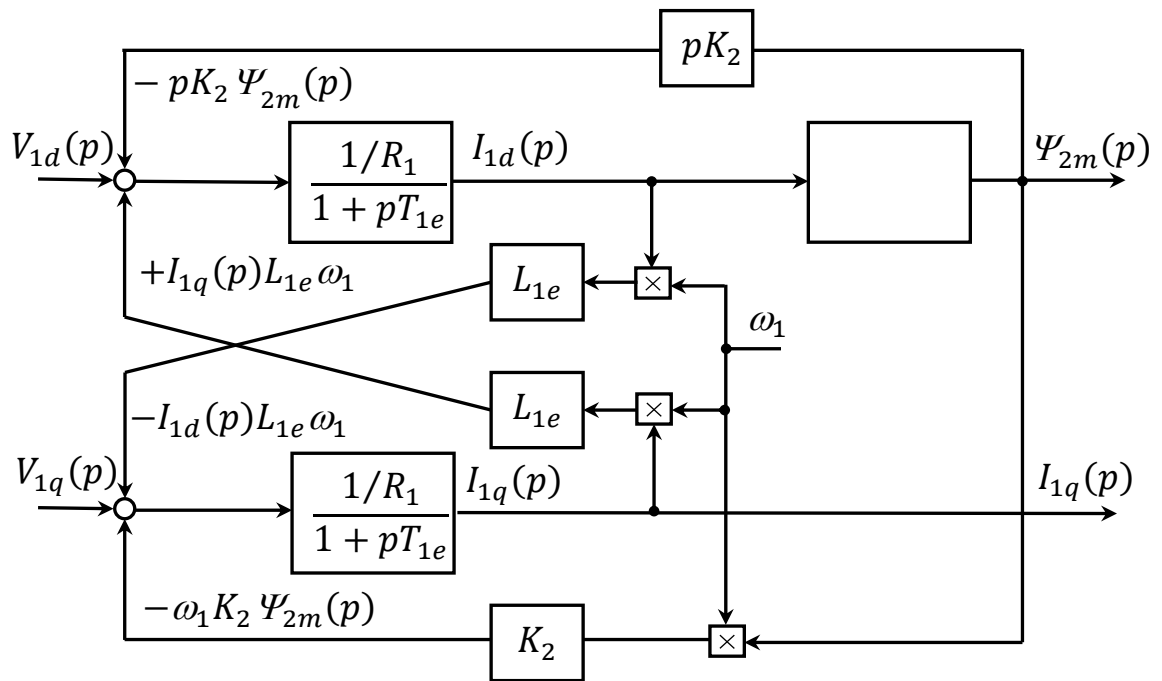


Рис. 4.2 Структурна схема електромагнітної системи асинхронного двигуна в синхронній системі координат (d, q)

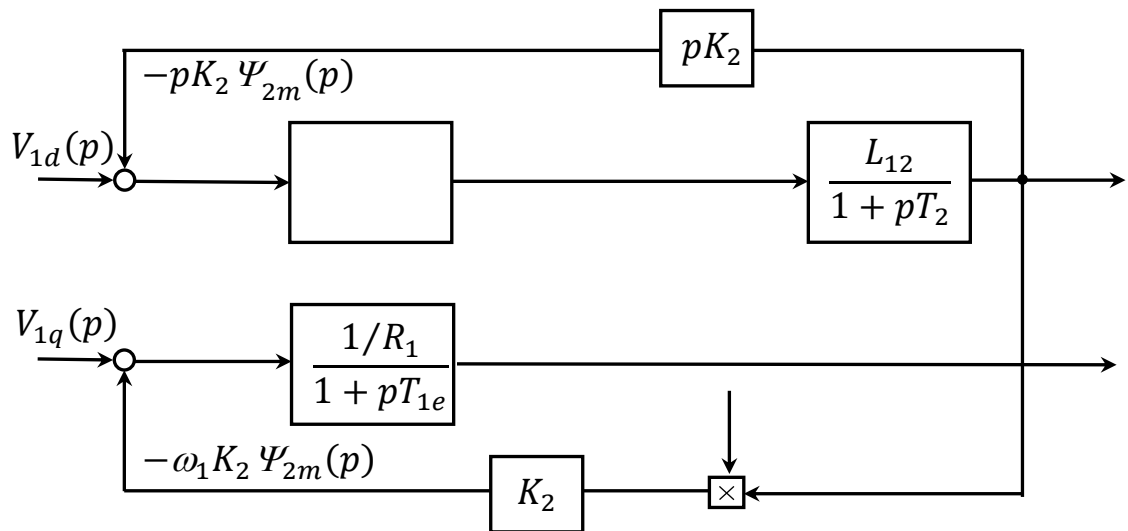


Рис. 4.3 Спрощена структурна схема електромагнітної системи асинхронного двигуна в синхронній системі координат (d, q)

Формула для моменту двигуна (4.10) за умовами, представленими вище, має вигляд [91]

$$M(p) = \frac{3}{2} z_p K_2 \Psi_{2m}(p) I_{1q}(p). \quad (4.29)$$

Підставляючи формули (4.27) і (4.28) у формулу (4.29), отримуємо спрощену математичну модель електромагнітного моменту асинхронного двигуна при зміні амплітуди напруги живлення

$$M(p) = \frac{3}{2} z_p \frac{K_2}{R_1^2} \left[\frac{V_{1d}(p)L_{12}}{1+p(T_1+T_2)} \right] \left[\frac{V_{1q}(p)[1+p(T_1+T_2)] - \omega_1 K_2 L_{12} V_{1d}(p)}{[1+p(T_1+T_2+T_{1e})]} \right]. \quad (4.30)$$

Таким чином, при прийнятих припущеннях про нехтування змінними T_{1e} , $p^2 T_{1e} T_2$, $p^2 T_{1e} (T_1 + T_2)$ отримано спрощену залежність (4.30) електромагнітного моменту системи електропривода від напруги живлення, що дозволяє врахувати вплив її змінної складової на коливання моменту двигуна при векторному керуванні його швидкістю.

Скалярне керування виконується в нерухомій системі координат (α, β) , для якої $\omega_k = 0$. Для цього випадку з рівнянь (4.11) і (4.12) маємо рівняння в проекціях на осі (α) і (β) та структурну схему рис.4.4.

$$V_{1\alpha}(p) = (1 + pT_{1e})R_1 I_{1\alpha}(p) + K_2 p \Psi_{2\alpha}(p), \quad (4.31)$$

$$V_{1\beta}(p) = (1 + pT_{1e})R_1 I_{1\beta}(p) + K_2 p \Psi_{2\beta}(p), \quad (4.32)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\alpha}(p)}{T_2} (1 + pT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1\alpha}(p) + \omega(p) \Psi_{2\beta}(p), \quad (4.33)$$

$$0 = \frac{\Psi_{2\beta}(p)}{T_2} (1 + pT_2) - \frac{L_{12}}{T_2} I_{1\beta}(p) - \omega(p) \Psi_{2\alpha}(p). \quad (4.34)$$

Для скалярного керування забезпечується закон квазіусталеного режиму, тобто можна вважати електромагнітні перехідні процеси в статорі та роторі завершеними і спростити структурну схему рис.4.4. У векторній спрощеній формі маємо

$$\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}(p) = R_1 \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(p) + K_2 p \bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(p). \quad (4.35)$$

$$0 = \frac{\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(p)}{T_2} [(1 + pT_2) - jT_2\omega(p)] - \frac{L_{12}}{T_2} \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(p), \quad (4.36)$$

З формули (4.36) отримуємо

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}(p) = \bar{I}_{1(\alpha,\beta)}(p) \frac{L_{12}}{1+T_2(p-j\omega(p))}. \quad (4.37)$$

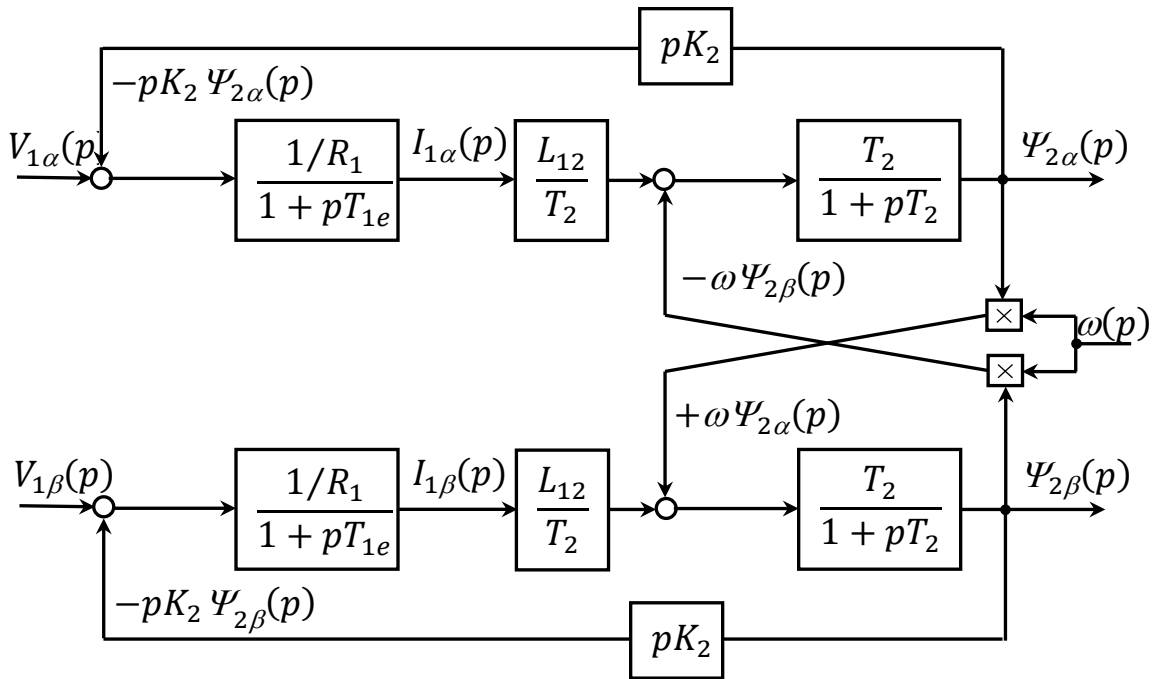


Рис. 4.4 Структурна схема електромагнітної системи асинхронного двигуна в нерухомій системі координат (α, β)

З формули (4.35) видно, що для забезпечення незмінності потокозчеплення $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$ необхідно підтримувати умову пропорційної залежності струму $\bar{I}_{1(\alpha,\beta)}$ від напруги $\bar{V}_{1(\alpha,\beta)}$. Для отримання залежності моменту двигуна від напруги живлення за допомогою формули (4.10) в системі координат (α, β) залишається отримати формулу для вектора $\bar{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}^*$.

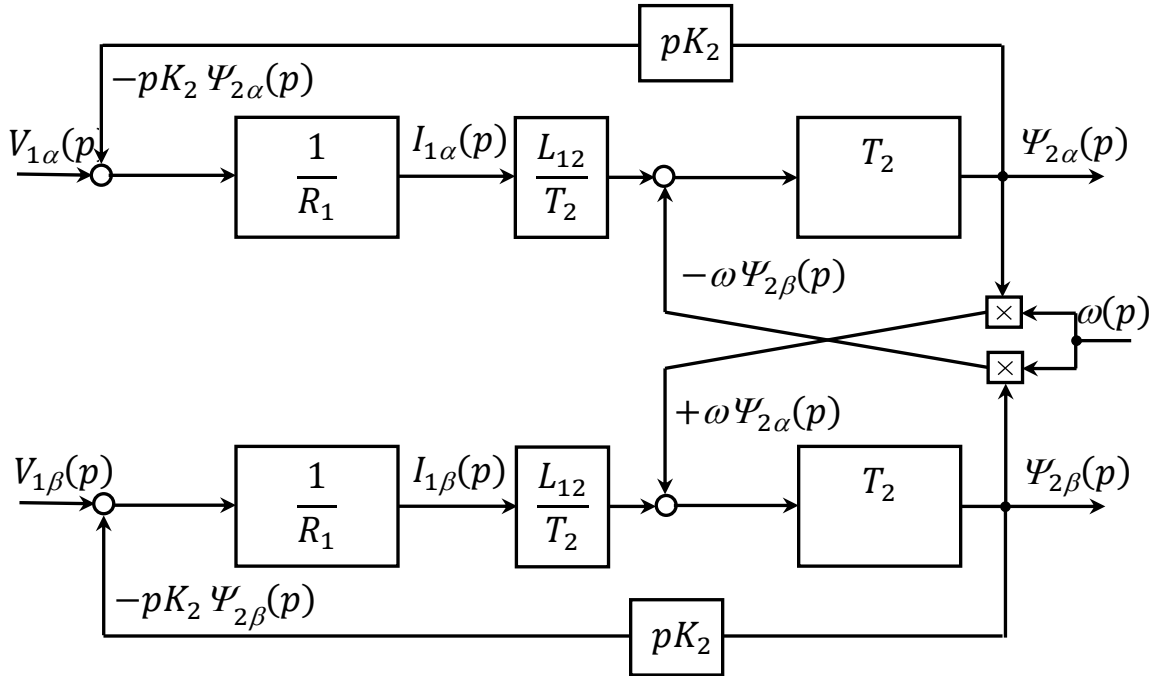


Рис. 4.5 Спрощена структурна схема електромагнітної системи асинхронного двигуна в нерухомій системі координат (α, β)

Формула для моменту двигуна в осях (α, β)

$$M = \frac{3}{2} z_p K_2 \operatorname{Im}(\bar{I}_{1(\alpha, \beta)} \cdot \bar{\Psi}_{2(\alpha, \beta)}^*). \quad (4.38)$$

Виконуючи відповідні перетворення формули (4.37), отримуємо

$$\bar{\Psi}_{2(\alpha, \beta)}^*(p) = \bar{I}_{1(\alpha, \beta)}^*(p) \frac{L_{12}}{(1+pT_2)+j\omega(p)T_2}, \quad (4.38)$$

де $\bar{I}_{1(\alpha, \beta)}^*(p) = \bar{V}_{1(\alpha, \beta)}^*(p)/R_1$.

Використовуємо формулу для моменту (4.38) з урахуванням формули (4.38), після певних перетворень отримуємо

$$M(p) = \frac{3}{2} z_p \frac{L_{12}^2}{L_2} \frac{|\bar{V}_{1(\alpha, \beta)}|^2}{R_1^2} \left(\frac{\omega T_2}{(\omega(p)T_2)^2 - (1+pT_2)^2} \right) \approx \frac{3}{2} z_p \frac{L_{12}^2}{L_2} \frac{|\bar{V}_{1(\alpha, \beta)}|^2}{\omega(p)T_2 R_1^2}, \quad (4.39)$$

де $|\bar{V}_{1(\alpha, \beta)}|$ – модуль амплітуди вектора напруги живлення статора двигуна.

Отримано спрощену залежність між модулем вектора напруги джерела живлення асинхронного двигуна і його електромагнітним моментом, що дозволяє визначити вплив коливань напруги на момент у системі електропривода з комбінованим джерелом живлення при скалярному керуванні.

Приклад пуску асинхронного двигуна з навантаженням 75 % від номінального і параметрами $z_b = V_H/I_H; L_{\sigma 1} = 0,046; l_{\sigma 2} = 0,08; l_m = 1,41; r_1 = 0,0395; r_2 = 0,03; z_p = 2$ за законом скалярного керування представлений на рис. 4.6. З рисунку видно, що використання запропонованої спрощеної математичної моделі електромагнітного моменту двигуна є адекватним при скалярному законі керування.

Прямий пуск. Враховуючи, що аналітична залежність моменту двигуна від амплітуди вектора напруги статора має складну залежність у вигляді поліномів високого порядку відносно оператора "p", вирішуємо систему диференціальних рівнянь (4.1)...(4.4) і (4.9) з урахуванням виразів (4.40), (4.41) для складових напруги в системі координат (α, β) з $\omega_k = 0$ чисельним методом:

$$V_{1\alpha} = V_{1m} \cos \omega_1 t, \quad (4.40)$$

$$V_{1\beta} = V_{1m} \sin \omega_1 t, \quad (4.41)$$

Приклад прямого пуску асинхронного двигуна на номінальну напругу з навантаженням 75 % від номінального і параметрами $L_{\sigma 1} = 0,046; l_{\sigma 2} = 0,08; l_{12} = 1,41; r_1 = 0,0395; r_2 = 0,03; z_p = 2$ представлений на рис. 4.7.

Рис. 4.7 демонструє адекватність використання чисельного методу Рунге-Кутта 4-го порядку для розв'язання системи диференціальних рівнянь, що описують режими роботи системи асинхронного електропривода при прямому пуску.

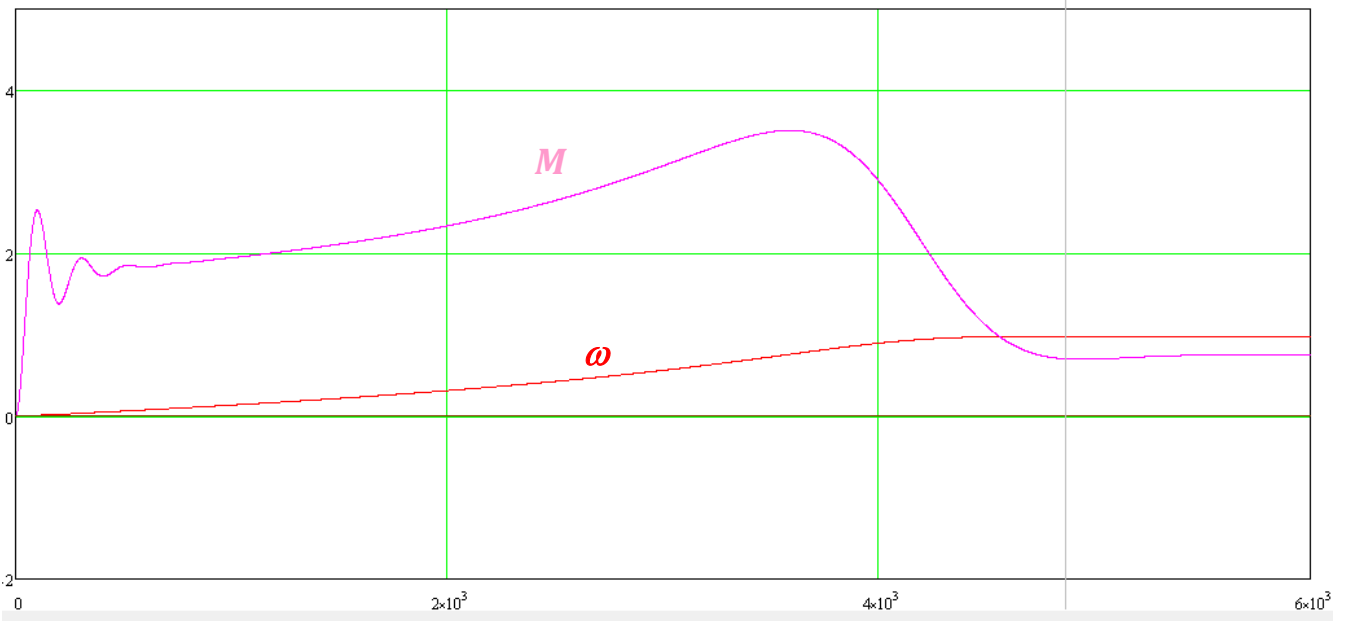


Рис. 4.6 Перехідний процес пуску асинхронного двигуна за скалярним законом керування

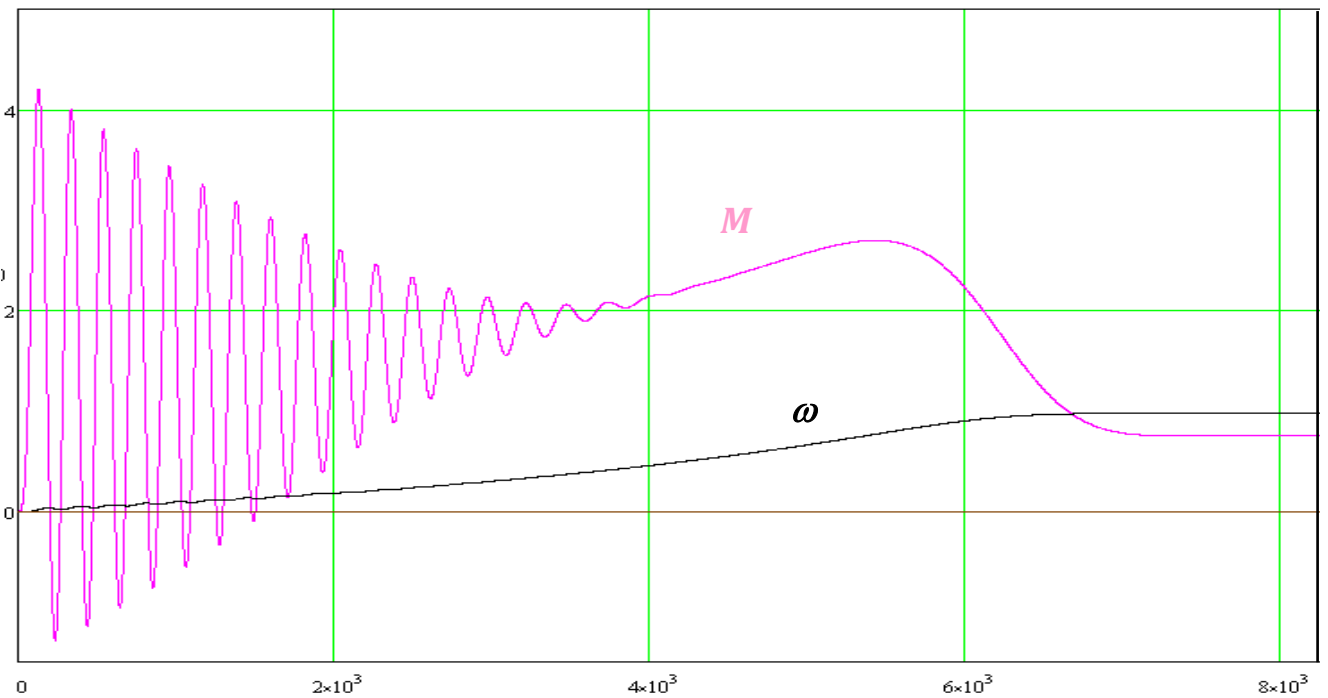


Рис. 4.7 Перехідний процес прямого пуску асинхронного двигуна

4.2 Несиметрична система живлення для асинхронного електропривода

Як доведено у розділі 3, просторово-часовий вектор вихідної напруги інвертора комбінованого джерела живлення змінює свою амплітуду з періодичністю у три рази більшою, ніж частота дискретизації. Тому амплітуда цього вектора $V_{1s}(\theta)$ має бути описана формулою (3.17), тобто включати в себе змінну складову амплітуди $\Delta V_{1s}(\theta)$, що залежить від кута повороту вектора напруги θ .

Можна представити напругу $V_{1s}(\theta)$ за формулою (3.17) у векторній формі в системі координат (α, β)

$$\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) = [V_{1m} + \Delta V_{1s}(\theta)]e^{j\theta}, \quad (4.42)$$

де $\theta = \omega_1 t$. Тоді

$$\Delta \bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) = \Delta V_{1s}(\theta) \cdot e^{j\theta}. \quad (4.43)$$

Виходячи з того, що частота зміни приросту амплітуди вектора напруги інвертора $\Delta V_{1s}(\theta)$ складає $3\omega_1$ відповідно до формули (3.18), апроксимуємо цю залежність формою

$$\Delta V_{1s}(\theta) = \Delta V_{1s0} + \Delta V_{1s\sim} \cos(3\theta), \quad (4.44)$$

де ΔV_{1s0} – постійна складова приросту амплітуди напруги живлення; $\Delta V_{1s\sim}$ – амплітуда змінної складової приросту амплітуди напруги живлення.

Тоді формула (4.43) матиме вигляд

$$\Delta \bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) = \Delta V_{1s0} \cdot e^{j\theta} + \Delta V_{1s\sim} \cdot e^{j(3\theta)}. \quad (4.45)$$

Підставляючи формулу (4.45) у (4.42) з урахуванням (4.43), отримаємо

$$\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) = [V_{1m} + \Delta V_{1s0}]e^{j\theta} + \Delta V_{1s\sim} e^{j(3\theta)}. \quad (4.46)$$

З формули (4.46) випливає

$$\Delta V_{1s,\alpha}(\theta) = \Delta V_{1s0} \cos(\theta) + \Delta V_{1s\sim} \cos(3\theta), \quad (4.47)$$

$$\Delta V_{1s,\beta}(\theta) = \Delta V_{1s0} \sin(\theta) + \Delta V_{1s\sim} \sin(3\theta). \quad (4.48)$$

При векторному керуванні вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_2$ в системі координат (d, q) має співпадати з віссю (d) . Тому вектор напруги \bar{V}_{1s} випереджає вектор потокозчеплення $\bar{\Psi}_2$ на кут φ_v проти годинникової стрілки (рис.4.8). Тому можемо записати з урахуванням переходу від координатної системи (α, β) до координатної системи (d, q)

$$\bar{V}_{1s(d,q)}(\theta) = \bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) e^{-j(\theta-\varphi_v)}. \quad (4.49)$$

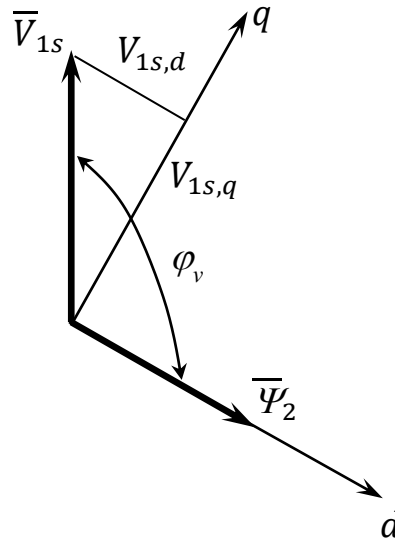


Рис. 4.8 Кут між векторами \bar{V}_{1s} і $\bar{\Psi}_2$

Підставляючи $\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}$ з формули (4.46) в формулу (4.49), після певних перетворень отримуємо

$$\Delta V_{1s,d}(\theta) = \Delta V_{1s0} \cos(\varphi_v) + \Delta V_{1s\sim} \cos(2\theta + \varphi_v), \quad (4.50)$$

$$\Delta V_{1s,q}(\theta) = \Delta V_{1s0} \sin(\varphi_v) + \Delta V_{1s\sim} \sin(2\theta + \varphi_v), \quad (4.51)$$

$$V_{1s,d}(\theta) = V_{1m} \cos(\varphi_v) + \Delta V_{1s,d}(\theta), \quad (4.52)$$

$$V_{1s,q}(\theta) = V_{1m} \sin(\varphi_v) + \Delta V_{1s,q}(\theta). \quad (4.53)$$

Розглянемо тепер питання прирощення значень постійної складової й амплітуди коливань електромагнітного моменту двигуна при живленні від джерела напруги виду (4.46) при різних законах керування.

Векторне керування. Раніше отримана формула (4.30) для електромагнітного моменту є залежністю від складових напруги живлення V_{1d} і V_{1q} , а також параметрів схеми заміщення двигуна. Перейдемо від операторної форми представлення моменту до його прирощень у часовому просторі. Нехтуючи прирощеннями більш високого порядку, ніж перший, отримуємо

$$\Delta M(\theta) = \left(\frac{3}{4} \frac{z_p K_2 L_{12}}{R_1^2} \right) \cdot V_{1s,d}(\theta) \cdot \Delta V_{1s,q}(\theta). \quad (4.54)$$

Підставляючи формули (4.50)...(4.53) у формулу (4.54), отримуємо постійну складову прирощення моменту двигуна

$$\Delta M_0 = \left(\frac{3}{4} \frac{z_p K_2 L_{12}}{R_1^2} \right) \cdot \frac{\Delta V_{1s0}}{2} (V_{1m} + \Delta V_{1s0}) \cdot \sin(2\varphi_v). \quad (4.55)$$

З формули видно, що приріст моменту двигуна є квадратичною залежністю від постійної складової приросту амплітуди напруги живлення ΔV_{1s0} . Графік залежності для прикладу двигуна з параметрами $L_{\sigma 1} = 0,046$; $l_{\sigma 2} = 0,08$; $l_{12} = 1,41$; $r_1 = 0,0395$; $r_2 = 0,03$; $z_p = 2$ представлений на рис.4.9.

З графіка видно, що збільшення ΔV_{1s0} до 30 % дає ріст моменту двигуна до 20 %.

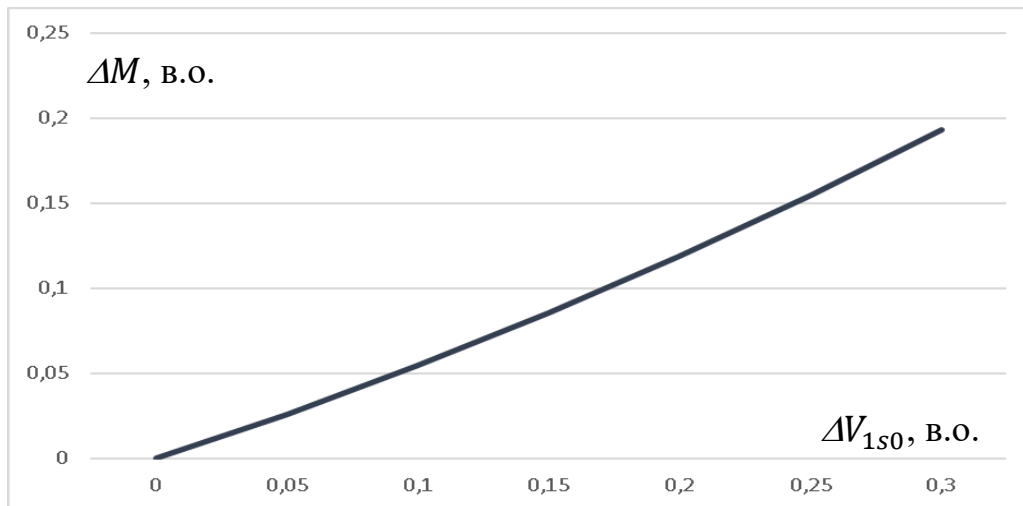


Рис.4.9 Приріст постійної складової моменту двигуна в залежності від постійної складової приросту амплітуди напруги живлення

Однак існує змінна складова $\Delta V_{1s\sim}$ напруги живлення комбінованого джерела живлення, що створює коливання моменту двигуна. Приклад змінної складової моменту двигуна при $\Delta V_{1s0} = 0$ і $\Delta V_{1s\sim} = 10\%$ представлений на рис. 4.10.

У другому розділі визначено, що при запропонованій компоновці комбінованого джерела живлення не буде зростання вихідної амплітуди більше ніж на 30%. При цьому нульова складова напруги не перевищуватиме 2,5%.

Розглянемо залежність амплітуди коливань моменту двигуна залежно від амплітуди коливань напруги в діапазоні $\Delta V_{1s0} = 0 \dots 10\%$ і $\Delta V_{1s\sim} = 0 \dots 30\%$, від амплітуди напруги V_{1m} . Результати розрахунку за формулою (4.57) представлені на рис.4.11, з якого видно, що:

- залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги носить нелінійний характер і дає приблизно 3,5% зростання амплітуди коливань моменту при рості амплітуди коливань напруги на 10%;

- поява постійної складової ΔV_{1s0} приросту амплітуди напруги живлення збільшує амплітуду коливань моменту.

$\Delta M(\theta)$, В.О.

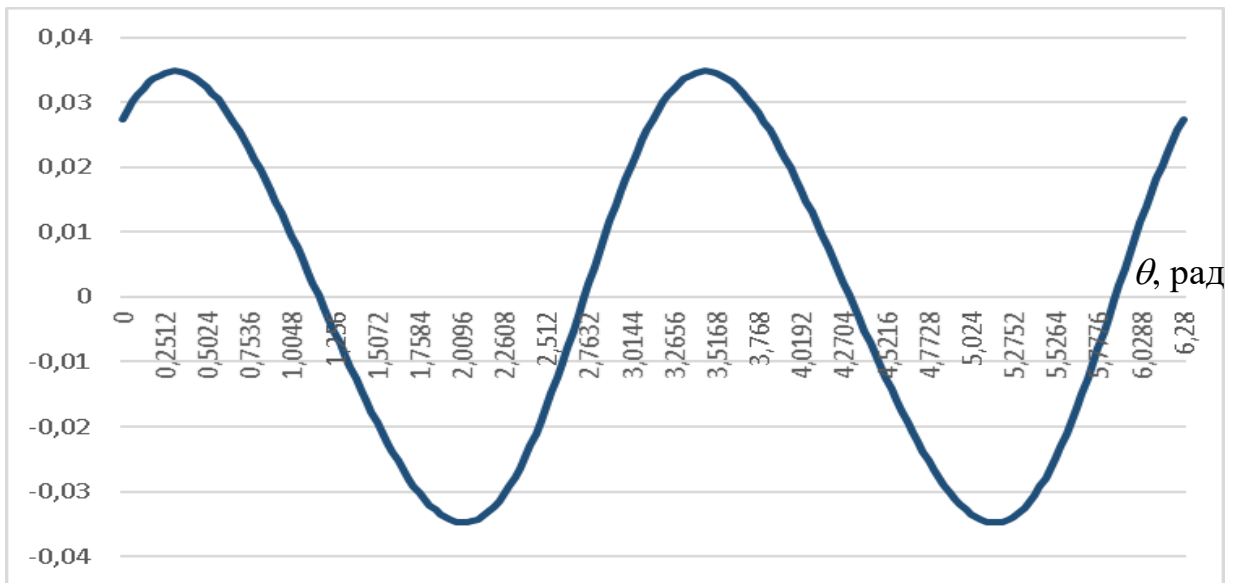


Рис. 4.10 Коливання моменту двигуна при амплітуді коливань напруги 10 %

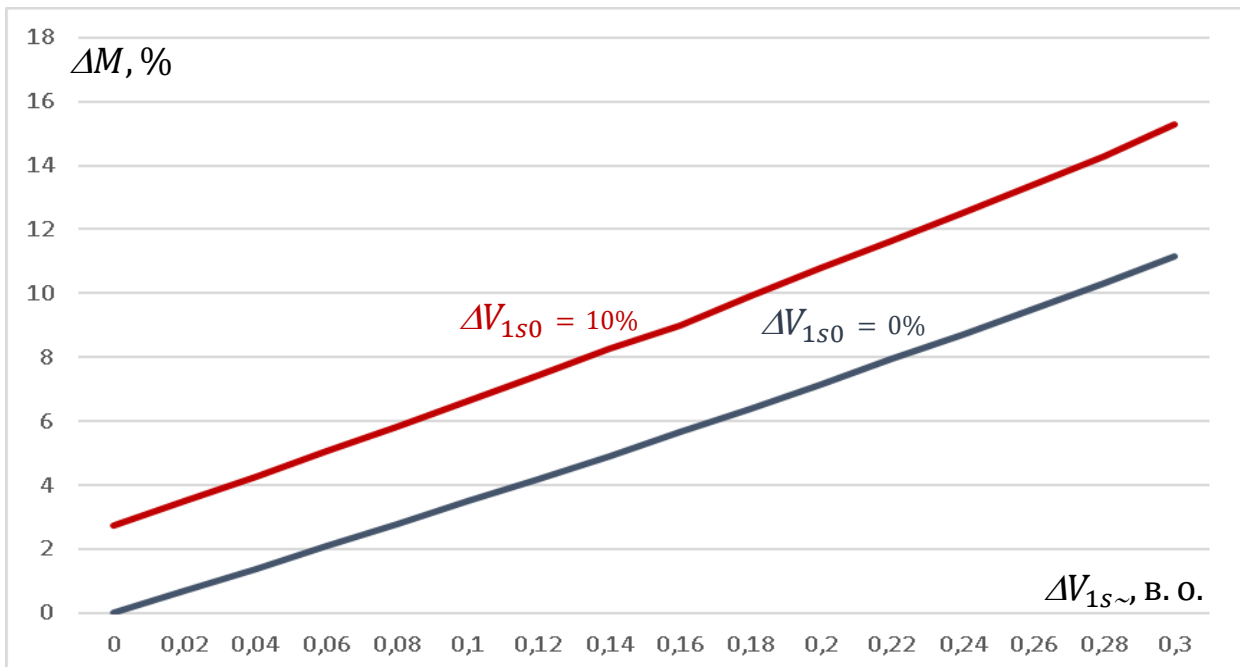


Рис. 4.11 Залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги при векторному керуванні

Скалярне керування. При скалярному керуванні момент двигуна згідно з формулою (4.39) є пропорційним квадрату модуля вектора напруги живлення.

Квадрат модуля вектора знаходиться як скалярний добуток вектора і пов'язаного з ним вектора. Тому [92] маємо:

$$|\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta)|^2 = \bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta) \cdot \bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}^*(\theta). \quad (4.56)$$

Враховуючи, що вектори $\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}$ і $\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}^*$ можуть бути розкладені на осі системи координат (α, β) і формулу (4.42), отримуємо

$$|\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}(\theta)|^2 = [V_{1m} + \Delta V_{1s}(\theta)]^2 = [(V_{1m} + \Delta V_{1s0}) + \Delta V_{1s\sim} \cos(3\theta)]^2. \quad (4.57)$$

$$M(\theta) \approx \frac{3}{2} z_p \frac{L_{12}^2}{L_2} \frac{|\bar{V}_{1s(\alpha,\beta)}|^2}{\omega(p)T_2 R_1^2} = \left(\frac{3}{2} \frac{z_p L_{12}^2}{L_2 \omega(p) T_2 R_1^2} \right) [(V_{1m} + \Delta V_{1s0}) + \Delta V_{1s\sim} \cos(3\theta)]^2. \quad (4.58)$$

З формули (4.58) видно, що приріст постійної складової моменту двигуна залежно від постійної складової приросту амплітуди напруги живлення носить нелінійний характер, як і від закону векторного керування, який забезпечує квадратичну залежність від ΔV_{1s0} , але також має відому змінну складову.

Розглянемо коливання моменту двигуна при скалярному керуванні. Приклад коливання моменту двигуна при $\Delta V_{1s0} = 0$ і $\Delta V_{1s\sim} = 10\%$ представлений на рис. 4.12. При цьому отримуємо перехідний процес пуску при скалярному керуванні, представлений на рис. 4.13.

Залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги при скалярному керуванні також носить лінійний характер і дає приріст амплітуди коливань моменту двигуна 20% на кожні 10% приросту амплітуди коливань напруги живлення (рис. 4.14). Порівняно з векторним керуванням (3,5%) такий приріст є значно вищим. Тому векторне керування є доцільним з точки зору зменшення коливань моменту двигуна, що пов'язані з коливанням амплітуди живлення.

$M(\theta)$, в.о.

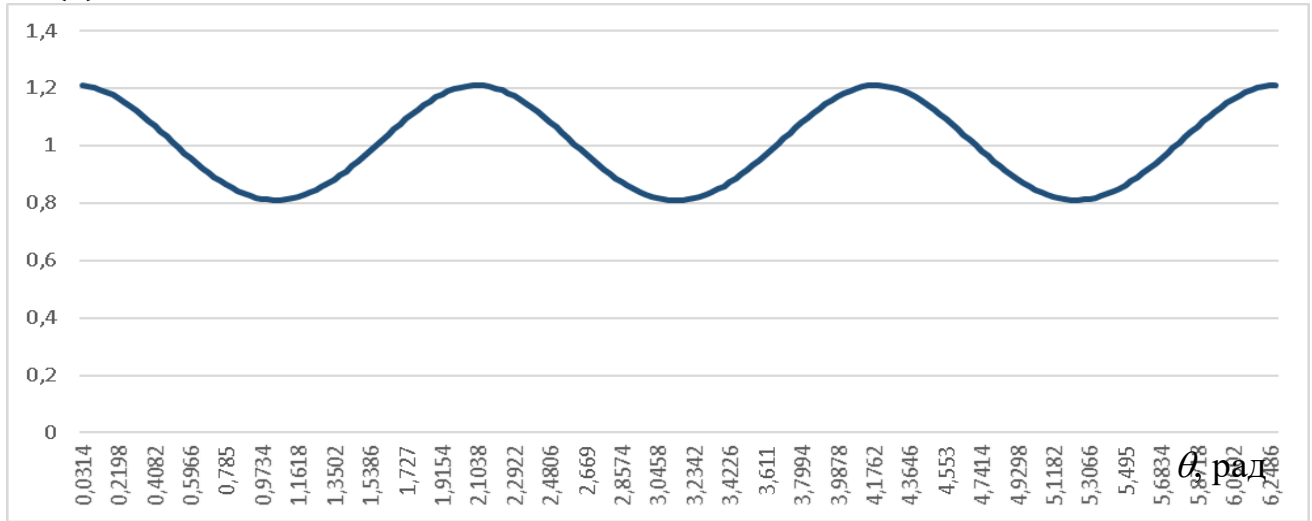


Рис. 4.12 Приклад коливання моменту двигуна при $\Delta V_{1s0} = 0$ і $\Delta V_{1s\sim} = 10\%$

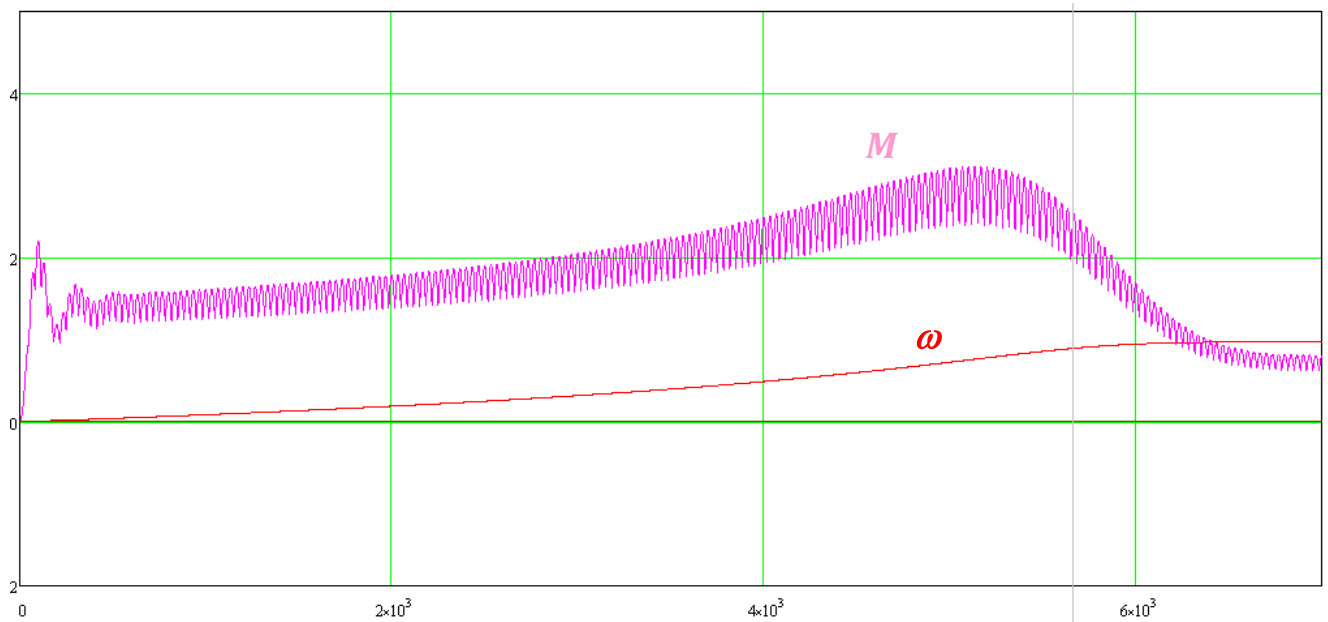


Рис. 4.13 Коливання моменту і швидкості двигуна у перехідному процесі пуску при скалярному керуванні пуском

ΔM , В. О.

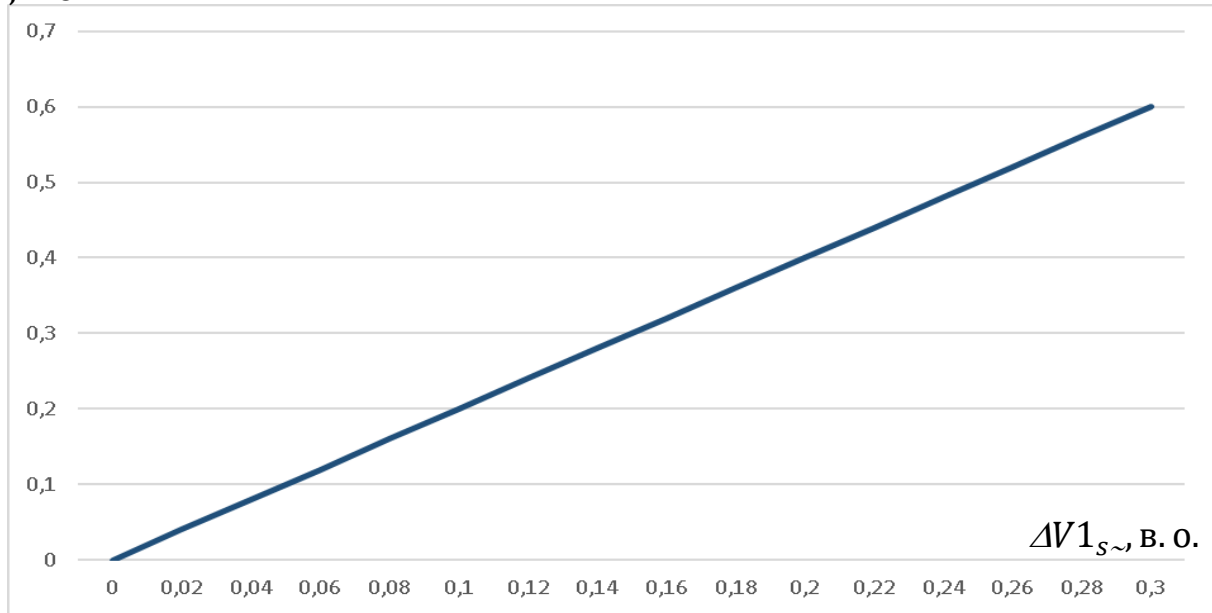


Рис. 4.14 Залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги при скалярному керуванні пуском

Прямий пуск. Результати прямого пуску при наявності періодичних коливань напруги живлення амплітудою 30 % від номінальної представлені на рис. 4.15. З рисунку видно, що крім суттєвих коливань моменту двигуна при пуску існують усталені коливання моменту. Залежність амплітуди коливань моменту від амплітуди змінної складової амплітуди напруги живлення носить нелінійний характер (рис. 4.16). Однак при зміні $\Delta V_{1s\sim}$ в діапазоні до 30 % амплітуда коливань моменту не буде більше 5 %.

Таким чином, на підставі виконаних досліджень можна зробити наступні узагальнені висновки стосовно впливу коливань напруги на момент двигуна:

- закон керування суттєво впливає на рівень коливань моменту двигуна;
- максимальний приріст моменту і мінімальні коливання забезпечує векторне керування моментом: при збільшенні напруги живлення до 30 % зростання моменту становить до 20 %, а при коливанні амплітуди напруги в межах 30 % від номінальної амплітуда коливань моменту складатиме не більше 10 %;

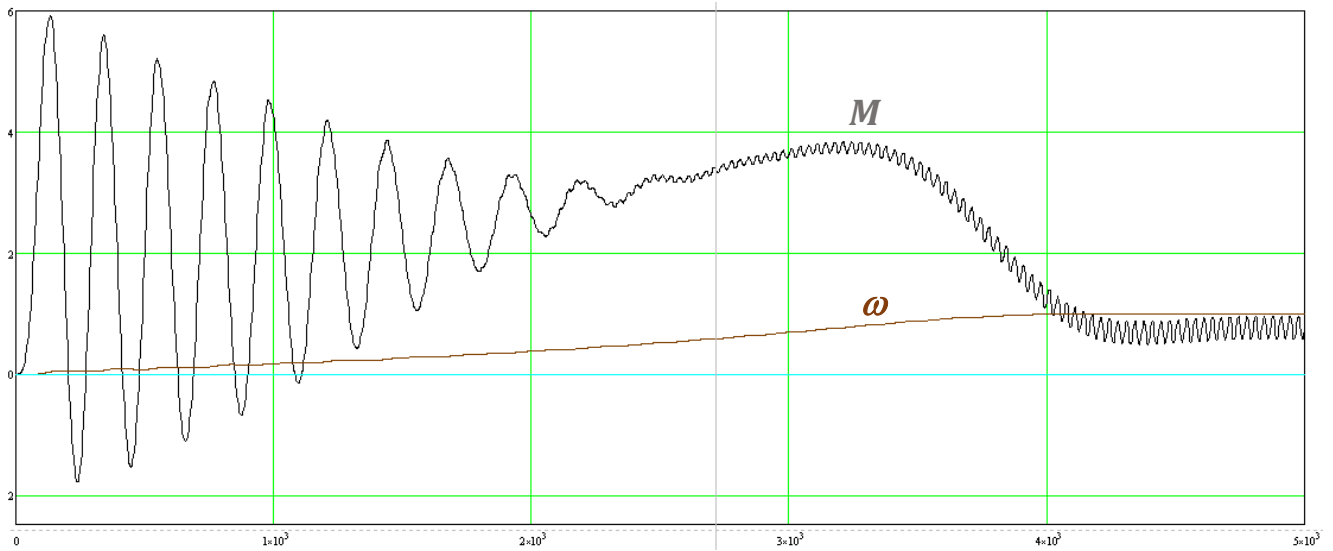


Рис. 4.15 Перехідний процес прямого пуску асинхронного двигуна при наявності 30 % коливань амплітуди напруги живлення

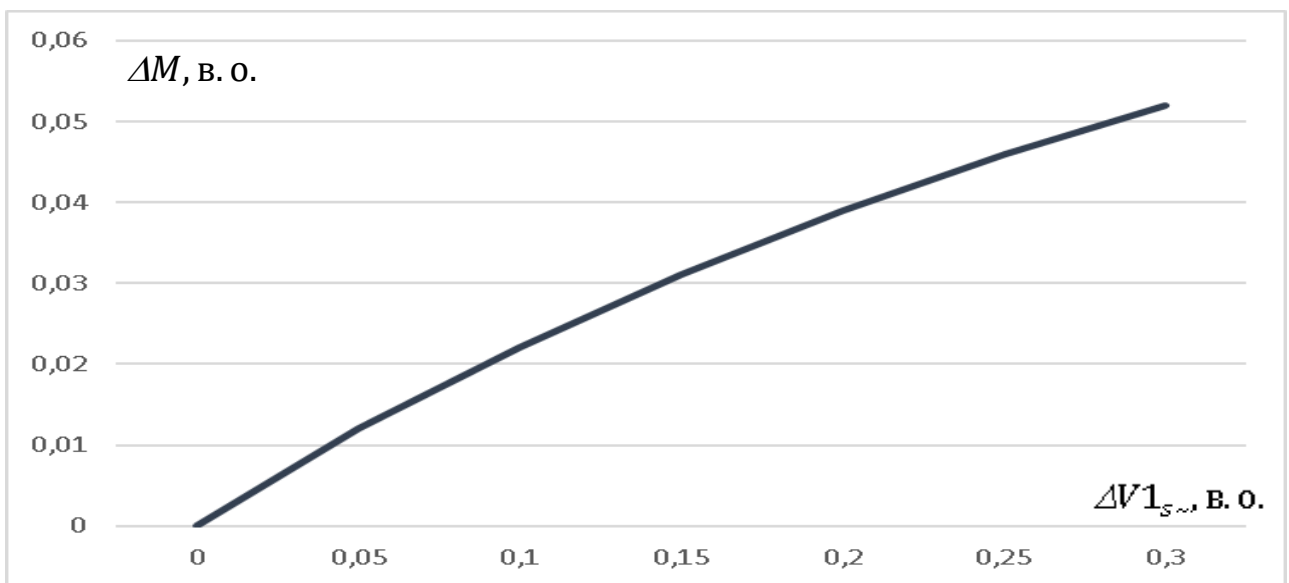


Рис. 4.16 Амплітуда коливань моменту двигуна в залежності від амплітуди коливань напруги живлення в усталеному режимі роботи

- постійна складова приросту напруги живлення збільшує амплітуду коливань моменту, тому цю складову слід оптимізувати;
- в усталеному режимі коливання моменту є значно меншими і не перевищують 5 %.

4.3 Компенсація коливань моменту двигуна

Як було з'ясовано у пункті 4.2, коливання моменту двигуна залежно від коливань напруги є найменшими при векторному керуванні. Амплітуда даних коливань складає приблизно 5 % від номінального моменту. Одним з методів компенсації коливань моменту є формування додаткових сигналів керування.

Розглянемо, наприклад, алгоритм формування сигналів керування в системі непрямого векторного керування електроприводом [93].

Враховуючи формулу (4.23), формуємо сигнал завдання струму I_{1d}^r по каналу керування потокозчеплення і моменту двигуна з урахуванням (4.15)

$$I_{1d}^r = \frac{1}{L_{12}} \left(\Psi_2^r + T_2 \frac{d\Psi_2^r}{dt} \right), \quad (4.59)$$

де Ψ_2^r – завдання на потокозчеплення Ψ_{2m} .

Згідно з (4.29) завдання на момент двигуна M^r разом з Ψ_2^r передбачає завдання на струм I_{1q}^r

$$I_{1q}^r = \frac{2M^r}{3z_p K_2 \Psi_2^r} = \frac{2M^r}{3z_p K_2 L_{12} I_{1d}^r}. \quad (4.60)$$

Отримавши складові завдання на вектор струму статора I_{1d}^r і I_{1q}^r з формули (4.24), розраховуємо завдання на абсолютне ковзання ротора відносно синхронної системи координат (d, q)

$$\Delta\omega_r = (\omega_1 - \omega)_r = \frac{K_2 R_2 I_{1d}^r}{\Psi_2^r} = \frac{K_2 R_2 I_{1d}^r}{L_{12} I_{1q}^r} = \frac{1}{T_2} \cdot \frac{I_{1d}^r}{I_{1q}^r}. \quad (4.61)$$

Положення вектора потокозчеплення $\overline{\Psi}_{2(\alpha,\beta)}$ відносно нерухомої системи координат (α, β) , що має визначитися

$$\theta = \int_0^t \omega_1 dt = \int_0^t (\omega_{z_p} + \Delta\omega_r) dt. \quad (4.62)$$

Складові вектору напруги живлення в синхронній системі координат (d, q) згідно з формулами (4.21) і (4.22) у часовому просторі

$$V_{1s,d}^r = R_1 I_{1d}^r + L_{1e} \frac{dI_{1d}^r}{dt} - \omega_1 L_{1e} I_{1q}^r, \quad (4.63)$$

$$V_{1s,q}^r = R_1 I_{1q}^r + L_{1e} \frac{dI_{1q}^r}{dt} + \omega_1 L_{1e} I_{1d}^r. \quad (4.64)$$

У межах запропонованого алгоритму керування формуємо додаткові сигнали керування ключами інвертора для компенсації коливань його вихідної напруги.

Оскільки амплітуда вектору напруги $\overline{V}_{1s}(\theta)$ змінюється за законом (4.49), то компоненти вектора в формулах (4.63) і (4.64) мають бути у відповідності до отриманих в роботі формул (4.50)...(4.53), але з протилежним знаком компонентів вектору $\Delta\overline{V}_{1s}$, що створюють коливання напруги

$$V_{1s,d}^r(\theta) = V_{1s,d}^r - \Delta V_{1s} \sim \cos(2\theta + \varphi_v), \quad (4.65)$$

$$V_{1s,q}^r(\theta) = V_{1s,q}^r - \Delta V_{1s} \sim \sin(2\theta + \varphi_v). \quad (4.66)$$

Компоненти вектора напруги $V_{1s,d}^r(\theta)$ і $V_{1s,q}^r(\theta)$ дозволяють отримати амплітуду цього вектора

$$V_{1m}(\theta) = \sqrt{\left(V_{1s,d}^r(\theta)\right)^2 + \left(V_{1s,q}^r(\theta)\right)^2}. \quad (4.67)$$

Перетворення компонент напруги живлення з синхронної системи координат (d, q) до нерухомої (α, β)

$$\begin{bmatrix} V_{1s,\alpha}^r(\theta) \\ V_{1s,\beta}^r(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{1s,d}^r(\theta) \\ V_{1s,q}^r(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

забезпечує завдання величини фазних напруг автономного інвертора

$$\begin{bmatrix} V_{1A}^r(\theta) \\ V_{1B}^r(\theta) \\ V_{1C}^r(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} V_{1s,\alpha}^r(\theta) \\ V_{1s,\beta}^r(\theta) \end{bmatrix}. \quad (4.69)$$

Таким чином формуються додаткові сигнали керування ключами інвертора для компенсації коливань його вихідної напруги (рис.4.17).

Функціональній схемі векторного керування електроприводом відповідає структурна схема системи керування (рис.4.18). У цій системі керування виконано два незалежних канали регулювання: канал завдання значень потокозчеплення Ψ_2^r і канал завдання швидкості ω^r . Незалежність регулювання цих координат забезпечується компенсацією перехресних зв'язків $\omega_1 L_{1e} I_{1d}(p)$ і $\omega_1 L_{1e} I_{1q}(p)$. Канал регулювання потокозчеплення – двоконтурний: з внутрішнім контуром регулювання струму I_{1d} за допомогою регулятора RI_d і зовнішнім підпорядкованим контуром регулювання потокозчеплення Ψ_2 за допомогою регулятора $R\Psi$. Канал регулювання швидкості теж двоконтурний: з внутрішнім контуром регулювання струму I_{1q} за допомогою регулятора RI_q і зовнішнім підпорядкованим контуром регулювання швидкості ω за допомогою регулятора $R\omega$. Для визначення частоти обертання поля ω_1 використовується формула (4.61). Регулятори системи керування настроєні на технічний оптимум з відповідною структурою регуляторів. При цьому регулятори мають наступні параметри ПІ структури:

$$\text{– структура ПІ регулятора} \quad W_R = \frac{pT_{2R}+1}{pT_{1R}}; \quad (4.70)$$

$$\text{– параметри } RI_d \text{ і } RI_q \text{ регуляторів} \quad T_{1R} = \frac{2T_\mu K_{IN} K_I}{R_1}; \quad T_{2R} = T_{1e}; \quad (4.71)$$

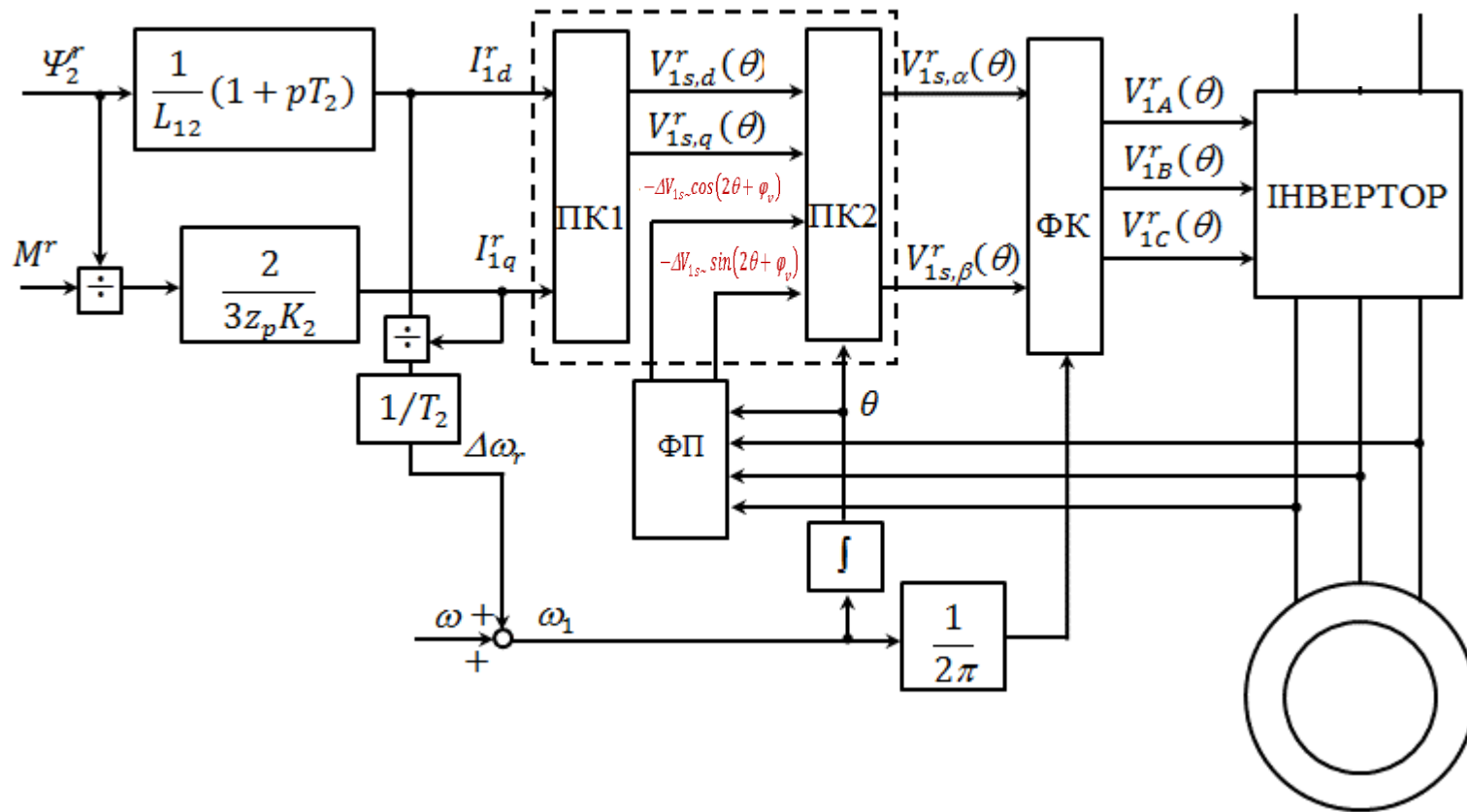


Рис. 4.17 Функціональна схема векторного керування асинхронним двигуном з корекцією: $\Phi\Pi$ -функціональний перетворювач; ПК1, ПК2-перетворювач координат; $\Phi\text{К}$ -фазовий комутатор

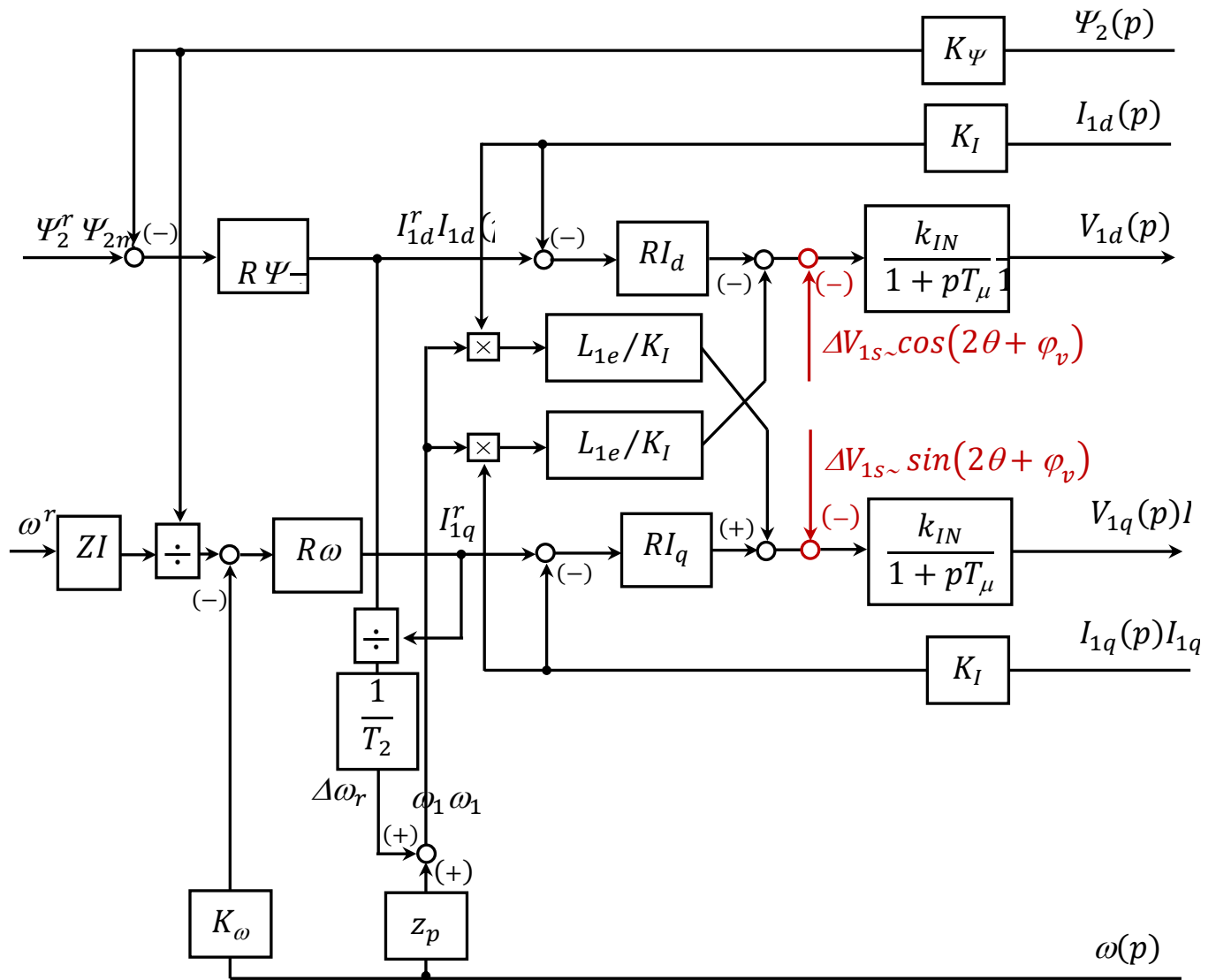


Рис. 4.18 Структурна схема системи векторного керування електроприводом

– параметри $R\Psi$ регулятора $T_{1R} = \frac{4T_\mu K_\Psi L_{12}}{K_I}$; $T_{2R} = T_2$; (4.72)

– параметри $R\omega$ регулятора $T_{1R} = \frac{4T_\mu K_\omega K_2 (3Z_p/2) \omega_{max}}{K_I M_{max}}$; $T_{2R} = T_M$; (4.73)

де T_μ – некомпенсована стала часу інвертора; M_{max} , ω_{max} – максимальні допустимі момент і швидкість електропривода відповідно.

Таким чином, якщо розглянута система керування електроприводом не компенсує коливань напруги живлення, то перехідні процеси пуску асинхронного двигуна, наприклад, у неробочому режимі ($M_c = 0$) від задатчика інтенсивності

ZI при $\Delta V_{1s\sim} = 10\%$ виглядатимуть як показано на рис. 4.19 і рис. 4.20. Уведення компенсуючих сигналів $-\Delta V_{1s\sim}\cos(2\theta + \varphi_v)$ і $-\Delta V_{1s\sim}\sin(2\theta + \varphi_v)$ дозволяє зменшити вплив коливань напруги живлення. Однак ефективність компенсації залежить від частоти комутації ключів інвертора f_{IN} , що створює відповідне запізнення у реакції на вхідний сигнал керування (рис. 4.21). На рисунку показана залежність амплітуди коливань моменту двигуна при їх компенсації від частоти комутації ключів інвертора. Очевидно, що збільшення частоти комутації веде до суттєвого зниження амплітуди коливань моменту двигуна. При цьому використання частоти f_{IN} більше 2 кГц не є доцільним ні з точки зору компенсації коливань моменту, ні з точки зору комутаційних втрат енергії в ключах. При $f_{IN} = 2$ кГц маємо максимальну амплітуду коливань 0,69% (рис. 4.22) і (рис. 4.23).

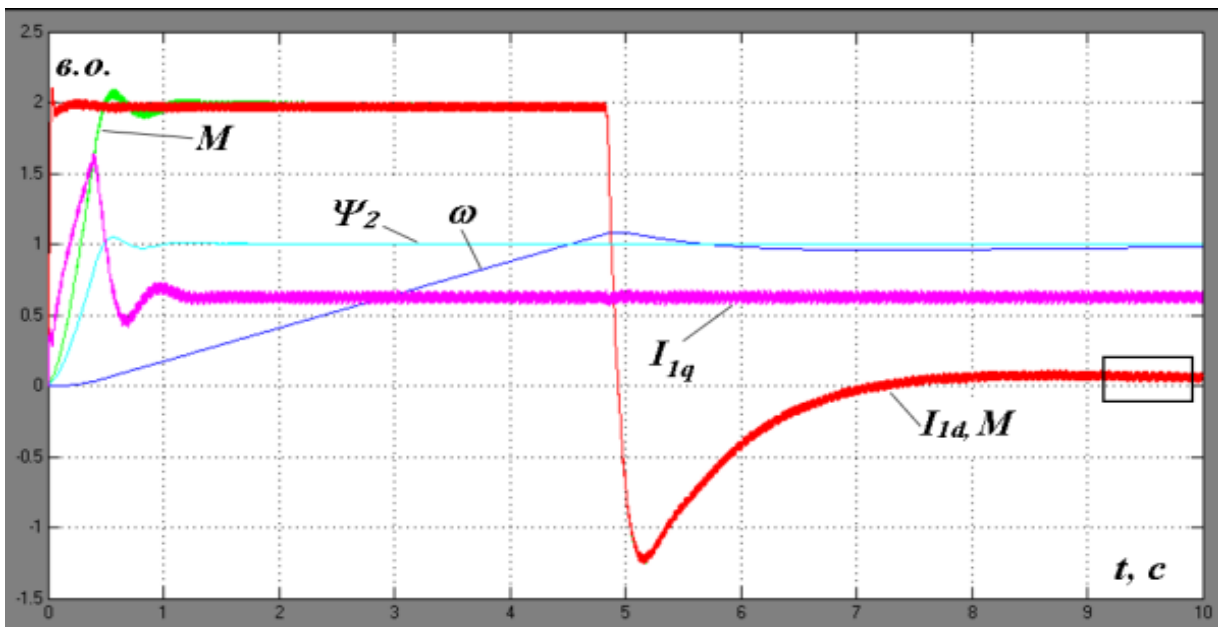


Рис. 4.19 Перехідні процеси пуску асинхронного двигуна при коливаннях напруги живлення у межах 10 %

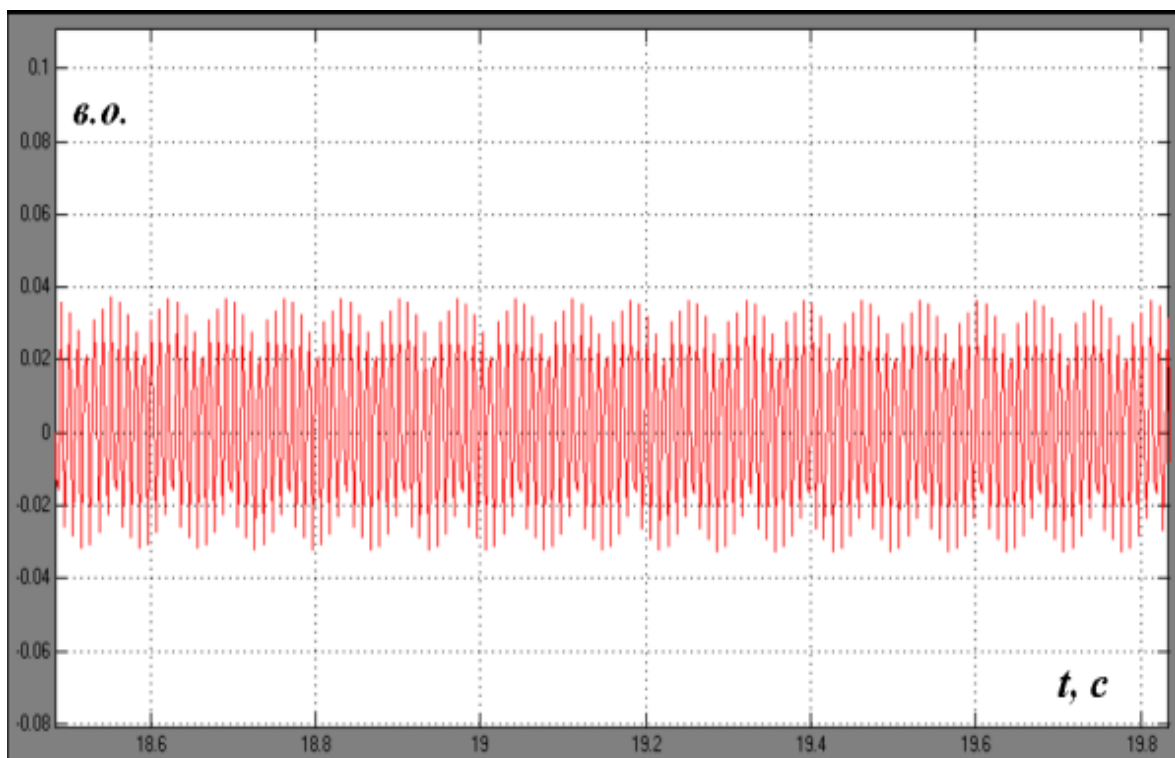


Рис. 4.20 Збільшений відрізок коливань моменту

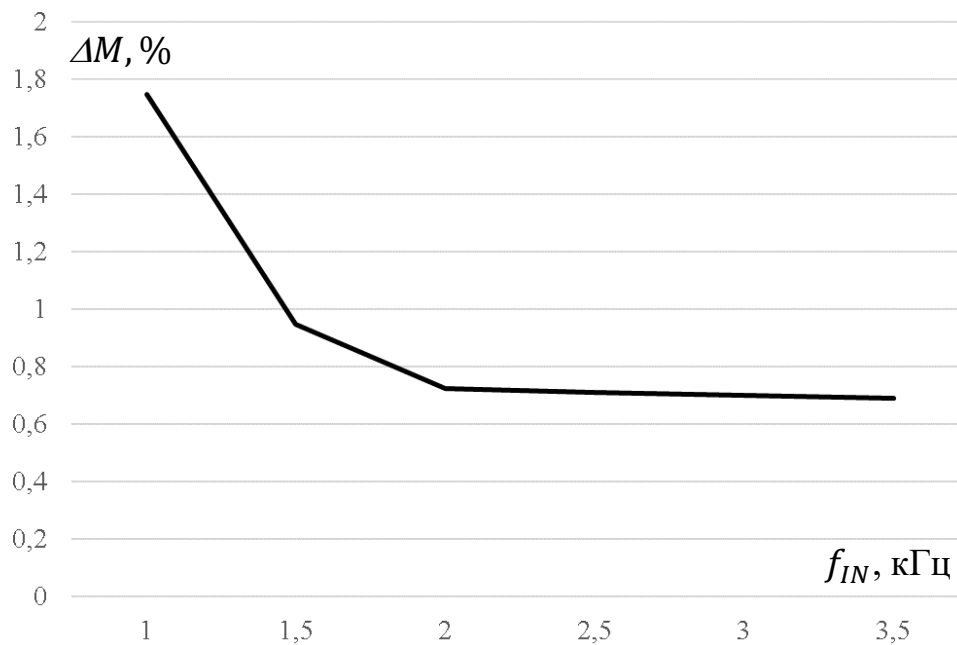


Рис. 4.21 Залежність амплітуди коливань моменту двигуна від частоти комутації ключів інвертора

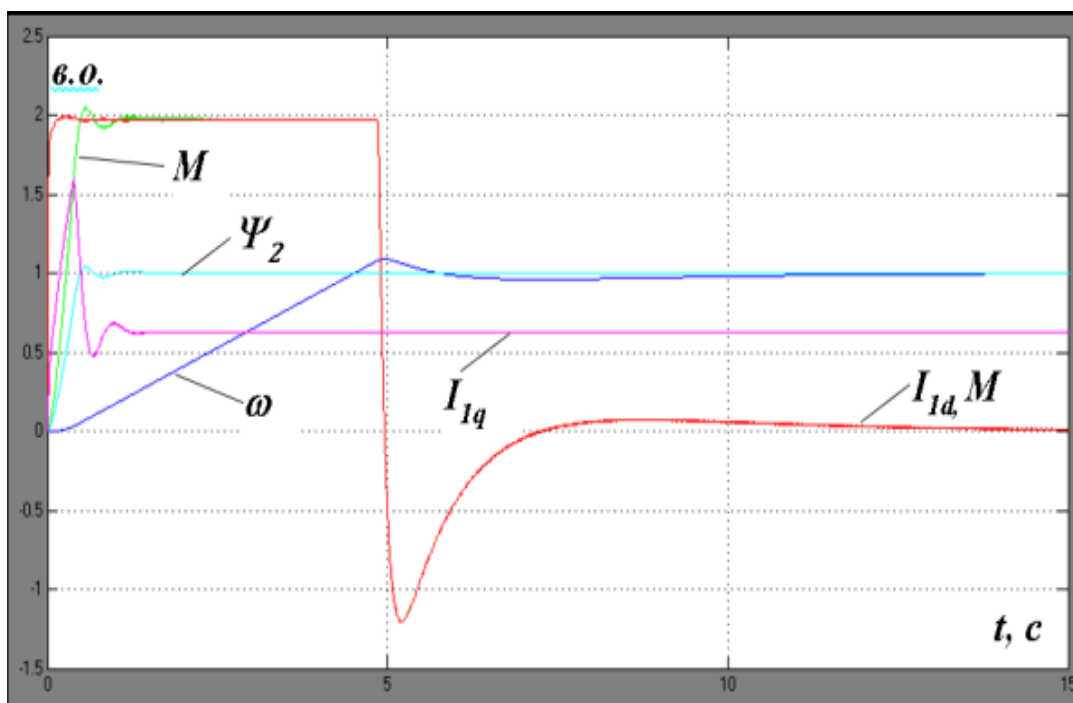


Рис. 4.22 Перехідний процес пуску електропривода при компенсації коливань моменту і частоті комутації ключів 2 кГц

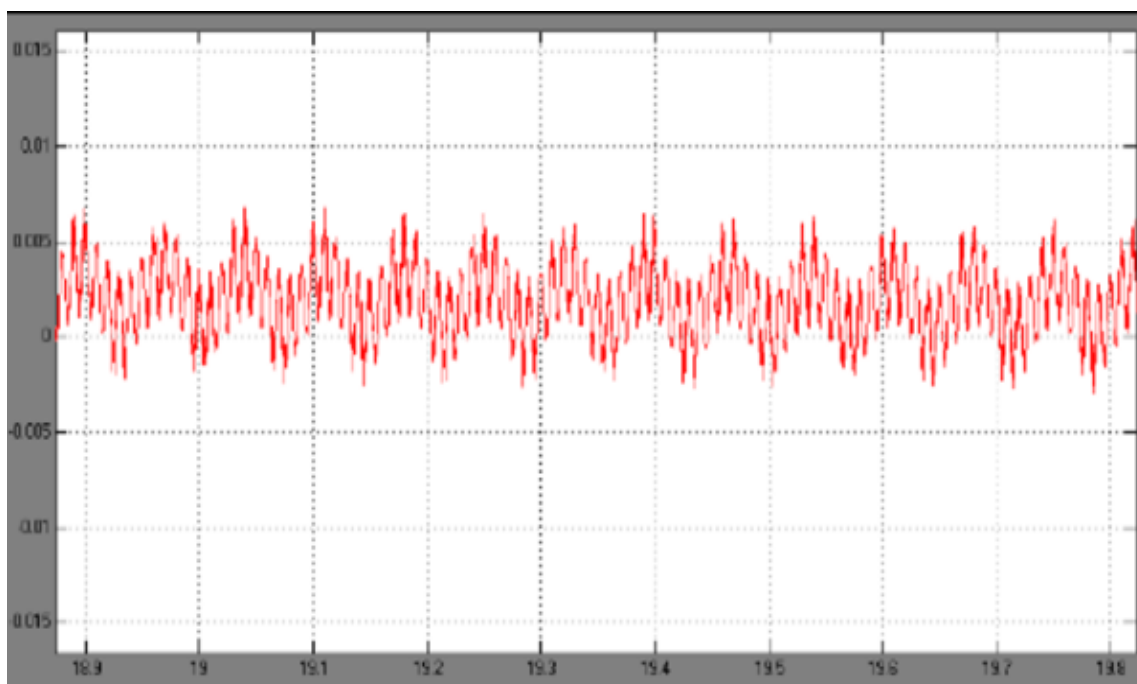


Рис. 4.23 Збільшений відрізок коливань моменту при компенсації та частоті комутації ключів 2 кГц

Висновки до розділу 4

1. Коливання амплітуди вектора напруги інвертора викликає коливання моменту двигуна. Отримано залежності амплітуди коливань моменту від амплітуди змінної складової вектора напруги, що дають результат з похибкою не більше 0,5 % відносно результату від систем диференціальних рівнянь, що описують перехідні процеси у двигуні з урахуванням умов забезпечення основних законів керування електроприводом, а саме векторне і скалярне керування, прямий пуск.

2. Отримана залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги при векторному і скалярному керуванні носить нелінійний характер. У випадку векторного керування на кожні 10 % збільшення амплітуди вектора напруги приходиться лише 3,5 % амплітуди коливань моменту. Постійна складова приросту напруги живлення збільшує амплітуду коливань моменту, тому цю складову слід оптимізувати. В усталеному режимі коливання моменту є значно меншими і не перевищують 5 % від номінального моменту.

3. Найбільший приріст моменту і найменший рівень його коливань забезпечуються векторним керуванням електроприводом.

4. Компенсація коливань моменту двигуна в системі векторного керування швидкістю електропривода забезпечується шляхом використання додаткових сигналів керування ключами інвертора, що визначаються отриманими змінними складовими напруги живлення в синхронній системі координат.

5. Ефективну компенсацію коливань моменту двигуна можливо забезпечити підвищеною частотою комутації ключів інвертора. Але збільшення частоти комутації понад 2 кГц не є доцільним через високі втрати енергії при комутації та неефективним процесом подальшої компенсації коливань моменту.

Посилання: [90-93] див. список використаних джерел стор. 141-150

РОЗДІЛ 5

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДА З КОМБІНОВАНИМ ДЖЕРЕЛОМ ЖИВЛЕННЯ

У розділі розглядаються питання експериментальної перевірки наукових положень і висновків, викладених у попередніх розділах роботи, а також техніко-економічне обґрунтування запропонованих рішень. На основі експериментальних досліджень зроблено висновки про властивості комбінованого джерела живлення, що розглядається, з точки зору формування механічної характеристики електропривода, підвищення енергетичної ефективності, вибору параметрів схеми.

5.1 Постановка експерименту

Експериментальні дослідження проводились у лабораторіях університету прикладних наук міста Есслінген (Німеччина).

Мета досліджень: експериментальне визначення закономірностей передачі енергії в комбінованому джерелі живлення і впливу параметрів схеми на механічні характеристики електропривода.

Для цього використовувалась експериментальна установка, що представляє собою лабораторний стенд, приведений на рис. 5.1 і рис. 5.2. Сюди входять наступні складові:

- 1) 3-фазний трансформатор 1300 ВА;
- 2) автономний напівпровідниковий перетворювач;
- 3) тестовий стенд 1kW;
- 4) асинхронний сервопривод з резольвером (навантажувальна машина);
- 5) електричний двигун з паспортними даними (табл.5.1).

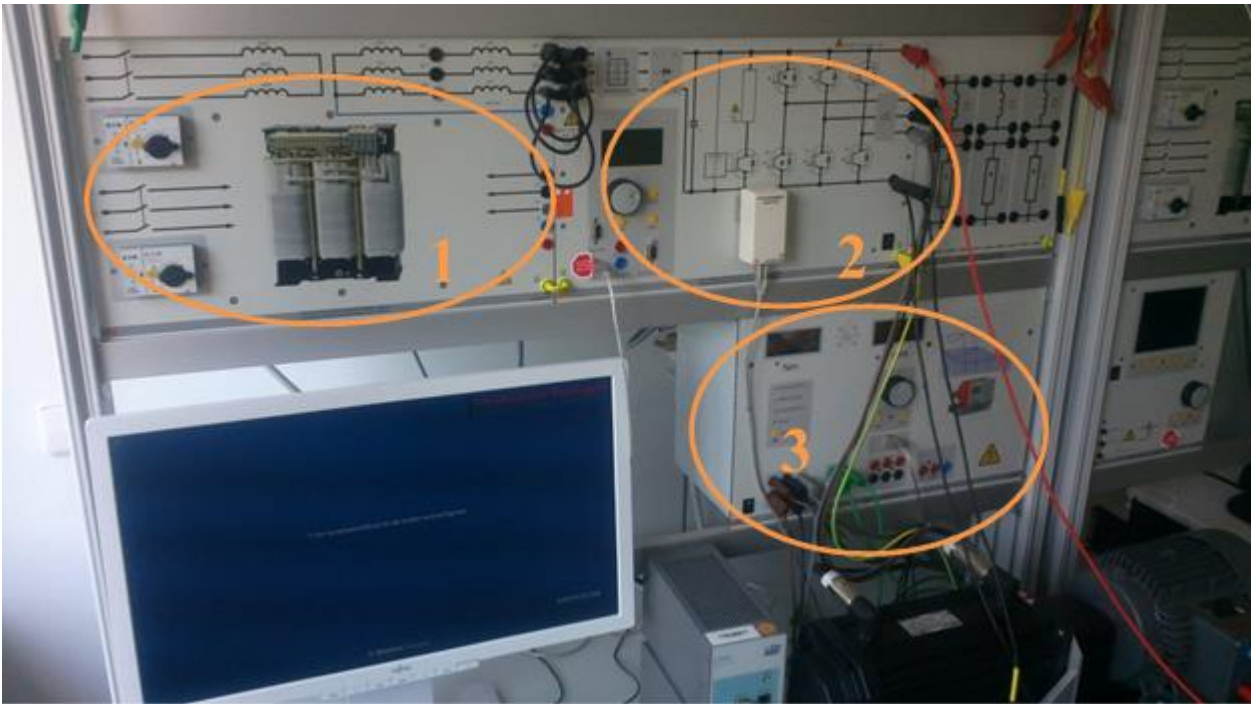


Рис. 5.1 Експериментальний лабораторний стенд

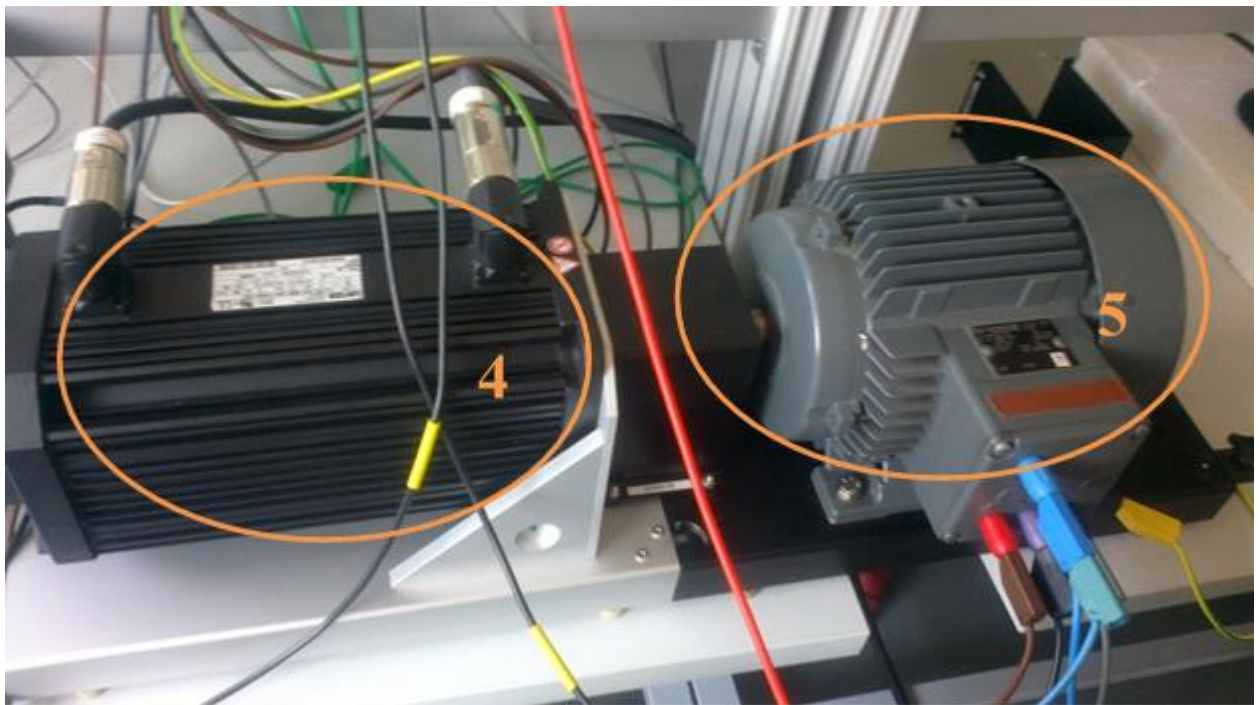


Рис. 5.2 Асинхронна навантажувальна машина

Паспортні дані двигуна

Тип двигуна A90S14A-11R	
380/220 V	1,5/2,6 A
0,55 kW	1300 min ⁻¹
50Hz	cosφ 0,83
Isol.Kl. F	IP 54

Трифазний розділовий трансформатор служить джерелом живлення для всіх дослідів, що стосуються силової електроніки. Він складається з розділового трансформатора і термомагнітного захисного автомата. На другому виході додатково є напруга мережі з запобіганням за допомогою термомагнітного захисного автомата.

Вхідна напруга: 3 x 400 В, 50 Гц надходить на контакт СЕЕ.

Вихідна напруга 1: 3 x 94 В з відгалуженням від середньої точки 47 В.

Вихідна напруга 2: 3 x 400 В.

В автономному напівпровідниковому перетворювачі реалізуються наступні схеми:

- 1-квadrантний блок регулювання;
- 4-квadrантний блок регулювання;
- випрямляч змінного струму;
- випрямляч трифазного струму;
- частотний перетворювач для електропривода.

Пристрій включає наступні компоненти:

- блок управління з 6-імпульсним інвертором на технології IGBT;
- керуючий і вимірювальний блок з цифровим керуванням;
- вбудовані пристрої виміру 3-х струмів і 6-ти напруг;

- електронний контроль і відключення при надмірному напруженні та перевантаженні;
- інтерфейс для з'єднання з системою Matlab;
- вибір частоти широтно-імпульсної модуляції.

Тестовий стенд 1 кВт включає в себе керуючий цифровий пристрій, гальмівну систему і програмне забезпечення ActiveServo.

Керуючий пристрій підтримує функції:

- динамічний або статичний режим у чотирьох квадрантах;
- режими роботи (управління крутним моментом та швидкістю обертання, ручна і автоматична синхронізація) і моделі приводів (підйомника, вентилятора, компресора, намотувача; навантаження, що залежить від часу).

Керуючий пристрій містить обладнання:

- вбудований вимірювальний підсилювач з гальванічною розв'язкою;
- дисплеї з показаннями швидкості обертання і моменту;
- чотирьох-квADRANTНИЙ мотор.

Асинхронний сервопривод з резольвером має максимальну швидкість обертання 4000 об/хв, максимальний крутний момент 30 Нм.

Таким чином, лабораторний стенд здатний відтворювати режими роботи системи електропривода з комбінованим джерелом живлення і порівняти теоретичні висновки, зроблені раніше, з експериментальними результатами. Для цього вирішувались наступні задачі експериментальних досліджень.

- **Побудова природної механічної характеристики двигуна**

Асинхронний двигун має природню механічну характеристику при живленні від мережі, тобто при відсутності впливу режимів роботи автономного джерела живлення. Наявність такої характеристики дозволяє мати еталон, порівняно з яким можна встановити закономірності впливу параметрів режиму комбінованого джерела живлення на електродвигун у складі системи електропривода.

- **Встановлення закономірності впливу співвідношення ЕРС двох джерел у складі комбінованого джерела живлення електропривода на його характеристики**

Задачами наукових досліджень дисертаційної роботи є обґрунтування працездатності прийнятої системи електропривода з комбінованим джерелом живлення, що складається з двох джерел ЕРС та режимів роботи, які підвищують навантажувальну здатність двигуна.

У розділі 2 визначено, що додаткова ЕРС має бути в межах 20...40 % від ЕРС основного джерела живлення при параметрах схеми включення, що забезпечують відкритий стан діода. Таким чином, експериментальне визначення такого співвідношення дозволить обґрунтувати отримані висновки.

- **Встановлення закономірності впливу частоти живлення на характеристику асинхронного двигуна в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення**

Встановлення такої експериментальної залежності дозволяє порівняти зроблені в роботі висновки про наявність в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення не тільки додаткової корисної складової фазної напруги, але й складової нульової послідовності, що створює лише додаткові втрати енергії.

- **Визначення характеру впливу параметрів схеми електричного кола додаткового джерела живлення на значення нульових струмів статорних обмоток двигуна.**

Побудова природньої механічної характеристики двигуна. Побудова природньої механічної характеристики двигуна виконувалась з метою подальшого порівняння результатів експерименту з цією характеристикою для отримання певних висновків щодо доцільності тих чи інших рішень. Розглядалась робоча ділянка характеристики до номінального моменту. Результати представлено у табл. 5.2. і рис. 5.3.

Параметри двигуна при зміні навантаження

M , Нм	0,1	0,5	1,07	1,56	2,04	3,03	4	5
n , об/хв	1490	1480	1461	1445	1425	1395	1357	1309
P_2 , Вт	14	75	162	235	307,7	441	567	683
I_l , А	0,86	0,88	0,91	0,96	1,03	1,2	1,14	1,69
$\cos\varphi$	0,17	0,265	0,405	0,510	0,594	0,714	0,792	0,839
η	0,16	0,451	0,62	0,69	0,718	0,737	0,728	0,697

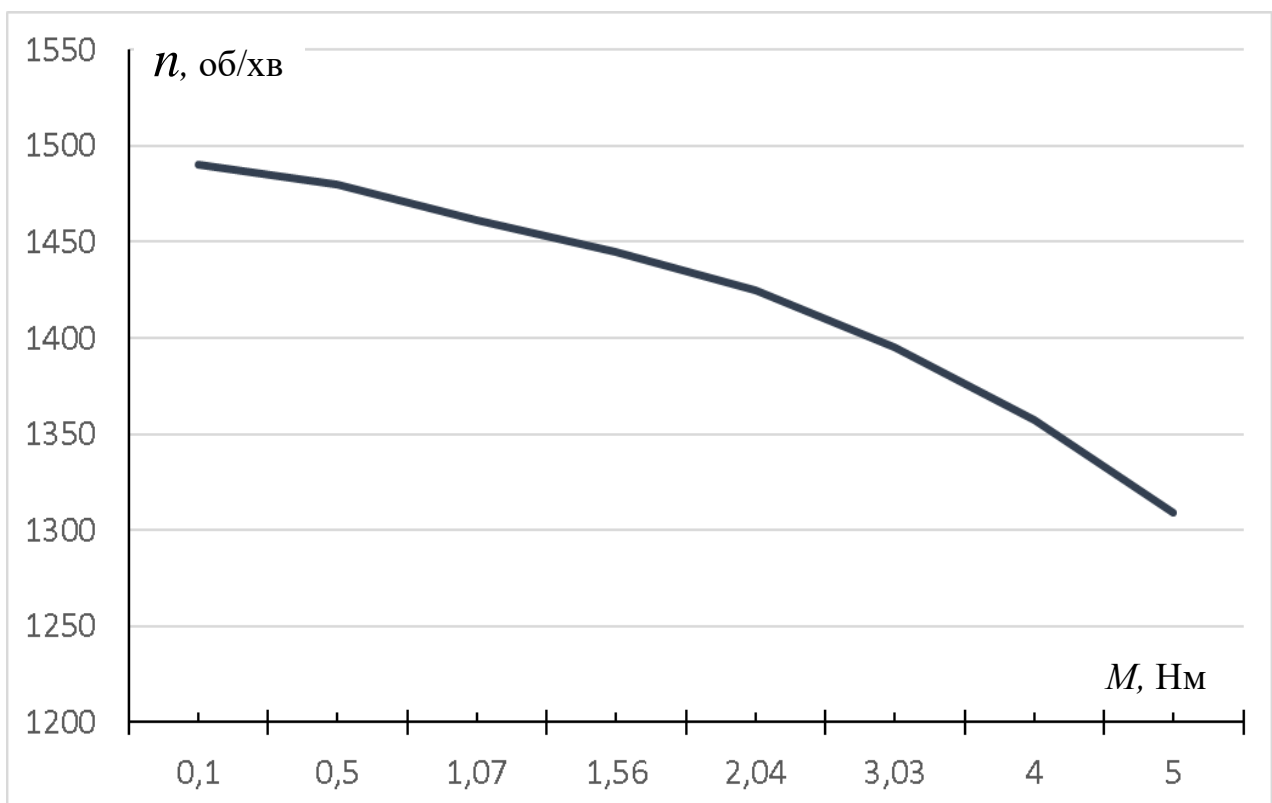


Рис. 5.3 Робоча ланка природньої механічної характеристики двигуна

5.2 Встановлення закономірності впливу співвідношення ЕРС двох джерел на механічну характеристику

Вирішення задачі впливу співвідношення двох ЕРС у комбінованому джерелі живлення електропривода виконувалось у наступний спосіб. При напрузі на вході інвертора $V_{dc} = 240$ В, навантаженні на валу двигуна 0,2 Нм, постійному опорі 240 Ом у колі нульової точки двигуна при номінальній частоті напруги живлення 50 Гц здійснювалась зміна співвідношення напруги живлення двох джерел комбінованої системи: перше джерело – напруга V_{+0} між "+" ланки постійного струму автономного інвертора напруги і нульовою точкою двигуна; друге джерело – напруга V_{-0} між "-" ланки постійного струму автономного інвертора напруги і тією ж нульовою точкою. Це є аналог співвідношення джерел ЕРС E_1 і E_0 , що розглядалися раніше. При цьому вимірювалася швидкість обертання двигуна при постійному навантаженні на його валу. Результати представлено у табличному (табл. 5.3) і графічному (рис.5.4) вигляді.

Таблиця 5.3

Результати зміни співвідношення V_{+0}/V_{-0}

V_{+0} , В	V_{-0} , В	V_{+0}/V_{-0} , в.о.	n , об/хв
64,3	177,5	0,36	1126
73,5	168	0,44	1218
86	156	0,55	1220
99	143	0,69	1224
112	131	0,85	1226
124,7	118,9	1,05	1229
137	107	1,28	1230
150	94	1,60	1232
162,8	81	2,01	1235
176,9	68	2,60	1238
185	59	3,14	1166

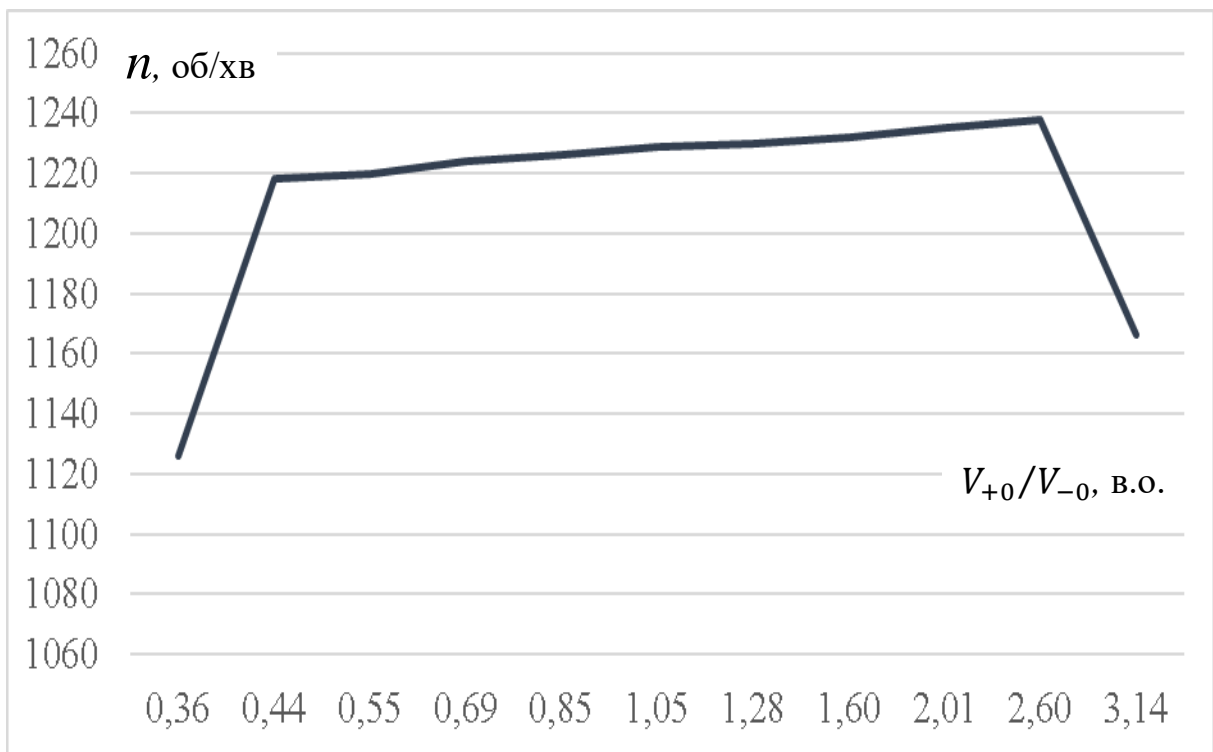


Рис. 5.4 Залежність швидкості двигуна від співвідношення V_{+0}/V_{-0}

Аналіз результатів показує, що спостерігається зростання швидкості двигуна при постійному навантаженні, тобто збільшення його потужності при зростанні співвідношення V_{+0}/V_{-0} на користь джерела напруги V_{+0} . Однак при співвідношенні $V_{+0}/V_{-0} > 2,6$ спостерігається суттєве зменшення швидкості (потужності) двигуна. Цей факт можна пояснити відключенням джерела напруги V_{-0} від обмоток статора двигуна через закривання діоду у колі нульової точки обмоток.

Оскільки в експерименті співвідношення V_{+0}/V_{-0} забезпечувалось одним джерелом напруги, то нерівність $V_{+0}/V_{-0} < 2,6$ відповідає нерівностям $V_{+0} < 70\%$ і $V_{-0} > 30\%$ від номінальної напруги інвертора. Оскільки V_{+0} є аналогом незалежного джерела ЕРС E_1 , а $V_{-0} - E_0$, то експеримент підтверджує висновки, зроблені у розділі 2, про доцільність використання комбінованого джерела живлення зі співвідношенням $E_0 = 20 \dots 40\%$.

Умова $V_{+0}/V_{-0} < 2,6$ також добре кореспондується з висновками 2-го розділу роботи, що визначають умову (2.18) відкриття діода у колі нульової точки статорних обмоток двигуна, коли $E_0 + L_0 \left(\frac{I_{0m}}{t_0} \right) - I_{0m} \cdot R_0 > E_1 / 3$.

Різде зниження потужності двигуна при умові $V_{+0}/V_{-0} < 0,44$, вочевидь, відповідає подоланню джерелом V_{-0} потенціалу напруги джерела V_{+0} і передачі енергії джерелом V_{-0} до ємності кола постійного струму, постійно відкритим станом діода і пов'язаним з цим збільшенням нульової послідовності струму обмоток статора.

5.3 Встановлення закономірності впливу вихідної частоти інвертора на механічну характеристику двигуна

Задача визначення залежності швидкості двигуна від вихідної частоти інвертора вирішувалась при нарузі на вході інвертора $V_{dc} = 240$ В, постійному навантаженні на валу двигуна $0,2$ Нм, постійному опорі 240 Ом у колі нульової точки двигуна і співвідношенні напруги двох джерел живлення $V_{+0}/V_{-0} = 1$. Таке співвідношення визначає максимальні втрати від складової нульової послідовності фазних струмів двигуна в режимі, коли виконується умова $V_{+0}/V_{-0} < 2,6$ і діод у колі джерела V_{-0} постійно відкритий. Результати дослідів представлено у табл. 5.4 і рис. 5.5, де n – швидкість двигуна, що живиться від одного джерела напруги; n_k – швидкість двигуна, що живиться від комбінованого джерела напруги.

Результати експерименту показали, що залежність швидкості двигуна від вихідної частоти інвертора комбінованого джерела живлення носить такий же характер, що й для одного джерела живлення двигуна. Однак темп зниження швидкості в залежності від зниження значення вихідної частоти інвертора для системи електропривода з комбінованим джерелом енергії дещо більший. Існує різниця між характеристиками, обумовлена витратами енергії, пов'язаними з нульовою послідовністю струму обмоток статора, створюваною джерелом напруги V_{-0} .

**Залежності швидкості двигуна і механічної потужності
від вихідної частоти інвертора**

f , Гц	50	45	40	35	30	25	20
n_k , об/хв	1213	1060	901	732	543	289	91
n , об/хв	1490	1341	1192	1043	894	745	596
P_k , Вт	25,39	22,19	18,86	15,32	11,37	6,05	1,9
P , Вт	31,19	28,07	24,95	21,83	18,71	15,6	12,48
ΔP , Вт	5,8	5,88	6,09	6,51	7,35	9,55	10,57
$\Delta P/P_{ном}$, %	1	1	1,1	1,18	1,33	1,74	1,92

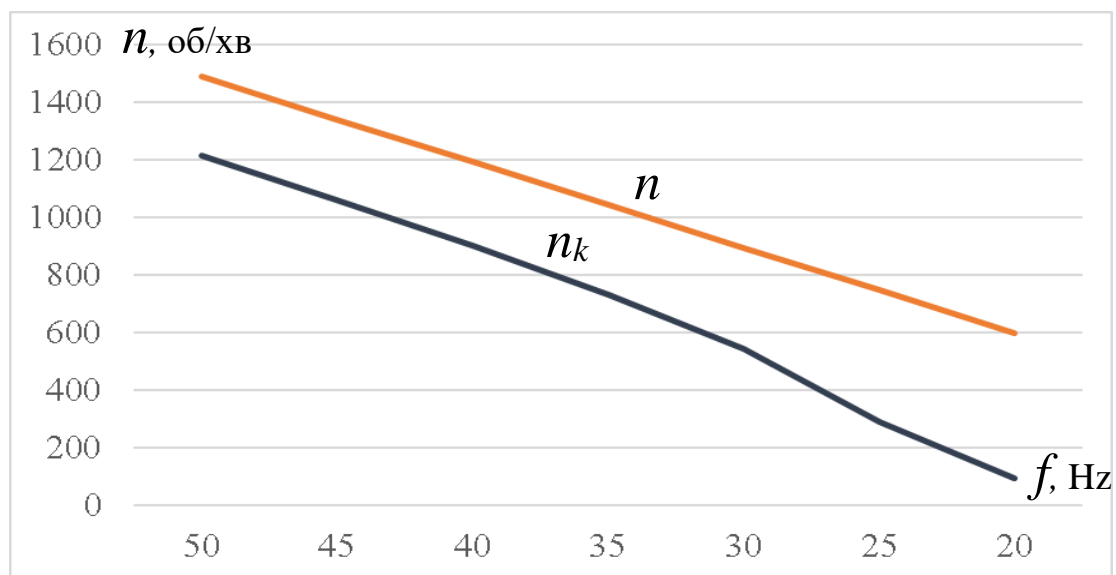


Рис. 5.5 Залежність швидкості двигуна від вихідної частоти інвертора

Виходячи з даних табл. 5.4, різниця у механічній потужності ΔP між значеннями P і P_k для кожного значення частоти, що повністю корелюється зі швидкістю при постійному навантаженні, складає від 5,8 до 10,57 Вт. Це є втрати на активному опорі статорних обмоток від нульового струму.

Виміри в режимі, що розглядається, показали:

- струм через діод – 0,48 А;
- напруга між "–" АІН і нулем двигуна – 118...119,5 В;
- коефіцієнт потужності – 0,25.

Таким чином, потужність, що втрачається від нульових струмів, дорівнює

$$P_{00} = 3 \cdot k_{cx} \cdot (118 \dots 119,5) \cdot \frac{0,48}{3} \cdot 0,25 = 6,04 \dots 6,123 \text{ Вт},$$

де $k_{cx} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}\sqrt{3}} = 0,427$ – коефіцієнт мостової схеми АІН.

З результатів розрахунків втраченої механічної потужності та втрат від нульової послідовності струму в обмотках статора можна зробити висновок про джерело зниження механічної потужності системи електропривода з комбінованим джерелом живлення відносно традиційних систем з одним джерелом. Це є втрати від струмів нульової послідовності, що створюються джерелом V_{-0} (E_0). При цьому зниження вихідної частоти інвертора призводить до збільшення втрат енергії від нульової послідовності в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення порівняно із системою електропривода, що живиться від одного джерела. Як видно з табл. 5.4, різниця зростає майже у 2 рази.

Таким чином, підтверджуються висновки, зроблені в роботі у розділах 2 і 3 про наявність нульової послідовності напруги (струмів) статора в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення за умови, що $E_0 > \frac{E_1}{3}$ при конвенціональному законі ШІМ ключів інвертора. Тому виникає необхідність визначення впливу параметрів схеми системи електропривода з комбінованим джерелом живлення на значення струмів нульової послідовності.

Можна вважати, що частотне керування в системі електропривода із запропонованим комбінованим джерелом живлення відповідає законам частотного керування традиційних систем електропривода, однак слід враховувати вплив струмів нульової послідовності на енергетику електропривода.

5.4 Визначення характеру впливу параметрів системи електропривода на струми нульової послідовності

Експеримент проводився для отримання механічних характеристик двигуна при живленні від комбінованого джерела живлення при напрузі на вході інвертора $V_{dc} = 560$ В , співвідношенні напруги двох джерел живлення $V_{+0}/V_{-0} = 1$, номінальній частоті напруги і зміні навантаження у діапазоні 0...4,5 Нм для значень опору у колі діода 75, 100, 240 Ом. Результати представлено у табл.5.5 і на рис. 5.6 і рис. 5.7.

Таблиця 5.5

Механічні характеристики двигуна при різних опорах в колі діода

M , Нм	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5
n , об/хв $R=75$ Ом	1490	1462	1439	1420	1396	1371	1340	1304	12,52	1188
n , об/хв $R=100$ Ом	1490	1467	1445	1428	1404	1379	1352	1320	1273	1216
n , об/хв $R=240$ Ом	1490	1470	1452	1433	1412	1389	1362	1331	1292	1246

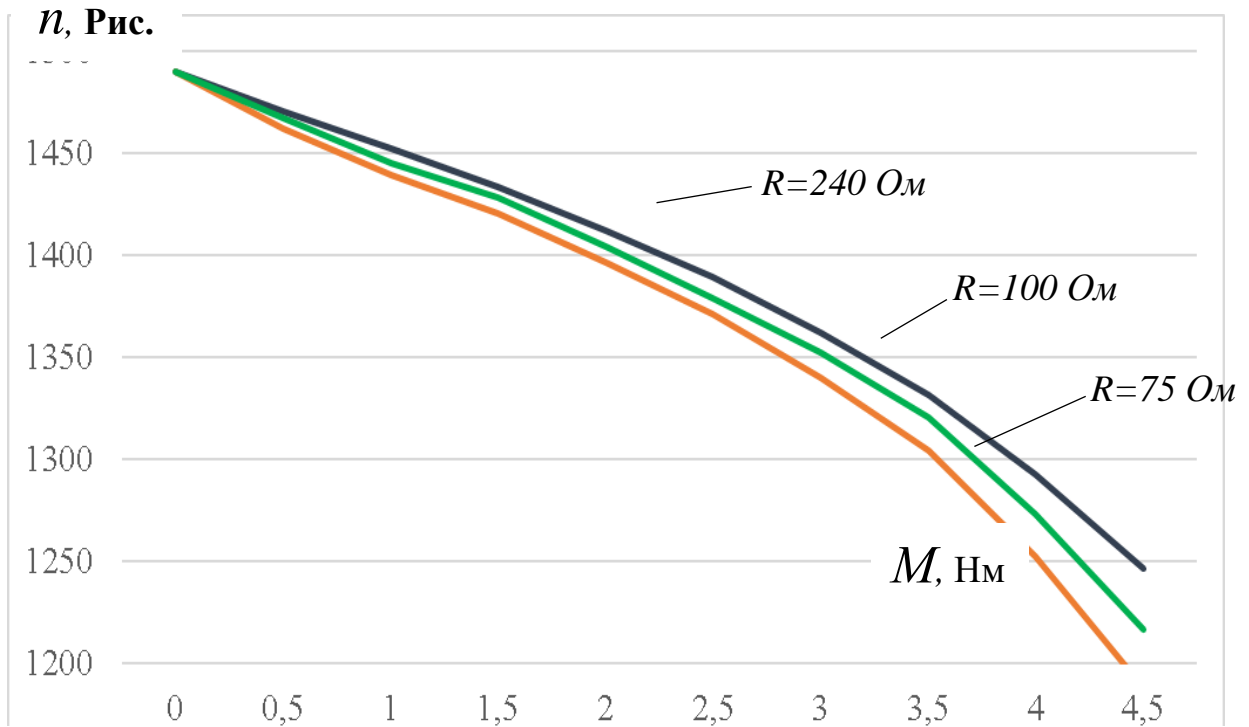


Рис. 5.6 Залежність швидкості двигуна від моменту навантаження при різних опорах в колі нульової точки статорних обмоток двигуна Р

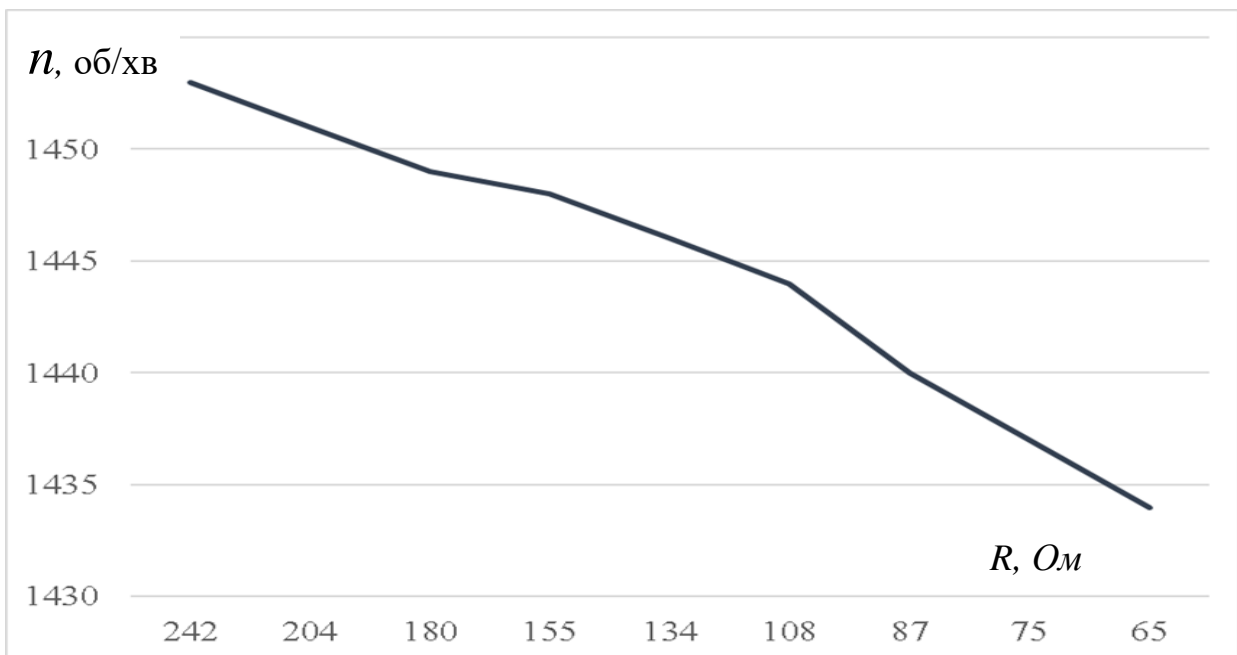


Рис. 5.7 Залежність швидкості двигуна при різних опорах в колі нульової точки статорних обмоток двигуна при моменті навантаження 1 Нм

Якщо порівняти точки природної механічної характеристики двигуна (рис.5.3) та штучні (табл. 5.2) його характеристики в системі електропривода з комбінованим джерелом живлення при однаковому навантаженні 1 Нм та різних R_0 (рис. 5.6, табл. 5.5), то можна побачити (табл. 5.6), що зменшення струму нульової послідовності в обмотках статора двигуна за рахунок збільшення опору в колі діода призводить до збільшення жорсткості механічної характеристики двигуна, тобто збільшення його потужності. Таким чином, необхідне включення опору в коло діода не тільки для обмеження струму короткого замикання за формулою (2.23), але й для зменшення струму нульової послідовності в обмотках статора.

Таблиця 5.6

Порівняльні дані швидкості

R_0 , Ом	∞	240	100	75
n, об/хв	1461	1452	1445	1439

Однак зростання опору в колі діода призводить до певного "пом'якшення" механічних характеристик електропривода (рис. 5.3 і рис. 5.6), що говорить про певні втрати механічної потужності. Тому номінал опору в колі діода має бути компромісним рішенням при виборі параметрів системи електропривода. Вочевидь, слід керуватися рекомендаціям Розділу 2 роботи, що пропонують збільшення у два рази цього опору відносно опору фазної обмотки статора. Це дозволяє зменшити нульову послідовність напруги до нуля при використанні запропонованого закону модуляції ключів інвертора.

5.5 Техніко-економічне обґрунтування прийнятих рішень

На основі проведених у роботі досліджень і зроблених висновків створено методику техніко-економічного обґрунтування створення системи електропривода з комбінованим джерелом живлення.

Методика вибору параметрів комплексного джерела живлення. Розрахунок параметрів джерела ведемо для усталеного номінального еквівалентного режиму роботи двигуна із заданими номінальними параметрами режиму:

$$I_{ek} \leq I_{M,n} < I_{IN,n}, \quad (5.1)$$

$$V_{IN,n} \geq V_{M,n}/k_{cx}, \quad (5.2)$$

де I_{ek} – еквівалентний струм двигуна; $I_{M,n}$ – номінальний струм двигуна; $I_{IN,n}$ – номінальний змінний струм інвертора двигуна; $V_{IN,n}$ – номінальна напруга постійного струму інвертора; $V_{M,n}$ – номінальна напруга фаз двигуна; $k_{cx} = 0,427$ – коефіцієнт мостової схеми АІН двигуна.

Вважаємо, що середня швидкість двигуна за цикл роботи відповідає номінальній його швидкості $\omega_{M,n}$.

Враховуючи, що забезпечується векторне керування швидкістю двигуна, вважаємо, що поточозчеплення двигуна регулюється відносно номінального рівня.

Додаткове джерело живлення є джерелом ЕРС і може бути під'єднане до двигуна у двох варіантах:

- 1) під'єднання до ланки постійного струму інвертора двигуна (базовий варіант);
- 2) під'єднання до нульової точки двигуна (запропонований варіант).

У першому варіанті маємо використовувати додатковий DC-DC-інвертор з вихідною напругою постійного струму

$$V_{pv,n} = V_{IN,n}, \quad (5.3)$$

У другому варіанті додатковий DC-DC-інвертор має визначене у розділі 3 співвідношення 20...40 % відносно вхідної напруги інвертора, тобто

$$V_{pv,n} = (0,2 \dots 0,4)V_{IN,n}. \quad (5.4)$$

Оскільки корисна потужність джерела сонячної енергії $P_{pv,n}$ на електромобілі сягає 3...5 кВт [2,60,61,94-97], то маємо номінальний струм інвертора додаткового джерела живлення

$$I_{pv,n} = P_{pv,n}/V_{pv,n}. \quad (5.5)$$

Номінальна механічна потужність двигуна

$$P_{M,n} = 3V_{M,n}I_{M,n}\cos\varphi_n\eta_n < V_{IN,n}I_{IN,n}, \quad (5.6)$$

де η_n – номінальний ККД двигуна; $\cos\varphi_n$ – номінальний коефіцієнт потужності двигуна.

Виходячи з формули (5.6) і враховуючи (5.2), отримуємо номінальний струм інвертора двигуна

$$I_{IN,n} > 3I_{M,n}(k_{cx}\cos\varphi_n\eta_n). \quad (5.7)$$

Акумулятор є джерелом струму, тому при експлуатації його напруга з часом падає. Додаткове джерело ЕРС дозволяє збільшувати напругу живлення при тому ж навантаженні (струмі) і, таким чином, компенсувати зменшення напруги, тобто стабілізувати напругу комплексного джерела живлення. Таким чином, вважаємо напругу інвертора двигуна незмінною і рівною $V_{IN,n}$.

Експлуатаційні витрати. Оскільки еквівалентний момент навантаження двигуна при незмінному потоці однозначно визначає його сталий струм, то можемо вважати

$$I_{IN} = I_{ek} - I_{pv,n}. \quad (5.8)$$

Для першого варіанту використовуємо формули (4.3) і (4.5), а для другого варіанту – формули (4.4) і (4.5)

$$I_{IN(1)} = I_{ek} - P_{pv,n}/V_{IN,n}. \quad (5.9)$$

$$I_{IN(2)} = I_{ek} - (2,5 \dots 5) P_{pv,n}/V_{IN,n}. \quad (5.10)$$

З формул (5.9) і (5.10) видно, що 2-й варіант забезпечує набагато менший струм інвертора двигуна. Це, по-перше, збільшує цикл розряду акумуляторної батареї, а по-друге, зменшує втрати в ключах інвертора двигуна.

Різниця між значеннями струмів за формулами (5.9) і (5.10) дає можливість оцінити зекономлену ємність акумуляторної батареї

$$I_{IN(1)} - I_{IN(2)} = (1,5 \dots 4) P_{pv,n}/V_{IN,n}. \quad (5.11)$$

Капітальні витрати. Розглянемо капітальні витрати за двома варіантами. У базовому варіанті має бути DC-DC-інвертор, що підвищує напругу з рівня 12(24) В сонячних елементів до напруги $V_{IN,n}$ ланки постійного струму інвертора двигуна. У запропонованому варіанті DC-DC-інвертор має напругу на виході у 3-5 разів нижчу, що зменшує вартість цього інвертора, оскільки зростання рівня вихідної напруги пов'язане, головним чином, зі збільшенням потужності. Якщо прийняти вартість додаткового інвертора у базовому варіанті $K_{IN(1)}$, а запропонованого варіанту – $K_{IN(2)}$, то отримаємо різницю витрат на інвертор $K_{IN(1)} - K_{IN(2)}$.

Однак запропонований варіант схемо-технічного рішення передбачає наявність індуктивного дроселя, індуктивність L_d якого визначається формулою (2.19) з розділу 2. Крім цього параметру L_d визначається струм дроселя I_d за формулою (4.5), де $V_{pv,n} = (0,2 \dots 0,4)V_{IN,n}$. Капітальна вартість цього пристрою залежить від визначених параметрів L_d і I_d (рис. 5.8).

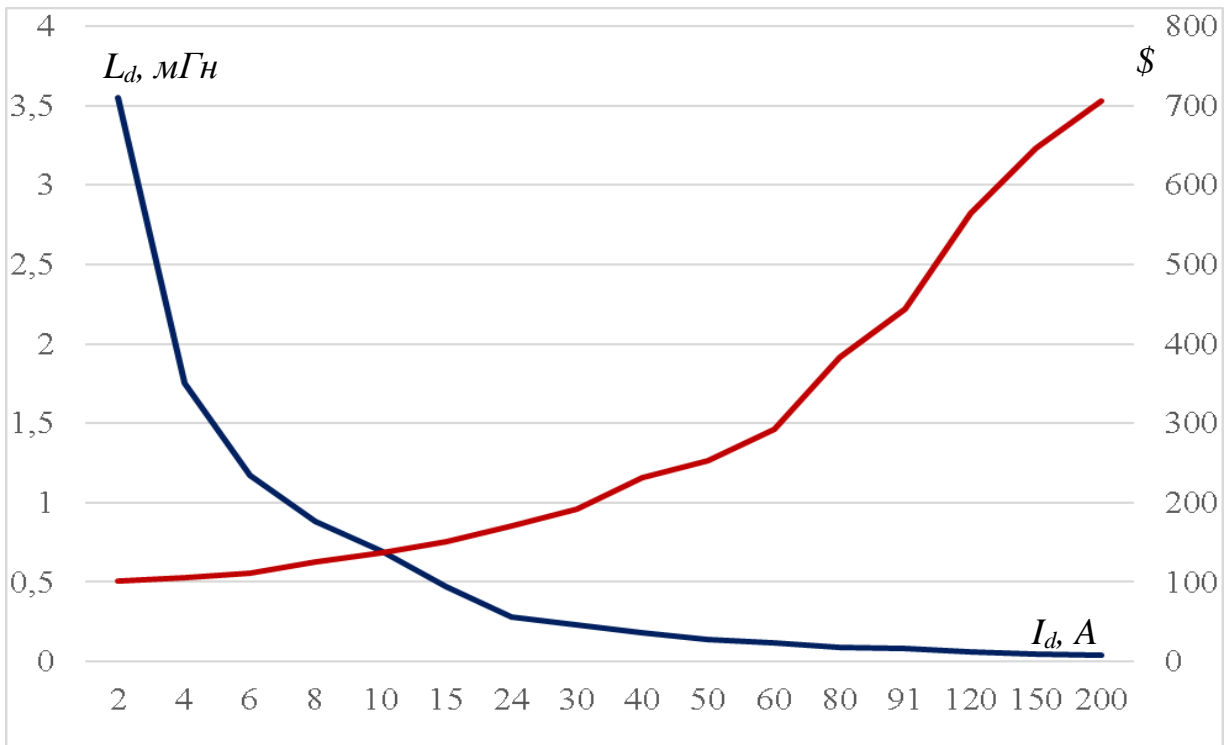


Рис. 5.8 Характеристики і вартість дроселів серії РМТ

На основі розробленої методики обґрунтовано варіант компоновки електромобіля системою електропривода потужністю 62 кВт з комбінованим джерелом живлення на базі акумулятора і сонячних панелей (Додаток Б). Виграш у порівнянні з базовим варіантом забезпечується збільшенням розрядного циклу акумуляторної батареї до 9,1 %. При цьому капітальні затрати зменшуються на 1815 доларів.

Висновки до розділу 5

1. Досліджено й експериментально обґрунтовано доцільність використання комбінованого джерела живлення із співвідношенням $E_0 = 20 \dots 40\%$ від E_1 .

2. Підтверджено експериментально умову $E_0 > \frac{E_1}{3}$ відкриття діода у колі нульової точки статорних обмоток двигуна. Ця умова дозволяє визначити значення індуктивності L_0 для забезпечення відкритого стану діода.

3. Встановлено, що залежність швидкості двигуна від частоти напруги живлення комбінованого джерела живлення носить такий же характер, що й для одного джерела живлення двигуна, однак темп зниження швидкості в залежності від зменшення значення частоти напруги живлення для системи електропривода з комбінованим джерелом енергії дещо більший, що обумовлено витратами енергії, пов'язаними з нульовою послідовністю струмів обмоток статора.

4. Можна вважати, що частотне керування в системі електропривода із запропонованим комбінованим джерелом живлення відповідає законам частотного керування традиційних систем електропривода, однак слід враховувати вплив струмів нульової послідовності на енергетику електропривода.

5. Зменшення струму нульової послідовності в обмотках статора двигуна за рахунок збільшення опору в колі діода призводить до збільшення жорсткості механічної характеристики двигуна, тобто зростання його потужності.

6. Номінал опору в колі діода має бути компромісним рішенням при виборі параметрів системи електропривода. Вочевидь, слід керуватися рекомендаціями Розділу 2 роботи, що пропонують збільшити у два рази цей опір відносно опору фазної обмотки статора. Це дозволяє зменшити напругу нульової послідовності до нуля при використанні запропонованого закону модуляції ключів інвертора.

7. Розроблено методику вибору і техніко-економічного обґрунтування параметрів запропонованого джерела живлення. Визначено, що запропоноване

схемо-технічне рішення є більш ефективним з точки зору подовження циклу розряду акумуляторної батареї і має менші капітальні та експлуатаційні витрати, ніж запропонований варіант у [60,61]. Виграш порівняно з базовим варіантом забезпечується збільшенням розрядного циклу акумуляторної батареї до 9,1 %. При цьому капітальні затрати зменшуються на 1815 доларів (Додаток Б).

Посилання: [2,60,61,94-97] див. список використаних джерел стор. 141-150

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну наукову задачу, що полягає у встановленні закономірностей впливу параметрів електричного кола додаткового джерела живлення системи електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом енергії на формування нового режиму роботи асинхронного двигуна. Це дозволяє підвищити його навантажувальну здатність шляхом використання нульового стану ключів нижнього плеча інвертора та особливостей керування електроприводом для компенсації коливання електромагнітного моменту. В результаті теоретичних та експериментальних досліджень встановлено наступне.

1. Складність одночасного отримання високих значень питомої енергії, питомої потужності та висока тривалість циклу заряду акумулятора електричного ТЗ призвели до необхідності використання додаткового джерела живлення. Системи електропривода на основі комбінованого з'єднання акумулятора, додаткового джерела живлення, електричного двигуна та АІН значно розширюють характеристики транспортного засобу і дозволяють збільшити його пробіг на одному заряді акумулятора. Для збільшення електромагнітного моменту двигуна, зменшення рівня ЕРС додаткового джерела енергії, підвищення ефективності процесу перетворення енергії у такій системі електропривода ТЗ з комбінованим джерелом енергії слід розглядати варіант нульового стану ключів нижнього плеча АІН.

2. Умови передачі енергії від додаткового меншого за значенням ЕРС джерела енергії визначено за рахунок вибору параметрів електричного кола під'єднання цього джерела до нульової точки навантаження через діод, індуктивність та активний опір. Співвідношення між індуктивністю і опором мають відповідати умові формування такої постійної часу цього електричного кола, яка повинна бути більшою, ніж половина часу перебування ключів нижнього

плеча інвертора в нульовому стані. Значення активного опору електричного кола під'єднання додаткового джерела до нульової точки навантаження визначається при усталеному режимі короткого замикання за умови обмежування рівня струму при короткому замиканні ЕРС додаткового джерела енергії та струмів нульової послідовності.

3. Аналіз впливу ЕРС додаткового джерела на вихідну напругу інвертора при виборі індуктивності кола додаткової ЕРС за отриманою залежністю цієї індуктивності від ЕРС показав, що для кожного рівня додаткового джерела ЕРС має бути своє мінімальне значення індуктивності, при якому забезпечуються умови передачі енергії від цього джерела. На основі встановленої закономірності впливу активного опору в електричному колі додаткової ЕРС на значення напруги нульової послідовності з одночасним впливом на амплітуду вихідної напруги інвертора визначено, що найбільш компромісним варіантом з точки зору капітальних затрат і масогабаритних показників комбінованого джерела може бути схема з ЕРС додаткового джерела живлення 20...40 % від основного, а індуктивність – 67...0 % від індуктивності фази статора двигуна. При цьому збільшення амплітуди напруги комбінованого джерела живлення може становити до 18 %.

4. Встановлено, що вихідна напруга інвертора у складі запропонованої системи електропривода ТЗ з комбінованим джерелом живлення збільшується і набуває змінну складову. При цьому виникає також компонента нульової послідовності напруги живлення користувача при використанні традиційних законів комутації ключів інвертора, що призводить до непродуктивних витрат енергії і, можливо, часткової втрати керування електротехнічним комплексом через насичення фаз двигуна. Амплітуда напруги нульової послідовності інвертора збільшується з ростом значення додаткового джерела ЕРС. У вибраному діапазоні зміни ЕРС 20...40 % збільшення амплітуди складає 0,006...2,5 %. Аналіз кривих показує, що збільшення у два рази опору дозволяє знизити нульову

послідовність напруги до нуля при зменшенні приросту амплітуди вихідної напруги від 10 % до 6,7 %.

6. Коливання амплітуди вектора напруги інвертора викликає коливання моменту двигуна. При цьому встановлено, що залежність амплітуди коливань моменту двигуна від амплітуди коливань напруги при векторному і скалярному керуванні носить нелінійний характер. У випадку векторного керування на кожні 10 % збільшення амплітуди вектора напруги приходиться лише 3,5 % амплітуди коливань моменту. Додаткова постійна складова напруги живлення від комбінованого джерела збільшує амплітуду коливань моменту, тому цю складову слід оптимізувати. В усталеному режимі коливання моменту є значно меншими і не перевищують 5 % від номінального моменту. При цьому найбільший приріст моменту і найменший рівень його коливань забезпечується векторним керуванням електроприводом із запропонованим модифікованим законом керування АІН.

7. Визначено алгоритм компенсації коливань моменту двигуна за рахунок запропонованого модифікованого ШІМ закону керування інвертором системи електропривода. Встановлено також залежності для використання додаткових сигналів керування ключами інвертора, що визначаються змінними складовими напруги живлення в синхронній системі координат. Ефективна компенсація коливань моменту двигуна можлива також підвищеною частотою комутації. Але збільшення частоти комутації на понад 25 кГц не є доцільним через високі втрати енергії при комутації і неефективний процес подальшої компенсації коливань моменту.

8. Проведені експериментальні дослідження підтвердили аналітичні висновки, зроблені у роботі. Експериментально підтверджено доцільність використання комбінованого джерела живлення із співвідношенням 20 ... 40 %. Результати експерименту показали, що залежність швидкості двигуна від частоти напруги живлення комбінованого джерела живлення носить такий же характер, що й для одного джерела живлення двигуна. Однак темп зниження швидкості в

залежності від зменшення значення частоти напруги живлення для системи електропривода з комбінованим джерелом енергії дещо більший, що обумовлено витратами енергії, пов'язаними зі складовою струму нульової послідовності обмоток статора. Можна вважати, що частотне керування в системі електропривода із запропонованим комбінованим джерелом живлення відповідає законам частотного керування традиційних систем електропривода. Але слід враховувати вплив струмів нульової послідовності на енергетику електропривода шляхом використання модифікованого закону керування АІН.

9. Розроблено методику вибору і техніко-економічного обґрунтування параметрів запропонованого джерела живлення. Визначено, що запропоноване схемо-технічне рішення є більш ефективним з точки зору подовження циклу розряду акумуляторної батареї і має менші капітальні й експлуатаційні витрати, ніж запропоноване у [60,61]. Виграш – збільшення розрядного циклу акумуляторної батареї до 9,1 % порівняно з базовим варіантом. При цьому капітальні затрати зменшуються на 1815 доларів.

10. Теоретичні та практичні результати використовуються у навчальному процесі у Національному технічному університеті «Дніпровська політехніка».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Anto A., Streethumol M.V. Review of electric vehicles. *International Conference on Control, Power, Communication and Computing Technologies*. 2018. P. 392-398.
2. Beshta, O. Balakhontsev, A. Albu, A. Design of electromechanical system for parallel hybrid electric vehicle. *Energy Efficiency Improvement of Geotechnical Systems - Proceedings of the International Forum on Energy Efficiency*. 2013. P. 1-7.
3. Ukraine enters top-10 countries in EV sales. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://www.epravda.com.ua/rus/news/2018/03/13/634925/> (дата звернення 13.03.2018).
4. Electric vehicles: Ukraine's silent revolution. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://medium.com/thebeammagazine/electric-vehicles-ukraines-silent-revolution-9562434c395a> (дата звернення 16.02.2018).
5. A review on electric vehicles interacting with renewable energy in smart grid. [Електронний ресурс] Режим доступу: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032115006085> (дата звернення 15.11.2015).
6. Bayindir , K. C., Gozukucuk, M.A., Teke, A. A comprehensive overview of hybrid electric vehicle: Powertrain configurations, powertrain control techniques and electronic control units. *Energy Conversion and Management*. 2011. N. 52. P. 1305- 1313.
7. Duoba Michael. Characterization and comparison of two hybrid electric vehicles (HEVs) – Honda Insight and Toyota Prius. SAE 2001 World Congress. Detroit. 2001. P. 14.

8. Engine stop-start systems save fuel at low cost [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.edmunds.com/fuel-economy/engine-stop-start-systems-save-fuel-atlow-cost.html> (дата звернення 25.08.2014).
9. W. A. van Schalkwijk, B. Scrosati. *Advances in Lithium-Ion Batteries*. Springer US, 2002. 513 p.
10. Panasonic Batteries. *Lithium-Batteries Technical HandBook*. 2002. 53 p.
11. Gregory L. Extended Kalman filtering for battery management systems LiPB-based HEV battery packs. Part 1. Background. *Journal of Power Sources*. 2004. P. 252-256.
12. Gregory L. Extended Kalman filtering for battery management systems LiPB-based HEV battery packs. Part 2. Modeling and Identification. *Journal of Power Sources*, 2004. P. 262-276.
13. Gregory L. Extended Kalman filtering for battery management systems LiPB-based HEV battery packs. Part 3. State and parameter estimation. *Journal of Power Sources*. 2004. P. 277-292.
14. Masayuki Soga, Michihito Shimada, Jyun ichi Sakamoto, Akihiro Otomo. Hybrid Vehicle Dynamics. *Toyota Motor Corp. Automotive Engineering*. 2002. P. 35 - 43.
15. Златин П.А., Каменев В.А., Ксенович И.П. *Электромобили и гибридные автомобили*. Агроконсалт. М. 2004. 416 с.
16. Строганов В. И. Итоги и перспективы развития электромобилей с гибридными силовыми установками. *Электроника и электрооборудование транспорта*. 2012. №2. С. 2 – 8.
17. Chen, K., Lhomme, W., Bouscayrol, A. and Berthon, A. Comparison of two series-parallel Hybrid Electric Vehicles focusing on control structure and operating modes. *IEEE Vehicle power and propulsion conference. 2009*, P. 1308-1315.

- 18.M. Chris, M.A. Masrur, D.W. Gaol Hybrid electric vehicles: principle and applications with practical perspective. 1st edition. Wiley, 2011. 600 p.
- 19.C. Masjosthusmann, U. Köhler, N. Decius, U. Bükler, A. Vehicle Energy Management System for a Battery Electric Vehicle. *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2012. P. 339-344.
- 20.Global EV Outlook. Beyond one million electric cars. [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/Global_EV_Outlook_2016.pdf (дата звернення 16.06.2016).
- 21.ISO Standards. ICS 43.120. “Electric road vehicles”, [Электронный ресурс] Режим доступа: http://www.iso.org/iso/iso_catalogue/catalogue_ics/catalogue_ics_browse.htm?ICS1=43&ICS2=120 (дата звернення 11.03.2015).
- 22.A Benmouna, M Becherif, D Depernet, MA Ebrahim. Novel Energy Management Technique for Hybrid Electric Vehicle via Interconnection and Damping Assignment Passivity Based Control. *Renewable Energy*. 2018. P. 116-128.
- 23.Beshta, O.S., Fedoreiko, V.S.,Palchyk, A.O.,Burega, N.V. Autonomous power supply of the objects based on biosolid oxide fuel systems. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. № 2. 2015. P. 67-73.
- 24.E. J. Simburger, J. Simburger, G. Johanson, M. Ganall. PV Prius. *IEEE 4th World conference on Photovoltaic Energy Conversion. Conference Record*. 2006. Vol 2. P. 2404-2406.
- 25.Fahrzeugtechnik an der Hochschule Esslingen Nationale Bildungskonferenz. [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://docplayer.org/12723019-Fahrzeugtechnik-an-der-hochschule-esslingen-nationale-bildungskonferenz-26-01-2011-forum-12-e-car-fahrzeugtechnik-prof-dr-ing.html> (дата звернення 26.01.2011).

26. [Электронный ресурс] http://www.auto-tests-service.de/Service/Fahrphysik/img/Fahrtwiderstaende_Leistung.jpg
27. The Secret Tesla Motors Master Plan (just between you and me) [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.tesla.com/blog/secret-tesla-motors-master-plan-just-between-you-and-me> (дата звернення 02.08.2006)
28. Felix Blaschke. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine. Doktorarbeit. TU Braunschweig. 1973. 264 p.
29. Burke A. F. Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*. 2007. Vol. 95. No. 4. P. 806–820.
30. Burke A. Ultracapacitors in hybrid vehicle applications: testing of new high power devices and prospects for increased energy density. *University of California, Davis. Institute of Transportation Studies. Research report*. 2012. P. 1-8.
31. Harzfeld E. Capacitance and series resistance determination in high power ultracapacitors. *ESSCAP 04, Maxwell Proceeding*. 2004. P. 1–4.
32. Jian Cao A new battery/ultracapacitor hybrid energy storage system for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. No. 1. P. 122–132.
33. Khaligh A. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: state of the art. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2010. Vol. 59, No. 6. P. 2806–2814.
34. Chakraborty, S. Vu., H.-N. Hasan, M.M. Tran, D.-D. Baghdadi, M.E. Hegazy. DC-DC Converter Topologies for Electric Vehicles, Plug-in Hybrid Electric Vehicles and Fast Charging Stations: State of the Art and Future Trends. *Energies*. 2019. №12. P. 1569.

35. P.P. Barker. Ultracapacitors for use in power quality and distributed resource applications. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. 2002. №4. P. 40-42.
36. Иванов С.А. Исследования использования суперконденсаторов в комбинированных энергоустановках транспортных средств: дис. кан. тех. наук: 05.20.01. М., 2003. 137 с.
37. Как обычную машину превратить в гибридную на солнечных батареях знают в Италии [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://ecotechnica.com.ua/transport/725-kak-iz-obychnoj-mashiny-sdelat-gibridnuyu-privumali-italyantsy.html> (дата звернення 04.02.2016).
38. Разработан способ подзаряжать электромобили от солнечных батарей напрямую [Электронный ресурс] Режим доступа: https://elektrovesti.net/59980_razrabotan-sposob-podzaryazhat-elektromobili-ot-solnechnykh-batarey-napryamu (дата звернення 26.03.2018).
39. Суперконденсаторы: принципы построения, техника применения [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://pandia.ru/text/78/149/96067.php> (дата звернення 12.03.2017).
40. Системы для электромобилей (EV) и гибридных электромобилей (EV) [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://toshiba.semicon-storage.com/ru/application/automotive/ecology/hev-ev.html> (дата звернення 20.03.2017).
41. Gao, W. and Mi, C. Hybrid vehicle design using global optimization algorithms. *International journal of Electric and Hybrid Vehicles*. 2005. P. 57-70.
42. Chevrolet Volt Battery. (2015). [Электронный ресурс]. Режим доступа http://media.gm.com/content/dam/Media/microsites/product/volt/docs/battery_101.pdf

43. B. Geng, J. Mills, D. Sun. Two-stage charging strategy for plug-in electric vehicles at the residential transformer level. *IEEE Trans. Smart Grid*. 2013. №4. P. 1442-1452.
44. Y. He, B. Venkatesh, L. Guan. Optimal scheduling for charging and discharging of electric vehicles. *IEEE Trans. Smart Grid*. 2012. №3. P. 1095-1105.
45. Mehrdad Ehsani. Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design. CRC Press, 2004. 395 p.
46. T.L. Gibson, N.A. Kelly. Solar photovoltaic charging of lithium-ion batteries. *J. Power Sources*. 2010. P. 3928-3932.
47. Gorinov K.A., Tyukhov I.I. Fotoelektricheskiye stantsii dlya zaryadki elektromobiley. *Vozobnovlyayemyye istochniki energii: materialy vos'moy 203 nauchnoy molodezhnoy shkoly s mezhdunarodnym uchastiyem. Universitetskaya kniga*. 2012. P. 80-85.
48. Мітков Б.В. Альтернативні палива для транспортних засобів. *Науковий вісник ТДАТУ*. 2011. вип. 1. №3. С. 144 –152.
49. Применение топливных элементов смесеобразования водородовоздушной смеси для водородного автотранспорта. *Вісник СНУ ім. В.Даля*. 2011. вип. 5 С. 305 – 309.
50. Sparacino, A.R. Design and Simulation of a DC Electric Vehicle Charging Station Interconnected with a MVDC Network. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012. P. 1168-1175.
51. Farkas C. Stochastic modelling of EV charging at charging stations. *RE&PQJ*. 2012. Vol.1. №.10. P. 1046-1051..
52. Гібридні автомобілі / О. В. Бажинов, О. П. Смирнов, С.А. Серіков та ін. Х.: ХНАДУ, 2008. 328 с.
53. В. Б. Павлов, В. І. Будько, В. М. Кириленко, М. О. Будько, К. В. Кириленко. Особливості роботи автономних зарядних станцій електромобілів з використанням фотоелектричних установок та буферних акумуляторів

- енергії. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2019. вип. 53. С. 117-125.
- 54.В. І. Бутько, С. О. Кудря, В. Б. Павлов. Концепція зарядження акумуляторної батареї електромобіля від фотоелектричної станції. *Відновлювана енергетика*. 2014. № 1. С. 16-21.
- 55.А.В. Бажинов, И.С. Трунова. Аккумуляирование энергии в гибридных электромобилях. *Вестник ХНАДУ*. 2007. № 39. С. 47–53.
- 56.В. Б. Павлов, В. І. Бутько. Зарядження електромобілів від відновлюваних джерел. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 32-35.
- 57.Кудря С.О. Нетрадиційні та відновлювані джерела енергії. К.: Національний технічний університет України ("КПІ"), 2011. 495 с.
- 58.Кудря С.О., Пепелов А.В. Відновлювана енергетика у 2015 році: Стан та перспективи розвитку в Україні. *Відновлювана енергетика та енергоефективність XXI століття* : міжнар. конф., м.Київ, 29 – 30 вер. 2016 р. К.: 2016. С. 25 – 32.
- 59.Mart van der Kam, Wilfried van Sark. Smart charging of electric vehicles with photovoltaic power and vehicle-to-grid technology in a microgrid; a case study. *Applied energy*. 2015. Vol. 152. P. 20-30.
- 60.M. Neuburger, M. Bargende, HС. Reuss, J. Wiedemann. Photovoltaic based inverter charger. *Internationales Stuttgarter Symposium. Proceedings, Wiesbaden*. 2014. Vol. 14. P. 35-42.
- 61.M. Neuburger, J. Haag. Photovoltaik im Elektrofahrzeug. *Forschungsreport für die Elektrotechnik in Baden Württemberg*. 2015. P. 14-17.
- 62.Joeri Van Mierlo. Comparison of power control algorithms in hybrid vehicles. *Electric Vehicle Symposium*. 1998. P. 86-94.
- 63.Lennart Stridsberg. Dual electric motor hybrid power train. *Electric Vehicle Symposium*. 1998. P. 53-60.

64. Model s, tesla europe [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.tesla.com/en_eu/models?redirect=no/
65. Ипатов А.А., Карницкий В.В., Минкин И.М. АТС с комбинированными силовыми установками. *Автомобильная промышленность*. 2002. № 7 С.36-39.
66. Lightweight, compact and high-efficiency powertrain for electric vehicles EVs [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.nissan-global.com/EN/TECHNOLOGY/OVERVIEW/e_powertrain.html
67. Комбинированные энергосиловые установки [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.electro-machines.ru/content/kombinirovannyye-energossilovyye> (дата звернения 09.10.2010).
68. В. А. Войтенко, В. А. Водічев. Оптимізація параметрів конденсаторної батареї автономного джерела живлення електромобіля. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2012. вип.3. С.261 – 263.
69. Устройство двигателя электромобиля [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://autoleek.ru/dvigatel/jelektricheskiy-dvigatel/ustrojstvo-jelektromobilja.html> .
70. Skugor B., Pavkovic D. A Series-Parallel Hybrid Electric Vehicle Control Strategy Including Instantaneous Optimization of Equivalent Fuel Consumption. *IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*. 2012. P. 310-316.
71. V.H. Johnson, K.B. Wipke, D.J. Rausen. HEV Control Strategy for Real-Time Optimization of Fuel Economy and Emissions. *SAE paper*. 2000. P.1-16.
72. A. Freuer, M. Grimm, H.-C. Reuss. Messung und statistische Analyse der Leistungsflüsse und Energieverbräuche bei Elektrofahrzeugen im kundenrelevanten Fahrbetrieb. *Deutscher Elektro-Mobil Kongress*. 2012.

- 73.М. Kalabis. Steigerung der Energieeffizienz von Kraftfahrzeugen durch modellbasierte prädiktive Geschwindigkeits- und Abstandsregelung. Dissertation, Technische Universität Kaiserslautern. 2013. 187 p.
- 74.В.Е. Ютт, В.И. Строганов. Электромобили и автомобили с комбинированной энергоустановкой. Расчет скоростных характеристик: учеб. пособие. М.: МАДИ, 2016. 108 с.
- 75.Макаров А.К. Электромобиль с комбинированной энергетической установкой, включающей солнечную батарею: дис. кан. тех. наук: 05.09.03. МАМИ. М., 1998. 266 с.
- 76.Шугуров С.Ю. Электромобиль с комбинированной энергоустановкой и накопителями энергии: дис.кан. тех. наук: 05.09.03. МГАДИ. М.,1999. 225 с.
77. Ноздрин А.В. Улучшение некоторых технико-эксплуатационных свойств автомобиля с помощью комбинированной энергоустановки: дис.кан.тех.наук: 05.20.01. МГАУ. М., 2006. 161 с.
- 78.А. Gurung, K. Chen, R. Khan, S.S. Abdulkarim, G. Varnekar, R. Pathak, R. Naderi, Q. Qiao. Highly efficient perovskite solar cell photocharging of lithium ion battery using DC-DC booster *Adv. Energy Mater.* 2017. P. 160-171.
- 79.V. Chakrapani, F. Rusli, M.A. Filler, P.A. Kohl. A combined photovoltaic and Li ion battery device for continuous energy harvesting and storage. *J. Power Sources.* 2012. P. 84-88.
- 80.Blasius E., Federau E., Leonowicz Z., Janik P. Assessment of e-vehicles availability in charging pool for support services in smart grids: Case study based on real data. *IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering.* 2017. P. 1-6.
- 81.Robinson, A.P., Blythe, P.T., Bell, M.C., Hübner, Y., Hill, G.A. Analysis of electric vehicle driver recharging demand profiles and subsequent impacts on the carbon content of electric vehicle trips. *Energy Policy.* 2013.Vol. 61. P. 337– 348.

82. Bass R., Zimmerman N. Impacts of Electric Vehicle Charging on Electric Power Distribution Systems. Transportation Research and Education Center. 2013.
83. Demand management of electric vehicle charging using Victoria's Smart Grid [Электронный ресурс] Режим доступа: http://percepacion.com/wp-content/uploads/sites/3/2014/01/Demand-management-of-EV-charging-using-VictoriasSmart-Grid_May-2013.pdf (дата звернення 21.07.2016).
84. Johannes Urban, Manfred Bruckmann, Andreas Welsch. Evaluation of Solar DC/DC Charging Concepts in Off-Grid Operation. *HS Regensburg*. 2012.
85. Patten John, Christensen Nathan, Srivastava Steven, Nola Gary. Wind Charged Plug-In Hybrid Electric Vehicle. *Green Manufacturing Research Journal*. 2011.
86. G.G. Pivnyak, O.O. Beshta. A complex source of electrical energy for three-phase current based on a stand-alone voltage inverter. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. С. 89-93.
87. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. Л.: Энергоиздат, 1981. 536 с.
88. Перельмутер В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока: научное издание. Х.: Основа, 2004. 210 с.
89. O.O. Beshta, S.S. Khudolii, M. Neuburger, N. Neuberger. Control of energy flows in electric drivetrain of electric vehicle with extra DC source. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2019. вип. 2. С. 67-71.
90. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины, Общий курс электрических машин: научное издание. М.: МЭИ, 2004. 520 с.
91. Ключев В. И. Теория электропривода: научное издание. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
92. A. Beshta, A. Balakhontsev, S. Khudolii. Performances of Asynchronous Motor within Variable Frequency Drive with Additional Power Source Plugged via Combined Converter. *2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2019. P.156-160.

93. Фираго Б.И., Павлячик Л.Б. Теория электропривода: учебное пособие. Мн.: Техноперспектива, 2007. 585 с.
94. A. Beshta ; O. Aziukovskyi ; A. Balakhontsev ; A. Shestakov. Combined power electronic converter for simultaneous operation of several renewable energy sources. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. 2017. P. 94-97.
95. O. Salari, K. Hashtrudi Zaad , A. Bakhshai , P. Jain. Hybrid Energy Storage Systems for Electric Vehicles: Multi-Source Inverter Topologies. *2018 14th International Conference on Power Electronics (CIPE)*. 2018. P. 111-116.
96. Nayak P., Pramanick S.K., Rajashekara K. A Soft-Switched PWM Technique for a Single Stage Isolated DC-AC Converter with Synchronous Rectification. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. 2018. P. 6733-6738.
97. Oleksandr O. Beshta, Ivan Lutsenko, Serhii Fedoriachenko, Mariia Vesela . Combined Electromechanical Converter for Hybrid and Electric Vehicles. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2017. Vol. 10.
98. HPEVS AC-50 EV AC Motor [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.electriccarpartscompany.com/AC-50-EV-AC-Motor-Only-96V-650A-67-HP-HPEVS-EV-AC-Motor>
99. Curtis 1239E AC Motor Controller [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://evolveelectrics.com/products/1239-e>
100. DC/DC Converter 3.5kW – 24-40V [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.tame-power.com/en/dc-dc-power-converter/dcdc-converter-35kw-24-40v-0>
101. Boost regulator dc dc 60a 24v to 48v step-up converter [Электронный ресурс] Режим доступа: https://www.alibaba.com/product-detail/Golf-carts-truck-car-lorry-boost_62035339448.html?spm=a2700.icbuShop.41413.28.4e6c3a92VBezXi
102. РМО и РМТ. Моторные дроссели. [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://owen.ua/ru/privodnaja-tehnika/rmo-i-rmt-motornye-drosseli/prices>

Список публікацій здобувача

Наукові праці, в яких опубліковані основні наукові результати дисертації:

1. O.O. Beshta, S.S. Khudolii, M. Neuburger, N. Neuberger. Control of energy flows in electric drivetrain of electric vehicle with extra DC source. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2019. вип. 2. С. 67-71 (Особистий внесок – запропонував схему побудови комбінованої електромеханічної системи з варіантом стану ключів АІН (0,0,0) для забезпечення моменту на валу електричного двигуна).

2. G.G. Pivnyak, O.O. Beshta. A complex source of electrical energy for three-phase current based on a stand-alone voltage inverter. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. вип. 1. С. 89-93 (Особистий внесок – наведено математичні розрахунки побудови електромеханічної схеми, запропоновано модифікований алгоритм комутації ключів інвертора комбінованого джерела живлення, описані фізичні процеси передачі енергії до електромеханічного перетворювача від додаткового джерела живлення).

3. Ivan Lutsenko, Serhii Fedoriachenko, Oleksandr O. Beshta, Mariia Vesela, Ievgenii Koshelenko. Estimation of the Potential Impact of Electric Vehicles on the Distribution Network's Operation Modes. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2017. Vol 8. <https://mmse.xyz/en/estimation-of-the-potential-impact-of-electric-vehicles-on-the-distribution-networks-operation-modes/> (Особистий внесок – запропоновано алгоритм оцінки потенційного впливу двонаправленого використання акумуляторних батарей).

4. Lutsenko I.M., Fedoriachenko S.O., Beshta O.O., Vesela M.A., Tverdohlib O.M. Hybrid system for generating electric power. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2016. Vol.6. <https://mmse.xyz/en/hybrid-system-for-generating-electric-power/> (Особистий внесок – запропонована система генерування електричного струму за допомогою комбінування альтернативних джерел енергії).

5. Oleksandr O. Beshta, Ivan Lutsenko, Serhii Fedoriachenko, Mariia Vesela. Combined Electromechanical Converter for Hybrid and Electric Vehicles. *Mechanics, Materials Science & Engineering*. 2017. Vol 10.

<https://mmse.xyz/en/combined-electromechanical-converter-for-hybrid-and-electric-vehicles/> (Особистий внесок – запропонований новий шлях прямого перетворення електричної енергії, що підвищує ефективність перетворення при одночасному зменшенні вартості та розміру джерела енергії та додаткових компонентів).

Наукові праці, які засвідчують апробацію матеріалів дисертації:

1. A. Beshta, A. Balakhontsev, S. Khudolii, Performances of Asynchronous Motor within Variable Frequency Drive with Additional Power Source Plugged via Combined Converter, 2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), Сторінки 156-160, Київ, 2019 (Особистий внесок – надано оцінку впливу додаткових струмів на характеристику електричного двигуна, детальний опис електричного двигуна в комбінованій електромеханічній системі, представлені результати моделювання).

Продовж. дод. А
Апробація результатів дисертації

Основні положення та наукові результати дисертаційної роботи розглядалися на міжнародних наукових і науково-практичних конференціях:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «Форум гірників» (Дніпро, 30 вересня – 3 жовтня 2015 р., форма участі – усна доповідь).
2. Перша міжнародна конференція Information Technologies in Science & Education'17 (Spain, India, Ukraine) (Дніпро, 26 вересня 2017р., форма участі – усна доповідь).
3. «Фізико-хімічні геотехнології – 2018» (Дніпро, 10-11 жовтня 2018 р., форма участі – публікація тез).
4. «2019 IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)» (Київ, 17-19 квітня 2019 р., форма участі – усна доповідь).

Техніко-економічне обґрунтування варіанту компоновки електромобіля

Приклад. Розглянемо наступний варіант компоновки електромобіля:

- двигун AC-50 EV, 96V, 650A, ціною 2230 дол. [98];
- інвертор двигуна Curtis 1239E-8521 96-144 VDC, 500-650 A ціною 2959 дол. [99];
- акумуляторна батарея, що складається з 24-х модулів послідовно-паралельного з'єднання (2 паралельні гілки по 12 модулів). Кожен модуль складається з 4-х комірок 3,8 В; 33,1 (А·годин); вартість комірки – 98 доларів. Загальна вартість батареї – 9408 доларів.

Загальна ціна комплекту складає 14597 доларів.

Для реалізації базового варіанту вибираємо DC-DC-інвертор:

- CONV-DCDC-3KW5-AABC-02-H, 3,5кВт; (24...40 В)/(70...110 В); 30 А; вартість – 2300 доларів [100].

Для запропонованого варіанту приймається:

- інвертор WMX-DSD24S4860, 2,89 кВт; (15-30 В)/(до 48 В); 60 А; вартість – 192 долара [101];
- дросель PMT-030-A, 0,12 мГн; 60 А; вартість – 293 долара, (рис. 4.9) [102].

Таким чином, маємо:

- загальна вартість капітальних витрат на базовий варіант

$$K_{(1)} = 14597 + 2300 = 16897 \text{ дол.};$$

- загальна вартість капітальних витрат на запропонований варіант

$$K_{(2)} = 14597 + 192 + 293 = 15082 \text{ дол.};$$

- різниця капітальних витрат між варіантами

$$K_{(1)} - K_{(2)} = 16897 - 15082 = 1815 \text{ дол.}$$

У розрахунку варіантів не передбачено витрати на плівку з сонячних елементів

для електромобіля, що входять у вартість капітальних витрат кожного з варіантів, оскільки така плівка для електромобілів знаходиться у експериментальній розробці.

Різницю в експлуатаційних витратах за варіантами знаходимо з формул (5.9) і (5.10). При цьому вважаємо, що $I_{ek} = I_{IN,n}$

$$I_{IN(1)} = 650 - 3500/96 = 614 \text{ A,}$$

$$I_{IN(2)} = 650 - (2,5 \dots 5) 2890/48 = 350 \dots 500 \text{ A.}$$

Таким чином, різниця в експлуатаційних витратах між комплектами електротехнічного обладнання електромобіля без плівки з сонячними елементами і запропонованим варіантом складає 350 ... 500 А.

Оскільки ємність акумуляторної батареї складає $24 \times 4 \times 30,1 = 2890$ А·годин, то подовження розрядного циклу акумуляторної батареї дорівнюватиме

$$\Delta T_{AB} = \frac{(350 \dots 500)}{2890} T_{AB} = (0,121 \dots 0,173) T_{AB} .$$

Виходячи з рівняння (4.11), маємо 12,1...17,3 % подовження розрядного циклу акумуляторної батареї.

$$I_{IN(1)} - I_{IN(2)} = 614 - (350 \dots 500) = 114 \dots 264 \text{ A.}$$

$$\Delta T_{AB} = \frac{(114 \dots 264)}{2890} T_{AB} = (0,039 \dots 0,091) T_{AB} .$$

Таким чином, використання запропонованого схемо-технічного рішення додатково збільшує розрядний цикл акумуляторної батареї до 9,1 % порівняно з базовим варіантом.

Посилання: [98-102] див. список використаних джерел стор. 141-150

Акти про використання результатів дисертаційної роботи



Затверджую
Перший проректор
«Дніпровська політехніка»,
к.т.н., професор
О.О. Азюковський
_____ 2020 р.

АКТ

впровадження в навчальний процес
результатів наукової роботи

В даний час все більшу популярність набирають електричні та гібридні транспортні засоби. В них є свої недоліки. Найголовнішим фактором є короткий пробіг, який обмежений ємністю акумуляторної батареї. Виробниками автомобілів все частіше розглядаються варіанти використання додаткового, альтернативного джерела живлення системи електропривода транспортного засобу.

У дисертаційній роботі Бешти Олександра Олександровича на тему «Підвищення навантажувальної здатності в системі асинхронного електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом живлення» вирішена актуальна наукова задача, яка полягає у дослідженні і розробці законів, методів, моделей та інших сучасних науково-технічних рішень з формування систем автоматичного керування для складних електромеханічних систем, компоненти яких пов'язані енергетичними зв'язками. Отримані у роботі рішення сприяють збільшенню амплітуди вихідної напруги автономного інвертора для живлення електричного двигуна, при використанні двох джерел електричної енергії, під'єднаних по спеціальній схемі.

З огляду на актуальність проблематики отримані в дисертаційній роботі теоретичні й практичні результати використовуються у навчальному процесі при підготовці фахівців, а також при виконанні курсових та дипломних робіт студентами зі спеціальностей: «Нетрадиційні та відновлювальні джерела енергії», «Електромеханічні системи автоматизації та електропривод» у Національному технічному університеті «Дніпровська політехніка».

Зав. кафедри електроенергетики
к.т.н., професор

М.В. Рогоза

ТОВ НВП «Центр Електромеханічної Діагностики»



49064, Україна, м. Дніпро, вул. Мічуріна, 4

Тел. (050) 320 25 29

e-mail: cedgroup@ukr.net, <http://ced.dp.ua>

Р/р UA 863 052 990 0000 2600 90 50 50 2176 в АТ КБ «ПриватБанк», м. Дніпро, МФО 305299.
ЄДРПОУ 33718468, ІНН 337184604676, Свід. № 200155487

АКТ

про впровадження науково-технічних рішень дисертаційної роботи Бешти Олександра
Олександровича

Науково-технічні рішення, результати і рекомендації дисертаційної роботи Бешти Олександра Олександровича, стосовно вибору та впливу параметрів додаткових компонентів в системах електропривода з декількома джерелами живлення, були впроваджені ТОВ НВП «Центр електромеханічної діагностики» у власному виробництві електромеханічних систем на базі асинхронного двигуна.

Директор

Джур Р.В.



067-373-10-10, 050-320-25-29



ТОВ СРД, Україна, м. Дніпро, просп. Гагаріна, 61. ЄДРПОУ 39434301

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Бешти Олександра
Олександровича

на тему

«Підвищення навантажувальної здатності в системі асинхронного
електропривода транспортного засобу з комбінованим джерелом
живлення»

Цим актом підтверджуємо, що сформульовані автором у дисертаційному дослідженні пропозиції щодо об'єднання декількох джерел електричної енергії з різними параметрами в системі електричного привода автомобіля, рекомендації щодо характеристик додаткових елементів, їх вплив на роботу системи та інші результати дисертаційної роботи Бешти Олександра Олександровича є актуальними та застосовуються підприємством при проектуванні електромеханічних систем.

Директор ТОВ СРД



С.О. Федоряченко