

Національний університет “Львівська політехніка”

Міністерство освіти і науки України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Козій Володимир Богданович

УДК 621.4:621.318:621.316.56

ДИСЕРТАЦІЯ

**ПОКРАЩЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК БЕЗРЕДУКТОРНИХ ПРИВОДІВ
НА ОСНОВІ СИНХРОННОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ
МАГНІТАМИ ТА ЕЛЕКТРОННИМ КОМУТАТОРОМ**

Спеціальність 05.09.03 – Електротехнічні комплекси та системи

Технічні науки

Подається на здобуття наукового ступеня кандидата наук

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

_____ В.Б. Козій

Науковий керівник – Щур Ігор Зенонович, доктор технічних наук, професор

Львів – 2020

АНОТАЦІЯ

Козій В. Б. Покращення характеристик безредукторних приводів на основі синхронного двигуна з постійними магнітами та електронним комутатором. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.03 «Електротехнічні комплекси та системи». – Національний університет «Львівська політехніка», Львів, 2020.

Безредукторні електроприводи (БЕП) становлять перспективний напрям сучасної електромеханіки, який стрімко розширюється та завойовує щораз нові сфери застосування. Перевагами БЕП над традиційними редукторними приводами є підвищені надійність та енергоефективність, вища швидкодія і точність регулювання моменту і швидкості, простіша реалізація, відсутність шумів. Усе це досягається завдяки вилученню механічного редуктора як проміжного силового елемента та безпосередньому з'єднанню чи навіть вбудовуванню електричної машини в об'єкт привода. При цьому механічна редукція швидкості та відповідне підвищення моменту замінюється електромагнітною редукцією завдяки збільшенню кількості пар полюсів машини та, відповідно, її розмірів. Для реалізації БЕП найбільше підходять електричні машини синхронного типу з постійними магнітами (ПМ), оскільки завдяки активному ротору в них забезпечуються високі енергетичні показники за порівняно великого повітряного проміжку. Високонадійна безщіткова реалізація системи електроприводу на базі таких машин досягається за допомогою силового напівпровідникового, найчастіше транзисторного, комутатора, який керує струмами в обмотках якоря машини відповідно до кутового положення ротора. Низка особливостей багатополюсної електричної машини з ПМ зумовлюють перегляд традиційних способів позиційної електронної комутації її обмоток якоря з метою зменшення пульсацій електромагнітного моменту та забезпечення високих енергетичних показників.

Дисертаційна робота направлена на вирішення цієї актуальної науково-технічної задачі.

У роботі проведено теоретичне дослідження зміни основних електричних та електромагнітних параметрів синхронної машини з ПМ (СМПМ), а також енергетичних, динамічних і масогабаритних показників привода за збільшення кількості пар полюсів машини. При цьому усі вирази отримано для багатополісної СМПМ з довільною кількістю полюсів у відносних щодо дво полюсної машини одиницях за однакових значень вхідних електричних та вихідних механічних параметрів привода. У результаті дослідження отримано нові результати щодо зміни вказаних параметрів та показників у БЕП, низка з яких має безпосередній вплив на перебіг процесів електронної комутації в машині та формування її електромагнітного моменту. Так, стрімке зниження електромагнітної сталої часу якоря, спричинене зменшенням індуктивності та збільшенням активного опору обмотки, призведе до збільшення пульсацій струмів під час комутації та до відповідного зростання пульсацій електромагнітного моменту. У той же час, електромеханічна стала часу в БЕП, всупереч сподіванням щодо її збільшення, змінюється порівняно з редукторним приводом незначно, що за відсутності редуктора призводить до передачі пульсацій моменту безпосередньо об'єкту. Великий діаметр електричної машини та часто недоступність до її валу в БЕП не дозволяють застосовувати як давачі кутового положення ротора (ДКПР) традиційні енкодери різного типу. Натомість багатосекційність обмотки якоря можна використати для встановлення в секціях потрібної кількості точкових ДКПР чи інформаційних обмоток для отримання інформації про кут положення ротора та його кутову швидкість.

У дисертації розглянуто два основні типи БЕП: безконтактний двигун постійного струму (БДПС) з дискретною позиційною комутацією обмоток якоря за допомогою точкових ДКПР та синусоїдальна СМПМ з неперервним синусоїдальним керуванням струмами та неперервним ДКПР.

Враховуючи, що в багатополюсних машинах обмотки якоря концентровані та ЕРС обертання їх може мати різну форму, трапецевидну, синусоїдальну та довільну, для дискретної комутації таких обмоток можна застосувати різні способи. Для трифазної обмотки з 6-транзисторним мостовим інвертором напруги спочатку досліджено на комп'ютерних моделях базові показники трьох способів з різною провідністю транзисторів: 120° електричних (ел.), 150° ел. та 180° ел. Далі, подібно до вже відомого способу для 120° комутації, для двох інших способів розроблено такі способи шоротно-імпульсної модуляції (ШІМ), які виключають перетоки реактивних струмів через ланку постійної напруги і забезпечують тим самим суттєве зниження пульсації електромагнітного моменту. Такі способи нами названо низькопульсаційними. За розробленою методикою, яка передбачає розгін БЕП у замкненій двоконтурній системі керування і подальше розмикання системи зі збереженням сталої номінальної кутової швидкості, проведено дослідження усіх розглянутих способів дискретної комутації за різних форм ЕРС обертання. Дослідження показали зниження пульсацій електромагнітного моменту за низькопульсаційних ШІМ на 30-40% порівняно з традиційними способами. Для машини з трапецевидною формою ЕРС найкращі показники щодо пульсацій моменту та енергетичної ефективності показав спосіб 120° комутації, а для машини з синусоїдальною формою ЕРС - 180° комутації.

Оскільки в багатополюсних машинах з ПМ та концентрованими обмотками якоря найлегше забезпечити близьку до синусоїдальної форму ЕРС, з метою подальшого зниження пульсацій електромагнітного моменту, запропоновано і досліджено новий спосіб малоточкової дискретної комутації, названий квазісинусоїдальною (КС) комутацією. Суть його полягає в дискретній зміні за синусоїдальним законом щільностей ШІМ фазних напруг відповідно до дискретних сигналів точкового ДКПР. При цьому кількість сигнальних точок на секції може бути задана довільною, а самі точкові давачі, наприклад, давачі Холла, можуть розміщуватися в різних секціях обмотки якоря. Дослідження показали можливість значного зниження пульсацій

електромагнітного моменту, наприклад, за 6-точкового ДКПР їх можна зменшити у 2 рази порівняно з низькопульсаційною триточковою 180° комутацією. Знайдені умови ефективного фільтрування пульсацій струмів якоря та, відповідно, й електромагнітного моменту.

За допомогою запропонованої КС-комутації шляхом зміни співвідношення щільностей ШІМ у різних фазах можна змінювати кут узагальненого вектора напруги якоря, а однаковою зміною щільностей усіх фаз – амплітуду цього вектора. Таким чином можна здійснювати так зване полярне керування напруги якоря СМПМ з метою забезпечення максимальної енергетичної ефективності машини в залежності від її навантаження. Показано аналітично та шляхом комп'ютерного моделювання, що задовільне квазіоптимальне з точки зору мінімуму втрат в міді машини полярне КС-керування достатньо здійснювати в функції миттєвої потужності привода.

Для високоточних БЕП, з метою забезпечення гладкості електромагнітного моменту, синусоїдальна СМПМ повинна керуватися синусоїдальними струмами якоря. Останні треба формувати за сигналами неперервного ДКПР. Для цього запропоновано застосувати спеціальну сигнальну трифазну обмотку якоря та розроблено алгоритм обробки трифазної ЕРС, який дає поточну інформацію про кутове положення ротора, кутову швидкість ротора та напрям його обертання. Відповідно до алгоритму, такий комплексний давач дає достовірну інформацію по кожному з трьох каналів за ідеальної симетрії розміщення сигнальних обмоток та синусоїдальної форми їхніх ЕРС. У роботі теоретично досліджено вплив різної несиметрії (кутової, амплітудної) та гармонічних відхилень від синусоїдальності сигнальної обмотки якоря на точність роботи комплексного давача. При цьому показано, що за вказаних неідеальностей обчислена кутова швидкість у кожному каналі зазнає значних викидів кожних 180° ел. Для їх усунення запропоновано застосувати прийом вирізання значень обчисленої кутової швидкості у кожному каналі в межах певного кута. Показана залежність похибки обчислення кутової швидкості від величини цього кута. Наступне зниження

похибки кутової швидкості досягається застосування прийому усереднення між отриманими її значеннями від трьох чи двох каналів у залежності від кута вирізання. Комп'ютерне моделювання з врахуванням дискретності роботи цифрової системи обробки інформації показало працездатність запропонованого комплексного давача з розробленим алгоритмом. Це підтверджено також експериментальним дослідженням на макеті системи приводу з розробленим давачем та мікроконтролерною системою обробки інформації.

Для експериментального дослідження КС-комутації було створено БЕП на основі 44-полюсної СМПМ, транзисторного інвертора напруги та абсолютного 12-розрядного енкодера. На 8-розрядному мікроконтролері Мк Atmega128-16AU реалізовано алгоритм обробки коду енкодера та імітовано 5 варіантів розміщення дискретних ДКПР з 3, 4, 6, 9 і 12 точками на секцію обмотки якоря. В проведених експериментах отримано осцилограми фазного струму, фазної напруги та обчислених комп'ютером кутового положення ротора і кутової швидкості, які продемонстрували працездатність БЕП з КС-комутацією обмоток якоря СМПМ та покращення форми струму за зменшення дискретності ДКПР. За таким способом у рамках госпдоговору між Львівською політехнікою і ДП НДІ «Квант» (м. Київ) у 2011-2012 рр. було розроблено за участі автора та виготовлено 150 систем БЕП відеокамери зовнішнього спостереження для бронемашин.

У деяких об'єктах БЕП необхідно забезпечити широкий діапазон регулювання кутової швидкості за використання недорогого ДКПР. У багатополіусній машині малорозрядний енкодер може забезпечити потрібну плавність руху лише на порівняно високих швидкостях із застосуванням КС-комутації обмоток якоря. Для малих швидкостей запропоновано формувати потрібний вектор напруги полярним способом, а регулювання швидкості здійснювати послідовною зміною з певним темпом цих векторів. При цьому привод працює без позиційної комутації, а дискретні сигнали ДКПР застосовуються лише для періодичної корекції положення векторів напруги. За

таким принципом гібридної КС-комутації за участю автора розроблено приводи башти бронетранспортера та мотор-коліс роботизованого комплексу для виконання наземних завдань, реалізація яких показана в роботі та підтверджена відповідними актами використання результатів дисертаційної роботи.

За проведеними дослідженнями зроблено відповідні висновки та рекомендації щодо подальшого застосування отриманих в дисертації результатів.

Ключові слова: безредукторний електропривод, багатополюсна електрична машина, синхронна машина з постійними магнітами (СМПМ), безщітковий двигун постійного струму (БДПС), транзисторний комутатор, дискретна комутація обмоток якоря, неперервна комутація обмоток якоря, давач кутового положення ротора.

SUMMARY

Koziy V. B. Improving the performance of gearless drives based on a synchronous motor with permanent magnets and an electronic commutator. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

The dissertation on competition of a scientific degree of the candidate of technical sciences on a specialty 05.09.03 "Electrotechnical complexes and systems". – Lviv Polytechnic National University, Lviv, 2020.

Direct (gearless) electric drives (DED) are a promising area of modern electromechanics, which is rapidly expanding and gaining new applications. The advantages of DEDs over traditional gear drives are increased reliability and energy efficiency, higher speed and accuracy of torque and speed control, easier implementation, no noise. This is achieved by excluding the mechanical gearbox as an intermediate power element and directly connecting or even embedding the electric machine in the drive object. In this case, the mechanical reduction of speed and the corresponding increase in torque is replaced by electromagnetic reduction due to the increase in the number of pole pairs of the machine and, accordingly, its size.

Electric machines of synchronous type with permanent magnets (PM) are most suitable for the implementation in DEDs, because due to the active rotor they provide high-energy performance over a relatively large air gap. Highly reliable brushless implementation of the electric drive system based on such machines is achieved by means of a power semiconductor, often transistor, commutator, which controls the currents in the armature windings of the machine in accordance with the angular position of the rotor. A number of features of the multipole electric machine with PMs determine the revision of traditional methods of positional electronic switching of its armature windings in order to reduce the pulsations of the electromagnetic torque and ensure high-energy performance. The dissertation is directed on the decision of this actual scientific and technical problem.

Theoretical research of change of the basic electric and electromagnetic parameters of the synchronous machines with PM (PMSM), and power, dynamic and mass indicators of the drive for increase in quantity of pairs of poles of the machine is carried out. In this case, all expressions are obtained for a multipole PMSM with an arbitrary number of poles in p. u. to the bipolar machine at the same values of the input electrical and output mechanical parameters of the drive. As a result of research, new dependences are received concerning change of the specified parameters and indicators in DED, a number of which has direct influence on a course of processes of winding electronic switching in the machine and formation of its electromagnetic torque. Thus, a sharp decrease in the electromagnetic time constant of the armature, caused by a decrease in inductance and an increase in the active resistance of the winding, will lead to an increase in current ripple during switching and a corresponding increase in electromagnetic torque ripple. At the same time, the electromechanical time constant in the DED, contrary to the expectations of its increase, changes slightly compared to the gear drive, which in the absence of the gearbox leads to the transmission of torque pulsations directly to the object. The large diameter of the electric machine and often inaccessibility to its shaft in DED do not allow to use traditional encoders of various type as rotor angular position sensors (RAPS). Instead, the multi-section armature winding can be used to set in sections the

required number of point RAPS or information windings to obtain information about the angle of the rotor and its angular velocity.

The dissertation considers two main types of DEDs: brushless DC (BLDC) motor with discrete position switching of armature windings by means of point ARPSs and sinusoidal PMSM with sinusoidal current control and continuous RAPS.

Given that in multipole machines the armature windings are concentrated and their rotation EMF can have different shapes (trapezoidal, sinusoidal, and arbitrary), different methods of discrete switching of such windings can be used. For a three-phase winding with a 6-transistor bridge voltage inverter, the basic indicators of three methods with different conductivity of transistors were first studied on computer models: 120° electric (el.), 150° el. and 180° el. Further, similar to the already known method for 120° switching, for the other two methods developed such methods of pulse-width modulation (PWM), which exclude the flow of reactive currents through the DC voltage link and thus provide a significant reduction in the pulsation of the electromagnetic torque. We call such methods low-pulsation. According to the developed method, which provides for run-up the DED in a two-circuit closed-loop control system and subsequent opening of the system while maintaining a constant rated angular velocity, the study of all considered methods of winding discrete switching for different forms of rotation EMF are conducted. Studies have shown a reduction of the electromagnetic torque ripple in low-pulsation PWM by 30-40% compared with traditional methods. For a machine with a trapezoidal EMF shape, the best indicators in terms of torque ripple and energy efficiency were shown by the 120° switching method, and for a machine with a sinusoidal EMF shape – 180° switching.

Since in multipolar machines with PMs and concentrated armature windings it is easiest to provide a near sinusoidal form of EMF, in order to further reduce the electromagnetic torque ripple, a new method of low-point discrete switching, called quasi-sinusoidal (QS) switching is proposed and investigated. Its essence is a discrete change in the sinusoidal law of the PWM ratios of the phase voltages in accordance with the discrete signals of the point RAPS. The number of signal points on the

section can be set arbitrarily, and the point sensors themselves, for example, Hall sensors, can be placed in different sections of the armature winding. Studies have shown the possibility of a significant reduction of the electromagnetic torque ripple; for example, at 6-point RAPS they can be reduced by 2 times compared with low-pulsation three-point 180° switching. Conditions for effective filtering of armature current pulsations and, accordingly, electromagnetic torque ripple are found.

With the help of the proposed QS-switching, by changing the PWM ratios in different phases, the angle of the generalized armature voltage vector can be changed, and the amplitude of this vector – by the same change in the ratios of all phases. Thus, it is possible to carry out the so-called polar armature voltage control of the PMSM in order to ensure maximum energy efficiency of the machine depending on its load. Analytically and by computer simulation, it is shown that a satisfactory quasi-optimal, from the point of view of the minimum copper losses in the machine, polar QS-switching is sufficient to perform as a function of the instantaneous power of the drive.

For high-precision DED, in order to ensure the smoothness of the electromagnetic torque, the sinusoidal PMSM must be controlled by the sinusoidal armature currents. The latter should be formed based on the signals of continuous RAPS. To do this, it is proposed to use a special signal three-phase armature winding and developed an algorithm for processing three-phase EMF, which provides current information about the angular position of the rotor, the angular velocity of the rotor and the direction of its rotation on each of the three channels. According to the algorithm, such a complex sensor provides reliable information in the case of the ideal symmetry of the signal windings and the sinusoidal shape of their EMF. The influence of different asymmetry (angular, amplitude) and harmonic deviations from the sinusoidality of the armature signal windings on the accuracy of the complex sensor operation is theoretically investigated. It is shown that for these imperfections, the angular velocity in each channel undergoes significant deviations at each 180° el. To eliminate these deviations, the method of cutting the values of the calculated angular velocity in each channel within a certain angle is proposed to be used. The

dependence of the angular velocity calculation error on the value of this angle is shown. The subsequent reduction of the angular velocity error is achieved by applying the method of averaging between its obtained values from three or two channels depending on the cutting angle. Computer simulation taking into account the discrete operation of the digital information processing system showed the efficiency of the proposed integrated sensor with the developed algorithm. This is also confirmed by an experimental study on the sample of the drive system with a developed sensor and microcontroller information processing system.

For the experimental study of QS-switching, a DED based on a 44-pole PMSM, a transistor voltage inverter and an absolute 12-bit encoder was created. The encoder code processing algorithm and simulation of 5 variants of discrete RAPS placement with 3, 4, 6, 9 and 12 points per armature winding section were implemented on an 8-bit Mk Atmega128-16AU microcontroller. In the conducted experiments, the waveforms of the phase current, phase voltage and computer-calculated angular position of the rotor and angular velocity were obtained, which demonstrated the performance of DED with QS-switching of PMSM armature windings and improving the current shape while reducing the discreteness of RAPS. In the framework of the economic contract between Lviv Polytechnic and Research Institute "Kvant" (Kyiv) in 2011-2012, 150 DED systems for external surveillance video cameras for armored vehicles were developed and manufactured in this way with the participation of the author.

In some DED facilities, a wide range of angular velocity control must be provided using inexpensive RAPS. In a multipole machine, a low-bit encoder can provide the required smoothness only at relatively high speeds using QS-switching of armature windings. For low speeds, it is proposed to form the desired voltage vector in a polar way, and the speed control is carried out by sequential change of these vectors with a certain rate. In this case, the drive operates without position switching, and discrete RAPS signals are used only for periodic correction of the position of voltage vectors. According to this principle of hybrid QS-switching, the DEDs of the tower of the armored personnel carrier and motor-wheels of the robotic complex to

perform ground tasks were developed with the participation of the author. These implementation are shown in the work and confirmed by relevant acts of dissertation results using.

According to the research, the relevant conclusions and recommendations for further application of the results obtained in the dissertation were made.

Keywords: direct drive, gearless electric drive, multipole electric machine, synchronous machine with permanent magnets (PMSM), brushless DC (BLDC) motor, transistor commutator, discrete switching of armature winding, continuous switching of armature winding, rotor angular position sensor (RAPS)

Список публікацій здобувача:

1. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Алгоритм роботи комплексного давача електричного кута положення, швидкості і напрямку обертання для тихохідного електропривода. *Електроенергетичні та електромеханічні системи: Вісн. Націон. ун-ту “Львівська політехніка”*. 2005. №544. С. 168-173.

2. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Система безредукторного електропривода інфранизьких частот обертання. *Електромашинобудування та електрообладнання. Тематичний випуск: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика*. Київ, 2006. Вип. 66. С. 77-78.

3. Щур І.З., Козій В.Б., Костинюк Л.Д. Підвищення точності визначення кутової швидкості за напругами синхронного тихохідного тахогенератора. *Електроенергетичні та електромеханічні системи: Вісн. Націон. ун-ту “Львівська політехніка”*. 2006. №563. С. 165-173.

4. Щур І.З., Козій В.Б. Вплив конструктивних похибок синхронного тахогенератора на рівень пульсацій моменту і кутової швидкості безконтактного тихохідного електропривода. *Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія и практика. Сб. научн. тр. Днепродзержинск. госуд. техн. ун-та (технические науки). Тематич. вып.* Днепродзержинск, 2007. С. 524-526.

5. Щур І.З., Козій В.Б. Принципи комутації безконтактного двигуна з постійними магнітами у безредукторному електроприводі. *Вестн. Націон. ун-та «Харьк. политехн. ин-т»: Проблеми автоматизованого електропривода. Теория и практика*. 2008. Вып. 30. С. 427-430.

6. Система прямого безконтактного електропривода інфранизької швидкості з мікроконтролерним керуванням / Щур І.З., Макарчук О.В., Козій В.Б. та ін. *Наук. праці Донецького націон. техн. ун-ту, Серія «Електротехніка і енергетика»*. 2013. Вип. 1(14) (186). С. 317-323.

7. Козій В.Б. Експериментальні дослідження безредукторного електропривода на базі VLDC із квазісінусоїдною комутацією обмоток якоря. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2013. Вип. 2/2013 (22). Част. 2. С. 153-157.

8. Rusek A., Shchur I., Kozij V. Bezprzekładniowe napędy elektryczne zawierające maszyny synchroniczne z magnesami trwałymi. *Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe*. 2014. Nr 101/1. S. 81-88.

9. Щур І.З., Козій В.Б. Квазісінусоїдний принцип безконтактної позиційної комутації обмоток якоря синхронних машин з постійними магнітами в безредукторному електроприводі. *Електроінформ*. 2009. №2. С. 6-9.

10. Щур І.З., Козій В.Б. Полярне керування безредукторним безконтактним електроприводом постійного струму з квазісінусоїдною позиційною комутацією обмоток якоря. *Тематичний випуск науково-технічного журналу «Електроінформ»: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика*. Львів, 2009. С. 158-161.

11. Paranchuk Y., Evdokimov P., Koziy V., Tsyapa V. Mathematical modelling and experimental determination of parameters of the guidance system of weaponry complex. *Computational Problems of Electrical Engineering*. 2018. Vol. 8, № 2. P. 73–78.

12. Безконтактний двигун постійного струму / Щур І.З., Козій В.Б.: пат. UA50019U Україна: МПК H02K 16/00, H02J 29/06. № у 2009 11077; заявл. 02.11.2009, опубл. 25.05.2010, Бюл. №10.

13. Andrushchak N., Koziy V., Karbovnyk I., Andrushchak A. Automated optical refractive index measurements using LabVIEW controlled gearless motor. Proc. of the XXII Ukrainian-Polish Conference (CADMD'2014), Oct. 10-11, 2014, Lviv (Ukraine). P. 122-127.

14. Hybrid electric energy storage module for distributed energy storage systems based on ecologically acceptable supercapacitor / Shchur I., Grygorchak I., Stotsko Z., Borysyuk A., Shvets R., Sheremeta R., Koziy V. *Proc. 2019 IEEE 2nd Ukraine Conf. on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, July 2-6, 2019, Lviv, Ukraine. P. 395-400.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	17
ВСТУП	18
РОЗДІЛ 1. АНАЛІЗ БЕЗРЕДУКТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ НА ОСНОВІ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ТА СИСТЕМ ЕЛЕКТРОННОЇ КОМУТАЦІЇ ЇХ ОБМОТОК ЯКОРЯ	26
1.1. Порівняння редукторних ЕП та БЕП	26
1.2. Ефективні сфери застосування БЕП	31
1.3. Типи електричних машин для БЕП	38
1.4. Аналіз систем електронної комутації обмоток якоря електричних двигунів з ПМ щодо їх застосування в БЕП	46
1.4.1. Класифікація відомих методів електронної комутації обмоток якоря	46
1.4.2. Дискретна електронна комутація обмоток якоря та особливості БЕП	49
1.4.3. Неперервна електронна комутація обмоток якоря	57
1.5. Висновки та постановка задач дослідження	59
РОЗДІЛ 2. ПОРІВНЯЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ І ПОКАЗНИКІВ РОБОТИ РЕДУКТОРНИХ ТА БЕЗРЕДУКТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ	61
2.1 Загальні положення та допущення	61
2.2 Електричні, електромагнітні та електромеханічні параметри СМПМ	65
2.3 Енергетичні показники СМПМ	71
2.4 Динамічні показники електроприводу	72
2.5 Масогабаритні показники приводу	74
2.6 Аналіз залежностей параметрів і показників системи ЕП від передатного числа редуктора	78
2.7 Висновки до розділу	86

РОЗДІЛ 3. СИСТЕМИ ДИСКРЕТНОЇ ЕЛЕКТРОННОЇ КОМУТАЦІЇ ОБМОТОК ЯКОРЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ В БЕП	88
3.1 Дослідження показників поширених систем дискретної комутації обмоток якоря електродвигунів з ПМ в БЕП	88
3.1.1 Визначення базових показників поширених систем дискретної комутації	89
3.1.2 Розроблення та дослідження низькопульсаційних ШІМ для поширених систем дискретної комутації	98
3.1.3 Порівняння ефективності поширених систем дискретної комутації обмоток якоря електричних двигунів з ПМ в БЕП	102
3.2 Квазісинусоїдний метод комутації обмоток якоря електричних машин у БЕП	110
3.2.1 Формування базових векторів для КС-комутації	111
3.2.2 Оцінка показників КС-комутації та порівняння їх з традиційними системами	114
3.2.3 Полярне керування в БЕП з КС-комутацією обмоток якоря	120
3.3 Дискретна комутація обмоток якоря БДПС з секційованим ротором	130
3.4 Висновки до розділу	135
РОЗДІЛ 4. НЕПЕРЕРВНА КОМУТАЦІЯ ОБМОТОК ЯКОРЯ СИНХРОННИХ МАШИН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ В БЕЗРЕДУКТОРНОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ	136
4.1 Розроблення комплексного давача кутового положення і кутової швидкості ротора	137
4.1.1 Математичний опис визначення кута положення і кутової швидкості ротора за ЕРС сигнальних обмоток якоря	137
4.1.2 Розроблення алгоритму визначення кутового положення і кутової швидкості ротора	140

4.2	Дослідження чутливості розробленого алгоритму до кутових, амплітудних і гармонічних відхилень	142
4.2.1.	Кутова несиметрія	144
4.2.2.	Амплітудна несиметрія	150
4.2.3.	Кутова та амплітудна несиметрія	152
4.2.4.	Гармонічні відхилення	153
4.3	Комп'ютерне моделювання роботи БЕП із розробленим комплексним давачем	154
4.4	Висновки до розділу	166
РОЗДІЛ 5. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ І ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ		167
5.1	БЕП з дискретною КС-комутацією обмоток якоря БДПС	167
5.2	БЕП з гібридною системою комутації обмоток якоря	172
5.2.1.	Гібридизація способів дискретної комутації обмоток якоря БДПС в БЕП	172
5.2.2.	БЕП башти БТР та мотор-колесо роботизованого комплексу для виконання наземних завдань	174
5.2.3.	БЕП в наукових розробках для досліджень у Львівській політехніці	181
5.3	БЕП з неперервною комутацією обмоток якоря СМПМ з використанням розробленого комплексного давача кутового положення і кутової швидкості ротора	182
5.4	Висновки до розділу	184
ВИСНОВКИ		186
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		189
ДОДАТКИ		201

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Позначення	Пояснення
БВ	Базовий вектор
БДПС	Безщітковий двигун постійного струму
БЕП	Безредукторний електропривод
БТР	Бронетранспортер
в.о.	Відносні одиниці
ДКПР	Давач кутового положення ротора
ЕМП	Електромеханічний перетворювач
ЕП	Електропривод
ДС	Давач струму
ДШ	Давач швидкості
ЕРС	Електрорушійна сила
ККД	Коефіцієнт корисної дії
КС	Квазісинусоїдний
НДЛ	Науково-дослідна лабораторія
ПІ	Пропорційно інтегральний
ПМ	Постійний магніт
РС	Регулятор струму
РШ	Регулятор швидкості
САК	Система автоматичного керування
СМПМ	Синхронна машина з постійними магнітами
ТГ	Тахогенератор
ШІМ	Широтно-імпульсна модуляція
DTC	direct torque control (пряме керування моментом)

ВСТУП

Для забезпечення рівності номінальних швидкостей електродвигуна і механізму або/та перетворення характеру руху, електричний привод (ЕП) промислових механізмів будується за посередництвом механічної трансмісії, основним засобом якої є такий пристрій як редуктор. З метою зменшення маси, габаритів та вартості електродвигуна, номінальну частоту його обертання доцільно проектувати можливо вищою, проте це призводить до збільшення (за незмінної потужності) передавального числа, маси, габаритів і вартості проміжного механічного редуктора. Крім цього, для відповідальних високоточних ЕП механічний редуктор стає чи не основним джерелом похибок регулювання, пов'язаних із проміжками в зачепленнях передач та скінченою їх жорсткістю, що проявляється у вигляді пружних деформацій, які призводять до небажаних коливань та зниження швидкодії керування. Вказані проблеми віддавна стимулюють електромеханіків до досліджень, спрямованих на виключення з ЕП такої ланки як механічний редуктор, тобто на розроблення безредукторних ЕП (БЕП). Проте стримуючим фактором у цьому напрямку виступає неминуче збільшення габаритів та вартості приводного електродвигуна.

Високоточні і швидкісні БЕП постійного струму почали розроблятися у 80-х роках у зв'язку з появою високоенергетичних постійних магнітів (ПМ) на основі NdFeB. Наприкінці 80-х років з'явилися безщіткові БЕП, проте вони були розраховані на порівняно високі кутові швидкості і малі потужності, що пояснюється низьким рівнем тодішньої силової електроніки. З появою надійних силових напівпровідникових транзисторів і високопродуктивних мікроконтролерів завдання побудови динамічних і надійних безщіткових ЕП низьких та інфранизьких частот обертання, в тому числі і високомоментних, почало успішно вирішуватися. Для цілої низки застосувань, де потрібна швидкодія та (або) висока точність (механізми роботів і маніпуляторів, системи

наведення, мотор-колеса тощо), БЕП мають суттєві переваги над традиційними редукторними, особливо за вбудованої у привідний механізм конструкції електромеханічного перетворювача (ЕМП) енергії: відсутність власних підшипників, з'єднувальної муфти, максимальна механічна жорсткість, відсутність люфтів, висока надійність.

Актуальність теми. Найбільш ефективними є БЕП на базі багатополюсних електричних машин, побудованих за принципом синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ). При цьому механічна редукція швидкості та відповідне підвищення моменту замінюється електромагнітною редукцією завдяки збільшенню кількості пар полюсів машини та, відповідно, її розмірів. У безщітковому БЕП обмотки якоря двигуна пермикаються за допомогою електронного, найчастіше транзисторного, комутатора за кутовим положенням ротора, яке фіксується відповідним давачем. Від виду останнього та відповідних систем електронної комутації обмоток якоря СМПМ у значній мірі залежать показники якості роботи БЕП та його ціна. Для приводів низької механічної частоти актуальним є розроблення методів керування, які можна реалізувати за допомогою простих засобів, а саме – дешевих мікроконтролерів та давачів кутового положення ротора (ДКПР) (точкові давачі Хола, фотоімпульсні давачі тощо), які легко розміщуються в активній частині ЕМП БЕП. Для інших механізмів, що працюють в режимах стеження, високоточного позиціонування чи ведення на інфранизьких стабільних швидкостях, наприклад, систем наведення в космічній чи військовій техніці, пріоритетними є завдання забезпечення гладкості моменту та швидкодії, що зумовлює використання спеціальних неперервних ДКПР та відповідних систем електронної комутації обмоток якоря.

В обох вказаних випадках безредукторна реалізація привода та багатополюсна високомоментна конструкція ЕМП змінюють параметри привода, причому ці зміни ще не достатньо вивчені, тому досить контраверсійно відображені в літературі. Від параметрів привода, в свою чергу,

залежать вимоги до систем електронної комутації обмоток якоря, зокрема побудови ДКПР та способів і режимів роботи транзисторного комутатора, оскільки вони безпосередньо впливають на пульсацію електромагнітного моменту та енергетичні характеристики привода. Все це зумовлює актуальність проведення спеціальних досліджень.

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

Дослідження проводилися в Національному університеті «Львівська політехніка» відповідно до наукового напрямку кафедри електромехатроніки і комп'ютеризованих електромеханічних систем «Сучасні технології створення та керування електромехатронних пристроїв і комп'ютеризованих електромеханічних систем». Теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи були використані в держбюджетних науково-дослідних роботах: «Електромеханотронна система перетворення енергії для безредукторних вітроустановок з вертикальною віссю обертання» (держреєстрація № 0109U001155, 2009-2010 рр.), «Комбінована система автономного електрозабезпечення на базі вітро- і фотоелектричних перетворювачів енергії» (держреєстрація № 0111U001212, 2011-2012 рр.), «Гібридні автономні вітроенергоустановки, що виробляють теплову та електричну енергії» (держреєстрація № 0113U001358, 2013-2014 рр.), а також в низці госпдоговірних науково-дослідних робіт.

Мета роботи і завдання дослідження. Метою дисертаційної роботи є дослідження тенденцій зміни параметрів і характеристик синхронних двигунів з ПМ в БЕП та розроблення і дослідження систем електронної комутації обмоток якоря цих машин з метою покращення якості формування електромагнітного моменту та енергетичних характеристик привода.

Для досягнення поставленої мети поставлені наступні **завдання**.

- Теоретично дослідити вплив специфіки конструкції багатополісної електричної машини з ПМ в БЕП на її параметри та показники системи електропривода.

- Проаналізувати особливості систем електронної комутації якірних обмоток електричних машин з ПМ в БЕП.
- Сформувати систему показників якості та провести порівняльний аналіз відомих систем дискретної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ з метою їх ефективного застосування в БЕП.
- Розробити та дослідити нові ефективніші з точки зору покращення характеристик БЕП методи дискретної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ та синусоїдною і трапецевидною зворотними ЕРС.
- Розробити придатний для БЕП неперервний комплексний ДКПР та завадостійкий алгоритм отримання поточної інформації про кут положення, кутову швидкість та напрям обертання ротора СМПМ, дослідити його точність.
- Провести експериментальні дослідження на макетах БЕП та створених зразках нової техніки для підтвердження запропонованих рішень.

Об'єкт дослідження – електромагнітні та електромеханічні процеси в електричній машині з постійними магнітами в безредукторному електроприводі.

Предмет дослідження – ефективні методи та їх параметри в системах електронної комутації обмоток якоря електричних машин з постійними магнітами в безредукторному електроприводі з використанням дискретних та неперервних давачів кутового положення ротора.

Методи дослідження. Виконані дослідження базувалися на фундаментальних положеннях теорії електричних машин, автоматизованого електропривода і теорії автоматичного керування. Основні дослідження проводилися шляхом комп'ютерного моделювання систем електроприводів у середовищі MatLab/Simulink. Дослідження математичних моделей електричних машин з ПМ, а також чутливості розробленого алгоритму роботи комплексного ДКПР до різних конструктивних відхилень проводилося в пакеті MathCAD. Експериментальні дослідження проводилися на макетних зразках БЕП з

системами комутації, керованими мікроконтролерами фірми Atmel, програми для яких написані мовою Asembler.

Наукова новизна отриманих результатів дисертації полягає у наступному:

- Вперше отримано аналітичні вирази основних електричних та електромагнітних параметрів, а також енергетичних, динамічних і масогабаритних показників привода на основі багатополюсної СМППМ у відносних одиницях щодо двополюсної СМППМ з тими ж параметрами електричного живлення і об'єкта привода, що дало змогу оцінити особливості БЕП та розробити заходи щодо покращення їх характеристик.

- Для БЕП з близькою до синусоїдальної ЕРС обертання розроблено новий метод малоточкової дискретної комутації обмоток якоря двигуна, названий квазісинусоїдною комутацією, який передбачає дискретну, відповідно до заданої кількості точкових давачів положення ротора, зміну за синусоїдальним законом щільностей ШІМ фазних напруг, що дало змогу знизити пульсації електромагнітного моменту до заданої величини.

- Розвинуто метод квазісинусоїдної комутації обмоток якоря двигуна в напрямку квазіоптимального регулювання за допомогою трифазної ШІМ кута формованого узагальненого вектора напруги якоря (за першою гармонікою) в функції миттєвої вхідної потужності привода, що зменшило електричні втрати енергії в якорі.

- Розроблено новий метод визначення кутового положення ротора та кутової швидкості СМППМ за ЕРС трифазної синусоїдальної інформаційної обмотки якоря, який включає в себе прийоми вирізання та усереднення і відзначається завадостійкістю та низькою чутливістю до кутових і амплітудних похибок в конструкції машини та гармонічних відхилень інформаційної обмотки якоря від синусоїдальності.

Практичне значення отриманих результатів полягає у наступному:

Розроблені в дисертації системи дискретної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ можуть бути використані в БЕП широкого призначення, зокрема, в розробках науково-дослідної лабораторії (НДЛ) «СКБ електромеханічних систем» Національного університету «Львівська політехніка». Неперервна електронна комутація обмоток якоря СМПМ за поточним кутом положення ротора, отриманим від запропонованого комплексного ДКПР відповідно до розробленого алгоритму, може бути використана в позиційних БЕП для систем наведення чи слідкування середньої точності.

Розроблена система гібридного керування з квазісинусоїдною комутацією обмоток якоря двигунів з ПМ використана в розробках, призначених для військового застосування, зокрема в БЕП камери спостереження, а також башти бронетранспортера (БТР), привода мотор-колів роботизованого комплексу для виконання наземних завдань. Полярне керування з квазісинусоїдною комутацією обмоток якоря застосовано в БЕП розроблених пристроїв для різних наукових досліджень, що проводяться у Львівській політехніці. Матеріали дисертації використовуються в навчальному процесі та лабораторному практикумі для студентів спеціалізації „Електромеханічні системи автоматизації та електропривод” на кафедрі електромехатроніки і комп’ютеризованих систем Національного університету „Львівська політехніка”. Відповідні документи про використання результатів роботи наведені в додатку до дисертації.

Достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій, сформульованих у дисертації за результатами теоретичних і комп’ютерних досліджень, підтверджується обґрунтуванням і коректністю прийнятих допущень, а також доброю узгодженістю результатів комп’ютерного симулювання та експериментальних досліджень.

Особистий внесок здобувача. Наукові положення і результати, викладені в дисертації, отримані автором особисто. У наукових працях, опублікованих у співавторстві здобувачеві належить: в [28] – розробка алгоритму обробки вихідних ЕРС обертання тихохідного безконтактного тахогенератора; в [34] – реалізація триканальної ШІМ за допомогою мікроконтролера Atmega 8535-16PU; в [31] – розробка методики комп’ютерного дослідження відносної похибки визначення кутової швидкості; в [29] – побудова комп’ютерної моделі тахогенератора з дискретним алгоритмом обробки його вихідних напруг; в [33] – створення комп’ютерних моделей та проведення на них досліджень ефективності різних способів дискретної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ; в [30] – запропоновано та досліджено на комп’ютерних моделях особливості квазісинусоїдного способу комутації обмоток якоря СМІМ; в [32] – розробка комп’ютерної моделі системи полярного керування реверсивним БЕП з використанням квазісинусоїдного способу комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ; в [16] – запропоновано оптимальне зміщення якорів у двоякірній конструкції електричної машини з ПМ для БЕП; в [35] – розроблена мікроконтролерна система керування БЕП зі стабілізацією кутової швидкості; в [102] – створена математична модель основних параметрів та енергетичних показників роботи СМІМ з різною кількістю пар полюсів; в [37] розроблено та виготовлено систему прецизійного БЕП кутового положення кристала для оптичних досліджень; в [96] – створено математичну модель БЕП механізму вертикального наведення ракетної системи багаторазового пуску FM-21; в [105] – розроблено та виготовлено БЕП вальців машини для виготовлення електродів суперконденсаторів.

Апробація результатів дисертації Основні положення дисертаційної роботи та результати досліджень доповідалися, обговорювалися та отримали позитивну оцінку на XIII-XVI Міжнародних науково-технічних конференціях “Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика” (Крим, 2006-

2009 рр.), XXIII Міжнародній науково-технічній конференції "Problemy Eksploatacji Maszyn i Napędów Elektrycznych" (Rybro, Польща, 2014 р.), XXII Ukrainian-Polish Conference (CADMD'2014) (Львів, 2014) та семінарах кафедри електромехатроніки і комп'ютеризованих електромеханічних систем Національного університету «Львівська політехніка».

Публікації. За темою дисертаційної роботи опубліковано 14 наукових праць, серед яких 7 статей у фахових виданнях України з технічних наук, 1 стаття в науковому періодичному виданні іншої держави (індексована в міжнародній наукометричній базі INSPEC), 3 статті у збірниках наукових праць, 2 матеріали міжнародних конференцій (1 індексовано в наукометричній базі Scopus), 1 патент України на корисну модель.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація містить вступ, 5 розділів, висновки, викладена на 204 стор. друкованого тексту, в тому числі основний текст на 146 стор., містить 99 рисунків, 6 таблиць, частина з яких займає повних 16 стор., додаток на 3 стор. і 118 назв використаної літератури на 12 стор.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ БЕЗРЕДУКТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ НА ОСНОВІ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ТА СИСТЕМ ЕЛЕКТРОННОЇ КОМУТАЦІЇ ЇХ ОБМОТОК ЯКОРЯ

1.1. Порівняння редукторних ЕП та БЕП

У більшості випадків ЕП промислових механізмів будується із застосуванням такого пристрою як понижувальна механічна трансмісія, що реалізується за допомогою пасової чи ланцюгової передачі або зубчастої механічної передачі (редуктора). З переліченого найбільш досконалим пристроєм є механічний редуктор.

Застосування механічної передачі зумовлено необхідністю узгодження номінальних швидкостей електродвигуна і об'єкта приводу або (та) перетворення характеру руху. Із законів росту електричних машин [23] відомо, що питома (на одиницю маси і об'єму) потужність будь-якої електричної машини зростає зі збільшенням її номінальної частоти обертання. Тому, з метою зменшення маси, габаритів та вартості промислових електродвигунів, їх проектують, як правило, на досить високі номінальні частоти обертання – 700-3000 об/хв. Оскільки кутові швидкості, які необхідні для дуже великого спектру приводних механізмів є переважно значно нижчими, то механічний редуктор з потрібним передавальним числом стає традиційним посередником між електродвигуном та об'єктом приводу. При цьому пропорційно до зниження кутової швидкості на вихідному валі редуктора підвищується момент обертання, що є дуже корисним для приводу. За понад 150-літню історію застосування ЕП такий підхід посприяв розвитку теоретичної і практичної механіки в напрямку розроблення, проектування та промислового випуску великої кількості механічних редукторів різного типу [15]. Проте, не дивлячись на досягнення механіків, редуктор є складним, металоємким і дорогим пристроєм, для виготовлення якого потрібні високоточні й дорогі верстати.

Монтаж редукторного ЕП є непростим процесом, для якого потрібні такі додаткові пристрої як рами чи фундаменти для точного і жорсткого центрування осей валів двигуна та редуктора, а також муфти для з'єднання валів.

Попри все це, механічний редуктор, зазвичай, залишається найбільш уразливим місцем ЕП через свою низьку надійність, зумовлену додатковими обертовими частинами, зношуванням зубчастих коліс, відмовою підшипників, необхідністю періодичного огляду та обслуговування (змащування, заміна оливи) тощо. Крім цього, для високоточних ЕП редуктор стає чи не основним джерелом похибок регулювання, пов'язаних з проміжками в зачепленнях передач та скінченою їх жорсткістю, що проявляється у вигляді биття та пружних деформацій, що призводять до небажаних коливань, зменшення швидкодії керування моментом та швидкістю, а також шуму в роботі. Відповідно до критерія Міллера, динамічна похибка в системі стеження не може бути меншою від подвійної величини мертвого ходу редуктора [20]. Останній без спеціальних пристроїв вибирання проміжків між зубцями передачі важко зробити меншим від 5'.

Вказані проблеми віддавна стимулюють електромеханіків у дослідженнях, спрямованих на виключення з ЕП такої ланки, як механічний редуктор, тобто на розроблення безредукторних ЕП (БЕП), які ще називають прямим приводом (анг. Direct Drive – DD) [2, 19, 78]. Проте стримуючим фактором у цьому напрямку виступає неминуче збільшення габаритів, маси і вартості привідного електродвигуна. У низці застосувань, де на перші місця ставляться висока точність, а не маса і вартість, наприклад, в оптичних і радіотелескопах, системах наведення, БЕП застосовуються вже досить давно [7, 21, 53]. Проте останнім часом, завдяки розвитку електромеханіки та силової електроніки, сфери застосування БЕП розширюються й на інші об'єкти, де редукторний ЕП був поза конкуренцією [63, 65, 72, 113]. На даний час є сфери, де редукторний ЕП і БЕП застосовують паралельно, причому і один, і другий

підхід має своїх прихильників, як, наприклад, привід маточини електровелосипеда (рис. 1.1) [59].



а)



б)

Рис. 1.1. Конструкції приводу мотор-колеса електровелосипеда:

а) БЕП, б) редукторний ЕП [59]

Крім переваг в динаміці та точності регулювання [17], БЕП має вищу енергетичну ефективність порівняно з редукторним ЕП [19]. Оскільки в кожному зубчастому зачепленні за номінального навантаження втрачається до 5% потужності, робота механічного редуктора, особливо багатоступінчастого, призводить до втрат енергії.

Особливо перспективним видом БЕП є вбудована його конструкція [21, 36, 53], коли елементи електромеханічної частини приводу – електрична машина і давач положення ротора – виготовляються і поставляються у вигляді статора і ротора або їх елементів без валу (рис. 1.2). Індуктор та якір електричної машини розміщуються на рухомій та нерухомій частинах привідного механізму та, взаємодіючи між собою, забезпечують їх взаємний рух, обертовий чи лінійний. В такому БЕП електрична машина не потребує з'єднувальних муфт, власних опор (вузлів обертання), бо їх роль виконують опори самого привідного механізму, що сприяє скороченню монтажних робіт. Крім цього, якір БЕП вбудованої конструкції може мати секційовану конструкцію, причому окремі секції можуть включатися в роботу за потреби збільшення електромагнітного моменту чи зусилля, що підвищує енергетичну

ефективність приводу та його завадостійкість. Для забезпечення роботи в різноманітних умовах експлуатації можна також використовувати різні системи захисту та охолодження (повітряного, рідинного), що за вбудованої конструкції і виділення всього тепла в статорі двигуна не є складним завданням. Високомоментні ЕМП для БЕП російські автори називають моментними двигунами [3, 13, 21]. Одним з прикладів такого рішення є так званий дугостаторний асинхронний ЕП, який з'явився в 30-40-х роках ХХ ст. та застосовується до цього часу в потужних приводах металургійної, цементної та ін. галузях промисловості [4, 6, 19, 22].

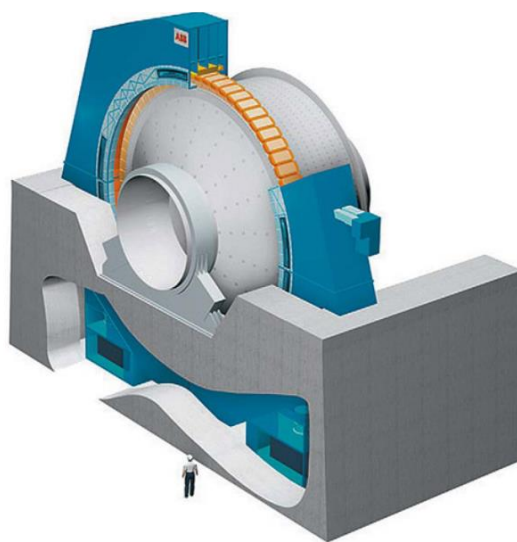


Рис. 1.2. БЕП кульового млина як приклад вбудованої конструкції [2]

З метою порівняння редукторного ЕП та БЕП, в табл. 1.1 охарактеризовано основні властивості та показники обох видів електроприводів.

У роботі [2] взагалі констатується, що подальший розвиток привідної техніки буде пов'язано саме з виключенням механічних передач, об'єднанням електромеханічних пристроїв з робочими органами машини, а потім і включенням в конструкцію робочих машин безпосередньо локальних систем керування, що істотно спростить останні, підвищить їх функціональні можливості і технічні характеристики.

Основні властивості та показники редукторного ЕП та БЕП

Ознака	Редукторний ЕП	БЕП
Габарити та маса електродвигуна	Малі	Великі
Загальні габарити та маса (двигун з редуктором)	Порівнювальні	
Метало- і трудоемність виробництва	Вища	Нижча
Складність монтажних робіт	Вища	Нижча
Жорсткість трансмісії	Низька	Висока
Швидкодія керування	Низька	Висока
Енергетична ефективність	Нижча	Вища
Надійність	Нижча	Вища
Необхідність в обслуговування	Вища	Нижча
Шумність в роботі	Висока	Низька

Принципова відмінність БЕП від традиційного редукторного зумовлює необхідність проведення досліджень, спрямованих на оцінку параметрів та показників БЕП в порівнянні з редукторним електроприводом для того ж об'єкта. Наближені оцінки масогабаритних, енергетичних та динамічних показників БЕП вже було зроблено Свечарником Д.В. у першій монографії в СРСР з цієї теми [19]. Проте ці оцінки робилися стосовно колекторних машин постійного струму, які в той час значно переважали інші машини в регульованих приводах. Ці дослідження показали переваги БЕП щодо їх швидкодії та енергетичних показників. Масогабаритні оцінки розглядалися лише стосовно електричної машини без врахування редуктора. Кращими показниками, особливо у разі роботи на дуже низьких швидкостях, відзначається БЕП на базі так званих машин подвійного руху. Такі машини побудовані за принципом синхронної реактивної та імітують роботу механічних передач різного типу [19].

У роботах Микерова А.Г., провідного сучасного дослідника БЕП в Росії [13, 58], показано на конкретних прикладах, що енергетичним показником якості моментного двигуна в БЕП незалежно від його потужності повинен виступати показник статичної добротності за моментом, який фактично відображає значення електромагнітного моменту на одиницю потужності та одиницю маси:

$$K_s = \frac{M_s}{m\sqrt{P_s}} = \frac{C_M}{m\sqrt{R}}, \quad (1.1)$$

де M_s і P_s – відповідно максимальні (пускові) значення моменту і потужності двигуна;

m – повна маса двигуна, включаючи статор і ротор;

C_M – машинна моментна стала;

R – активний опір обмотки якоря.

У статті [13] аналізувалися й динамічні показники БЕП, які визначаються сталими часу. Показано, що електромагнітна стала обмотки якоря в моментних двигунах БЕП значно менша, ніж в редукторних, що дає змогу розширити полосу пропускання системи керування і тим самим суттєво підвищити швидкодію автоматичного керування електромагнітним моментом. У той же час, у роботі зроблено висновок про значне зростання електромеханічної сталої часу в БЕП внаслідок великого моменту інерції об'єкта приводу, напряду підключеного до валу двигуна. Таке твердження, на нашу думку, є поверхневим і потребує детальнішого дослідження, оскільки не враховується зміна жорсткості електромеханічної характеристики в моментному двигуні.

Підвищення швидкодії слідкуючих БЕП на базі сучасних машин змінного струму показано також в роботах [17, 25].

1.2. Ефективні сфери застосування БЕП

БЕП віддавна застосовувався в механізмах, яким потрібна частота обертання традиційна для промислових двигунів – 700-3000 об/хв, та показав

усі свої переваги порівняно з редукторним приводом: необхідність лише однієї муфти чи й жодної у випадку посадки механізму прямо на вал двигуна, простота монтажу, мінімальна потреба в обслуговуванні, висока надійність. Такі приводи називають середньошвидкісними. До них належать приводи вентиляторів, компресорів, помп, різноманітних верстатів, перемотувальних пристроїв, деяких роботів та ін.

У випадках низькошвидкісних та високошвидкісних механізмів найчастіше застосовували відповідно понижувальні й підвищувальні механічні передачі різного виду з різною кількістю ступенів. Останнім часом сформувалася тенденція переходу на застосування БЕП і для низькошвидкісних та високошвидкісних механізмів.

Високошвидкісних механізмів є значно менше в порівнянні з низькошвидкісними. До них належать центрифуги, турбокомпресори, турбодетандери, нагромаджувачі енергії з маховиками високої швидкості тощо [45, 112]. Для реалізації їх БЕП необхідні високошвидкісні електричні машини, які мають свою специфіку та не є предметом даного дослідження.

Низькошвидкісні БЕП базуються на застосуванні електричних машин спеціальної конструкції, які мають низьку чи навіть інфранизьку частоту обертання, але великий електромагнітний момент. У даний час вони знаходять щораз ширше застосування в таких ділянках техніки:

- в механізмах маніпуляторів для робототехніки;
- в системах наведення та слідування оптичних і радіотелескопів, авіаційної, морської, космічної та військової галузей;
- в приводах мотор-колес електричних транспортних засобів;
- у вітроелектричних установках різної потужності;
- в ліфтобудуванні;
- в надводних і підводних апаратах для приводів гребних гвинтів і рулів;
- в різних приводах авіаційної техніки і радіорелейних станціях;
- в апаратах медичного призначення;

- в системах керування різного призначення.

Застосування БЕП у цих ділянках техніки зумовлено або необхідністю забезпечення високої надійності роботи приводу, або – високої точності позиціонування та/чи підтримання швидкості.

Розглянемо низку прикладів цих застосувань.

У [8] наведено інформацію щодо вентильних двигунів з ПМ серій ДВУ, 2ДВУ, 2ДВМ, розроблених для прямих приводів подач верстатів, промислових роботів і маніпуляторів, безконтактних моментних двигунів серій ДБМ і ДБМ-Р18, призначених для застосування в швидкодіючих програмних або слідкуючих системах і системах кутової стабілізації високої точності з динамічною похибкою 1-5 кутові міноти.

Моментні БЕП найкраще себе зарекомендували в астрофізичних системах, зокрема в оптичних телескопах, де одночасно потрібна дуже висока точність позиціонування, ведення на інфранизьких частотах обертання, а також висока швидкодія в режимах переключення (зміни координат) [18, 53].

Перспективи застосування БЕП для модернізації військової техніки, зокрема вітчизняної, обґрунтовуються в роботах [11, 25, 96], відповідно для електроприводів бойових машин реактивних систем залпового вогню, механізму наведення антени станції наземної артилерійської розвідки та механізму вертикального наведення ракетної системи багаторазового пуску FM-21. Показано, що в усіх випадках заміна редукторного приводу на БЕП дасть такі переваги: підвищення швидкості та точності переміщення, суттєве зменшення мертвого ходу, зниження моментів сухого тертя, відсутність зношування та, відповідно, забезпечення стабільних щодо точності показників протягом всього терміну служби, підвищення ККД, зниження вібрації та шуму під час роботи, зменшення металоємності та трудоємності виготовлення, спрощення технічного обслуговування.

Однією з областей застосування, де конфігурації DD-PM привернули найбільшу увагу протягом останніх кількох років, є гібридні електричні транспортні засоби. Фірма Honda була однією з перших виробників

автомобілів, що представила на ринку концептний гібридний електричний автомобіль наприкінці 1990-х. У вибраній нею конфігурації, яка показана на рис. 1.3, електрична машина з ПМ встановлена на той же привідний вал, що і двигун внутрішнього згорання, що підпадає під класичну паралельну гібридну конфігурацію.



Рис. 1.3. Вигляд електричної машини з ПМ, яка асистує ДВЗ в конфігурації CR-Z гібридного електромобіля фірми Honda [72]

Наступним перспективним напрямком застосування БЕП є мотор-колеса електромобілів, які дуже стрімко розробляються усіма провідними автомобільними фірмами світу (рис. 1.4). Переваги БЕП у цьому застосуванні є такими [51, 64, 78, 100, 111, 113]. По-перше, відсутність редукторного вузла зумовлює високу надійність і, отже, більший термін експлуатації. По-друге, керований з великою швидкістю електромагнітний момент кожного мотор-колеса, що досягається за допомогою мікропроцесора, забезпечує керування електромобілем з цілою низкою функцій, які гарантують курсову стійкість, антизаносність та безпечність руху в цілому. Не можна не відзначити підвищену плавність ходу за рахунок того, що відсутність редуктора дозволяє обертатися двигуну без дискретного кроку з дуже високою точністю. Нарешті, у нового електроприводу за рахунок застосування нових матеріалів практично абсолютно безшумна робота [100].

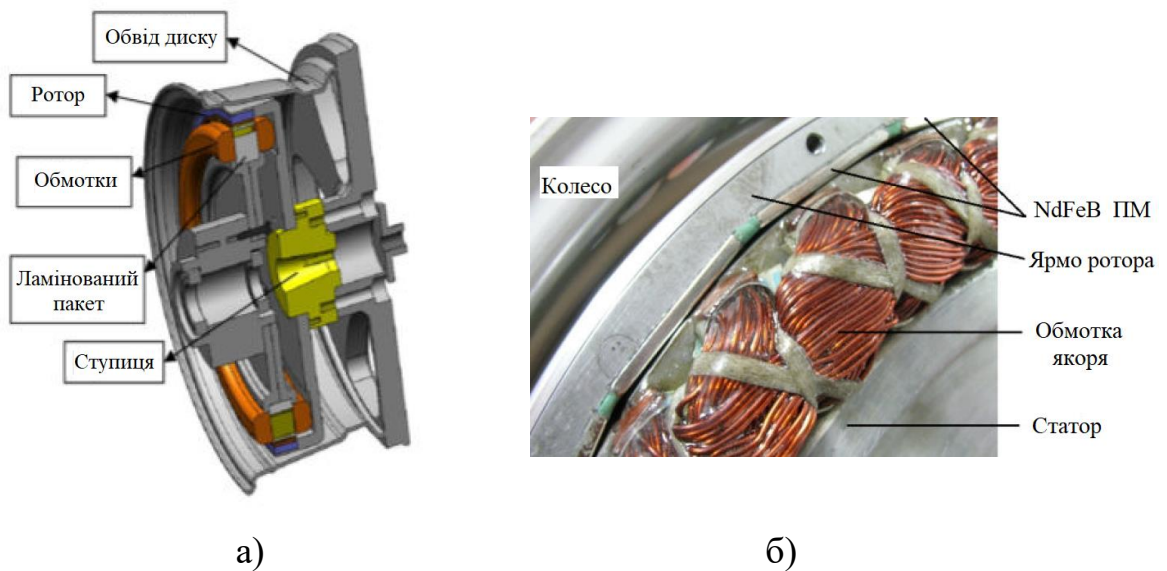


Рис. 1.4. Конструкція мотор-колеса (а) та електричної машини з ПМ та зовнішнім ротором (б) [113]

Відмінними властивостями мотор-колес є такі:

- безредукторний електродвигун вбудований в маточину колеса;
- висококоерцитивні ПМ на основі рідкісноземельних металів;
- високий питомий (на одиницю маси) електромагнітний момент;
- застосування композитних матеріалів і сплавів, що збільшує питому потужність двигуна за меншої його маси.

У [47] система мотор-колеса включає в себе охолоджувану рідиною електричну машину з ПМ з аксіальним напрямом магнітного потоку, створену для забезпечення вимог прямого приводу. В конструкції машини також оптимізовано розміщення магнітів у роторі для зменшення зубчастого моменту. Оригінальна система охолодження, побудована на застосуванні статора з високим коефіцієнтом теплопровідності, з'єднаного з алюмінієвим корпусом з рідинним охолодженням, дає змогу дуже ефективно відводити теплоту втрат машини.

Електричні машини з ПМ та прямим приводом щораз частіше застосовують у суднових приводних установках [72, 79]. При цьому машина великого діаметру з розміщеними на поверхні ротора ПМ вбудована в

конструкцію обводу рушія так, щоб ротор міг безпосередньо обертати гвинт замість механічного приводу, що зазвичай використовується. Перший комерційний варіант такого приводу потужність 600 кВт, який обертає гребний гвинт діаметром 1,5 м, був встановлений на норвезькому автомобільному поромі на початку 2011 року [72].

Також триває робота з розробки електроприводів з прямим приводом для суден, які здатні служити джерелом руху для значно більших суден. Однією з найбільших машин з ПМ, яка була побудована та успішно випробувана, є машина потужністю 36,5 МВт, розроблена для ВМС США та показана на рис. 1.5. Ця машина здатна виробляти крутний момент до 2,7 МНм при частоті обертання 127 об/хв [72]. Для цієї програми також досліджуються синхронні машини з надпровідними обмотками роторів.



Рис. 1.4. 36,5 МВт тяговий БЕП судна на базі електричної машини з ПМ [72]

БЕП також почав задавати нову тенденцію і в ліфтобудуванні [114]. Сучасна концепція БЕП ліфтів з частотним регулюванням швидко ставиться на озброєння провідними світовими виробниками ліфтів і піднімального устаткування, особливо в ліфтах вантажопідйомністю від 1000 до 2000 кг на швидкостях від 1,6 до 3,0 м/с і висотою підйому до 180 м. Нові приводи ліфтів займають мало місця, прості в обслуговуванні, високоефективні і споживають

мало енергії. Надійність БЕП досягається шляхом використання високоякісних матеріалів і дотримання жорстких виробничих допусків [2].

У вітроенергетиці прямий привід генератора від вітроколеса є, як правило, традиційним рішенням у малопотужних вітроустановках (ВЕУ), де відсутність проміжної підвищувальної механічної передачі (мультиплікатора) між вітроколесом та генератором сприяє легкому запуску ВЕУ в роботу на порівняно низькошвидкісних вітрах, де й переважно працюють ці ВЕУ [38, 74]. Крім того, малопотужні ВЕУ мають порівняно високу номінальну частоту обертання – 100-500 об/хв.

Проте й у сучасній вітроенергетиці великої потужності, мегаватного класу, де традиційно застосовуються 3-5-ступінчасті мультиплікатори, теж розпочалася тенденція щодо переходу на прямий привід [38, 74, 90]. Мотивація використання прямого приводу генератора полягає у зменшенні ваги і спрощенні конструкції гондоли, підвищенні надійності та енергетичної ефективності ВЕУ, уникнення проблем з мультиплікатором. Загальна тенденція до систем прямого приводу спостерігається вже кілька років, проте турбіни прямого приводу досі ще не займають значної частки ринку. Виняток становить фірма Enercon, яка давно постачає генератори прямого приводу, що використовують синхронний генератор з електромагнітним збудженням, а не з ПМ. Більшість інших конструкцій прямого приводу засновані на технології PMG, використовуючи високоенергетичні магніти. В 2008 р. з метою оцінки конкурентоспроможності технології прямого приводу для великих турбін Siemens встановив першу з двох нових турбін прямого приводу потужністю 3,6 МВт з діаметром ротора 107 м, де використовувався синхронний генератор з ПМ (рис. 1.6) [38]. Крім набагато більших розмірів і ваги порівняно з асинхронним генератором, у такій системі потрібен повнопотужний електронний перетворювач електроенергії, що збільшує вартість усієї системи.



Рис. 1.6. Компонування гондоли потужної ВЕУ з прямим приводом синхронного генератора [38]

У роботі [90] здійснено порівняння ВЕУ з прямим приводом та з використанням мультиплікатора. Результати аналізу показують, що система з прямим приводом має технічні переваги при монтажі ВЕУ порівняно з усталеними конструкціями, що комплектуються коробкою передач. Проте економічний аналіз показує, що ВЕУ з механічною передачею все ще є кращими, поки виробничі витрати на технологію прямого приводу не будуть значно зменшені.

1.3. Типи електричних машин для БЕП

Для реалізації БЕП необхідні електричні машини, які можуть забезпечити великий обертовий момент за низької частоти обертання. Це досягається за допомогою електромагнітної редукції, що реалізується шляхом збільшення кількості пар полюсів машини та призводить до суттєвого зростання її діаметру. Тому необхідно з'ясувати, який тип електричної машини може забезпечити ці вимоги з високими енергетичними і експлуатаційними показниками. Основними типами сучасних надійних електричних машин для БЕП є асинхронна машина, синхронна машина, в тому числі й СМПМ, та вентильна реактивна машина.

У роботі [72] проведено порівняльний аналіз електромагнітних закономірностей впливу масштабування (зростання кількості пар полюсів машини та її діаметра) СМПМ та асинхронної машини на їх параметри та показники. Для спрощення аналізу розглядалася СМПМ з розміщеними на поверхні ротора ПМ. При цьому допускалося, що обидві машини у малополюсному та багатопольсному виконанні мають однакові номінальні значення потужності, напруги живлення, її частоти, а також струму споживання, нехтувалося втратами в машинах та механічному редукторі. Також при зміні кількості пар полюсів не змінювалася лінійна швидкість поверхні ротора, а також залишалися сталими напруження переміщення σ [N/m²]. Проте двом досліджуваним типам електричних машин властива принципова відмінність: СМПМ збуджується зі сторони ротора за допомогою ПМ, тому магнітний потік в повітряному проміжку не залежить від частоти обертання та навантаження; асинхронна машина збуджується зі сторони статора, і потік, відповідно, залежить від цього чинника.

У результаті аналізу для СМПМ отримано вираз ЕРС обертання, що не залежить від радіусу та кількості пар полюсів і повністю складається з постійних параметрів відповідно до прийнятих допущень. Отже СМПМ добре підходить для конфігурацій з високим крутним моментом та з низькою швидкістю, коли радіус і кількість полюсів машини збільшуються до високих значень. Цей аналіз свідчить про відсутність погіршення напруження переміщення повітряного проміжку СМПМ, оскільки її масштабування не впливає як на ЕРС, так і на струм якоря, а, отже й на електромагнітну потужність. У той же час електромагнітний момент зростає, а кутова швидкість знижується пропорційно до кількості пар полюсів.

Ті ж допущення використовувалися і для дослідження масштабування асинхронної машини. На відміну від СМПМ, у ній немає джерела магніторушійної сили в роторі, яка би породжувала магнітний потік у повітряному проміжку. За створення потоку намагнічування тут відповідає частина струму статора, яка називатися струмом намагнічування. Його

значення, а також величина повітряного проміжку визначають ЕРС машини. Зі збільшенням машини в процесі її масштабування неминуче зростатиме й величина повітряного проміжку (як зазначено в [72], пропорційно до кількості пар полюсів в степені 0,5), що спричинятиме відповідне зменшення реактивного опору гілки намагнічування в класичній заступній схемі асинхронної машини. Це матиме серйозні наслідки, оскільки низькі значення реактивності намагнічування призведуть до зниження коефіцієнта потужності та ККД машини. Більша частина струму статора в цьому випадку протікатиме через гілку намагнічування еквівалентної схеми, а не через обмотку ротора.

Для СМПМ розмір повітряного проміжку не є критичним, коли ПМ розміщені на поверхні ротора, оскільки магнітну індукцію в цьому проміжку, завжди можна підвищити, збільшивши товщину магнітів, а потік реакції якоря залежить від сумарної товщини ПМ та повітряного проміжку, зміна якого незначно впливає на цю суму.

Таким чином, той факт, що у СМПМ є магніти, встановлені в роторі, які створюють магнітний потік у повітряному проміжку з незначною чутливістю до його товщини, є суттєвою перевагою для створення БЕП. Для порівняння, асинхронні машини та інші типи машин змінного струму, які не мають індуктора (наприклад, синхронні реактивні машини, вентильні реактивні машини), для побудови БЕП значно гірші через негативний вплив більшої товщини повітряного проміжку безпосередньо на коефіцієнт потужності машини і опосередковано на її ККД. Проте це не означає, що електричні машини іншого типу не можуть бути використані в БЕП. Так, в роботі [60] розроблено вентильний реактивний двигун конфігурації 72/48 потужністю 75 кВт з частотою обертання 105 об/хв для БЕП в гірничій галузі, який в експерименті показав ККД на рівні 90,19%, в той час як асинхронний двигун для БЕП того ж об'єкта мав всього 59,32%.

Крім вищесказаного, електричні машини з ПМ мають більш широкі функціональні можливості в порівнянні з іншими видами електричних машин. За живлення обмоток якоря системою синусоїдальних напруг з необхідним

фазовим зсувом має місце режим СМПМ. Якщо на обмотку якоря подавати систему різнополярних або однополярних імпульсів напруги, двигун стає кроковим. За наявності зворотного зв'язку за положенням ротора двигун перетворюється в безколекторний аналог двигуна постійного струму зі збудженням від ПМ, зберігаючи властивий останньому характер механічних і регульовальних характеристик, широкий діапазон регулювання частоти обертання. Такий привод також називають вентильним двигуном [14, 24].

З метою забезпечення максимально можливої статичної добротності в роторах електричних машин з ПМ використовують висококоерцитивні ПМ, як правило, з магнітних матеріалів на основі рідкісноземельних елементів (самарію або неодиму). Існують виконання і з магнітними системами ротора з фериту стронцію. Застосування висококоерцитивних магнітів вирішує зокрема задачу забезпечення стійкості електродвигуна до значних перевантажень по струму і моменту й дозволяє не передбачувати жодних спеціальних заходів захисту їх від розмагнічування. Застосування висококоерцитивних ПМ також дозволяє збільшити повітряний проміжок між статором і ротором. Це, по-перше, полегшує монтаж двигуна в механізм, а, по-друге, дає можливість за необхідності розмістити в повітряному проміжку тонкостінний немагнітний екран, який герметично розділяє порожнини статора і ротора, що є важливим для низки об'єктів, наприклад, в приводі гребних гвинтів [2].

На даний час створено велику кількість різноманітних конструкцій машин з ПМ, які вже успішно застосовуються чи можуть бути застосовані в БЕП [14, 19, 21, 24, 26, 27, 40, 43, 51, 65, 66, 69, 88, 93, 98, 111, 118]. Їх можна класифікувати за такими ознаками:

- за видом переміщення (обертові та лінійні);
- за діапазоном руху для обертових машин (повнообертові та секторні);
- за видом конструкції (зосереджена і модульна);
- за кількістю індукторів і якорів (з одним індуктором та одним якорем, з одним індуктором та двома якорями, з двома індукторами і одним якорем, з багатьма індукторами і багатьма якорями);

- за формою якоря (повний та дуговий);
- за робочим напрямком поширення магнітного потоку (радіальна, аксіальна та комбінована конструкції);
- за кількістю фаз (одно-, дво-, три- та багатофазні);
- за способом розміщення ротора відносно статора для радіальної конструкції (із внутрішнім та зовнішнім ротором);
- за місцем встановлення ПМ (на роторі та на статорі);
- за способом розміщення ПМ на роторі (на поверхні ротора, заглиблені в поверхню ротора, всередині ротора);
- за типом якоря (зубцевий і гладкий);
- за типом обмотки якоря (перехресна, концентрична, одно і багат шарова);
- за схемами з'єднання обмотки якоря (окремі обмотки, зірка, замкнений багатокутник);
- за формою ЕРС обертання (синусоїдальна, трапецевидна та довільна);
- за способом електронної комутації обмоток якоря (низько- та високочастотна, з постійною чи довільною частотою, залежна від положення ротора чи незалежна тощо).

У конкретній конструкції електричної машини з ПМ комбінуються окремі варіанти з переліченої великої кількості ознак, наприклад: секторна двоякірна аксіальна машина з гладким якорем і концентрованою двофазною обмоткою з відкритими кінцями, синусоїдальною ЕРС та ШІМ-регулюванням за положенням ротора.

У БЕП обертова та лінійна машини відрізняються між собою більше механічною конструкцією, ніж за електромагнітними показниками, оскільки обертаний рух на великому радіусі є близьким до лінійного руху. Проте є спеціальні розробки, наприклад, безредукторний лінійний актуатор високої точності з глікоїдним двигуном [108].

Останнім часом значна увага дослідників та проектувальників зосереджена на модульних конструкціях електричних машин, які дають змогу

перемикати окремі модулі з різними параметрами та підключати різну кількість модулів для забезпечення необхідного електромагнітного зусилля чи моменту. Це збільшує енергетичну ефективність та значно підвищує відмовостійкість таких машин [67, 71, 111, 117]. Ще одним трендом в дослідженнях останнього десятиліття є багатофазні електричні машини, в тому числі й з ПМ, для яких розробляються способи визначення відмов під час роботи та алгоритми керування, що забезпечують якісну роботу машини з неповною кількістю фаз [40, 50, 86, 98,]. Модульність та багатофазність СМПМ може навіть поєднуватися в одній конструкції з метою підвищення надійності роботи [111].

Різну кількість індукторів і якорів застосовують з різною метою: зменшити магнітне тяжіння статора до ротора та розвантажити підшипники, зменшити пульсації електромагнітного моменту, знизити напругу живлення чи струм споживання, підвищити відмовостійкість і надійність тощо [65, 92, 118].

Модульність побудови якоря електричної машини з ПМ забезпечує можливість створення двигуна з обмеженим кутом повороту, тобто такого, що забезпечує кутове переміщення в межах певного сектора, наприклад, для кутомісної осі прямого приводу оптичного телескопа [21]. До такої конструкції також близька система дугостаторного БЕП з ПМ, причому активних дугових елементів якоря може бути як один, так і декілька [22].

Крім традиційної радіальної конструкції електричної машини, в БЕП часто застосовують аксіальну (машина дискового типу) [65, 94, 118]. Така конструкція дає змогу краще використати об'єм машини, отож має дещо вищі питомі показники, краще підходить для вбудовування в об'єкт приводу, а також для створення машин з кількома індукторами чи якорями.

Ще однією різновидністю сучасних електричних машин з ПМ є такі, в яких ПМ разом з якорем розміщені на статорі, а шихтований ротор є пасивним, зубчастим. Такі машини працюють за принципом зміни магнітного потоку якоря шляхом його модуляції відповідно до кута положення ротора і є подібними до вентилярних реактивних машин [64, 88, 101]. В роботі [106] використано два набори ПМ – один на роторі, інший на статорі. Аналіз

результатів моделювання показує, що запропонована машина може забезпечувати необхідну зворотну ЕРС з низьким гармонічним спотворенням і велику питомий момент з низькими пульсаціями.

Параметри і характеристики електричної машини з ПМ традиційної конструкції, з якорем на статорі та ПМ на роторі, безпосередньо залежать від конструкції її активної частини – якоря та індуктора. Правильно розрахована та спроектована активна частина машини в межах заданих розмірів може забезпечити порівняно більший електромагнітний момент, і тим самим більший питомий момент та меншу масу, ефективний тепловідвід та високу перевантажувальну здатність за моментом, можливість глибокого ослаблення поля та широкий діапазон регулювання швидкості [80].

Щодо якоря, то він може мати зубцеву чи гладку конструкцію.

У зубцевому якорі обмотка розташована у пазах феромагнітного шихтованого осердя. Це забезпечує вищий електромагнітний момент, проте породжує реактивний зубчастий момент через неоднакову силу притягання локальних ділянок статора до ротора [103]. Величина реактивного моменту за певних положень ротора може бути значною, що суттєво збільшує пульсацію результуючого моменту машини, допустиме значення якої є однією з основних експлуатаційних вимог прецизійного БЕП. Зубчаста структура феромагнітного осердя та його нелінійна характеристика намагнічування є джерелом виникнення вищих просторових гармонік магнітного поля, які також негативно впливають на вищезгаданий показник. Втрати потужності у феромагнітних осердях за номінальних частот перемагнічування можуть складати істотну частку в загальному «кошторисі» втрат машини [36].

Вказаних недоліків позбавлені електричні машини з ПМ та безпазовим, так званим, «гладким» якорем, в яких обмотка якоря розташовується безпосередньо в робочому повітряному проміжку, а її фіксація до феромагнітного чи неферомагнітного ярма здійснюється за допомогою деталей з немагнітопровідних матеріалів. Такі машини позбавлені більшості з

перерахованих «мінусів», але програють за питомими енергетичними та масово-габаритними показниками, а отже, є дорожчими [9, 43].

Розміщення ПМ в роторі може здійснюватися такими способами: поверхневий монтаж ПМ, занурений в магнітопровід поверхневий монтаж ПМ, внутрішній монтаж ПМ в магнітопроводі, внутрішній V-подібний монтаж ПМ, внутрішній радіальний монтаж ПМ [66, 68]. Виготовлення ротора з поверхневим розміщенням ПМ є дешевшим і технологічнішим. Оскільки магнітна проникність повітря та матеріалу ПМ приблизно однакові, то для поверхневого розташування ПМ індуктивності обмоток якоря відносно осей dq обертової системи координат, орієнтованої за полем ротора, практично рівні: $L_d = L_q$. Такий спосіб виконання конструкції ротора дає змогу простішої реалізації системи векторного керування СМППМ, проте має обмежені можливості щодо розширення діапазону регулювання кутової швидкості в другій зоні шляхом ослаблення поля [44]. Магнітне коло машини з внутрішнім розташуванням магнітів неоднорідне. Оскільки ПМ розміщені симетрично відносно осі d , то індуктивність L_d завжди є меншою, ніж L_q за однакового повітряного проміжку. Це призводить до появи додаткової реактивної складової електромагнітного моменту. Крім того, чим більша різниця між індуктивностями L_d та L_q , тим більші можливості розширення діапазону швидкостей внаслідок ослаблення поля і при цьому менші втрати потужності, проте й складність реалізації системи векторного керування зростає [44, 66].

Щодо виконання обмоток якоря, то класичні підходи до вибору та проектування петлевих або хвилевих якірних обмоток з кількістю пазів на полюс і фазу, більшою за 1, не задовольняють вимог, що стоять перед БЕП [36]. За великої кількості полюсів машини розміри лобових частин обмоток, що перетинаються, стають надто великим, що призводить до перевитрат міді, збільшення розмірів якоря та додаткових електричних втрат в обмотці. Використання неперехресних обмоток дає конструктору ширші можливості для штучного створення потрібної форми ЕРС обмотки за рахунок практично довільного її розподілу, вкорочення або видовження [91]. Для традиційних

зубчастих машин найкращі фільтруючі властивості мають трифазні неперехресні обмотки, в яких кількість котушок S відрізняється від кількості пар полюсів p в $\pm 1,2$ разів. За таких умов можна досягнути величини обмоткового коефіцієнта за першою гармонікою на рівні $0,95 \dots 0,98$ [36]. Для безпазових конструкцій добитися синусоїдального розподілу поля в проміжку значно простіше, тому при їх проектуванні можна орієнтуватися на максимум поточкозчеплення котушки, який досягається при співвідношенні $2p/S = 4/3$ [69], та низці додаткових умов.

Спільне проектування електромагнітних властивостей активної частини електричних машин з ПМ, яке доцільно проводити методом скінченних елементів (FEM аналіз) за допомогою сучасних програмних продуктів, дає змогу досягти потрібного розподілу індукції магнітного потоку в повітряному проміжку машини [55, 80, 103]. Найчастіше проєктанти добиваються двох типів такого розподілу, які забезпечують синусоїдальний або трапецевидний характер ЕРС обертання машини. У роботі [81] пропонується загальний оптимізаційний підхід до проектування БЕП, який складається з чотирьох кроків: принципова оптимізація, структурна оптимізація, параметрична оптимізація і детальне проектування.

Способам електронної комутації обмоток якоря СМПМ присвячено наступний підрозділ.

1.4. Аналіз відомих систем електронної комутації обмоток якоря електричних двигунів з ПМ щодо їх застосування в БЕП

1.4.1. Класифікація відомих методів електронної комутації обмоток якоря. В електричних машинах з ПМ електронна комутація обмоток якоря здійснюється, зазвичай, за допомогою транзисторних напівпровідникових перетворювачів [46]. Останні можуть мати різну топологію з різною кількістю силових транзисторів, що залежить від кількості фаз машини та способу електронної комутації. Найбільш поширеною конфігурацією для трифазної

машини є шеститранзисторний мостовий інвертор напруги, який забезпечує роботу машини як в режимі двигуна, так і в режимі генератора чи рекуперативного гальмування. Відомі способи комутації обмоток якоря СМПМ можна поділити на такі групи:

1) дискретна (малоточкова) комутація за положенням ротора, яке фіксується точковим ДКПР, із загальним ШІМ чи релейним регулюванням напруги (струму) якоря;

2) дискретне бездавачеве керування за положенням ротора, яке розпізнається за моментами переходу зворотною ЕРС обертання через нуль;

3) неперервна комутація за положенням ротора, яке розпізнається багатоточковим чи неперервним ДКПР, із ШІМ, релейним чи векторним регулюванням напруги (струму) якоря;

4) цілеспрямована релейна комутація базових векторів (БВ) напруги інвертора за обчисленим кутовим положенням вектора потокозчеплення статора, а також поточними координатами приводу;

5) бездавачеве керування – комутація з використанням обчисленого значення кутового положення ротора.

Спосіб 1 є найбільш поширеним в безщіткових двигунах постійного струму (БДПС, англ. brushless DC motor – BLDC). Він реалізується за допомогою порівняно дешевих ДКПР на базі точкових давачів Холла чи оптоелектронних давачів [57, 87]. Давачі Холла фіксують зміну полярності ЕРС Холла під впливом ПМ ротора. З метою виключення негативного впливу реакції якоря на положення фізичної нейтралі часто застосовують окрему малопотужну магнітну систему на роторі. Для керування трифазним інвертором напруги застосовують 3 точкових давачі, розміщені зі зсувом за фазою на 60 електричних градусів (ел. град.). При цьому кожних 60 ел. град. відбувається перекомутація транзисторів інвертора, причому провідний стан кожного транзистора триває протягом 120 ел. град. Найкращі щодо питомої потужності показники такого електроприводу досягаються за проектування СМПМ з трапецієподібною формою ЕРС обертання [5, 56].

Спосіб 2 дає змогу реалізувати БДПС без апаратного ДКПР. Роль останнього виконує проста схема вимірювання ЕРС обертання у кожній фазі машини. Оскільки в БДПС одночасно працюють лише дві фази, то чітку інформацію про момент переходу ЕРС через нуль можна отримати у третій фазі, яка залишається не підключеною, коли струм у ній впаде до нуля [12].

Спосіб 3 застосовують для синусоїдального керування СМПМ з синусоїдальною формою ЕРС обертання. Для цього застосовують дорогі багатоточкові оптичні чи магнітні енкодери, електромагнітні резолвери, редуктосини чи синусно-косинусні перетворювачі [7, 18, 20, 87, 115]. За їх сигналами шляхом ШІМ-регулювання в усталеному режимі приводу формуються відповідні синусоїдальні напруги (струми) якоря, які забезпечують гладкість електромагнітного моменту. Найчастіше таким способом реалізується векторне керування з метою забезпечення швидкодії керування, забезпечення високої енергетичної ефективності, регулювання швидкості у другій зоні шляхом ослаблення поля, робастності керування тощо [54, 84, 115].

Спосіб 4 застосовують у стратегії прямого керування моментом та потокозчепленням статора СМПМ (анг. direct torque and flux control – DTC чи DTFC) [95, 104]. При цьому транзистори інвертора напруги формують та перемикають з високою частотою базові вектори (БВ) напруги якоря в залежності від алгоритму перемикавання, закладеного в таблиці. Остання будується на основі дискретного відхилення обчислених значень електромагнітного моменту та потокозчеплення статора від заданих системою керування значень, а також сектора перебування вектора потокозчеплення статора. Така система працює без ДКПР, а всі змінні обчислюються on-line контролером за виміряними миттєвими значеннями фазних напруг та лінійних струмів якоря.

Спосіб 5 дає змогу реалізувати векторне керування СМПМ за способом 4 без давачів механічних координат (швидкості і кутового положення ротора). Інформація про поточні значення цих координат обчислюється контролером, як і в способі 4, шляхом інтегрування виразів із застосуванням вимірних

відповідними давачами фазних напруг та лінійних струмів якоря [12, 82]. Проблемним місцем бездавачевого керування СМППМ є визначення початкового положення ротора, яке задає початкові умови для інтегрування, для чого застосовують різні спеціальні способи [75]. Бездавачеве керування СМППМ належить до нових перспективних напрямків розвитку сучасних електроприводів і постійно удосконалюється.

Вказані вище способи електронної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ, як з використанням ДКПР, так і без них, з більшим чи меншим успіхом можна застосовувати і в БЕП на базі цих машин. Проте залишаються недостатньо дослідженими питання впливу специфіки конструкції БЕП на ефективність відомих способів електронної комутації обмоток якоря, а також пошук нових способів, які краще підходять для БЕП.

1.4.2. Дискретна електронна комутація обмоток якоря та особливості БЕП. Дискретна комутація обмоток якоря з використанням малоточкових ДКПР, завдяки якій реалізується БДПС, має найвищі питомі показники потужності та моменту та найнижчі пульсації електромагнітного моменту за трапецевидної форми ЕРС обертання [46, 49, 56, 85]. Це можна побачити, наприклад, для трифазної машини з мостовим інвертором напруги (рис. 1.7) та 120° способом комутації (провідний стан транзисторів становить 120 ел. град.), як показано на рис. 1.8. За такої комутації струм від DC мережі завжди протікає через дві фазні обмотки якоря, що підключаються одним транзистором з верхньої групи та одним з нижньої, як показано внизу рис. 1.8. Регулювання струмів якоря та, відповідно, електромагнітного моменту найчастіше здійснюється шляхом ШІМ регулювання напруги чи релейного регулювання струму за допомогою додаткової одночасної високочастотної комутації трьох транзисторів нижньої чи верхньої груп [51, 56].

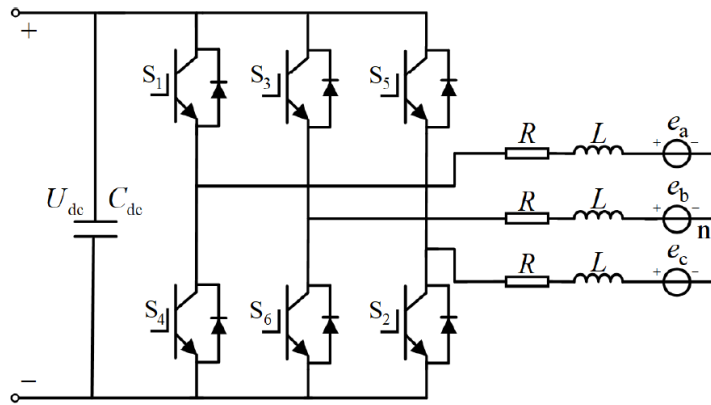


Рис. 1.7. Схема силової частини трифазного БДПС

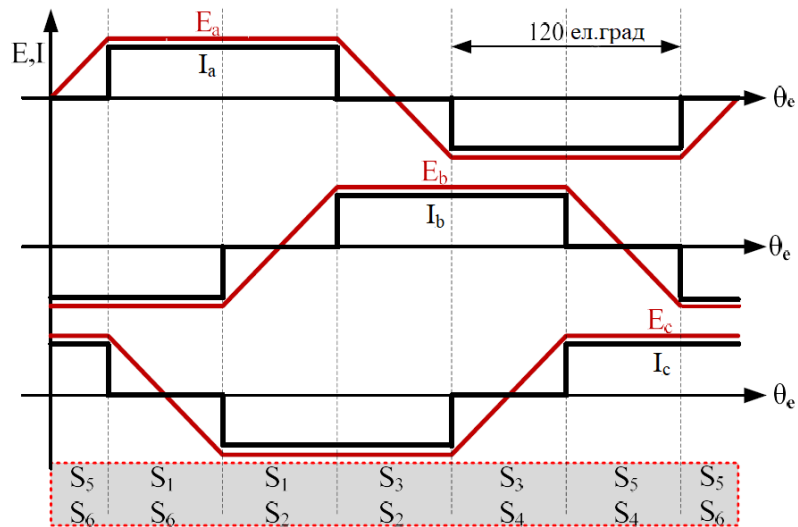


Рис. 1.8. Часові діаграми фазних ЕРС та струмів якоря за дискретної комутації трифазного БДПС 120° способом

Для отримання математичної моделі трифазного БДПС приймається низка допущень, які є цілком коректними, як от [93]: симетричність фазних обмоток якоря, які з'єднані в зірку, постійність їх активних опорів та індуктивностей, відсутність насичення та втрат в сталі, відсутність реакції якоря. За цих допущень рівняння балансу напруг якоря за другим законом Кірхгофа мають такий вигляд [46]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

де $u_{abc}, i_{abc}, e_{abc}$ – відповідно фазні напруги, струми та ЕРС обертання;

R – активний опір обмотки якоря;

$L = L_s - L_m$;

L_s, L_m – власна та взаємна індуктивності фазної обмотки якоря.

Як видно з (1.2), БДПС практично розкладається на 3 окремі незалежні машини, близькі до колекторної машини постійного струму, що значно спрощує керування таким приводом.

Електромагнітний момент БДПС, який генерується в результаті взаємодії струмів якоря з магнітним потоком ротора, розраховується за виразом [85]

$$M_{em} = p \left(\frac{d\psi_{ra}}{dt} i_a + \frac{d\psi_{rb}}{dt} i_b + \frac{d\psi_{rc}}{dt} i_c \right) = \frac{p}{\omega_e} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c), \quad (1.3)$$

де $\omega_e = p\omega$ – кругова частота;

ω – кутова швидкість ротора.

Аналіз (1.3) з урахуванням часових залежностей, показаних на рис. 1.7, показує, що в усталеному режимі електромагнітний момент БДПС повинен бути гладким. Проте на практиці через наявність індуктивності обмотки якоря наростання та спадання струму якоря відбувається протягом певного часу, що визначається електромагнітною сталою часу якірного кола. Це породжує відповідні пульсації електромагнітного моменту. Як показує аналіз, найбільші пульсації викликають реактивні струми, що породжуються ЕРС самоіндукції обмотки, яка виключається з роботи. Ці струми протікають через усі три фазні обмотки машини, відкритий транзистор та антипаралельні діоди інвертора напруги, а також через конденсатори в DC мережі.

Крім малоточкових ДКПР дискретна комутація обмоток якоря СМПМ може здійснюватися й бездавачевим способом. Інформацію про кутове

положення ротора можна отримати з сигналу ЕРС обертання [12, 70, 82]. За 120° комутації дві фази машини завжди підключені до живлення, а третя є вільною. Отож, можна ідентифікувати момент переходу ЕРС непрацюючої фази через нуль як сигнал про положення ротора. Такий спосіб застосовується в деяких БДПС, проте для цього необхідно додатково вирішити низку проблем, пов'язаних з часом спадання струму в непрацюючій фазній обмотці, протіканням через неї реактивних струмів з робочих обмоток, реалізації необхідного фазного зсуву отриманого сигналу переходу ЕРС через нуль, а також ідентифікації початкового положення нерухомого ротора машини з метою правильного її старту [12]. Для вирішення цих проблем застосовують різноманітні апаратні та програмні засоби.

Просте, але продуктивне рішення щодо реалізації необхідного фазового зсуву на 30 ел. град. запропоновано в [107], де застосовано переходи через нуль відповідних лінійних ЕРС.

Для ідентифікації початкового положення нерухомого ротора машини чи такого, що обертається з дуже низькою кутовою швидкістю, застосовують різноманітні способи: подача високочастотної (кілька сотень герц) напруги малої амплітуди (кілька вольт) на обмотку якоря машини для визначення магнітної полярності ротора з явновираженими полюсами [75, 82], стартова процедура у режимі частотного регулювання швидкості тощо [70].

Ціла низка факторів призводить до пульсацій моменту обертання БДПМ: відхилення реальної ЕРС обертання машин з ПМ від трапецевидної форми; реактивні струми за дискретної комутації обмоток якоря; обмеження силового напівпровідникового комутатора, які не дозволяють виробляти необхідну форму хвилі струму, особливо, коли збільшується кутова швидкість або момент навантаження; паразитичний зубчастий момент. Усі ці фактори розглянуті в роботах [73, 109].

Багато досліджень спрямовано на зниження пульсацій електромагнітного моменту БДПС, породжених як відхиленнями від трапецевидної форми ЕРС обертання та вищими просторовими гармоніками магнітного поля через

зубцеву структуру якоря, так і комутаційними процесами обмоток якоря [41, 52, 54, 55, 73, 76, 97, 99, 109, 116]. Ці способи можна розділити на такі напрямки: 1) удосконалення конструкції електричних машин з ПМ [55, 62, 73, 109]; 2) застосування нових способів електронної комутації обмоток якоря [61, 93, 116]; 3) спеціальне регулювання лінійних струмів якоря [52, 54, 76, 97, 99]. У [36] поєднання двох останніх напрямків для БЕП названо терміном «стратегія керування».

В оглядовій статті [73] розглянуто широкий спектр методів проектування приводів на основі двигунів з ПМ та контролерів, описаних у літературі, для мінімізації пульсацій моментів як в машинах з синусоїдальною, так і трапецевидною формами ЕРС обертання. Синусоїдальні приводи, як правило, мають найбільший потенціал для зменшення пульсацій крутного моменту, використовуючи такі відомі заходи проектування двигуна, як скіс пазів чи ПМ та дробові співвідношення між кількостями пазів та полюсів машин. На відміну від цього, машини з трапецевидною ЕРС та дискретною комутацією потребують більших компромісів щодо конструкції ЕМП та комутації обмотки якоря, що може ускладнювати привод і його вартість для підвищення плавності крутного моменту.

З метою зменшення пульсацій струму та електромагнітного моменту БДПС, в [83, 93] пропонується здійснювати високочастотну комутацію транзисторів для регулювання струмів якоря протягом першої (PWM-ON) чи другої (ON-PWM) 60° ел. провідності кожного з них, як показано на часових діаграмах на рис. 1.9 для варіанту ON-PWM. Такий спосіб комутації виключає шлях для реактивних струмів через DC мережу, оскільки завжди лишається шлях через дві робочі фазні обмотки, відкритий транзистор та антипаралельний діод. Ще кращими властивостями характеризується спосіб PWM-ON-PWM, за якого високочастотне регулювання проводиться протягом перших 30° ел. та останніх 30° ел. 120° періоду комутації кожного транзистора (рис. 1.10) [61, 93]. За такої комутації вдається навіть отримати низькі пульсації електромагнітного

моменту за значного відхилення ЕРС обертання БДПС від трапецевидної форми [61].

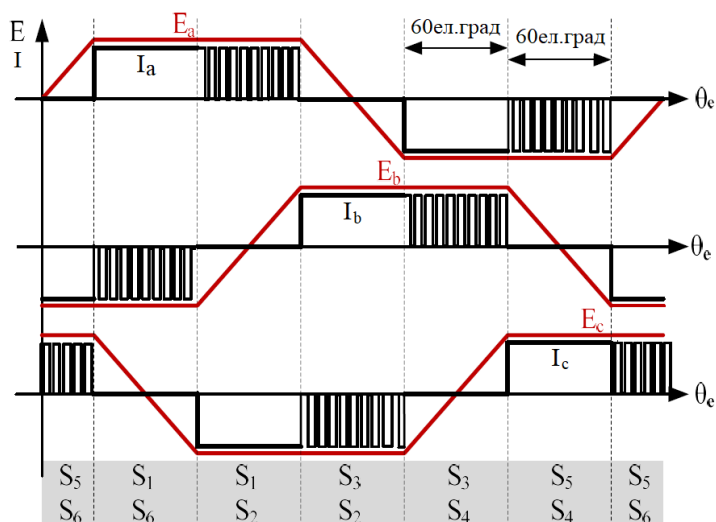


Рис. 1.9. Часові діаграми за дискретної комутації за принципом ON-PWM трифазного БДПС 120° комутацією

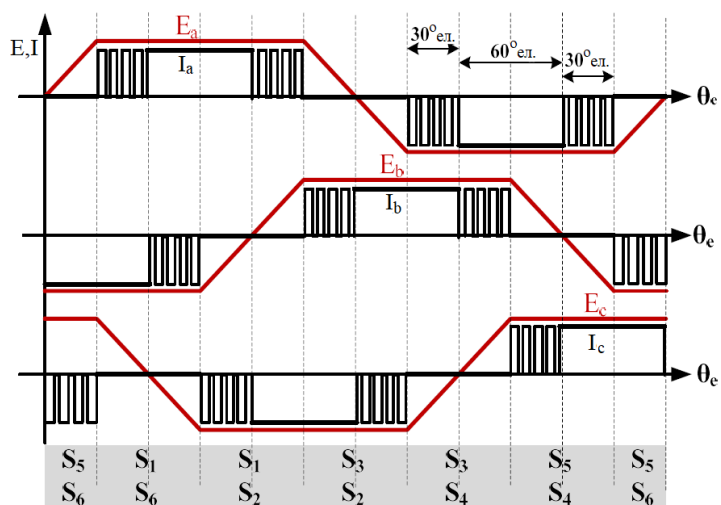


Рис. 1.10. Часові діаграми за дискретної комутації за принципом PWM-ON-PWM трифазного БДПС з 120° комутацією

Для зменшення пульсацій електромагнітного моменту застосовують також додаткові схемні вирішення в ланці постійного струму.

Так, в роботі [52] DC-DC перетворювач Кука в ланці постійної напруги періодично включається в режимах підвищення чи пониження вхідної напруги трифазного інвертора, формуючи потрібні струми в обмотці якоря таким чином, щоб зменшити комутаційні пульсації крутного моменту. В міжкомутаційному періоді DC-DC перетворювач підтримує потрібне значення напруги, необхідне для заданої кутової швидкості та моменту навантаження.

У статті [116] пропонується допоміжна схема для зменшення пульсацій крутного моменту під час комутації обмоток якоря БДПС, яка складається з трансформатора, конденсатора і комутаційного контура. Конденсатор заряджається в некомутаційний період. Коли відбувається комутація, заряджений конденсатор підключається до джерела живлення через комутаційний контур для підвищення напруги U_{dc} , а трифазний інвертор регулюється таким чином, щоб вхідна напруга двигуна була в чотири рази вищою від зворотної ЕРС. Енергія, що накопичується в магнітному полі трансформатора, в кожному циклі комутації повертається до джерела живлення, що покращує енергетичну ефективність. Крім того, цей метод також скорочує час комутації.

Цілу низку способів автоматичного керування струмами якоря БДПС спрямовують і на зниження пульсацій обертового моменту приводу: ковзне керування, реалізоване за допомогою програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС) [76]; релейно-векторне керування [1]; просторово-векторну модуляцію з використанням шести БВ [39]; адаптивне керування у зворотному зв'язку за швидкістю [99]; керування за еталонною моделлю в координатах $d-q-0$ [97]; застосування кількох систем координат для опису та керування несинусоїдальною машиною з ПМ [48].

Дискретна комутація і, відповідно, БДПС часто застосовується в БЕП через свою простоту реалізації та нижчу вартість, але одночасно завдяки високому значенню питомого моменту [13, 56]. При цьому, як правило, застосовуються уже відомі з практики звичайних приводів та висвітлені вище способи електронної комутації обмоток якоря та регулювання струмів якоря з

метою зниження пульсацій обертового моменту. Проте, як було показано, багатополюсні електричні машини з ПМ моментного типу мають низку особливостей, які суттєво відрізняють їх від малополюсних швидкісних машин. Ці особливості та їх вплив на електронну комутацію та регулювання струмів обмоток якоря БДПС в БЕП можна підсумувати так:

1. У БЕП застосовуються багатополюсні електричні машини з ПМ великого діаметра, в яких суттєво більший активний опір обмотки якоря.

2. Через збільшений магнітний опір повітряного проміжку машини з поверхнево розміщеними на роторі ПМ потік реакції якоря порівняно менший, також порівняно меншими є індуктивності обмотки якоря та енергія магнітного поля, яка в них нагромаджується.

3. Зменшення індуктивності та збільшення активного опору обмотки якоря забезпечує значне зниження електромагнітної сталої часу електричної машини з ПМ в БЕП, що зумовлює підвищення швидкості протікання перехідних електромагнітних процесів та швидкодію регулювання електромагнітного моменту.

4. Зниження електромагнітної сталої часу обмотки якоря приводить до збільшення комутаційних пульсацій електромагнітного моменту в БЕП.

5. Відсутність механічного редуктора з його демпфувальними властивостями спричинює безпосередню передачу пульсацій обертового моменту електричної машини до об'єкта приводу.

6. Великий діаметр машини в БЕП, а також багатосекційні обмотки якоря надають нові можливості щодо встановлення точкових ДКПР.

7. Зосереджені котушки секцій обмотки якоря, які переважно застосовуються в електричних машинах БЕП, забезпечують розподіл індукції магнітного поля в повітряному проміжку, близький до синусоїдального, що спричинює характер зворотної ЕРС обертання машини, далекий від трапецевидного. Добиватися останнього в БЕП є складно і дорого.

Вказані особливості зумовлюють необхідність проведення досліджень, спрямованих на зменшення пульсацій електромагнітного моменту БДПС в БЕП

шляхом обґрунтування нових спеціальних для таких приводів способів дискретної комутації обмоток якоря. При цьому акцент переноситься з процесів керування струмами якоря, з метою зменшення значних часових гармонік електромагнітного моменту, на способи ослаблення процесів генерування цих гармонік під час комутації обмоток якоря.

1.4.3. Неперервна електронна комутація обмоток якоря. Як і в малополюсних високошвидкісних приводах, у БЕП неперервна (багатоточкова) комутація обмоток якоря здійснюється у векторно керованих СМПМ з синусоїдальною ЕРС обертання для тих застосувань, де потрібна висока точність підтримання кутової швидкості, позиціювання та плавність ходу, наприклад астронавігаційні системи, робототехнічні комплекси, системи наведення та слідкування у військовій сфері тощо.

Як відомо з літератури [14, 46], за ідеально реалізованої синусоїдальної ЕРС обертання машин з ПМ та формування синусоїдальних струмів якоря СМПМ створює гладкий електромагнітний момент без пульсацій. Однак, в реальних СМПМ неможливо досягти ідеальних синусоїдальних ЕРС. Крім цього, у пазовій СМПМ проявляє себе зубчастий момент, що безпосередньо спричинює пульсації крутного моменту, шуми та вібрації. У БЕП на базі СМПМ завдяки багатосекційним обмоткам якоря та поверхневому розміщенню на роторі ПМ легше досягти синусоїдальної ЕРС обертання порівняно з малополюсними швидкісними машинами, особливо з внутрішньо розміщеними в магнітопроводі ротора ПМ. У випадку особливих вимог до плавності ходу якір СМПМ у БЕП виконують безпазовим, гладким, незважаючи на неминуче збільшення розмірів машини [43].

У звичайних приводах вартість векторно-керованої СМПМ значно перевищує вартість БДПС для однакових значень моменту та кутової швидкості, перш за все, внаслідок значної вартості неперервних ДКПР: інкрементальних чи абсолютних оптичних або магнітних енкодерів, синусно-косинусних давачів, резолверів, редуктосинів [8, 20, 53, 87]. Вартість таких

давачів стрімко зростає зі збільшенням їх точності, що визначається кількістю точок відліку на оберт інкрементальних давачів чи розрядністю абсолютних з цифровим виходом.

Для БЕП на базі СМПМ проблема ДКПР значно ускладнюється порівняно з малополюсними швидкісними приводами. За можливості механічного під'єднання до валу обертання, потрібна розділова здатність ДКПР в БЕП повинна зростати пропорційно до кількості пар полюсів машини, що значно збільшує вартість приводу. Проте, в БЕП найчастіше немає доступу до осі обертання або під'єднання такого чутливого пристрою як енкодер є неможливим. Тому в БЕП з СМПМ має місце проблема монтажу ДКПР, а також і давача кутової швидкості для реалізації функції підтримання точності кутової швидкості на низьких чи інфранизьких частотах обертання [26, 27].

Натомість, доступність до активної частини ЕМП та великий розмір діаметра моментного двигуна дають змогу порівняно легко та невеликим коштом встановити давачі координат в активній зоні машини. Наприклад, для тихохідних БЕП безконтактний давач швидкості доцільно реалізувати як синхронний тахогенератор у вигляді додаткових інформаційних обмоток якоря (з синусоїдальною залежністю їх потокозчеплення від кута повороту), що збуджуються робочим полем ротора. З метою зменшення впливу реакції якоря на вихідні сигнали інформаційних обмоток, їх доцільно реалізувати у вигляді окремого модуля чи сегмента ЕМП [36, 53]. За допомогою спеціально розроблених алгоритмів обробки вихідних напруг цих обмоток, крім значення кутової швидкості та напрямку обертання, можна отримати також поточне значення кутового положення ротора [28].

Для застосувань з нижчими вимогами до точності регулювання кутової швидкості в БЕП на базі СМПМ можливі застосування бездавачевого керування, за яким може реалізуватися як векторне керування, так і пряме керування моментом і потокозчепленням статора [7, 82, 104].

Нові підходи спрямовують на усунення пульсацій моменту у високоточних БЕП з СМПМ, зумовлених відхиленнями від синусоїдальності

ЕРС обертання. У [54] для вирішення проблеми пульсуючого моменту СМПМ прямого приводу в низькошвидкісній області запропоновано нові методи оцінки та керування крутним моментом. Тут потозчеплення обмоток якоря СМПМ обчислюють, застосовуючи техніку адаптації за задаючою моделлю, а створюваний електромагнітний момент регулюється запропонованим контролером моменту, що поєднує керування зі змінною структурою (VSC) з просторово-векторною ШІМ (SVPWM). Ця стратегія керування реалізується за допомогою програмного забезпечення цифрового сигнального процесора (DSP) TMS320C30.

1.5. Висновки та постановка завдань дослідження

У результаті проведеного аналізу літературних джерел щодо особливостей БЕП та способів електронної комутації обмоток якоря електричних машин з ПМ в цих приводах можна зробити такі висновки.

1. БЕП з точки зору забезпечення точності відпрацювання завдання електромагнітного моменту, кутової швидкості та переміщення, надійності та ремонтпридатності в багатьох випадках мають суттєві переваги над редукторними.

2. Проведений огляд літератури виявив цілу низку успішних застосувань БЕП, зокрема для таких об'єктів як роботи і маніпулятори, астронавігаційні системи, системи наведення та стеження, мотор-колеса електричних транспортних засобів, генератори вітроустановок, ліфти і багато інших.

3. Не дивлячись на поширення БЕП, до цього часу між дослідниками триває дискусія щодо їх переваг та недоліків порівняно з традиційними редукторними приводами. Тому актуальними є теоретичні дослідження, спрямовані на отримання закономірностей зміни основних параметрів та різних показників електроприводу за збільшення кількості пар полюсів електричної машини для БЕП з метою забезпечення електромагнітної редукції кутової швидкості.

4. Серед електричних машин для БЕП найкраще підходять безщіткові синхронні машини з ПМ, для яких збільшення розмірів, пов'язане із

збільшенням кількості пар полюсів, неминуче збільшення повітряного проміжку та порівняно великий магнітний опір на шляху потоку реакції якоря зменшують вплив навантаження на енергетичні показники машини, як це має місце в асинхронних та синхронних реактивних машинах.

5. Серед БЕП на базі електричних машин з ПМ, подібно як і в редукторних приводах з швидкісними машинами, виділяються дві принципово відмінні системи електроприводу, які відрізняються типом ДКПР та методом електронної комутації обмоток якоря, а також характером ЕРС обертання машини: 1) простий і дешевий на базі БДПС з малоточковим ДКПР та дискретною комутацією обмоток якоря; 2) складніший і дорожчий на базі синусоїдальної СМПМ з неперервним чи багатоточковим ДКПР та неперервною високочастотною комутацією обмоток якоря.

6. Особливості багатополусної електричної машини з ПМ в БЕП зумовлюють перегляд традиційних та пошук нових методів дискретної комутації обмоток якоря в БДПС, які б забезпечували зменшення пульсації електромагнітного моменту машини. За відсутності механічного редуктора ці пульсації безпосередньо передаються об'єктові приводу, що викликає вібрації та шуми і негативно впливає на експлуатаційні показники приводу.

7. Для точних і відповідальних приводів на базі СМПМ з неперервною комутацією обмоток якоря в БЕП однією з проблем є встановлення ДКПР. Більшість промислових багатоточкових давачів, оптичні і магнітні енкодери, нема змоги під'єднати до валу приводу. Крім того, у випадку багатополусної моментної електричної машини вони суттєво втрачають свою точність. Тому актуальним є дослідження, спрямоване на створення достатньо простого та недорогого неперервного ДКПР для БЕП.

Виходячи з отриманих на основі аналізу літературних джерел висновків, сформульовано завдання досліджень, які наведені у вступі.

РОЗДІЛ 2

ПОРІВНЯЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ І ПОКАЗНИКІВ РОБОТИ РЕДУКТОРНИХ ТА БЕЗРЕДУКТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ

Метою цього дослідження є порівняльна оцінка основних параметрів та різних показників роботи ЕП на основі трифазної СМПМ, припускаючи постійність її потужності та осьової довжини для реалізацій з різною кількістю пар полюсів p [102].

2.1. Загальні положення та допущення

Для аналізу була взята СМПМ радіальної конструкції з синусоїдальною ЕРС, розміщеними на поверхні ротора ПМ (тип SPMSM у світовій інтерпретації) та з векторним керуванням, що забезпечує формування напрямку вектора струму якоря в системі координат $d-q$, пов'язаної з ротором машини, вздовж вектора ЕРС ($I_d = 0$) [85]. Для отримання загальних результатів показники будуть виражені у відносних одиницях по відношенню до двополюсної ($p = 1$) базової СМПМ. Для базового варіанту дані будуть позначені індексом "1", а для інших варіантів з різною кількістю пар полюсів – індексом "p". Аналіз системи електроприводу стосуватиметься усталеного режиму роботи за номінальних параметрів машини. Система електроприводу передбачається завантаженою об'єктом приводу з приведеним до валу СМПМ моментом інерції J_o і такими номінальними робочими параметрами: електромагнітний момент M_o і кутова швидкість ω_o . У базовому варіанті об'єкт приводу приводиться в рух СМПМ з однією парою полюсів і моментом інерції ротора $J_{m.1} = k_j J_o$ через редуктор з передавальним числом i_1 . Для інших варіантів системи приводу двигун матиме послідовно $p = 2, \dots, i_1$ пар полюсів, а редукція механічної швидкості розділятиметься на електромеханічну редукцію, що забезпечується СМПМ зі збільшеною кількістю пар полюсів, та механічну

редукцію з відповідно зменшеним передавальним числом, що визначається співвідношенням

$$i_1 = \frac{\omega_1}{\omega_0} = p \cdot i_p = p \frac{\omega_p}{\omega_0}. \quad (2.1)$$

В останньому із порівнюваних варіантів, коли $p = i_1$, отримуємо БЕП, в якому має місце лише електромагнітна редукція кутової швидкості та $\omega_{p.БЕП} = \omega_0$.

Якщо знехтувати розсіянням магнітного потоку ротора, то амплітуду фазної ЕРС якоря та електромагнітний момент трифазної СМПМ з p парою полюсів доцільно представити через лінійне взаємне переміщення індуктора відносно якоря зі швидкістю v [85]:

$$E_m = 2p\delta v \sum_{k=1}^{\frac{N}{2.3}} B_{\delta k}; \quad (2.2)$$

$$M = 3 \cdot 2p\delta I_1 \frac{D}{2} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2.3}} B_{\delta k}, \quad (2.3)$$

де δ – величина повітряного проміжку машини;

N – кількість активних провідників обмотки якоря, що припадає на одну пару полюсів;

$B_{\delta k}$ – значення індукції магнітного поля від полюса ПМ в k -ій точці перерізу повітряного проміжку;

I_1 – діюче значення струму у фазній обмотці якоря;

D – діаметр розточки машини.

Значення суми у виразах (2.2) і (2.3) рівне

$$\sum_{k=1}^{\frac{N}{2.3}} B_{\delta k} = B_{\delta m} \sum_{k=1}^{\frac{N}{2.3}} \sin\left(k \frac{\pi}{N/6}\right) = B_{\delta m} k_N N; \quad (2.4)$$

де B_{δ_m} – амплітудне значення індукції магнітного потоку від полюса ПМ в повітряному проміжку;

$k_N = 0,106$ – обчислений за виразом (2.4) коефіцієнт.

З врахуванням (2.4) та $v = \omega D/2$ вирази (2.2) і (2.3) набувають вигляду

$$E_m = 2p\delta\omega \frac{D}{2} B_{\delta_m} k_N N = p\delta\omega D B_{\delta_m} k_N N; \quad (2.5)$$

$$M = 3p\delta I_1 D B_{\delta_m} k_N N. \quad (2.6)$$

На підставі (2.5) і (2.6) для базової СМПМ отримуємо

$$E_{m,1} = \delta\omega_1 D_1 B_{\delta_{m,1}} k_N N_1; \quad (2.7)$$

$$M_1 = 3\delta I_1 D_1 B_{\delta_{m,1}} k_N N_1. \quad (2.8)$$

Найпростішим варіантом побудови багатополюсної машини є складання її активної частини з відповідної кількості активних частин базової двополюсної машини. При цьому послідовно з'єднаними обмотками якоря багатополюсної машини протікатиме той же струм I_1 . Але для отримання незмінної номінальної потужності багатополюсна машина повинна мати практично незалежну від p ЕРС – E_1 , в той час як електромагнітний момент та кутова швидкість повинні відповідно становити

$$M_p = pM_1; \quad \omega_p = \frac{\omega_1}{p}. \quad (2.9)$$

Враховуючи, що діаметр розточки активної частини багатополюсної машини зростає в p разів

$$D_p = pD_1, \quad (2.10)$$

з аналізу виразів (2.5), (2.6) і (2.9) та (2.10) легко побачити, що для забезпечення сталої потужності машини необхідно знижувати амплітуду індукції магнітного потоку полюса відповідно до виразу

$$B_{\delta_{m,p}} = \frac{B_{\delta_{m,1}}}{p}. \quad (2.11)$$

При цьому амплітуда фазної ЕРС та електромагнітний момент багатополюсної СМПМ будуть відповідно рівними

$$E_{m,p} = p\delta\omega_p D_p B_{\delta_{m,p}} k_N N_p = p\delta\frac{\omega_1}{p} pD_p \frac{B_{\delta_{m,1}}}{p} k_N N_1 = E_{m,1}; \quad (2.12)$$

$$M_p = 3p\delta I_1 D_p B_{\delta_{m,p}} k_N N_p = 6p\delta I_1 pD_1 \frac{B_{\delta_{m,1}}}{p} k_N N_1 = pM_1. \quad (2.13)$$

Зрозуміло, що так побудована багатополюсна машина є неефективною, оскільки в ній за практично незмінного лінійного струмового навантаження $A_p = A_1$ зі збільшенням p відповідно до (2.11) треба щораз знижувати індукцію магнітного потоку в повітряному проміжку. Тобто, машина є недовикористаною стосовно магнітного потоку.

Покращити техніко-економічні показники описаної вище багатополюсної СМПМ можна шляхом пропорційного збільшення діаметра її активної частини та зменшення числа активних провідників її обмотки якоря на полюс у порівнянні з базовою машиною, залишаючи їх переріз сталим для забезпечення тієї ж густини струму. При цьому індукцію магнітного потоку в повітряному проміжку варто залишати сталою, збільшивши товщину ПМ, з метою оптимального електромагнітного навантаження машини. Тобто необхідно забезпечити

$$D_p = p^\alpha D_1; \quad N_p = p^{-\alpha} N_1, \quad B_{\delta_{m,p}} = B_{\delta_{m,1}}, \quad (2.14)$$

де α – показник степеня, значення якого перебуває в діапазоні $0 \leq \alpha \leq 1$.

З врахуванням (2.14) машинна постійна Арнольда для такої багатополюсної машини становитиме [23]

$$C_A = \frac{D_p^2 \delta \omega_p}{P_e} = \frac{p^{2\alpha} D_1^2 \delta \omega_1}{P_e p}, \quad (2.15)$$

де P_e – незмінна електромагнітна потужність машин.

Як можна побачити з (2.15), незалежність від p та незмінність постійної Арнольда досягається, коли взяти $\alpha = 0,5$. Тоді лінійне струмове навантаження машини становитиме

$$A_p = \frac{N_p I_1}{\pi D_p / p} = \frac{p \cdot p^{-\alpha} N_1 I_1}{\pi p^\alpha D_1} = \frac{N_1 I_1}{\pi D_1} = A_1.$$

Отож, лінійне струмове навантаження та індукція магнітного потоку в повітряному проміжку такої багатополусної машини мають сталі та незалежні від p значення, що свідчить про її оптимальне електромагнітне навантаження. Підстановка виразів (2.14) у рівняння (2.12) і (2.13) підтверджує незмінність та незалежність від значення α отриманих результатів. Проте, змінюючи α , можемо змінювати розміри активної частини машини і тим самим впливати на її динамічні, енергетичні та вартісні показники.

2.2. Електричні, електромагнітні та електромеханічні параметри СМПМ

У статичному режимі роботи для векторного керування СМПМ за принципом $I_d = 0$, що забезпечує максимум моменту на ампер (МТА) машини із розміщеними на поверхні ротора ПМ (SPMSM) [85], робота машини в прямокутній системі координат ротора d - q , зорієнтованій віссю d за напрямком вектора магнітного потоку ротора, відповідає векторній діаграмі, показаній на рис. 2.1, та описується рівняннями:

$$U_d = -p\omega L I_q; \quad (2.16)$$

$$U_q = R I_q + p\omega \Psi; \quad (2.17)$$

$$M = \frac{3}{2} p \Psi I_q, \quad (2.18)$$

де U – амплітуда фазної напруги якоря;

$L = L_d = L_q$ – індуктивність фазної обмотки якоря у випадку SPMSM;

R – активний опір фазної обмотки якоря;

Ψ – амплітуда потокозчеплення фазної обмотки якоря з магнітним потоком пари полюсів ротора.

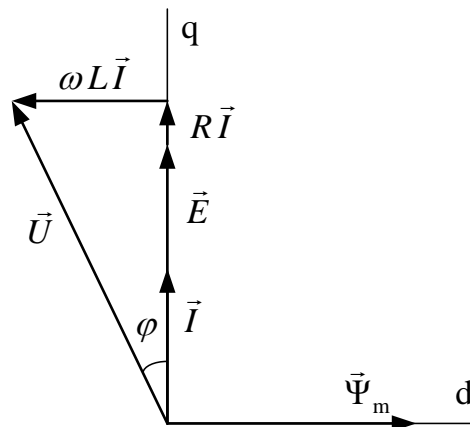


Рис. 2.1. Векторна діаграма векторно керованої SPMSM

З врахуванням того, що $I_q = I$ на основі рівнянь (2.16)-(2.18) можна визначити амплітуду фазної напруги якоря як

$$U = \sqrt{(RI + E)^2 + (p\omega LI)^2}, \quad (2.19)$$

де $E = p\omega\Psi_m$ – амплітуда ЕРС обертання за неробочого ходу.

У режимі неробочого ходу фазна ЕРС машини дорівнюватиме прикладеній до фазної обмотки якоря напрузі (рис. 2.1). На основі (2.19) можна знайти кутову швидкість ідеального неробочого ходу у вигляді

$$\omega_0 = \frac{U}{p\Psi_m} = \frac{\sqrt{(RI + p\omega\Psi_m)^2 + (p\omega LI)^2}}{p\Psi_m}. \quad (2.20)$$

На основі (2.20) для базової СМПМ матимемо

$$\omega_{0,1} = \frac{U_1}{\Psi_{m,1}} = \frac{\sqrt{(R_1 I_1 + \omega_1 \Psi_{m,1})^2 + (\omega_1 L_1 I_1)^2}}{\Psi_{m,1}}, \quad (2.21)$$

а для багатополусної отримаємо

$$\omega_{0,p} = \frac{U_p}{p\Psi_{m,p}} = \frac{\sqrt{(R_p I_1 + p\omega_p \Psi_{m,p})^2 + (p\omega_p L_p I_1)^2}}{p\Psi_{m,p}}. \quad (2.22)$$

За зміни діаметра машини зі зростанням її кількості пар полюсів згідно з (2.14) полюсна поділлка її змінюватиметься відповідно до закону

$$\tau_p = \frac{\pi D_p}{2p} = \frac{\pi p^\alpha D_1}{2p} = p^{\alpha-1} \frac{\pi D_1}{2} = p^{\alpha-1} \tau_1. \quad (2.23)$$

За сталої осьової довжини машини l_m відповідно до (2.23) змінюватиметься й площа полюса:

$$S_p = l_m \tau_p = l_m p^{\alpha-1} \tau_1 = p^{\alpha-1} l_m \tau_1 = p^{\alpha-1} S_1. \quad (2.24)$$

За умови синусоїдальності розподілу індукції магнітного потоку від ПМ в повітряному проміжку машини, незмінності амплітуди індукції B_δ та конфігурації обмотки якоря, амплітуда потокозчеплення фазної обмотки якоря з магнітним потоком ротора при зростанні p з врахуванням (2.24) та (2.14) залишатиметься незмінною:

$$\Psi_{m,p} = p B_\delta S_p k_N N_p = p B_\delta p^{\alpha-1} S_1 k_N p^{-\alpha} N_1 = B_\delta S_1 k_N N_1 = \Psi_{m,1}. \quad (2.25)$$

Враховуючи, що $\omega_p = \omega_1/p$ (2.9), з врахуванням (2.25) амплітуда ЕРС обертання багатополусної машини за неробочого ходу теж залишатиметься сталою

$$E_p = p\omega_p \Psi_{m,p} = p \frac{\omega_1}{p} \Psi_{m,1} = E_1.$$

За умови зміни кількості провідників обмотки якоря, що припадає на один полюс, відповідно до (2.14), при сталому їх перерізі опір фазної обмотки якоря багатополусної машини становитиме

$$R_p = pp^{-\alpha} R_1 = p^{1-\alpha} R_1. \quad (2.26)$$

З достатнім наближенням можна вважати, що індуктивність котушки сталої довжини з незмінним матеріалом осердя є прямо пропорційною до площі її витка та квадрата кількості витків. У нашому випадку для однієї котушки обмотки якоря зі збільшенням числа p зменшується кількість витків w , що припадає на один полюс, пропорційно до зменшення активних провідників пари полюсів (2.14) і зменшується середня площа витка S_w пропорційно до площі полюса (2.24). Тоді індуктивність фазної обмотки якоря багатополусної машини буде становити

$$L_p = pk_L S_{w,p} w_p^2 = pk_L p^{\alpha-1} S_{w,1} (p^{-\alpha} w_1)^2 = p^{-\alpha} k_L S_{w,1} w_1^2 = p^{-\alpha} L_1, \quad (2.27)$$

де k_L – коефіцієнт пропорційності, який враховує конфігурацію котушки та матеріал осердя.

Підставляючи (2.26) і (2.27) в рівняння (2.22) та враховуючи (2.9) і (2.25), після перетворень можемо записати

$$\omega_{0,p} = \frac{U_1}{p\Psi_{m,1}} \sqrt{1 + \frac{2(E_1 + R_1 I_1) R_1 I_1 (p^{1-\alpha} - 1) + (R_1 I_1)^2 (p^{1-\alpha} - 1)^2 + (\omega_1 L_1 I_1)^2 (p^{-\alpha} - 1)^2}{U_1^2}}. \quad (2.28)$$

Ввівши позначення

$$\Delta U_{R,1}^* = \frac{R_1 I_1}{U_1}; \quad \Delta U_{X,1}^* = \frac{\omega_1 L_1 I_1}{U_1}, \quad (2.29)$$

які відображають відносні спади напруги відповідно на активному та індуктивному опорах обмотки якоря базової машини в номінальному режимі роботи, та враховуючи, що, відповідно до векторної діаграми на рис. 2.1,

$$\cos \varphi_1 = \frac{E_1 + R_1 I_1}{U_1}, \quad (2.30)$$

вираз (2.28) можна представити в такому вигляді:

$$\omega_{0,p} = \frac{1}{p} k_{\omega,0} \omega_{0,1}, \quad (2.31)$$

де

$$k_{\omega,0} = \sqrt{1 + 2 \cos \varphi_1 \Delta U_{R,1}^* (p^{1-\alpha} - 1) + (\Delta U_{R,1}^*)^2 (p^{1-\alpha} - 1)^2 + (\Delta U_{X,1}^*)^2 (p^{-\alpha} - 1)^2}. \quad (2.32)$$

В отриманому виразі (2.31) $\omega_{0,1}$ можна виразити через уже введені відносні величини (2.29). Для цього рівняння (2.21) представимо у вигляді

$$\omega_{0,1} = \omega_1 \sqrt{\left(\frac{R_1 I_1}{E_1} + 1\right)^2 + \left(\frac{\omega_1 L_1 I_1}{E_1}\right)^2}. \quad (2.33)$$

Рівняння балансу напруг (2.19) для базової машини у відносних одиницях при нормуванні на амплітуду фазної напруги якоря має вигляд

$$1 = \left(\frac{E_1}{U_1} + \frac{R_1 I_1}{U_1}\right)^2 + \left(\frac{\omega_1 L_1 I_1}{U_1}\right)^2 = \left(\frac{E_1}{U_1} + \Delta U_{R,1}^*\right)^2 + (\Delta U_{X,1}^*)^2. \quad (2.34)$$

З рівняння (2.34) знаходимо

$$E_1 = U_1 \left(\sqrt{1 - (\Delta U_{X,1}^*)^2} - \Delta U_{R,1}^* \right). \quad (2.35)$$

З врахуванням (2.35) рівняння (2.30) можна зобразити у вигляді

$$\cos \varphi_1 = \sqrt{1 - (\Delta U_{X,1}^*)^2}. \quad (2.36)$$

Отож, далі буде вживатися замість $\Delta U_{X,1}^*$ його вираження через $\cos \varphi_1$ на основі (2.36):

$$\Delta U_{x,1}^* = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_1}. \quad (2.37)$$

Підставляючи (2.35) в (2.33) та враховуючи прийняті позначення (2.29), після перетворень отримуємо

$$\omega_{0,1} = \omega_1 \frac{1}{\cos \varphi_1 - \Delta U_{R,1}^*}. \quad (2.38)$$

Підставляючи (2.37) в (2.32), після перетворень отримуємо

$$k_{\omega,0} = \sqrt{\left[\Delta U_{R,1}^* (p^{1-\alpha} - 1) + \cos \varphi_1 \right]^2 + \left[1 + (p^{-\alpha} - 1)^2 \right] (1 - \cos^2 \varphi_1)}. \quad (2.39)$$

Статична механічна характеристика СМПМ, як відомо, є нелінійною, проте ця нелінійність зумовлена індуктивністю обмотки якоря [85]. Однак в SPMSM через низьку магнітну проникність ПМ магнітний опір для потоку реакції якоря є високим, що зумовлює порівняно низькі значення потоку реакції якоря та, відповідно, індуктивності обмотки якоря. Тому для даного дослідження статичну механічну характеристику СМПМ лінеаризуємо, а модуль її статичної жорсткості визначатимемо за виразом

$$\beta = \frac{\Delta M}{\Delta \omega} = \frac{M}{\omega_0 - \omega}, \quad (2.40)$$

де $M = M_o/i$ та $\omega = i\omega_o$ – номінальні значення електромагнітного моменту і кутової швидкості машини.

З (2.40) отримуємо вираз для модуля статичної жорсткості механічної характеристики базової СМПМ у вигляді

$$\beta_1 = \frac{M_1}{\omega_{0,1} - \omega_1}. \quad (2.41)$$

Підставляючи (2.9) та (2.31) в рівняння (2.41), отримуємо вираз для модуля статичної жорсткості механічної характеристики багатополюсної СМПМ у вигляді

$$\beta_p = \frac{M_p}{\omega_{0,p} - \omega_p} = \frac{pM_1}{k_{\omega,0} \omega_{0,1} / p - \omega_1 / p} = \frac{p^2 M_1}{\omega_{0,1} - \omega_1 + \omega_{0,1} (k_{\omega,0} - 1)} = \left[\frac{1}{p^2 \beta_1} + \frac{\omega_{0,1} (k_{\omega,0} - 1)}{p^2 M_1} \right]^{-1}. \quad (2.42)$$

Рівняння (2.42) можна записати у вигляді

$$\beta_p = p^2 \left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{1}{\Delta\beta_p} \right)^{-1} = p^2 \beta_1 \left(1 + \frac{\beta_1}{\Delta\beta_p} \right)^{-1}, \quad (2.43)$$

де

$$\Delta\beta_p = \frac{M_o}{\omega_{0,1} (k_{\omega,0} - 1) i_1}. \quad (2.44)$$

2.3. Енергетичні показники СМПМ

ККД базової машини з врахуванням лише втрат в міді, які в SPMSM значно переважають втрати в сталі, дорівнює

$$\eta_1 = \frac{P_{out}}{P_{out} + \Delta P_1} = \left(1 + \frac{\Delta P_1}{P_{out}} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{3/2 \cdot I_1^2 R_1}{3/2 \cdot E_1 I_1} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{\Delta U_{R,1}^*}{\cos \varphi_1 - \Delta U_{R,1}^*} \right)^{-1} = 1 - \frac{\Delta U_{R,1}^*}{\cos \varphi_1}, \quad (2.45)$$

де $P_{out} = 3/2 \cdot E_1 I_1$ – вихідна електромагнітна потужність СМПМ;

$\Delta P_1 = 3/2 \cdot I_1^2 R_1$ – Джоулеві втрати в обмотках якоря машини.

ККД багатопольосної машини СМПМ з врахуванням (2.26) та однакової з базовою машиною вихідної потужності:

$$\eta_p = \frac{P_{out}}{P_{out} + \Delta P_p} = \left(1 + \frac{\Delta P_p}{P_{out}} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{3I_1^2 R_p}{2P_{out}} \right)^{-1} = \left(1 + \frac{3I_1^2 p^{1-\alpha} R_1}{2P_{out}} \right)^{-1} = \left(1 + p^{1-\alpha} \frac{\Delta P_1}{P_{out}} \right)^{-1}. \quad (2.46)$$

Оскільки $\frac{\Delta P_1}{P_{out}} = \frac{1}{\eta_1} - 1$, з (2.46) остаточно отримуємо

$$\eta_p = \left[1 + p^{1-\alpha} \left(\frac{1}{\eta_1} - 1 \right) \right]^{-1}. \quad (2.47)$$

Корисне використання напруги живлення машини характеризує коефіцієнт $k_U = E/U$. Для базової машини отримуємо

$$k_{U,1} = \frac{E_1}{U_1} = \frac{U_1 \cos \varphi_1 - R_1 I_1}{U_1} = \cos \varphi_1 - \Delta U_{R,1}^*. \quad (2.48)$$

Для багатополусної машини на основі виразів (2.22), (2.35), (2.37) і (2.48) після перетворень отримуємо

$$\begin{aligned} k_{U,p} = \frac{E_p}{U_p} &= \frac{p\omega_p \Psi_{m,p}}{\sqrt{(R_p I_1 + p\omega_p \Psi_{m,p})^2 + (p\omega_p L_p I_1)^2}} = \\ &= \frac{k_{U,1}}{\sqrt{[(p^{1-\alpha} - 1)\Delta U_{R,1}^* + \cos \varphi_1]^2 + p^{-2\alpha}(1 - \cos^2 \varphi_1)}}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Важливим енергетичним показником роботи машини є також її $\cos \varphi$. Для базової машини на підставі (2.30) одержуємо

$$\cos \varphi_1 = \frac{E_1}{U_1} + \Delta U_{R,1}^*. \quad (2.50)$$

Для багатополусної машини з використанням виразів (2.22), (2.35), (2.37) і (2.48) після перетворень отримуємо

$$\cos \varphi_p = \frac{E_p + R_p I_1}{U_p} = \frac{E_1 + p^{1-\alpha} R_1 I_1}{\sqrt{(R_p I_1 + p\omega_p \Psi_{m,p})^2 + (p\omega_p L_p I_1)^2}} = \left[1 + \frac{p^{-2\alpha}(1 - \cos^2 \varphi_1)}{(\cos \varphi_1 + (p^{1-\alpha} - 1)\Delta U_{R,1}^*)^2} \right]^{-0.5}. \quad (2.51)$$

2.4. Динамічні показники електроприводу

Базову динаміку електроприводу, тобто швидкодію, визначають його

сталі часу – електромагнітна стала часу якоря T_e та сумарна зведена до валу двигуна електромеханічна стала часу приводу $T_{m,\Sigma}$.

Електромагнітна стала часу обмотки якоря багатополюсної СМПМ на підставі виразів (2.26) і (2.27) становить

$$T_{e,p} = \frac{L_p}{R_p} = \frac{p^{-\alpha} L_1}{p^{1-\alpha} R_1} = \frac{T_{e,1}}{p}. \quad (2.52)$$

Сумарна електромеханічна стала часу приводу $T_{m,\Sigma}$ складається із відповідних електромеханічних сталих часу, зумовлених ротором двигуна $T_{m,m}$ та приведеними до валу двигуна обертовими частинами об'єкта приводу $T_{m,o}$. Маховими масами елементів механічної передачі знехтувано.

Для базового варіанту отримуємо

$$T_{m,\Sigma,1} = \frac{J_{\Sigma,1}}{\beta_1} = \frac{J_{m,1}}{\beta_1} + \frac{J_o}{i_1^2 \beta_1} = T_{m,m,1} + T_{m,o,1}, \quad (2.53)$$

де $J_{\Sigma,1} = J_{m,1} + J_o/i_1^2$ – зведений до валу двигуна момент інерції приводу;

$J_{m,1}$ – момент інерції ротора базового двигуна;

β_1 – модуль статичної жорсткості механічної характеристики СМПМ у базовому варіанті.

Аналогічно до (2.53), сумарна електромеханічна стала часу БЕП дорівнює

$$T_{m,\Sigma,p} = \frac{J_{\Sigma,p}}{\beta_p} = \frac{J_{m,p}}{\beta_p} + \frac{J_o}{i^2 \beta_p} = T_{m,m,p} + T_{m,o,p}, \quad (2.54)$$

де $J_{\Sigma,p} = J_{m,p} + J_o$ – зведений до валу двигуна момент інерції БЕП;

$J_{m,p}$ – момент інерції ротора багатополюсної СМПМ;

β_p – модуль статичної жорсткості механічної характеристики багатополюсної СМПМ.

Момент інерції ротора можна наближено визначити як суму моментів інерції окремих полюсів ротора, які складаються з ПМ полюса та сталевго ярма, зв'язаного з ним. Момент інерції, зумовлений рештою маси ротора двигуна наближено може бути врахований, якщо радіус моменту інерції полюсів вибрати дещо більшим, ніж реальний. Для даного дослідження його найкраще вибрати рівним з радіусом активної частини (розточка для машини радіального типу чи середнього радіусу активної частини для машини аксіального типу). Тоді для базового варіанту отримуємо

$$J_{m.1} = 2m_1 \cdot (0,5D_1)^2, \quad (2.55)$$

де m_1 – маса постійного магніту полюса та пов'язаного з ним сталевго ярма.

Для багатополусної машини з врахуванням (2.14) та (2.24) відповідно наближено отримуємо:

$$J_{m.p} = 2p m_p \cdot (0,5D_p)^2 = 2p \cdot p^{\alpha-1} m_1 \cdot (0,5p^\alpha D_1)^2 = p^{3\alpha} J_{m.1}. \quad (2.56)$$

На основі отриманих виразів (2.56) та (2.43) можна виразити складові електромеханічної сталої часу багатополусної СМПМ (2.54) через відповідно складові базової СМПМ (2.53):

$$T_{m.m.p} = \frac{J_{m.p}}{\beta_p} = \frac{p^{3\alpha} J_{m.1}}{p^2 \beta_1} \left(1 + \frac{\beta_1}{\Delta\beta_p} \right) = p^{3\alpha-2} T_{m.m.1} \left(1 + \frac{\beta_1}{\Delta\beta_p} \right); \quad (2.57)$$

$$T_{m.o.p} = \frac{J_o}{i^2 \beta_p} = \frac{J_o}{(i_1/p)^2 p^2 \beta_1} \left(1 + \frac{\beta_1}{\Delta\beta_p} \right) = T_{m.o.1} \left(1 + \frac{\beta_1}{\Delta\beta_p} \right); \quad (2.58)$$

2.5. Масогабаритні показники приводу

Для оцінки конструкційних показників врахуватимемо загальний об'єм, масу та габарити СМПМ, механічної передачі та приводу в цілому.

Загальний об'єм СМППМ можна приблизно оцінити таким співвідношенням:

$$V_m = 0,25\pi(D + 2b_t)^2(l_m + 2l_c). \quad (2.59)$$

де b_t – товщина якоря разом з ярмом;

l_c – осьова довжина лобової частини машини.

Масу двигуна можна оцінити з врахуванням (2.59), середнього значення густини ρ_m та приблизного значення коефіцієнта заповнення об'єму двигуна $k_m = 0,85$:

$$m_m = \rho_m k_m V_m. \quad (2.60)$$

З врахуванням (2.14) на основі (2.59) і (2.60) отримано залежність відносного об'єму та маси СМППМ від числа пар полюсів p :

$$\frac{V_{m,p}}{V_{m,1}}(p) = \frac{m_{m,p}}{m_{m,1}}(p) = \left(\frac{p^\alpha + 2b_t^*}{1 + 2b_t^*} \right)^2. \quad (2.61)$$

Залежність $b_t^* = b_t/D_1$ можна приблизно оцінити на рівні 0,25.

Для оцінки конструкційних показників механічної передачі було взято циліндричну передачу одно- або двоступінчасту з передатним числом одного ступеня в діапазоні $2 < i < 6$. З аналізу проектування механічних передач [15] випливає, що їх розміри та маса для одного ступеня залежить від моменту на вхідному валі M_{in} і передатного відношення i . Для конкретних значень цих параметрів мінімальна відстань між осями шестерень визначається співвідношенням [15]

$$a = k_a (i + 1) \sqrt[3]{\frac{1,05M_{in}}{i \varphi_{ba} [\sigma]_H^2}}. \quad (2.62)$$

де $k_a = 430 \text{ MPa}^{1/3}$ – сталий коефіцієнт;

$\varphi_{ba} = b_z/a = 0,40$ – відносний коефіцієнт товщини зубчастого колеса b_z ;

$[\sigma]_H$ – допустима межа міжзубцевого натиску.

Враховуючи, що $M_{p.in} = pM_{1.in}$, а також те, що для багатополусної СМПП відповідно до (2.1) $i = i_1/p$, відносна міжосьова віддаль пари зубчастих коліс механічних передач для багатополусної та базової СМПП на основі (2.61) дорівнює

$$\frac{a_p}{a_1}(p) = p^{-1/3} \frac{i_1 + p}{i_1 + 1}. \quad (2.63)$$

Для одного ступеня передачі діаметри кроку зубчастих коліс визначаються співвідношеннями [15]

$$d_1 = \frac{2a}{i+1}; \quad d_2 = \frac{2ai}{i+1}. \quad (2.64)$$

З врахуванням (2.62) і (2.64) маси зубчастих коліс одного ступеня передачі описуються залежністю

$$m_{kz} = 0,25\pi \rho_s (d_1^2 + d_2^2) b_z k_z = 0,3\pi \rho_s a^3 \frac{i^2 + 1}{(i+1)^2}, \quad (2.65)$$

де ρ_s – густина сталі;

$k_z = 0,75$ – коефіцієнт заповнення зубчастих коліс.

На основі (2.65) з використанням (2.63) отримано залежність відносної маси зубчастих коліс механічних передач для багатополусної та базової СМПП від p у вигляді

$$\frac{m_{kz,p}}{m_{kz,1}}(p) = \frac{(i_1 + p)(i_1^2 + p^2)}{p(i_1 + 1)(i_1^2 + 1)}. \quad (2.66)$$

З врахуванням (2.62) і (2.64) розміри одноступінчастої механічної передачі (ширина \times товщина \times висота) можна приблизно оцінити такою залежністю:

$$1,2d_2 \times 1,6b_z \times 1,2 \cdot 2a. \quad (2.67)$$

У випадку, коли $i > 6$, механічна передача повинна бути двоступінчастою і передавальні числа першого та другого ступенів можна наближено прийняти рівними $i_1 = i_2 = \sqrt{i}$. Для кожного передавального числа механічної передачі параметри можна визначати залежностями (2.62) і (2.64).

Діаметр валу шестерні механічної передачі з обертовим моментом M на основі [15] можна визначити за виразом

$$d_w = 1,1 \sqrt[3]{\frac{16M}{\pi [\sigma]_{kr}}}, \quad (2.68)$$

де $[\sigma]_{kr}$ – допустима напруженість на скручування матеріалу валу.

Масу валів одного ступеня механічної передачі можна оцінити за допомогою виразу

$$m_w = 0,25\pi \rho_s (d_{w.in}^2 l_{w.in} + d_{w.out}^2 l_{w.out}), \quad (2.69)$$

де $d_{w.in}$, $d_{w.out}$ – діаметри відповідно вхідного та вихідного валів;

$l_{w.in}$, $l_{w.out}$ – довжини відповідно вхідного та вихідного валів.

З конструкції двоступеневої передачі випливає [15], що довжини валів у середньому в шість разів більші від їх діаметрів. Беручи до уваги, що в механічній передачі $M_{out} = iM_{in}$, та перетворюючи співвідношення (2.69) з врахуванням (2.68), було отримано вираз, який наближено описує масу обох валів одного ступеня передачі:

$$m_w = 1,5\pi \rho_s d_{w.in}^3 (i + 1). \quad (2.70)$$

На основі (2.70) отримано залежність відносної маси валів зубчастих

коліс механічних передач для багатополісної та базової СПМП від p у вигляді

$$\frac{m_{w.p}}{m_{w.1}}(p) = \frac{i_1 + p}{i_1 + 1}. \quad (2.71)$$

Загальну поверхню корпусу одноступінчастої передачі можна приблизно оцінити таким виразом:

$$S_k = \pi(d_1 + d_2) \cdot 1,4b_z + 2 \cdot 1,5 \cdot 0,25\pi(d_1^2 + d_2^2). \quad (2.72)$$

Якщо припустити, що середня товщина корпусу одноступінчастої механічної передачі становить $0,1a$, масу корпусу можна визначити співвідношенням

$$m_k = 0,1\rho_z a S_k, \quad (2.73)$$

де ρ_z – густина корпусу передачі (найчастіше чавун).

Використовуючи (2.64), (2.72) і (2.73), масу корпусу одноступінчастої механічної передачі можна записати як

$$m_k = 0,1\pi \rho_z a^3 \left[1,12 + 3 \frac{i^2 + 1}{(i + 1)^2} \right]. \quad (2.74)$$

На основі (2.74), використанням (2.63), отримано залежність відносної маси корпусів механічних передач для багатополісної та базової СПМП від p у вигляді

$$\frac{m_{k.p}}{m_{k.1}}(p) = \frac{1}{p} \left(\frac{i_1 + p}{i_1 + 1} \right)^3 \left[1,12 + 3 \frac{i_1^2 + p^2}{(i_1 + p)^2} \right] \left[1,12 + 3 \frac{i_1^2 + 1}{(i_1 + 1)^2} \right]^{-1}. \quad (2.75)$$

2.6. Аналіз залежностей параметрів і показників системи ЕП від передатного числа редуктора

Оскільки отримані вище різні групи показників націлені на відносну оцінку систем електроприводу на базі СМПМ з різною кількістю пар полюсів

порівняно з базовою машиною з однією парою полюсів, то для розрахунків не потрібні абсолютні значення багатьох параметрів систем електроприводу, а саме: D_1 , N_1 , l_δ , E_1 , I_1 , m_b , b_1 , l_z . Проте отримані вирази для параметрів та показників електроприводів з багатополосними СМПМ виражені часто непростю залежністю через відповідні параметри та показники базового електроприводу з СМПМ тієї ж потужності, але з однією парою полюсів. Тому для отримання відносних значень цих параметрів та показників необхідно спочатку визначити відповідні значення для базового варіанту.

Параметри об'єкта приводу було вибрано наступними: $P_o = 5$ кВт, $\omega_o = 20$ рад/с, $J_o = 1,5$ кг·м². Значення двох безрозмірних показників СМПМ, які визначають її якість: $\Delta U_{R,1}^* = 0,08$, $\varphi_1 = 35^\circ$. Момент інерції ротора в базовій СМПМ прийнято на рівні $J_{m,1} = 0,025$ кг·м². Для цілої системи електроприводу було прийнято $i_1 = 6$ (одноступінчаста механічна передача). Для базової системи електроприводу обчислені з використанням отриманих виразів параметри та показники відповідно рівні:

- кутова швидкість ідеального неробочого ходу відповідно до (2.38) $\omega_{0,1} = 166,9$ рад/с;
- модуль статичної жорсткості механічної характеристики відповідно до (2.41) $\beta_1 = 0,889$ Н·с;
- ККД СМПМ відповідно до (2.45) $\eta_1 = 0,902$;
- коефіцієнт корисного використання напруги живлення СМПМ відповідно до (2.48) $k_{U,1} = 0,7392$;
- складові електромеханічної сталої часу відповідно до (2.53) – ротора двигуна $T_{m,m,1} = 0,042$ с та зведена до ротора двигуна приводу $T_{m,o,1} = 0,025$ с, сумарна електромеханічна стала часу електроприводу $T_{m,\Sigma,1} = 0,067$ с;
- маса СМПМ номінальною потужністю 5 кВт та номінальною кутовою швидкістю 120 рад/с орієнтовно взята рівною $m_{m,1} = 24$ кг;
- маси основних частин механічної передачі відповідно до (2.64), (2.69) та

(2.73): $m_{kz.1} = 10,4$ кг, $m_{w.1} = 2,1$ кг, $m_{k.1} = 18,6$ кг; загальна маса механічного редуктора (без врахування підшипників, муфт та оливи) становить $m_{\Sigma.r.1} = m_{kz.1} + m_{w.1} + m_{k.1} = 31,1$ кг;

- сумарна маса системи електроприводу $m_{\Sigma.1} = m_{m.1} + m_{\Sigma.r.1} = 55,1$ кг.

У досліджуваній системі електроприводу з багатополюсною СМПМ змінним параметром, у функції якого обчислюватимуться усі параметри і показники, є кількість пар полюсів, яка відповідно до (2.1) змінюватиметься в межах $p = 1, \dots, 6$. Розрахунки за отриманими виразами проводилися за допомогою програми Mathcad.

З *першої* групи електричних, електромагнітних та електромеханічних параметрів досліджувалися відносні зміни активного опору обмотки якоря R_p/R_1 відповідно до виразу (2.26), індуктивності обмотки якоря L_p/L_1 (2.27), кутової швидкості ідеального неробочого ходу з врахуванням електромагнітної редукції $k_{\omega.0} = p\omega_{0,p}/\omega_{0.1}$ (2.39) та модуля жорсткості електромеханічної характеристики β_p/β_1 (2.43), (2.44). Результати розрахунків представлено на рис. 2.2.

Як впливає з отриманих на рис. 2.2 результатів, зі збільшенням числа пар полюсів активний опір обмотки якоря СМПМ зростає, що є цілком передбачуваним, оскільки зростає загальна кількість витків обмотки. Проте індуктивність обмотки якоря неочікувано знижується. Як видно з (2.27), це зумовлено зменшенням площі витка обмотки, а особливо кількістю витків (активних провідників) обмотки якоря, що припадає на одну пару полюсів. Для дослідної системи електроприводу у випадку БЕП з 6 парами полюсів активний опір обмотки якоря зріс в 1,45 разів, а її індуктивність зменшилася на 62% порівняно з базовою СМПМ з однією парою полюсів.

Відносна стосовно базового варіанту кутова швидкість ідеального неробочого ходу скоректована на p з врахуванням електромагнітної редукції практично не змінюється і у БЕП зростає всього на 15%.

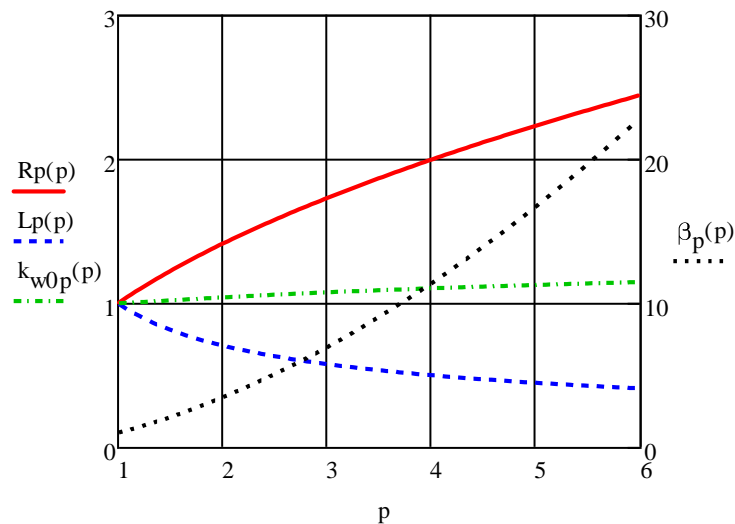


Рис. 2.2. Залежності відносного активного опору та відносної індуктивності обмотки якоря СМППМ, відносної кутової швидкості ідеального неробочого ходу (з врахуванням електромагнітної редукції), а також відносного модуля жорсткості електромеханічної характеристики від кількості пар полюсів машини

Найцікавішим результатом цієї групи параметрів є відносна зміна модуля жорсткості електромеханічної характеристики. Для дослідної електромеханічної системи у випадку БЕП модуль жорсткості електромеханічної характеристики зріс в 24 рази порівняно з базовим варіантом. У першому наближенні він зростає пропорційно до p^2 , оскільки завдяки електромагнітній редукції електромагнітний момент СМПП зростає в p разів, а кутова швидкість зменшується в p разів. Проте зростання активного опору обмотки якоря дещо зменшує це зростання. Цей результат розвіює міф про «м'якість» механічних характеристик двигунів моментного типу.

З *другої* групи енергетичних показників СМППМ досліджувалися відносні зміни ККД машини η_p/η_1 відповідно до виразу (2.47), коефіцієнта корисного використання напруги живлення машини $k_{U,p}/k_{U,1}$ (2.49) та коефіцієнта потужності $\cos \varphi_p/\cos \varphi_1$ (2.51). Результати розрахунків представлено на рис. 2.3.

Представлені на рис. 2.3 залежності показують, що, змінюючи структуру двигуна збільшенням кількості його пар полюсів, ККД машини зменшується, оскільки зростає активний опір обмотки якоря, проте коефіцієнт потужності ($\cos\varphi$) – зростає завдяки зменшенню індуктивності обмотки якоря. Показник використання напруги живлення мало змінюється, оскільки два попередні фактори, які впливають на нього, компенсують один одного. У даному прикладі в БЕП ККД знизився на 12%, а коефіцієнт потужності зріс на 18,5% порівняно з базовим варіантом.

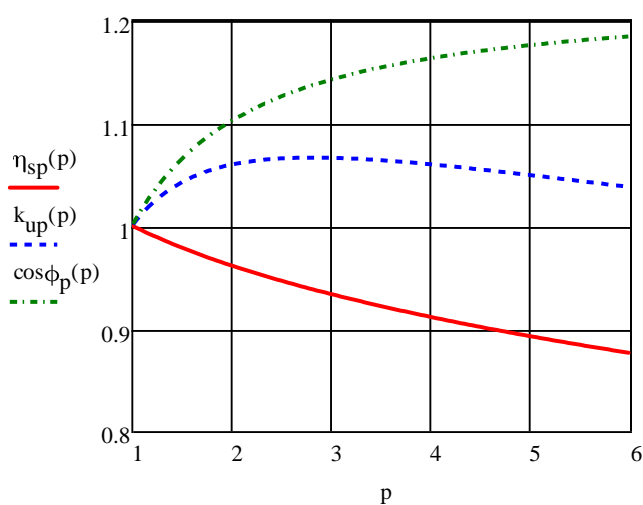


Рис. 2.3. Залежності відносних енергетичних показників СМППМ від кількості її пар полюсів

З *третьої* групи динамічних показників системи електроприводу досліджувалися відносні зміни електромагнітної сталої часу якоря $T_{e,p}/T_{e,1}$ відповідно до виразу (2.52) та складових електромеханічної сталої часу приводу $T_{m,m,p}/T_{m,m,1}$ (2.57) та $T_{m,o,p}/T_{m,o,1}$ (2.58). Результати розрахунків представлено на рис. 2.4.

Як видно з отриманих результатів, електромагнітна стала часу якоря в багатополісній СМППМ стрімко знижується зі збільшенням кількості пар полюсів внаслідок зменшення індуктивності та збільшення активного опору обмотки якоря. У дослідній системі в БЕП ця стала часу знизилася на 63% порівняно з базовим варіантом.

Дві складові електромеханічної сталої часу реагують на збільшення кількості пар полюсів СМППМ по різному: стала часу ротора зменшується, оскільки жорсткість електромеханічної характеристики зростає інтенсивніше за момент інерції ротора; приведена до ротора стала часу об'єкта приводу, навпаки, збільшується через зменшення передавального числа редуктора.

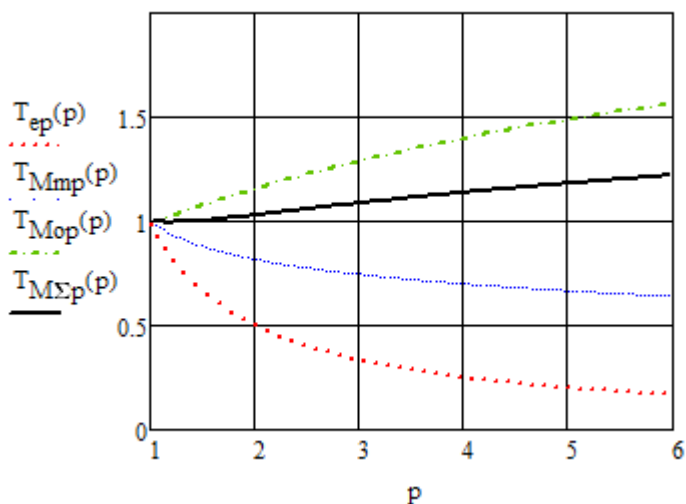


Рис. 2.4. Залежності відносної електромагнітної сталої часу якоря СМППМ та відносної електромеханічної сталої часу приводу зі своїми складовими від кількості пар полюсів машини

Оцінку відносної поведінки сумарної зведеної до валу двигуна електромеханічної сталої часу приводу $T_{м.Σ.p}/T_{м.Σ.1}$ у випадку зростання кількості пар полюсів СМППМ можна здійснити лише для системи приводу з конкретними параметрами, наприклад, для вибраної дослідної базової системи електроприводу номінальною потужністю 5 кВт з вказаними вище параметрами. Для досліджуваної системи електроприводу з багатополусною СМППМ відносні щодо базової системи значення сумарної зведеної до валу двигуна електромеханічної сталої часу приводу в залежності від p визначаються за таким виразом:

$$\frac{T_{M.\Sigma.p}(p)}{T_{M.\Sigma.1}} = \frac{T_{M.m.1} \frac{T_{M.m.p}(p)}{T_{M.m.1}} + T_{M.o.1} \frac{T_{M.o.p}(p)}{T_{M.o.1}}}{T_{M.m.1} + T_{M.o.1}}. \quad (2.76)$$

Результати розрахунку за виразом (2.76) показані на рис. 2.4 чорною лінією. Як видно, сумарна електромеханічної сталої часу приводу в цьому випадку дещо зростає і для дослідної системи у БЕП є на 23% більшою порівняно з базовим варіантом.

З *четвертої* групи масогабаритних показників системи електроприводу досліджувалися відносні зміни мас СМППМ $m_{m.p}/m_{m.1}$ відповідно до виразу (2.60) та частин механічної передачі – зубчастих коліс $m_{kz.p}/m_{kz.1}$ (2.65), валів $m_{w.p}/m_{w.1}$ (2.70) і корпусів $m_{kp.p}/m_{kp.1}$ (2.74). Результати розрахунків представлено на рис. 2.5.

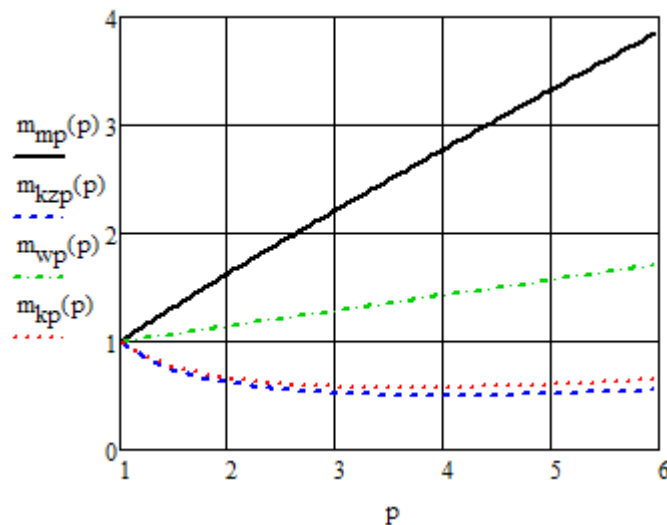


Рис. 2.5. Залежності відносних мас СМППМ та основних частин механічної передачі від кількості пар полюсів машини

Представлені на рис. 2.4 результати показують, що зі збільшенням кількості пар полюсів відносна маса СМППМ стрімко зростає, а відносні маси елементів механічної передачі поводять себе по-різному: відносні маси шестерень і корпусу редуктора спочатку зменшуються, а потім залишаються

практично незмінними, в той час як відносна маса валів постійно зростає внаслідок збільшення вхідного обертового моменту двигуна.

З метою загальної оцінки масових показників електроприводу з СМППМ та механічним редуктором необхідно провести розрахунки за отриманими виразами для системи приводу з конкретними параметрами (для вибраної дослідної базової системи електроприводу номінальною потужністю 5 кВт із вказаними вище параметрами). Для досліджуваної системи електроприводу з багатополісною СМППМ відносні щодо базової системи значення сумарної маси механічного редуктора та сумарної маси електропривода (СМППМ та одноступеневий механічний редуктор) в залежності від p визначаються за такими виразами:

$$\frac{m_{\Sigma,r,p}(p)}{m_{\Sigma,r,1}} = \frac{m_{kz,1} \frac{m_{kz,p}(p)}{m_{kz,1}} + m_{w,1} \frac{m_{w,p}(p)}{m_{w,1}} + m_{k,1} \frac{m_{k,p}(p)}{m_{k,1}}}{m_{kz,1} + m_{w,1} + m_{k,1}}; \quad (2.77)$$

$$\frac{m_{\Sigma,p}(p)}{m_{\Sigma,1}} = \frac{m_{m,1} \frac{m_{m,p}(p)}{m_{m,1}} + m_{\Sigma,r,1} \frac{m_{\Sigma,r,p}(p)}{m_{\Sigma,r,1}}}{m_{m,1} + m_{\Sigma,r,1}}. \quad (2.78)$$

Залежності (2.77) і (2.78) представлено на рис. 2.6.

Як видно з отриманих результатів, зі збільшенням p відносна маса редуктора знижується приблизно до 60% від маси редуктора в базовому варіанті при $p = 3, \dots, 4$, потім трохи зростає. Відносна маса приводу в цілому постійно зростає. Проте, за наближення p до 6 редуктор втрачає сенс, і для БЕП вираз (2.78) необхідно замінити виразом без редуктора:

$$\frac{m_{\Sigma,p}(i_1)}{m_{\Sigma,1}} = \frac{m_{m,1} \frac{m_{m,p}(i_1)}{m_{m,1}}}{m_{m,1} + m_{\Sigma,r,1}}. \quad (2.79)$$

Обчислення за цим виразом дає результат $m_{\Sigma,p}/m_{\Sigma,1} = 1,684$. Це показує, що для дослідної системи електроприводу з прийнятими вихідними даними

загальна маса системи БЕП буде приблизно на 68,4% більшою, ніж маса базової системи приводу (СМПМ і механічного редуктора).

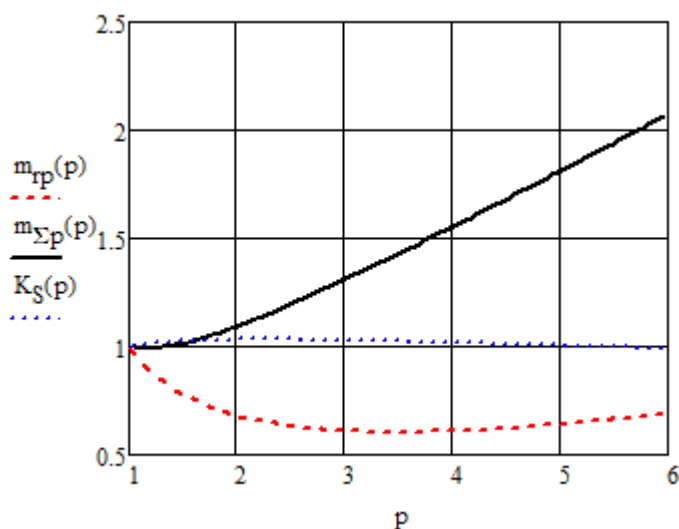


Рис. 2.6. Залежності відносної маси механічного редуктора та відносної сумарної маси електропривода від числа пар полюсів СМПМ

Щодо оцінки залежності показника статичної добротності за моментом (1.1) електричного двигуна для БЕП від його кількості пар полюсів, то, підставляючи (2.26) та (2.61) в (1.1) та враховуючи, що $C_{M,p} = p C_{M,1}$, з врахуванням прийнятих допущень після перетворень отримуємо

$$K_s(p) = p^{0,75} \left(\frac{1,5}{p^{0,5} - 0,5} \right)^2. \quad (2.80)$$

Залежність (2.80), приведена на рис. 2.6, показує, що зі зміною кількості пар полюсів показник K_S залишається незмінним. Його варто застосовувати для порівняння багатополюсних двигунів різних виробників, як це і зроблено в [13].

2.7. Висновки до розділу

1. З метою вивчення закономірностей електромагнітної редукції СМПМ, розроблено методичний підхід, який полягає в отриманні аналітичних виразів відносних значень параметрів та показників ЕМС з багатополюсною СМПМ

щодо системи з такими ж вхідними електричними та вихідними механічними параметрами на базі СМППМ з однією парою полюсів. Такий підхід вимагає задання мінімальної кількості параметрів привода і показує тенденції зміни його основних параметрів та показників під час прямування до БЕП.

2. Проведені дослідження дали можливість встановити та пояснити тенденції зміни параметрів та показників системи електроприводу при збільшенні кількості пар полюсів СМППМ. Низка отриманих закономірностей дає змогу переглянути традиційні підходи до побудови систем БЕП на основі електричних машин з ПМ порівняно з редукторними ЕП щодо методів комутації обмоток якоря та регулювання струмів якоря.

3. Важливим результатом є суттєве зменшення індуктивності обмотки якоря, яке разом із зростанням активного опору забезпечує значне зниження електромагнітної сталої часу обмотки якоря. Це призведе до збільшення пульсацій струмів якоря та, відповідно, електромагнітного моменту машини. Одночасно може забезпечуватися висока швидкодія регулювання струмів якоря та електромагнітного моменту в замкнених системах. У низці випадків можна взагалі обійтися без контуру регулювання струмів.

4. Значне зростання модуля статичної жорсткості механічної характеристики багатополусної СМППМ в БЕП забезпечує лише незначне зростання електромеханічної сталої часу приводу, не зважаючи на великий момент інерції об'єкта приводу та відсутність механічного редуктора. Це гарантує також високу швидкодію регулювання кутової швидкості електричної машини в БЕП. Енергетичні показники СМППМ при цьому теж залишаються достатньо високими, а всього ЕП зростають.

5. У БЕП маса та габарити СМППМ значно зростають. Проте, як показав аналіз, маса багатополусної СМППМ не значно перевищує сумарну масу високошвидкісного двигуна з механічним редуктором. Якщо до останнього ще додати раму для кріплення, муфту та змащувальну оливу, які не враховувалися в дослідженні, то маси редукторного ЕП та БЕП є цілком співмірні.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботі [102].

РОЗДІЛ 3

СИСТЕМИ ДИСКРЕТНОЇ ЕЛЕКТРОННОЇ КОМУТАЦІЇ ОБМОТОК ЯКОРЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ В БЕП

Системи дискретної комутації обмоток якоря електричного двигуна з ПМ базуються на керуванні транзисторами інвертора напруги з метою формування струмів у фазних обмотках якоря відповідно до їх ЕРС обертання і тому вимагають інформації про кутове положення ротора. Ця інформація може бути отримана або безпосередньо від малоточкового ДКПР, або розрахунковим способом на підставі інформації, отриманої від інших давачів – струму (ДС), напруги (ДН), кутової швидкості (ДШ). Тому наявність тих чи інших давачів координат безпосередньо впливає на стратегію керування ЕП.

Доступність до активної частини ЕМП та великий діаметр двигуна в БЕП дають змогу порівняно легко та невеликим коштом розташувати точкові давачі координат в якорі машини, наприклад, всередині однієї чи кількох її секціях. В подальшому досліджуватимуться трифазні електричні машини з мостовим 6-транзисторним комутатором.

3.1. Дослідження показників поширених систем дискретної комутації обмоток якоря електродвигунів з ПМ в БЕП

Найпростіше для БЕП застосувати уже традиційні системи дискретної комутації обмоток якоря, коли кожен транзистор трифазного мостового інвертора є провідним протягом 120° , 180° або 150° ел., як це прийнято в тиристорному інверторі напруги, оскільки останній теж комутується дискретно. Проведемо дослідження показників електронної дискретної комутації обмоток якоря БДПС вказаними традиційними системами, з метою пошуку шляхів удосконалення дискретної комутації в БЕП [33].

3.1.1. Визначення базових показників поширених систем дискретної комутації. Традиційні 120° , 180° чи 150° системи електронної комутації полягають у перемиканні за дискретними сигналами ДКПР транзисторів трифазного мостового інвертора напруги таким чином, як формуються БВ напруги. Тобто кожній комбінації ввімкнених транзисторів можна поставити у відповідність БВ трифазної напруги. На рис. 3.1,а зліва показано 6 базових векторів напруги (U_{1-2} - U_{6-1}) для 120° системи комутації та їх розміщення відносно перших гармонік фазних напруг якоря, які вони формують (справа). На рис. 3.1,б зображено 6 базових векторів напруги (U_1 - U_6) для 180° системи комутації. На рис. 3.1,в показано 12 базових векторів напруги (U_1 - U_{12}) для 150° системи, які є суперпозицією обох попередніх груп. Вказані на рис. 3.1 модулі базових векторів напруги відповідають відносній амплітуді першої гармоніки сформованої фазної напруги (відносно амплітуди першої гармоніки напруги за 180° системи комутації).

З рис. 3.1, а видно, що при 120° системі комутації, логіка комутації ключів трифазного мостового інвертора побудована таким чином, що кожен отриманий базовий вектор формується за допомогою лише 2-х фазних напруг, третя завжди дорівнює нулю, тобто одночасно ввімкнені лише два вентиля, по одному з верхньої та нижньої груп, а зміна провідних вентилів відбувається з дискретністю 60° ел. За 180° системи комутації (рис. 3.1, б) базовий вектор формується в момент перетину двох фаз при максимальному амплітудному значенні третьої. Тобто вектор формується за допомогою всіх трьох фазних напруг, і одночасно завжди є ввімкнені три вентиля, комбінація яких змінюється теж з дискретністю 60° ел. 150° система комутації (рис. 3.1, в) характеризується поєднанням двох попередніх: через кожних 30° ел. змінюється комбінація провідних вентилів, причому ввімкненими є то два, то три вентиля. Тому у формуванні БВ напруги використовуються по чергово дві, а потім три фазні напруги.

Для визначення базових показників традиційних систем дискретної електронної комутації було розроблено в середовищі Matlab/Simulink

комп'ютерну модель (рис. 3.2). З метою виділення гармонічного складу сформованих струмів фаз, у моделі використано трифазний інвертор з ідеальними ключами Inverter, який працює на симетричне чисто активне навантаження R_n .

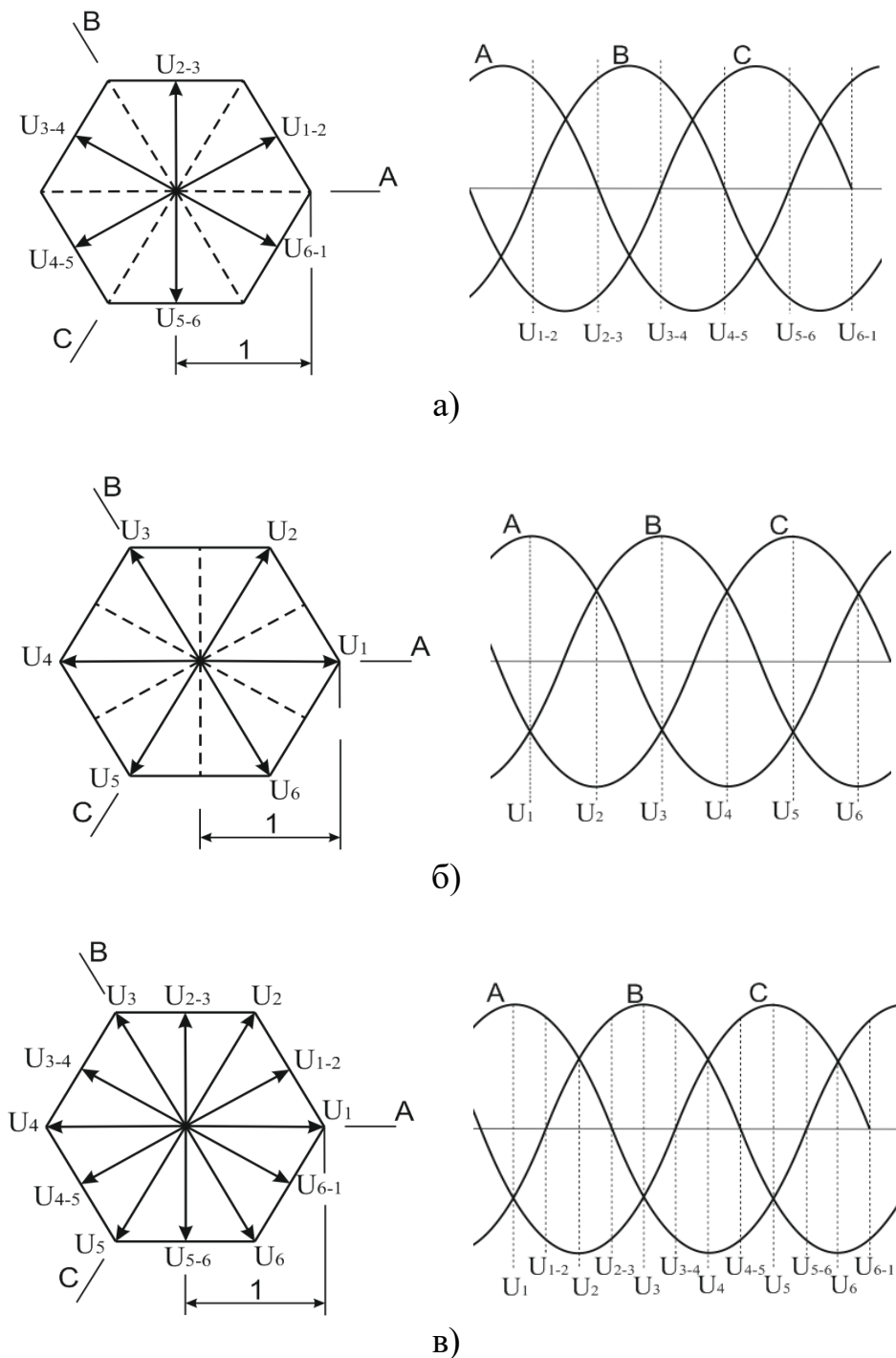


Рис. 3.1. Базові вектори для традиційних систем комутації:

120° (а), 180° (б), 150° (в)

До складу комп'ютерної моделі входять розроблені нами підсистема дискретного ДКПР (Hall Subsystem), підсистема ШІМ-керування ключами (PWM Subsystem), а також підсистема вимірювання струмів, напруг та активної потужності (Measurement Subsystem) і підсистема для визначення гармонічних спотворень (Harmonic Distorsion).

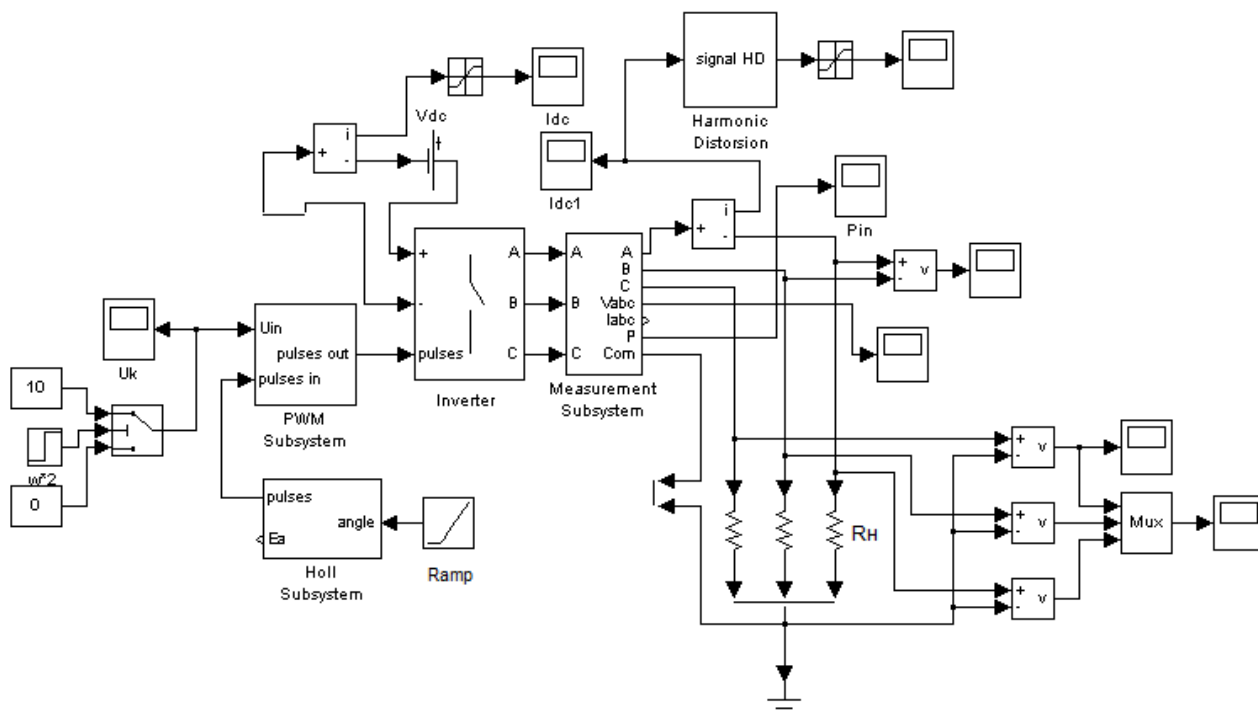


Рис. 3.2. Комп'ютерна модель для визначення базових показників традиційних систем дискретної комутації обмоток якоря електродвигунів з ПМ

Підсистему дискретного давача кутового положення ротора (Hall Subsystem) розроблено у трьох принципово різних виконаннях, які забезпечують необхідну інформацію про положення ротора, що відповідають базовим векторам для 120° , 150° та 180° систем комутації. На вхід підсистеми повинно надходити неперервне значення кута положення ротора. Оскільки в комп'ютерній моделі для визначення базових показників традиційних систем дискретної комутації (рис. 3.2) досліджуються лише відносні амплітуди гармонік напруг на виході інвертора, то на вхід підсистеми достатньо подати

лінійно наростаючий сигнал (блок Ramp), який імітуватиме постійну кутову швидкість машини. Інформація з даного блока у вигляді шести каналів імпульсних сигналів керування кожним ключем інвертора, сформованих відповідно до 120° , 150° та 180° систем комутації, поступають до підсистеми ШІМ-керування ключами (PWM Subsystem).

Кожну з 3-х підсистем дискретних ДКПР (Holl Subsystem) (рис. 3.3, 3.4, 3.5) розроблено з використанням логічних, математичних та тригонометричних засобів середовища MATLAB/Simulink. На початку з вхідного сигналу кута положення ротора, що відповідає положенню вектора ЕРС машини, після необхідного зсуву на кут, що визначає положення ступінчастих напруг, які формуються інвертором, відносно ЕРС, формуються три синусоїди, які зсунуті на 120° ел. Імпульси, що отримані за допомогою детекторів переходів через нульове значення цих синусоїд для спадаючого або зростаючого фронту, керують станами SR-тригерів. З прямих та інверсних вихідних станів останніх за допомогою логічних операторів отримуються вихідні діаграми для кожного з трьох традиційних систем дискретної комутації. На рис. 3.6, наприклад, наведено результат 6-и імпульсних сигналів керування ключами для 150° системи комутації, які сформовані на виході підсистеми Holl Subsystem 150.

На рис. 3.7 зображено комп'ютерну модель підсистеми ШІМ-керування ключами (PWM subsystem), яка є однаковою для 120° , 150° , 180° систем комутації. За значенням вхідного керуючого сигналу U_{in} формується модульований сигнал відповідної щільності δ , який за допомогою логічних ключів AND забезпечує ШІМ-керування лише трьома верхніми ключами інвертора. Виходами підсистеми є сформовані сигнали керування ключами для блока шестиключового мостового інвертора (Inverter). Для кожного з трьох пліч інвертора за допомогою підсистем Brake Subsystem_A, Brake Subsystem_B і Brake Subsystem_C (комп'ютерна модель показана в правому верхньому куті) змінюється логіка комутації таким чином, що створюваний електромагнітний

момент змінює знак на протилежний. Ця зміна ініціюється зміною знаку керуючого сигналу U_{in} .

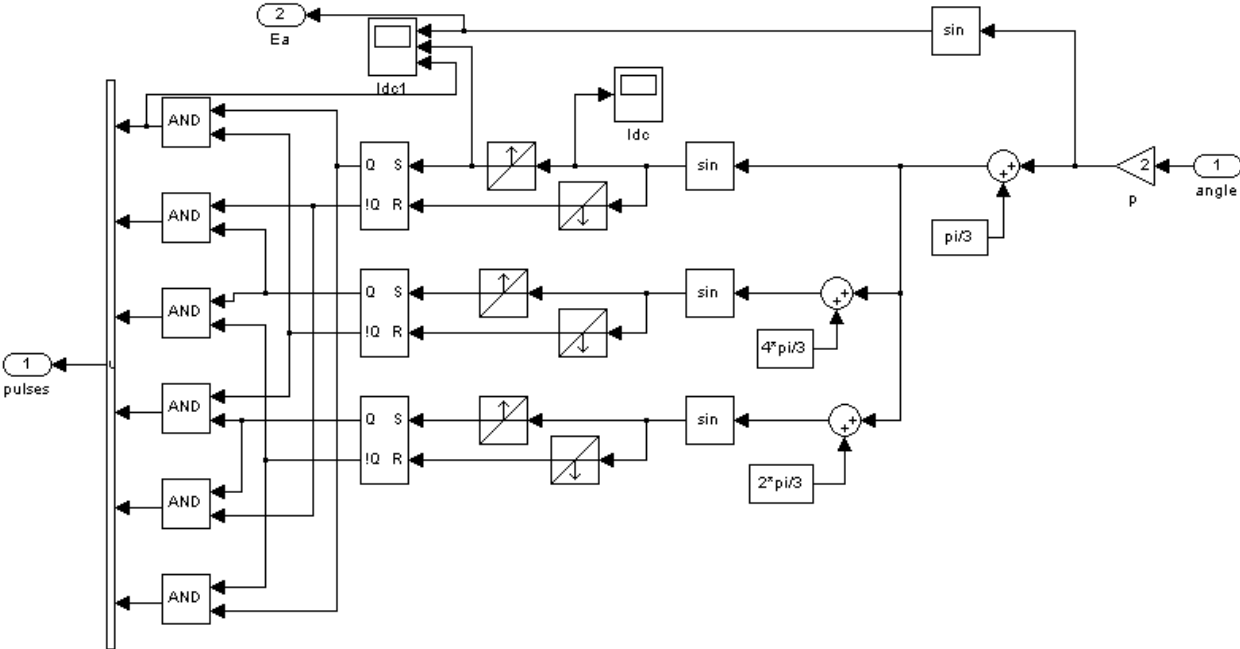


Рис. 3.3. Комп'ютерна модель підсистеми дискретного ДКПР для 120° системи комутації

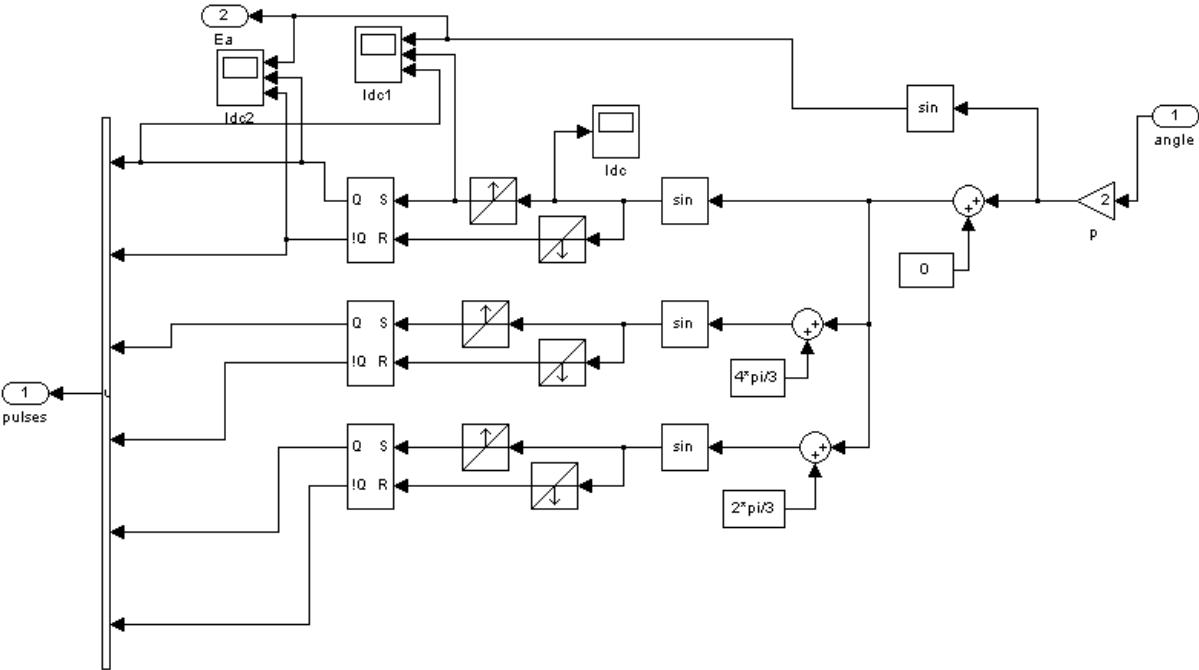


Рис. 3.4. Комп'ютерна модель підсистеми дискретного ДКПР для 180° системи комутації

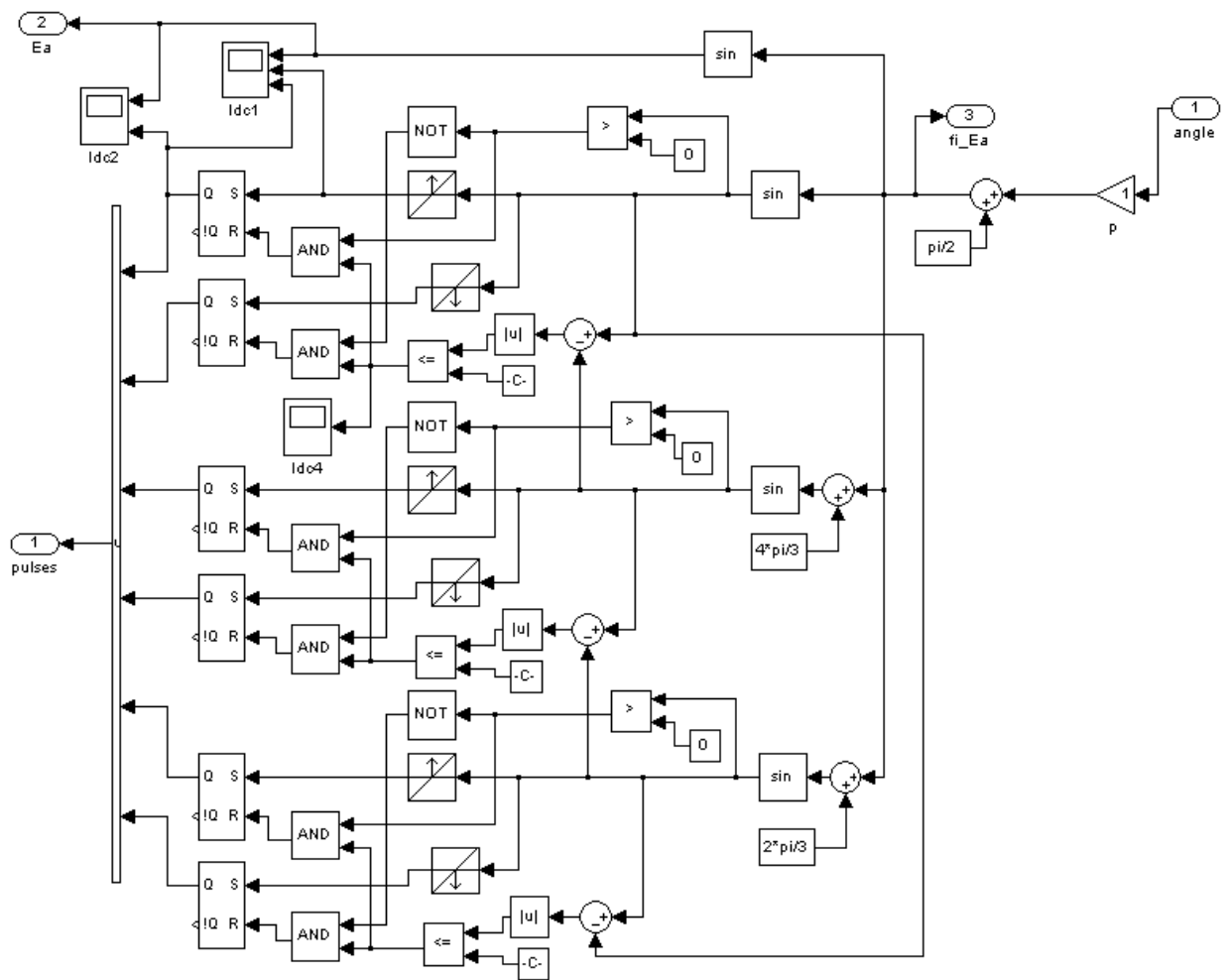


Рис. 3.5. Комп'ютерна модель підсистеми дискретного ДКПР для 150⁰ системи комутації

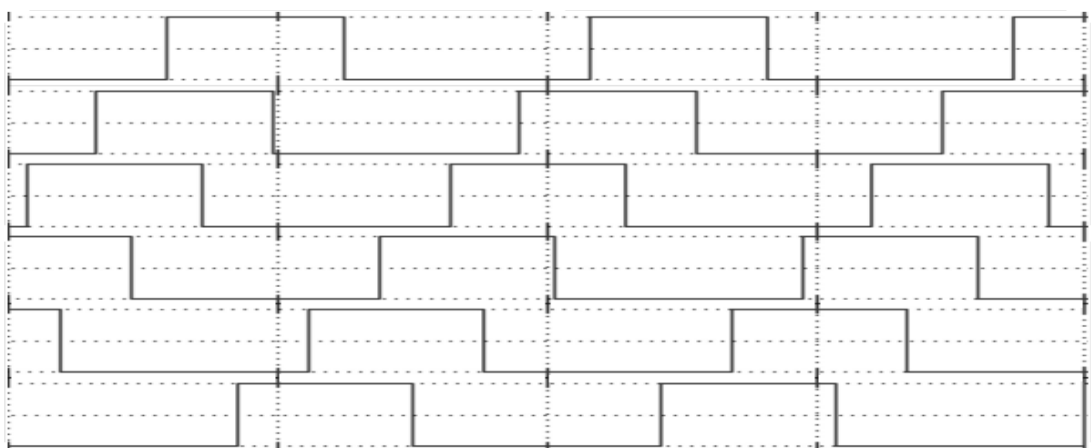


Рис. 3.6. Осцилограми отриманих 6-и вихідних сигналів підсистеми Holl Subsystem 150 для 150⁰ системи комутації

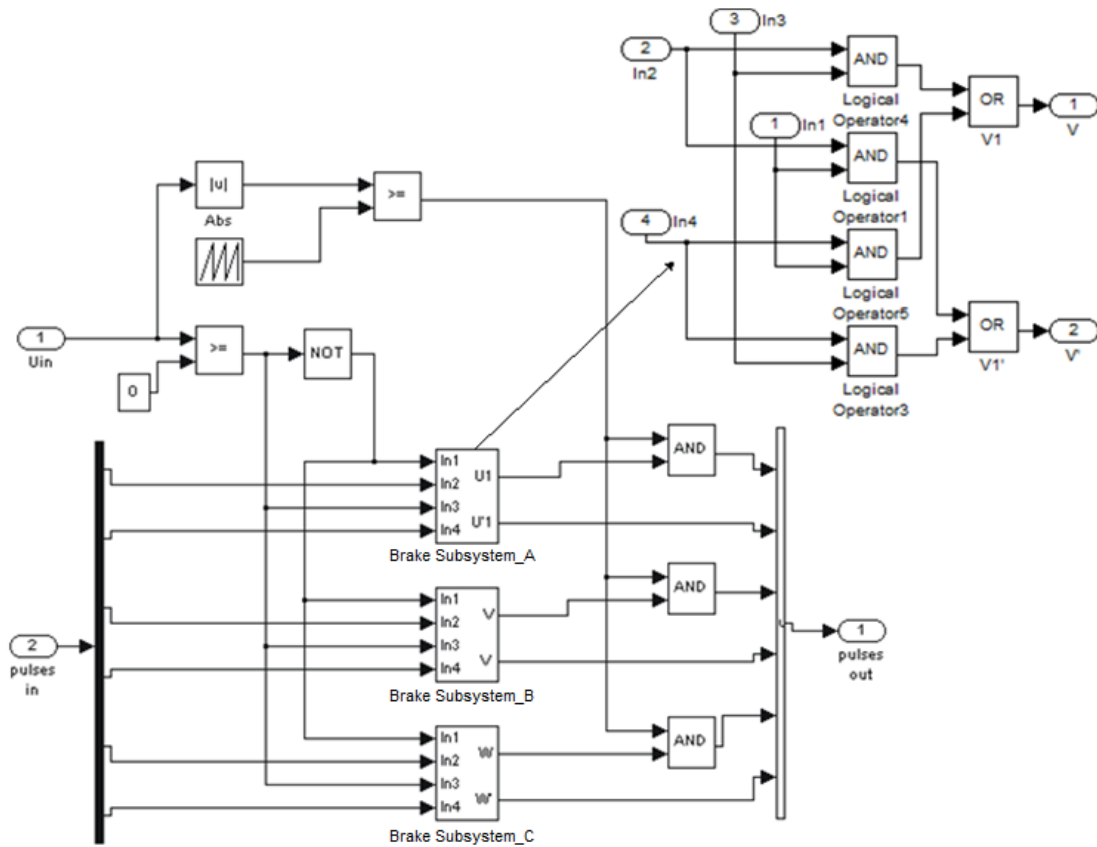
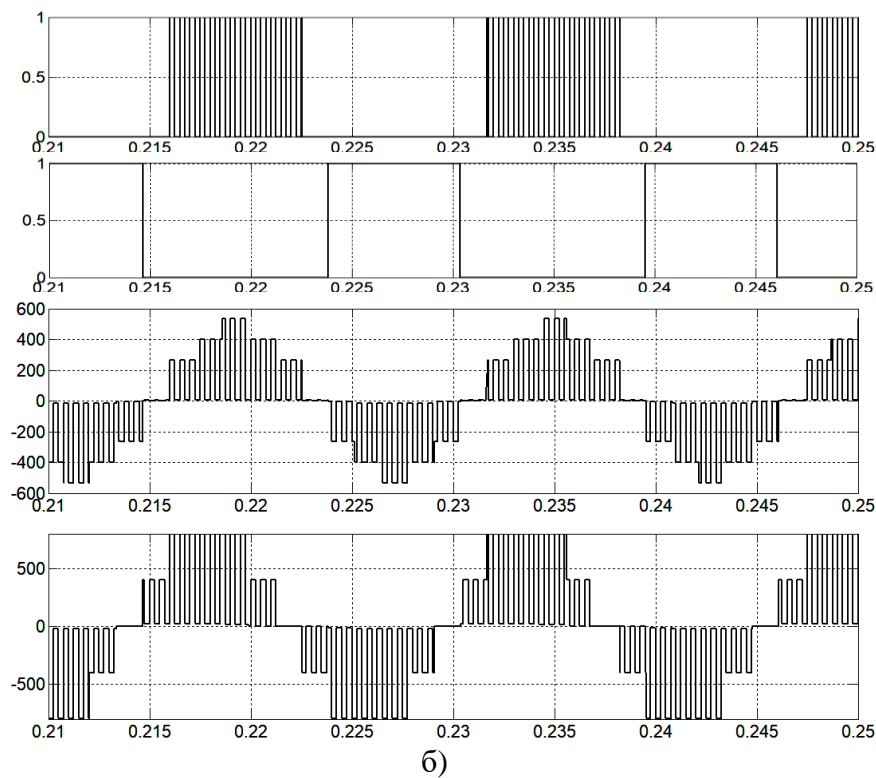
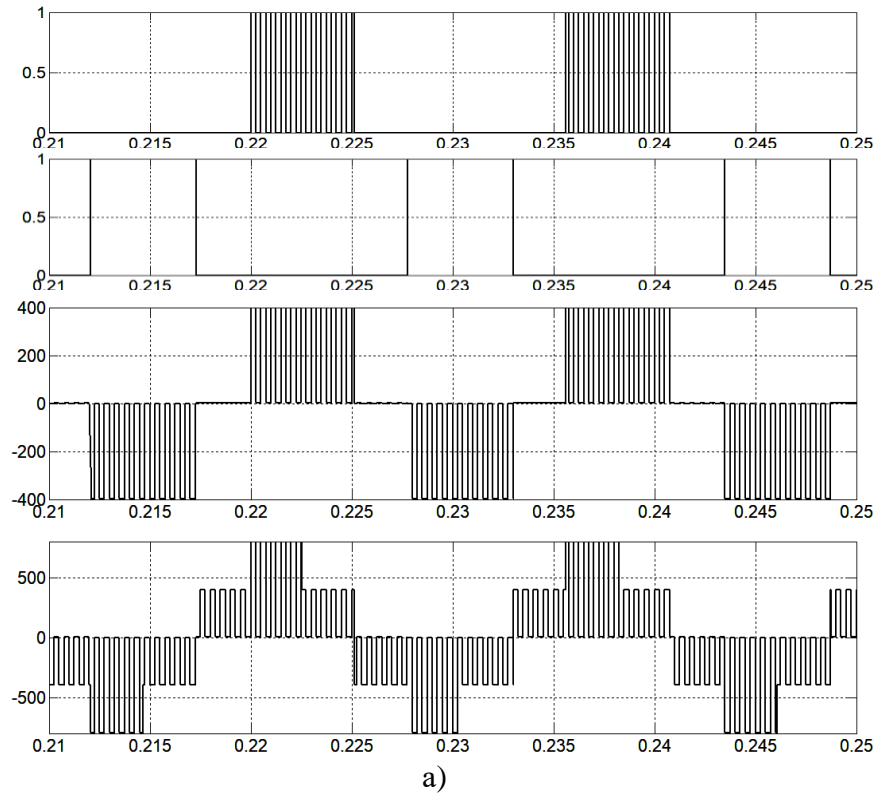


Рис. 3.7. Комп'ютерна модель підсистеми ШІМ-керування ключами

Розроблена комп'ютерна модель (рис. 3.2) дала змогу виконати дослідження, що спрямовані на порівняння традиційних систем дискретної комутації. На рис. 3.8 представлено отримані на моделі осцилограми фазних напруг для трьох традиційних систем комутації з ШІМ для $\delta = 0,5$. Проте базові показники, що характеризують ці системи, треба оцінити без дії ШІМ, подавши на вхід моделі максимальний сигнал керування. У табл. 3.1 наведено результати комп'ютерного симулювання роботи ідеального інвертора напруги з чисто активним симетричним навантаженням та традиційними системами комутації, які порівнюються за наступними базовими показниками якості:

- ступінь використання напруги в ланці постійного струму $U_{m1,\phi}/U_{dc}$,
де $U_{m1,\phi}$ – амплітуда першої гармоніки сформованої фазної напруги;
 U_{dc} – напруга в ланці постійного струму;

- сумарний коефіцієнт гармонік лінійного струму $\text{THD} = \sqrt{\sum_{i=2}^n I_i^2} / I_1$,
- де I_i – амплітуда i -ї гармоніки струму;
- коефіцієнт i -ї гармоніки лінійного струму $\text{HD}_i = I_i / I_1$.



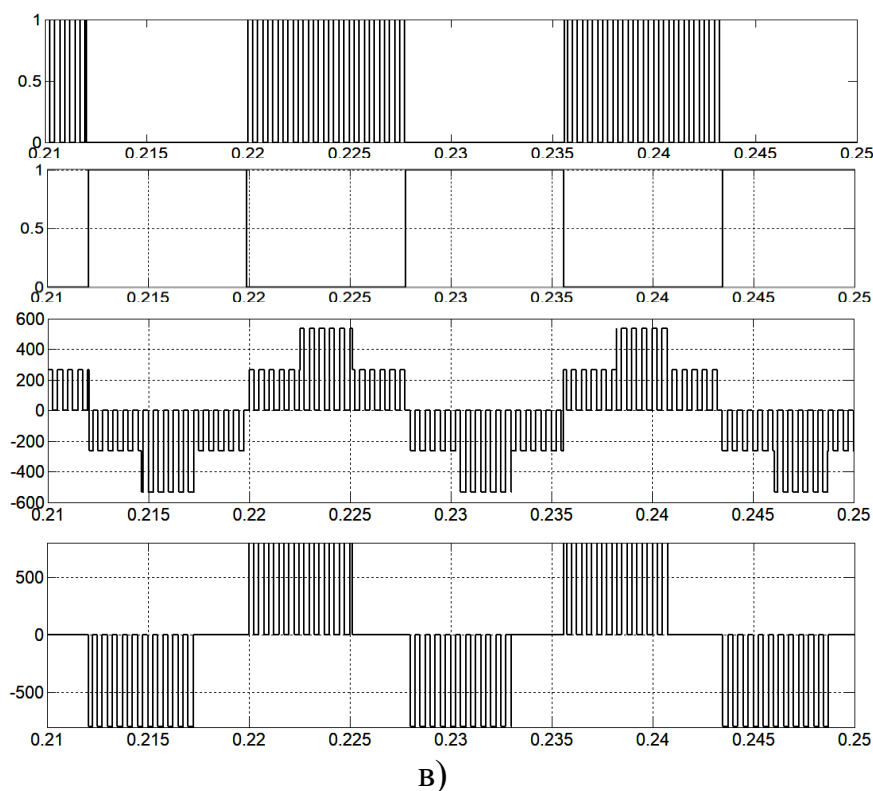


Рис. 3.8. Отримані на комп'ютерній моделі часові діаграми для традиційних систем комутації з ШІМ: а) 120° , б) 150° , в) 180° (зверху вниз: сигнали керування верхнім та нижнім транзисторами в плечі фази А, фазна напруга, лінійна напруга)

Таблиця 3.1

Базові показники традиційних систем дискретної комутації (чисто активне навантаження)

Показники	$U_{m1.\phi}/U_{dc}$	THD	HD ₅	HD ₇	HD ₁₁	HD ₁₃	HD ₁₇	HD ₁₉	
Традиційні способи комутації	120°	0,5513	0,3109	0,2000	0,1428	0,0909	0,0769	0,0588	0,0527
	150°	0,6149	0,1692	0,0524	0,0395	0,0913	0,0766	0,0146	0,0153
	180°	0,6366	0,3109	0,2000	0,1428	0,0909	0,0769	0,0588	0,0527

Як видно з табл. 3.1, 120° і 180° , системи комутації характеризуються абсолютно однаковими показниками гармонічного складу лінійного струму

(фазної напруги), але ступінь використання напруги ланки постійного струму в 180° системі комутації є вищою, що пояснюється постійним ввімкненням 3-х фаз, а не 2-х, як у 120° системі. 150° система комутації відрізняється значно нижчим гармонічним спотворенням (крім 11-ї і 13-ї гармонік, для яких коефіцієнт гармонік залишається таким же, як і для двох інших систем) і проміжним відносно попередніх систем значенням ступеня використання напруги ланки постійного струму.

Вказані в табл. 3.1 значення коефіцієнтів гармонічних спотворень лінійних струмів є максимальними для БЕП, оскільки робота на активне навантаження відповідає близькій до нуля частоті обертання приводу. За вищих частот обертання фільтрувальний вплив індуктивності обмотки якоря призведе до деякого зниження гармонік струму. Як було показано в підрозділі 1.4, для БЕП на основі машини з ПМ та синусоїдальною ЕРС гармонічні спотворення струмів якоря породжують пульсації електромагнітного моменту, тому доцільно знайти такий спосіб комутації обмоток якоря, якому були б властиві низькі гармонічні спотворення лінійних струмів (фазних напруг).

3.1.2. Розроблення та дослідження низькопульсаційних ШІМ для поширених систем дискретної комутації. Регулювання лінійних струмів електричної машини з ПМ за дискретного перемикання БВ здійснюється шляхом ШІМ-регулювання модуля БВ напруги з постійною високою частотою (перемикання між заданим базовим вектором напруги та нульовим вектором). Таким чином, кут просторового вектора напруги якоря за першою гармонікою змінюється дискретно, а модуль плавно. Дискретну систему комутації та ШІМ-керування можна здійснити за допомогою нескладних алгоритмів, що реалізуються недорогими мікроконтролерами.

З метою зменшення комутаційних втрат, функції ШІМ-регулювання в шестиключовому транзисторному інверторі напруги найчастіше покладають на мінімальну кількість транзисторів, частіше всього це здійснюється 3-а транзисторами колекторної чи емітерної груп моста, як було зроблено вище.

Проте, це дозволяє лише знизити втрати від перемикання силових ключів, але при цьому нерівномірно нагріваються транзистори: 3 працюють під максимальним тепловим навантаженням, а 3 зі значно меншим. Тому, для рівномірного теплового навантаження транзисторів, їх роботу під ШІМ доцільно чергувати. Крім цього, як було показано в параграфі 1.4.2, для 120° системи комутації запропоновано алгоритми комутації, які знижують пульсації струмів якоря завдяки зміні кін, якими протікають реактивні струми під час вимикання транзисторів в одній із фаз [83, 93]. При цьому кожен з 6-и транзисторів знаходиться під ШІМ-регулюванням протягом перших чи других 60° ел. (рис. 3.9,а).

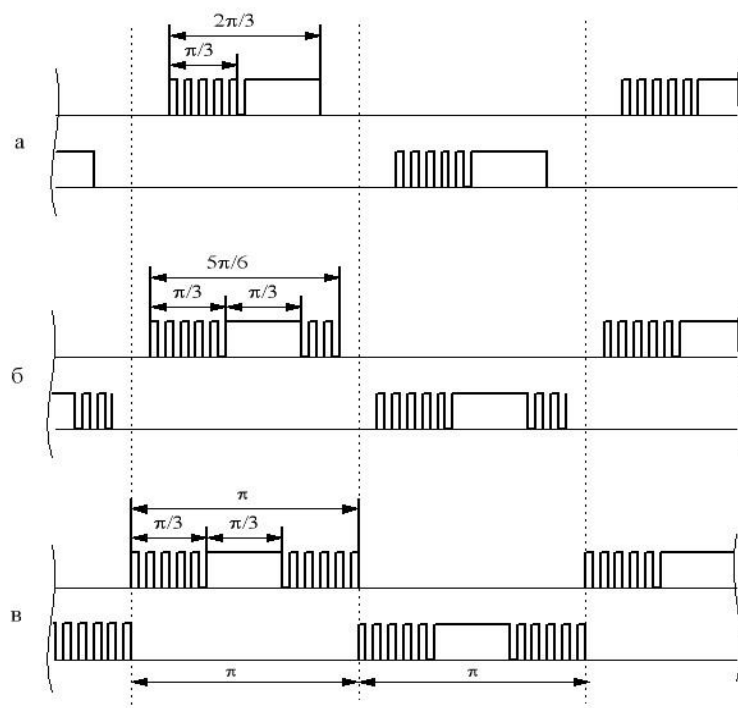


Рис. 3.9. Імпульсні сигнали керування верхнім та нижнім ключами одного плеча інвертора, що забезпечують низькопульсаційне ШІМ-регулювання для 120° (а), 150° (б) та 180° (в) систем комутації

Аналіз показав, що найбільший внесок у пульсацію моменту вносить стрімке зниження лінійного струму, коли після закриття чергового транзистора він змушений замикатися через зворотні діоди інвертора і конденсатор ланки постійної напруги U_{dc} . Для вказаного ШІМ-регулювання

реактивні струми якоря після закривання будь-якого транзистора завжди мають шлях для протікання через зворотні діоди інвертора та інші відкриті транзистори інвертора, що не спричиняє стрімкого зниження цих струмів та відповідних пульсацій електромагнітного моменту машини з ПМ. Такий алгоритм ШІМ-регулювання ми назвали низькопульсаційним [33].

Проведений детальний аналіз інших традиційних систем комутації дав змогу розробити низькопульсаційні алгоритми ШІМ і для 150° та 180° систем комутації, які показані на рис. 3.9, б, в. Вони побудовані так, що під ШІМ перебувають завжди 2 ключі однієї групи з 3-х працюючих. Це дещо збільшує комутаційні втрати, проте значно знижує рівень пульсацій електромагнітного моменту.

Для дослідження розроблених низькопульсаційних ШІМ для керування транзисторами силового інвертора використано уже розроблену комп'ютерну модель для дослідження традиційних систем дискретної комутації (рис. 3.2), але із заміною резистивного навантаження на електричну машину з ПМ. У даній комп'ютерній моделі замість однієї спільної для усіх систем комутації підсистеми PWM Subsystem (рис. 3.9) було розроблено нові підсистеми низькопульсаційної ШІМ окремо для 120° , 150° та 180° систем комутації. Комп'ютерні моделі цих підсистем показані відповідно на рис. 3.10, 3.11, 3.12. Для того, щоб забезпечити формування необхідних діаграм керуючих сигналів згідно з низькопульсаційними ШІМ, у блоках PWM Subsystem довелося скористатись великою кількістю логічних операторів, наявних у середовищі Matlab/Simulink.

Фазні та лінійні напруги, які сформовані за низькопульсаційними ШІМ відповідно до імпульсних сигналів керування, показаних на рис. 3.9, мають такий самий вигляд, як і у відповідних традиційних системах, показаних на рис. 3.8. Ефект від запропонованих низькопульсаційних ШІМ можна побачити лише за активно-індуктивного навантаження інвертора напруги чи роботи з електричною машиною з ПМ.

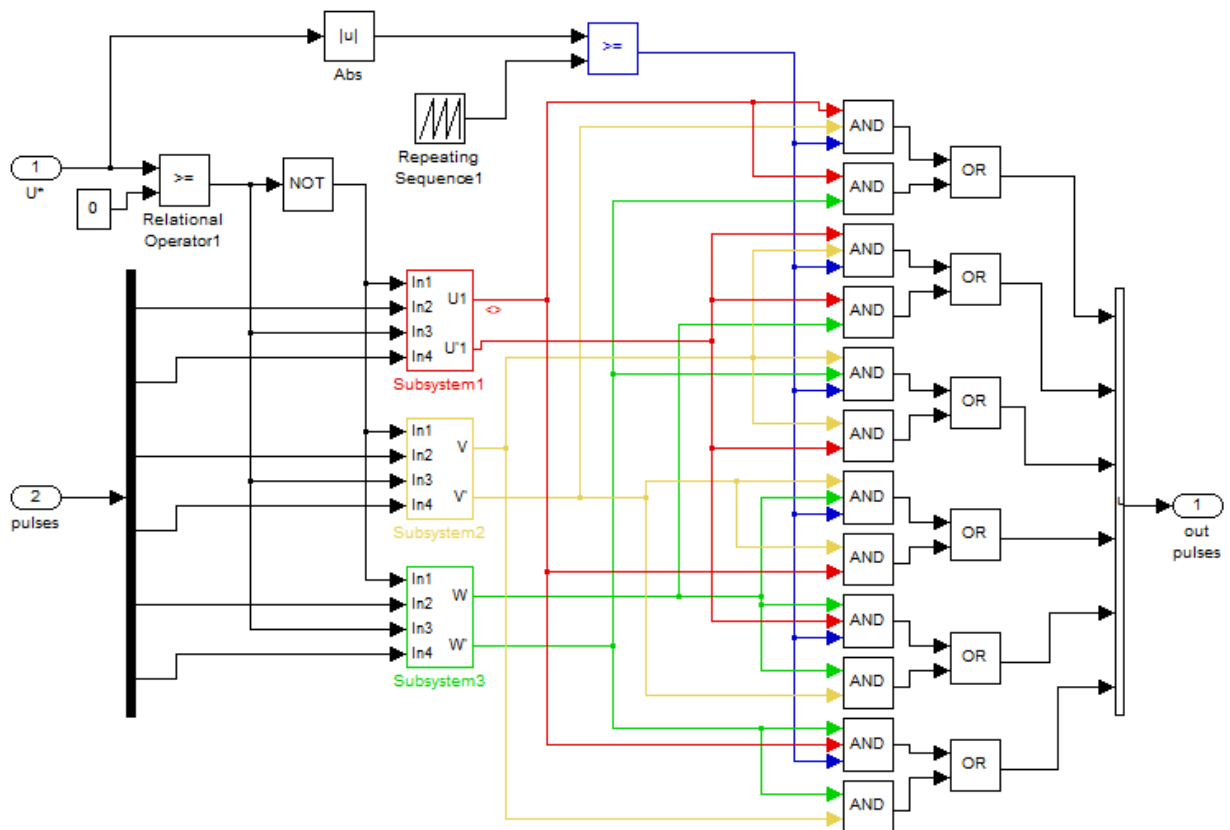


Рис. 3.10. Комп'ютерна модель підсистеми низькопульсаційного ШІМ-керування ключами для 120° системи комутації

Як приклад, для візуальної оцінки переваг низькопульсаційних ШІМ над ШІМ-регулюванням за допомогою 3-х ключів однієї групи силового інвертора, на рис. 3.13 наведено осцилограми сформованих силовим інвертором трифазних стумів I_{abc} , струмів у ланці постійної напруги I_{dc} та електромагнітних моментів M для 150° системи комутації. З отриманих осцилограм видно, що для ШІМ-комутації трьох верхніх ключів, помітні значні пульсації моменту та змінних струмів, а також від'ємні імпульси в ланці постійного струму I_{dc} , які з'являються внаслідок замикання реактивних струмів якоря через зворотні діоди інвертора і конденсатор ланки постійної напруги після закривання чергового ключа. При низькопульсаційній ШІМ струми якоря замикаються лише через зворотні діоди та відкриті ключі, що дає змогу знизити пульсації моменту на 30-40% у порівнянні з ШІМ 3-а ключами.

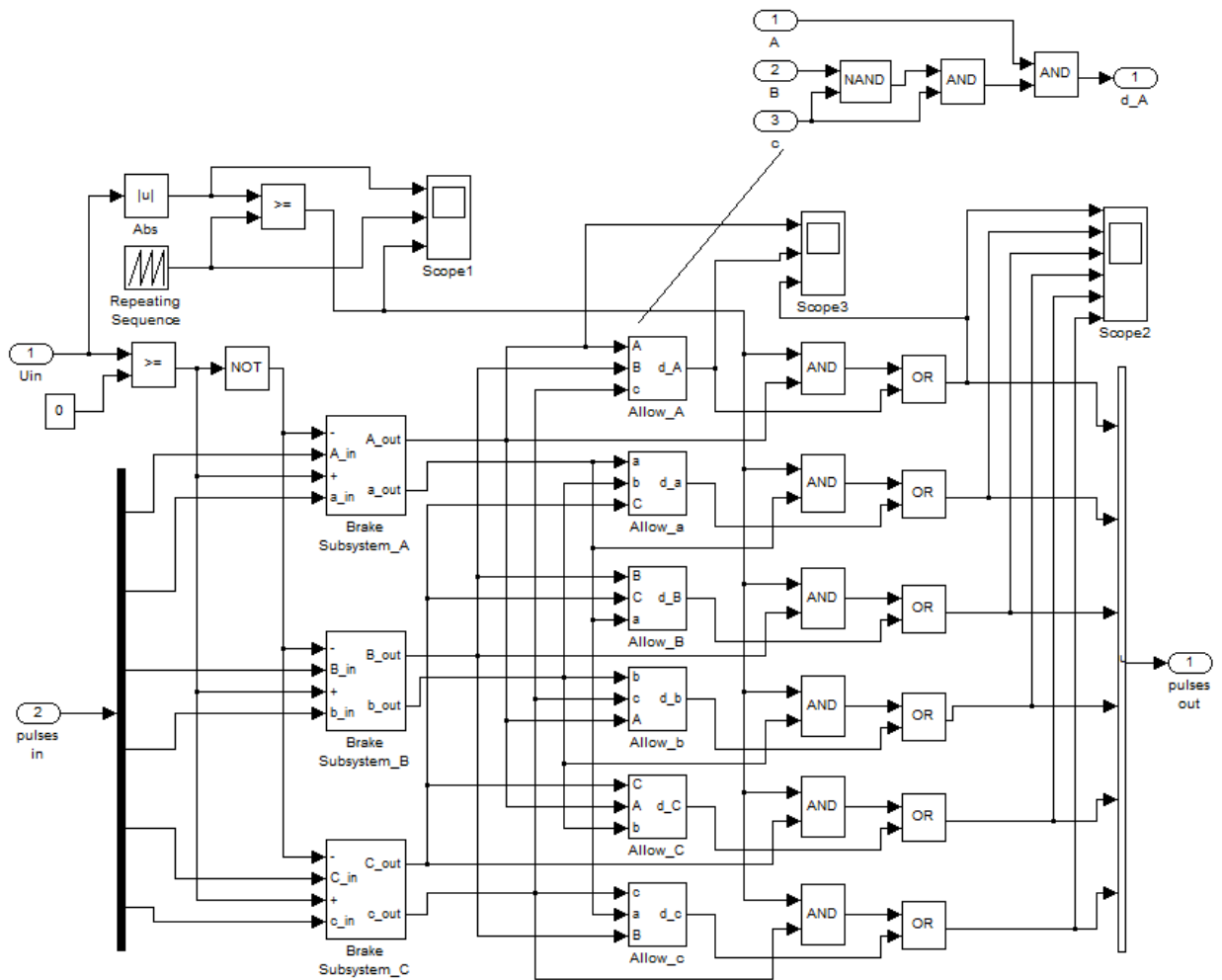


Рис. 3.11. Комп'ютерна модель підсистеми низькопульсаційного ШІМ-керування ключами для 150° системи комутації

3.1.3. Порівняння ефективності поширених систем дискретної комутації обмоток якоря електродвигунів з ПМ в БЕП. З метою порівняння ефективності та розроблення рекомендацій щодо доцільності застосування різних систем дискретної комутації обмоток якоря БДПС, в середовищі Matlab/Simulink розроблено низку комп'ютерних моделей, які відрізняються типом зворотної ЕРС ЕМП (синусоїдальна і трапецевидна), системами дискретної комутації транзисторів інвертора (120°, 150°, 180°), алгоритмами ШІМ-регулювання (3-ключові, запропоновані низькопульсаційні 6-ключові).

В усіх випадках ЕМП мав наступні параметри: $P_H = 6$ кВт, $\omega_H = 15$ с⁻¹, $M_H = 400$ Н·м, $p_H = 20$, $R = 0,5$ Ом, $L = 5$ мГн, $\Phi = 0,2$ Вб, $J = 3,0$ кг·м².

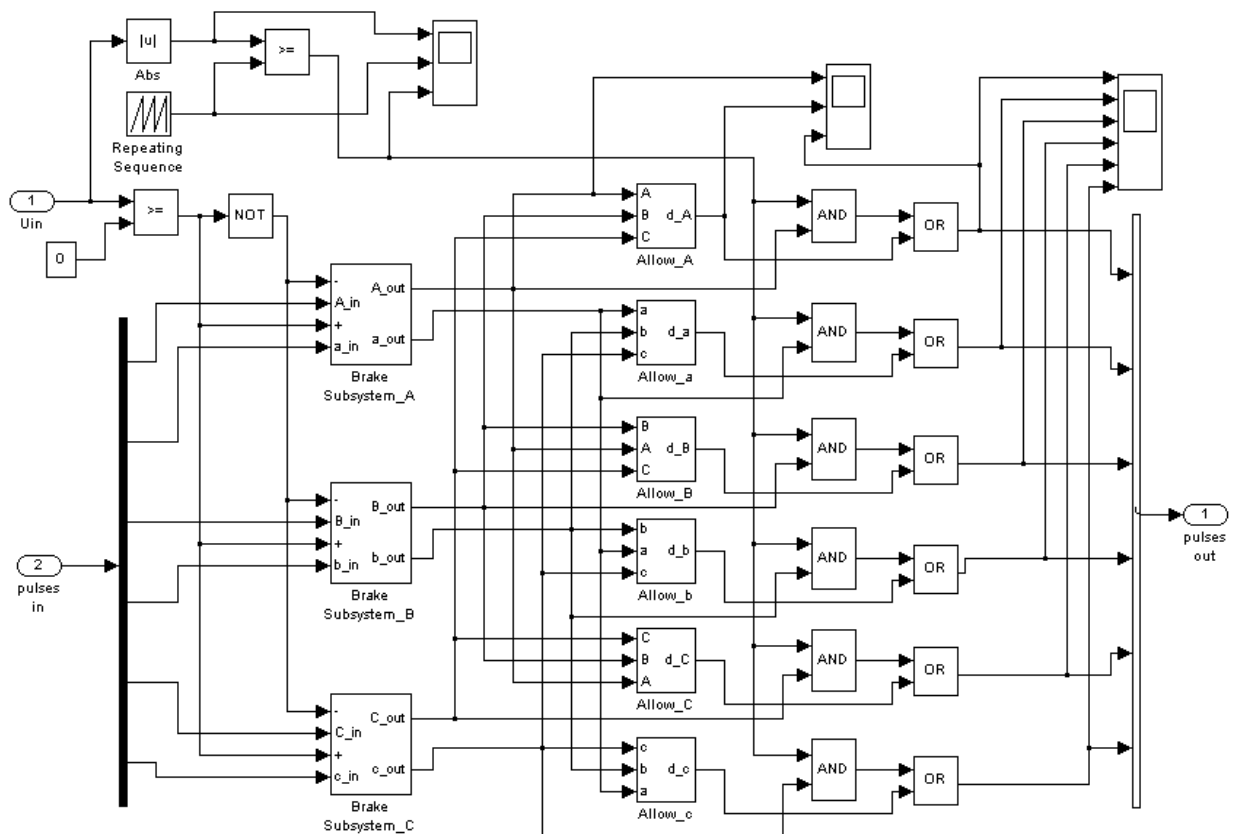


Рис. 3.12. Комп'ютерна модель підсистеми низькопульсаційного ШІМ-керування ключами для 180° системи комутації

На рис. 3.14 наведена комп'ютерна модель дослідної системи БЕП, до складу якої входять віртуальна модель синхронної машини з ПМ (SD), трифазний мостовий інвертор напруги (IGBT Inverter), підсистема вимірювання трифазних напруг, струмів і активної потужності (Measurement Subsystem), підсистема для визначення гармонічних спотворень (Harmonic Subsystem), підсистема обчислення ККД інвертора та ЕМП (Efficiency Subsystem), підсистема вимірювання кута осциляції вектора струму відносно вектора ЕРС (Angle Subsystem), а також варіанти розроблених підсистем дискретних ДКПР (Holl Subsystem) та ШІМ-керування транзисторами (PWM Subsystem) для трьох традиційних систем дискретної комутації обмоток якоря та двох варіантів ШІМ.

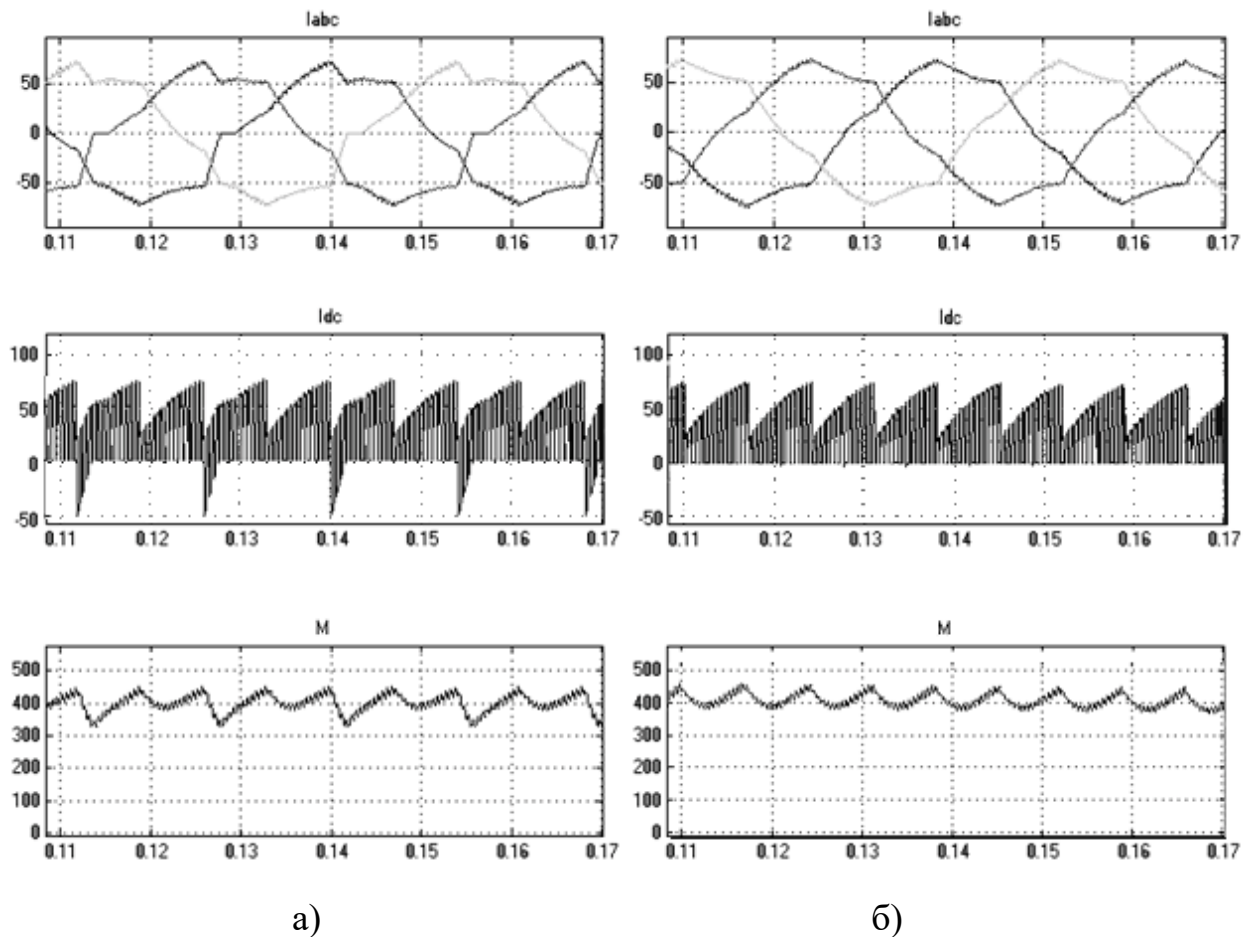


Рис. 3.13. Вплив алгоритму ШІМ-регулювання на пульсацію моменту за 150° системи комутації обмоток якоря машин з ПМ:

а) ШІМ 3-а верхніми ключами; б) низькопульсаційний алгоритм

Віртуальна модель СМПМ з синусоїдальним характером ЕРС обертання була взята з бібліотеки Power System Blockset розширення Simulink пакету Matlab. З метою моделювання інших конструкцій машин з ПМ, в тому числі й з трапецевидною ЕРС, була розроблена універсальна віртуальна комп'ютерна модель. Вона будувалася за відомою математичною моделлю БДПС, що представлена матричним рівнянням (1.2), у якому не враховується насичення магнітопроводу. Такий підхід є справедливим для ЕМП із розміщенням магнітів на поверхні ротора, а для БЕП не має значної похибки навіть при інших конструкціях ЕМП через порівняно великий повітряний проміжок у зв'язку зі збільшенням діаметра машини.

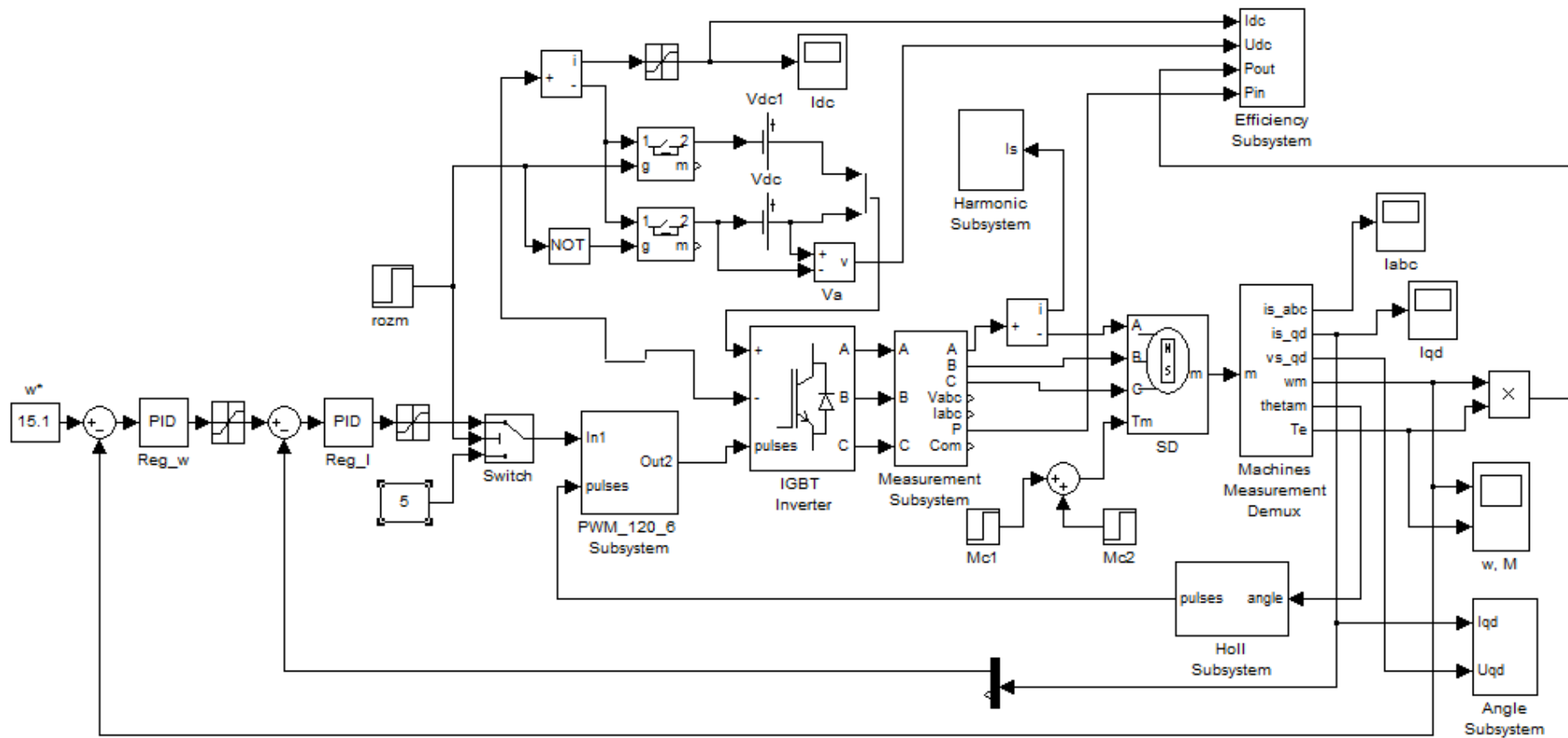


Рис. 3.14. Комп'ютерна модель дослідної системи БЕР на базі БДПС

Фазні ЕРС ЕМП моделювалися виразами

$$e_i = p \omega \Phi f_i(\gamma), \quad (i = a, b, c), \quad (3.1)$$

де Φ – потокозчеплення обмотки якоря з однією парою полюсів ротора;

γ – кут положення ротора в радіанах ел.

Функції $f_i(\gamma)$ в (3.1) визначаються наступним чином:

- для синусоїдальної ЕРС обертання

$$f_i(\gamma) = \sin \psi_i; \quad (3.2)$$

- для трапецевидної ЕРС обертання

$$f_i(\gamma) = 1,23 \left(\sin \psi_i + \frac{1}{4} \sin 3\psi_i + \frac{1}{12} \sin 5\psi_i + \frac{1}{72} \sin 7\psi_i \right), \quad (3.3)$$

де $\psi_i = \gamma + \pi/2 + \Delta\phi_i$; $\Delta\phi_a = 0$; $\Delta\phi_b = -2\pi/3$; $\Delta\phi_c = 2\pi/3$ (коефіцієнт 1,23 вибрано таким, щоб забезпечити одиничну амплітуду функції (3.3).

Електромагнітний момент визначався за виразом (1.3).

Розроблена за описаною математичною моделлю комп'ютерна модель електричної машини з ПМ та будь-яким характером ЕРС обертання приведена на рис. 3.15. Залежність (3.3) задається у підсистемах Subsystem trapesia.

Результати комп'ютерного моделювання з розробленою моделлю електричної машини з ПМ (рис. 3.15) для синусоїдальної ЕРС обертання повністю співпали з результатами, отриманими в моделі з віртуальною моделлю СМПМ з бібліотеки Power System Blockset, що свідчить про ідентичність вихідних математичних моделей машин та достовірність в комп'ютерному моделюванні машин з ПМ та іншим характером ЕРС обертання.

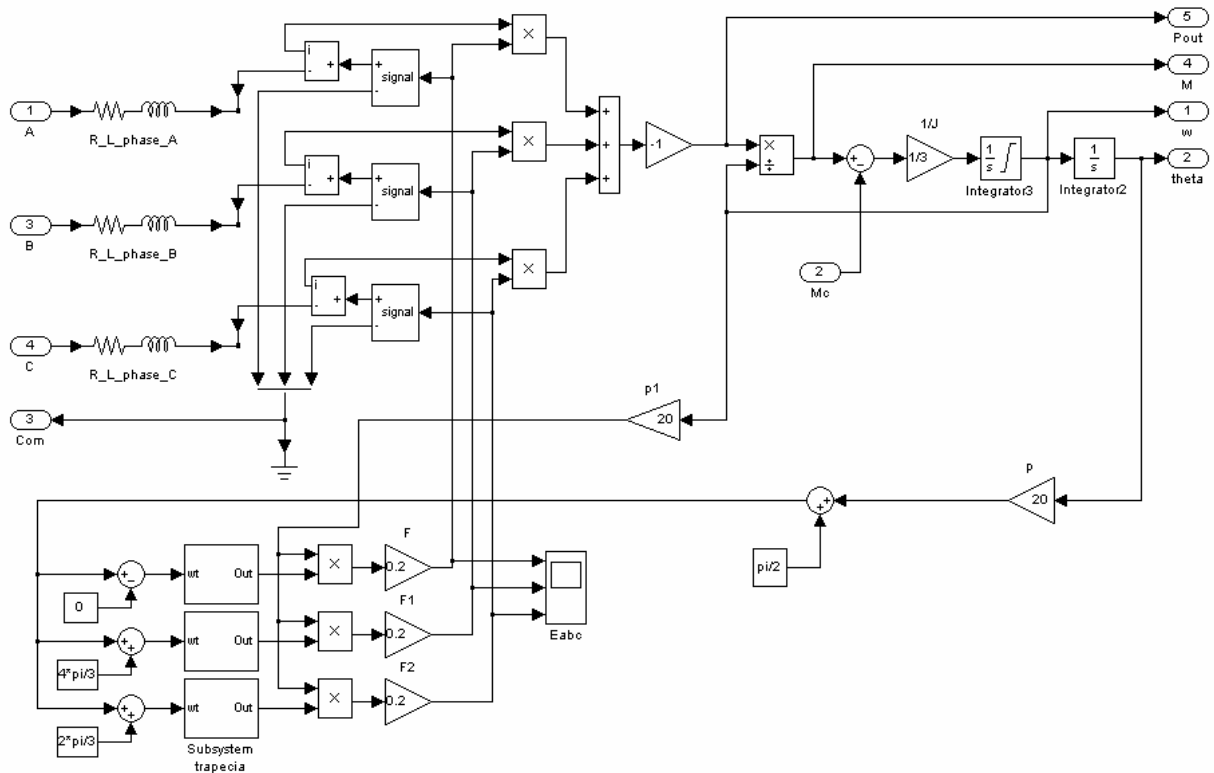


Рис. 3.15. Комп'ютерна модель електричної машини з ПМ та довільним характером ЕРС обертання

Оскільки метою досліджень була оцінка показників роботи БДПС для різних традиційних систем дискретної комутації обмоток якоря, то ці показники треба оцінювати при роботі в усталених режимах для розімкненої системи ЕП, коли система автоматичного регулювання не вносить своїх впливів на формування струмів машини. Тому було розроблено таку методику досліджень. Для розгону ЕП до усталеного режиму в дослідній комп'ютерній моделі застосовано замкнену двоконтурну систему підпорядкованого керування з внутрішнім контуром струму та зовнішнім контуром швидкості, яка призначена лише для коректного та швидкого виходу на усталену швидкість. Далі відбувалось розмикання системи в заданий у блоці *rozm* момент часу, причому кутова швидкість розімкненого ЕП повинна була залишатися незмінною, заданою в замкненій системі регулювання. Цього досягнуто за допомогою декількох ітерацій підбирання різних значень напруги у ланці постійного струму (блок *Vdc1*) аж до

отримання задовільного результату. Наведена методика застосовувалась для всіх досліджуваних розімкнених систем, а саме для БДПС з двома типами ЕМП (формами ЕРС: \sin – синусоїдальна, trap – трапецевидна), трьома традиційними системами дискретної комутації транзисторів та двома різними способами комутації обмоток якоря (3 кл. – ШІМ-регулюванням 3-а ключами колекторної групи; 6 кл. – низькопульсаційні ШІМ).

Порівняння ефективності систем комутації обмоток якоря здійснювалося за такими критеріями:

- якість форми лінійного струму двигуна – сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень THD_1 у розімкненій системі;

- якість керування електромагнітним моментом – відносна пульсація моменту в розімкненій системі

$$\delta M = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{M_c}, \quad (3.4)$$

де M_{\max} , M_{\min} – найбільше та найменше значення електромагнітного моменту в усталеному режимі на періоді повторювальності;

M_c – момент статичного навантаження;

- відносна енергетична ефективність

$$\eta_{\Sigma}^* = \frac{\eta_{\Sigma}}{\eta_{\Sigma,б}}, \quad (3.5)$$

де η_{Σ} – сумарний ККД БДПС (інвертора і ЕМП) при M_n та $0,5\omega_n$ (щілинність ШІМ-регулювання $\delta \approx 0,5$; $f_{\text{ШІМ}} = 2$ кГц);

$\eta_{\Sigma,б}$ – відповідне базове значення ККД (сумарний ККД для тих же параметрів, але для ЕМП з синусоїдальною ЕРС та векторним принципом керування – вектор синусоїдального струму спрямований за вектором ЕРС).

Базовий варіант при визначенні η_{Σ}^* є критерієм енергетичної ефективності, оскільки забезпечує максимально можливе значення сумарного ККД для СМППМ із зовнішнім розміщенням постійних магнітів.

З метою дослідження впливу лише системи комутації на величину ККД, в усіх комп'ютерних експериментах на входах підсистем Holl Subsystem підбиралися такі оптимальні значення кута комутації θ_{opt} – початку імпульсу фазної напруги відносно початку ЕРС (аналогія встановлення ДКПР), щоб вектор струму якоря при заданому номінальному моменті статичного навантаження здійснював у процесі комутації симетричні відносно вектора ЕРС осциляції в межах кута $\pm\alpha_1$. Значення останнього визначалося у підсистемі Angle Subsystem згідно виразу $\alpha_1 = \arctg(I_d/I_q)$. Як приклад, на рис. 3.16 наведені змодельовані часові діаграми, з яких видно задовільну трапецевидну форму ЕРС обертання та необхідне відставання початку імпульсу фазної напруги, що задає початок імпульсу струму, відносно початку ЕРС з метою суміщення кривих i та e та забезпечення максимального значення активної потужності.

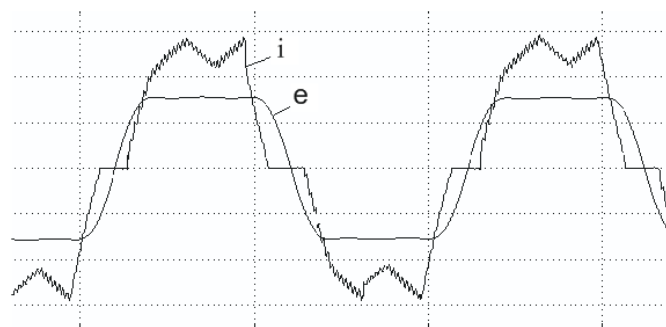


Рис. 3.16. Часові діаграми струму та трапецевидної ЕРС обертання за 120° системи комутації транзисторів і θ_{opt}

Результати усіх комп'ютерних експериментів зведено до табл. 3.2.

Порівняння систем комутації БДПС (M_H ; $\delta = 0,5$; $f_{ШІМ} = 2$ кГц)

Показ-ник	120°			150°			180°		
	sin 3 кл.	sin 6 кл.	trap 6 кл.	sin 3 кл.	sin 6 кл.	trap 6 кл.	sin 3 кл.	sin 6 кл.	trap 6 кл.
δM	0,475	0,250	0,213	0,325	0,188	0,280	0,313	0,175	0,285
THD_I	0,222	0,146	0,154	0,140	0,085	0,110	0,156	0,080	0,086
η_{Σ}^*	0,957	0,972	0,915	0,981	0,947	0,898	0,970	0,951	0,902
α_1	$\pm 21^\circ$	$\pm 12^\circ$	$\pm 11^\circ$	$\pm 16^\circ$	$\pm 6^\circ$	$\pm 12^\circ$	$\pm 17^\circ$	$\pm 6^\circ$	$\pm 12^\circ$
θ_{opt}	-20°	-13°	-13°	2°	8°	7°	29°	39°	37°

Отримані результати підтверджують ефективність низькопульсаційних ШІМ порівняно з ШІМ трьома ключами: пульсації моменту знижуються на 40-50%, а спотворення кривих струму (THD_I) – на 30-50%. При цьому сумарний ККД привода у 120° системі комутації зростає завдяки покращенню форми струму і практично незмінних комутаційних втрат в інверторі, а для 150° і 180° систем сумарний ККД дещо знижується через зростання комутаційних втрат. Щодо форми ЕРС обертання ЕМП, то для трапецевидної, як і очікувалося, кращі результати (нижчу відносну пульсацію моменту δM) забезпечує 120° система комутації, тоді як для синусоїдальної – 150° і 180°, причому для останнього способу усі показники дещо кращі. Враховуючи простішу реалізацію 180° системи комутації у порівнянні зі 150°, її доцільно використовувати за синусоїдальної форми ЕРС ЕПМ.

3.2. Квазісинусоїдний метод комутації обмоток якоря електричних двигунів у БЕП

Як було показано в параграфі 1.4.2, проблемі зниження комутаційних пульсацій електромагнітного моменту в БДПС присвячено багато досліджень. Проте в них не враховується специфіка БЕП, зумовлена багатополосністю,

малими значеннями електромагнітної сталої часу якоря T_e , великими моментами на валі, в тому числі й пусковим, особливостями ДКПР. Суттєве зниження T_e , як показує комп'ютерне моделювання, призводить до значного збільшення пульсацій струмів під час комутації транзисторів інвертора напруги та, відповідно, до зростання пульсацій електромагнітного моменту. Крім того, електромеханічна стала часу привода T_m в БЕР зростає неочікуно мало, тому великі пульсації моменту, які в жорсткій системі БЕР передаються безпосередньо об'єкту, призводять до значних коливань кутової швидкості, що для низки механізмів можуть бути недопустимі.

3.2.1. Формування базових векторів для КС-комутації. З метою подальшого зниження пульсацій електромагнітного моменту електричної машини в БЕР нами запропоновано застосувати так званий квазісинусоїдний (КС) метод комутації обмоток якоря [30]. На відміну від описаних вище традиційних систем комутації шляхом позиційного перемикачання кратної трьом кількості базових векторів фазної напруги, запропонований метод дає змогу сформувати довільну їх кількість, яка визначається дискретністю ДКПР. Базові вектори формуються за способом триканальної ШІМ з відповідними щільностями каналів δ_A , δ_B , δ_C . На рис. 3.17 такий підхід продемонстрований для 12-и базових векторів, зміщених на кут 15° ел. відносно базових векторів за 150° системи комутації. Як і для останньої, для 12-векторного квазісинусоїдного методу комутації достатньо забезпечити 6 точок дискретного ДКПР на секцію обмотки якоря. Це можуть бути точкові давачі Холла чи фотоімпульсний давач. Для кожного з 12-и векторів базові щільності визначаються з табл. 3.3.

На функціональній схемі БЕР (рис. 3.18) базові коефіцієнти щільності δ_A , δ_B , δ_C , отримують за дискретними n сигналами ДКПР з таблиці, аналогічної табл. 3.3 для 12-и базових векторів.

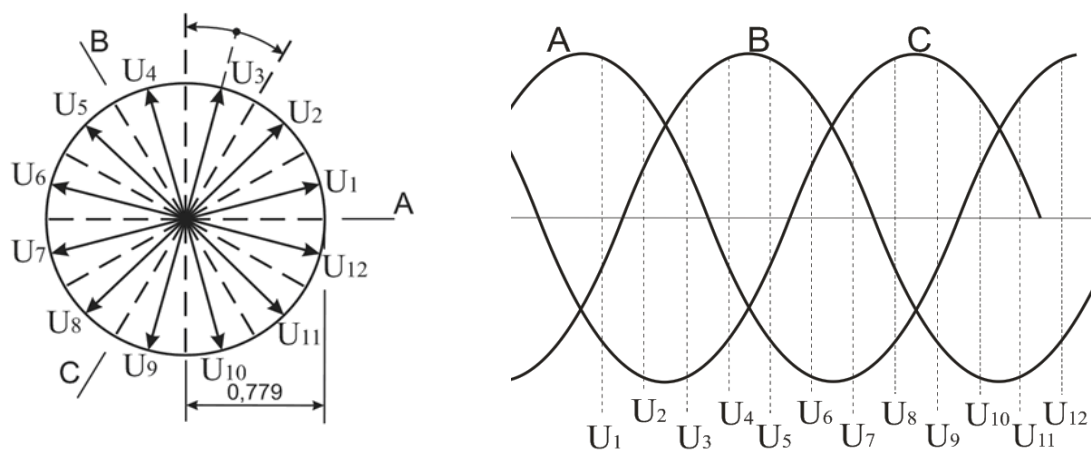


Рис. 3.17. Базові вектори для квазісинусоїної з 12 векторами системи комутації

Таблиця 3.3

Визначення базових щільностей для КС-комутації з дискретністю 30° ел.

Базові вектори	Базові щільності		
	δ_A	δ_B	δ_C
U_1	$\sin(75^\circ)$	$\sin(-15^\circ)$	$\sin(-45^\circ)$
U_2	$\sin(45^\circ)$	$\sin(15^\circ)$	$\sin(-75^\circ)$
U_3	$\sin(15^\circ)$	$\sin(45^\circ)$	$\sin(-75^\circ)$
U_4	$\sin(-15^\circ)$	$\sin(75^\circ)$	$\sin(-45^\circ)$
U_5	$\sin(-45^\circ)$	$\sin(75^\circ)$	$\sin(-15^\circ)$
U_6	$\sin(-75^\circ)$	$\sin(45^\circ)$	$\sin(15^\circ)$
U_7	$\sin(-75^\circ)$	$\sin(15^\circ)$	$\sin(45^\circ)$
U_8	$\sin(-45^\circ)$	$\sin(-15^\circ)$	$\sin(75^\circ)$
U_9	$\sin(-15^\circ)$	$\sin(-45^\circ)$	$\sin(75^\circ)$
U_{10}	$\sin(15^\circ)$	$\sin(-75^\circ)$	$\sin(45^\circ)$
U_{11}	$\sin(45^\circ)$	$\sin(-75^\circ)$	$\sin(15^\circ)$
U_{12}	$\sin(75^\circ)$	$\sin(-45^\circ)$	$\sin(-15^\circ)$

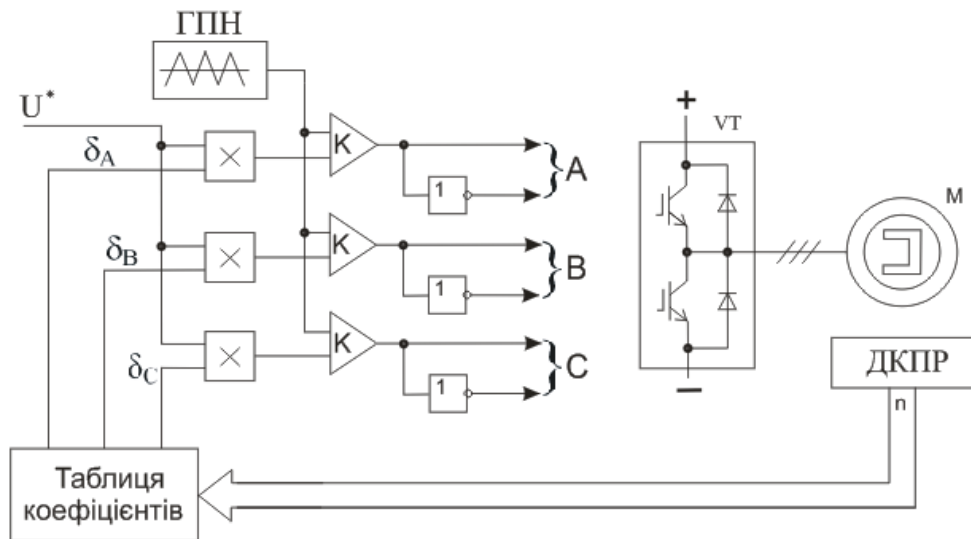


Рис. 3.18. Функціональна схема БЕС з КС-системою комутації обмоток якоря електричного двигуна з ПМ

Для регулювання амплітуди сформованих фазних напруг базові щільності необхідно помножити на відносне значення напруги

$$U^* = (U_{\phi} / U_{\phi.n}) U_{\text{ГПН.m}}, \quad (3.6)$$

де U_{ϕ} і $U_{\phi.n}$ – бажане і номінальне амплітудні значення фазної напруги;

$U_{\text{ГПН.m}}$ – амплітудне значення вихідної напруги генератора пилкоподібної (трикутної) напруги ГПН з частотою ШІМ.

U^* є завданням у розімкненій системі керування чи вихідною напругою регуляторів струму (моменту) або швидкості у замкненій системі регулювання. У випадку застосування релейного (гістерезисного) регулятора струму вказані вище функції математичного множення замінюються на простіші функції логічного множення. Отримані після множення напруги керування каналів порівнюються на компараторах К з трикутною напругою ГПН. Отримані на виходах компараторів прямий та інверсний логічні сигнали після деякої затримки, яка забезпечує мертву зону, подаються на драйвери транзисторів одного плеча інвертора напруги. Таким чином, подібно до

центрованої синусоїдної ШІМ, забезпечується КС-комутація обмоток якоря СМІМ з дискретністю, яка визначається кількістю точок ДКІР на секцію.

3.2.2. Оцінка показників КС-комутації та порівняння їх з традиційними системами. Для оцінки базових показників КС-комутації проведені дослідження на комп'ютерних моделях. Вони показали, що гармонічні спотворення струму не залежать від величини струму, а залежать, звичайно, від кількості точок ДКІР n на секцію обмотки якоря та від безрозмірного параметра, названого нами коефіцієнтом фільтрування

$$k_{\phi} = \frac{L}{R} f = \frac{T_c}{T_u}, \quad (3.7)$$

де L і R – індуктивність та активний опір фазної обмотки якоря;

$$f = \frac{1}{T_u} = \frac{p\omega}{2\pi} \text{ – частота сформованої фазної напруги.}$$

На рис. 3.19 зображена комп'ютерна модель БДІС з КС-методом дискретної комутації та роботою на активне навантаження. Відмінністю даної комп'ютерної моделі від моделей для дослідження традиційних систем дискретної комутації полягає у будові блока дискретних ДКІР (Subsystem *dysk*), який сформовано відповідно до розробленого КС-методу дискретної комутації, та у структурі блока для дослідження гармонічних спотворень, який забезпечує дослідження, окрім сумарного коефіцієнта гармонічних спотворень, коефіцієнти 5,7,11,13,17 та 19 гармонік. Для зосередження уваги на базових показниках запропонованого методу дискретної комутації, робота системи передбачена на активний характер навантаження. З цією ж метою як силові ключі трифазного інвертора напруги обрано існуючий у пакеті Matlab/Simulink блок ідеальних комутуючих ключів. До складу комп'ютерної моделі входять також розроблені підсистема ШІМ-керування ключами (PWM Subsystem), а також підсистема вимірювання струмів, напруг та активної потужності (Measurement Subsystem) і підсистема для визначення гармонічних спотворень (Harmonic Distorsion).

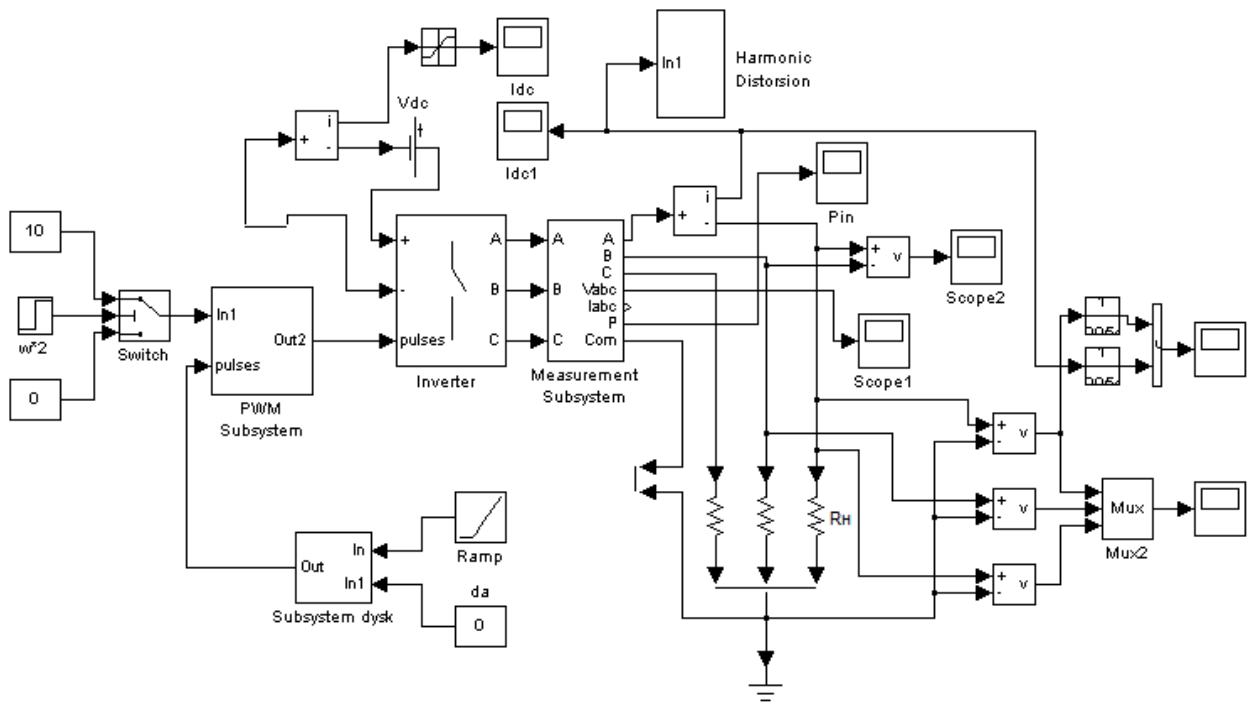


рис. 3.19. Комп'ютерна модель БДПС з КС-системою дискретної комутації
(чисто активне навантаження)

На рис. 3.20 зображена комп'ютерна модель підсистеми дискретних ДКПР для прикладу використання 6 точкового ДКПР з дискретності (30^0) з формуванням 12 БВ напруги. На вхід підсистеми надходить неперервне поточне значення кута положення, сформоване у блоці Ramp, яке далі дискретизується за допомогою селектора на 12 сигналів за один оберт. Кожне поточне дискретне значення кута по черзі утворює на виході підсистеми за допомогою фазних зсувів три значення щільностей ШІМ. Останні поступають на підсистему ШІМ-керування ключами (PWM subsystem) (рис. 3.19). Такий метод дискретної комутації нескладно реалізувати за допомогою недорогих 8-розрядних мікроконтролерів з використанням невеликих кількостей точкових ДКПР. Крім цього, кількість ДКПР можна змінювати залежно від постановки завдання, наслідком чого буде лише необхідність складення нової нескладної таблиці коефіцієнтів.

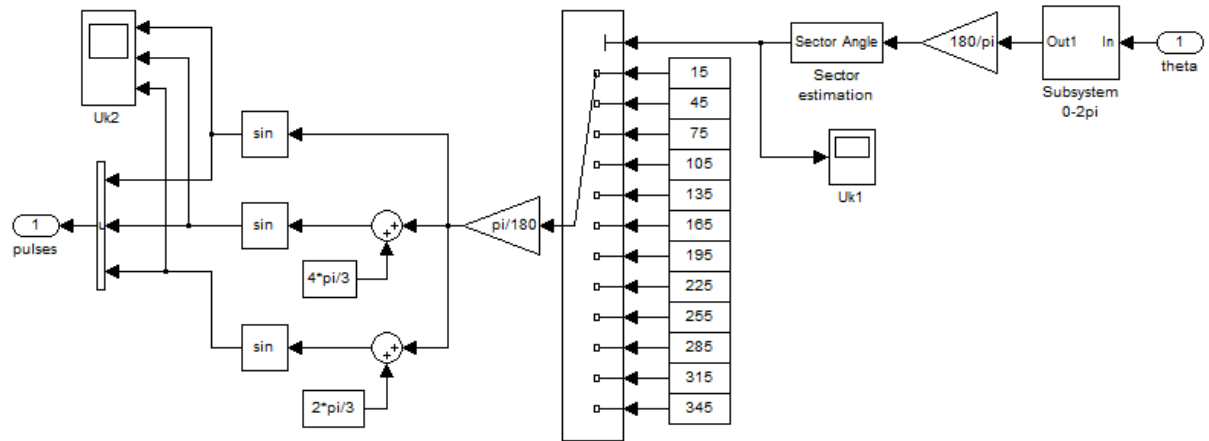


Рис. 3.20. Комп'ютерна модель блока ДКПР для дискретності 30° ел.
(Subsystem disk на рис. 3.19)

У табл. 3.4. наведено отримані значення базових показників для 5-х варіантів КС-комутації з різною кількістю точок ДКПР (дискретністю) на секцію (період сформованої напруги).

Таблиця 3.4

Базові показники КС-системи дискретної комутації
(чисто активне навантаження)

Параметри		$U_{m1.\phi}/U_{dc}$	THD	HD ₅	HD ₇	HD ₁₁	HD ₁₃	HD ₁₇	HD ₁₉
Квазісину- соїдна комутація з кількістю точок ДКПР (дискрет- ність)	3(60°)	0,4900	0,7854	0,2005	0,1424	0,0913	0,0764	0,0592	0,0521
	4(45°)	0,4870	0,7187	0,0033	0,1427	0,0033	0,0033	0,0585	0,0033
	6(30°)	0,4936	0,7239	0,0026	0,0025	0,0923	0,0755	0,0027	0,0025
	9(20°)	0,4979	0,6911	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0013	0,0524
	12(15°)	0,4979	0,6963	0,0013	0,0016	0,0012	0,0013	0,0019	0,0012

Як видно з отриманих результатів, для КС-комутації характерне зниження ступеня використання напруги ланки постійного струму порівняно з традиційними системами комутації. Проте для БЕП це не є суттєвим, оскільки в них ЕМП не випускаються серійно, тому можуть бути проєктованими для будь-якого значення напруги живлення.

Значно вище, порівняно з традиційними системами комутації, значення THD пояснюється високочастотними складовими, пов'язаними з несучою частотою ШІМ, оскільки КС-комутація базується на ШІМ. Коли застосувати ШІМ на тій же несучій частоті (в моделях 2 кГц) до традиційних систем комутації, що є неминучим в регульованому приводі, то для 120° , 150° і 180° систем за щільності 0,5 відповідно отримуємо такі значення THD: 1,088; 0,982; 1,093. Для КС-комутації з 3-а точками ДКПР (6 базових векторів) коефіцієнти гармонік струму практично дорівнюють відповідним для 180° системи, тоді як за зростання кількості точок ДКПР значення цих коефіцієнтів загалом стрімко знижуються. Проте для кожного з варіантів є гармоніки, для яких коефіцієнти мають значно вищі порівняно з іншими гармоніками значення, що пояснюється близькими до резонансних частотами, які визначають дискретність комутації: для дискретності 60° – гармоніки 5 і 7 (резонанс відповідає 6-й гармоніці); для 45° – 7 і 17 (резонанс на 8-й і 16-й); для 30° – 11 і 13 (резонанс на 12-й) і т.д. Цікаво, що однозначна залежність від k_ϕ проявляється лише для коефіцієнтів саме цих більших гармонік лінійного струму. Коефіцієнти гармонік з меншими значеннями теж залежать від k_ϕ , проте більш відчутний вплив на них має значення частоти f : зі зменшенням f коефіцієнти цих гармонік знижуються, не дивлячись на підтримання постійного значення k_ϕ відповідно до виразу (3.7). Для прикладу, на рис. 3.21 показано залежності від k_ϕ коефіцієнтів гармонік струму для 12-векторної КС-комутації. Порівняно з базовими значеннями ($k_\phi = 0$), уже для $k_\phi > 0,05$ коефіцієнти усіх гармонік суттєво знижуються і мало змінюються.

З метою порівняння проведено комп'ютерні дослідження віртуальних моделей БЕП з найкращою з традиційних 180° та перспективною щодо практичної реалізації КС 12-векторною (6-точковий ДКПР з дискретністю 30° ел.) системами комутації обмоток якоря СМІМ. В обох випадках ЕМІ мав такі ж параметри, як наведені в параграфі 3.1.3. При цьому оцінювалася робота на високих і низьких кутових швидкостях БЕП та у замкнутій (СПР з

контурами моменту і швидкості) і розімкнутій системах. Для досліджень було розроблено комп'ютерну модель (рис. 3.22), особливістю якої є застосування як силового комутатора інвертора на IGBT транзисторах (IGBT Inverter). Методика досліджень була такою ж, як описана в параграфі 3.1.3.

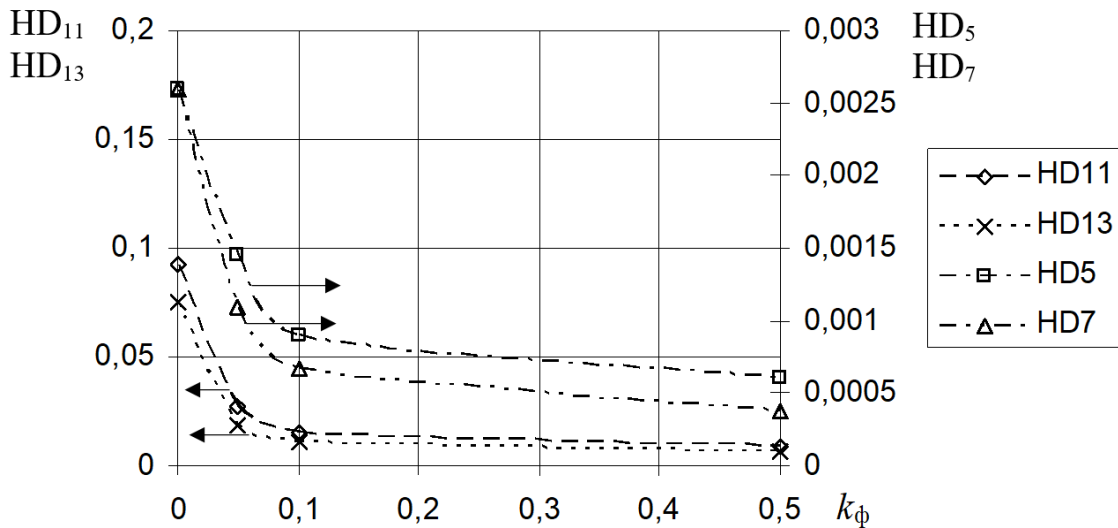


Рис. 3.21. Залежність коефіцієнтів гармонік КС-комутації від коефіцієнта фільтрування k_f для для $f = 25$ Гц

На високій кутовій швидкості $\omega = 10 \text{ с}^{-1}$ форма струмів якоря за КС-комутації дуже близька до синусоїдної (рис. 3.23) навіть у розімкненій системі керування, що зумовлює суттєво менші пульсації моменту, ніж за традиційної комутації (розмикання систем здійснювалося в момент часу 0,12 с). Для низької кутової швидкості $\omega = 0,5 \text{ с}^{-1}$ форми струмів в обох випадках погіршуються, проте за КС-комутації вони спричиняють після розмикання системи в 6-7 разів менші коливання електромагнітного моменту та кутової швидкості.

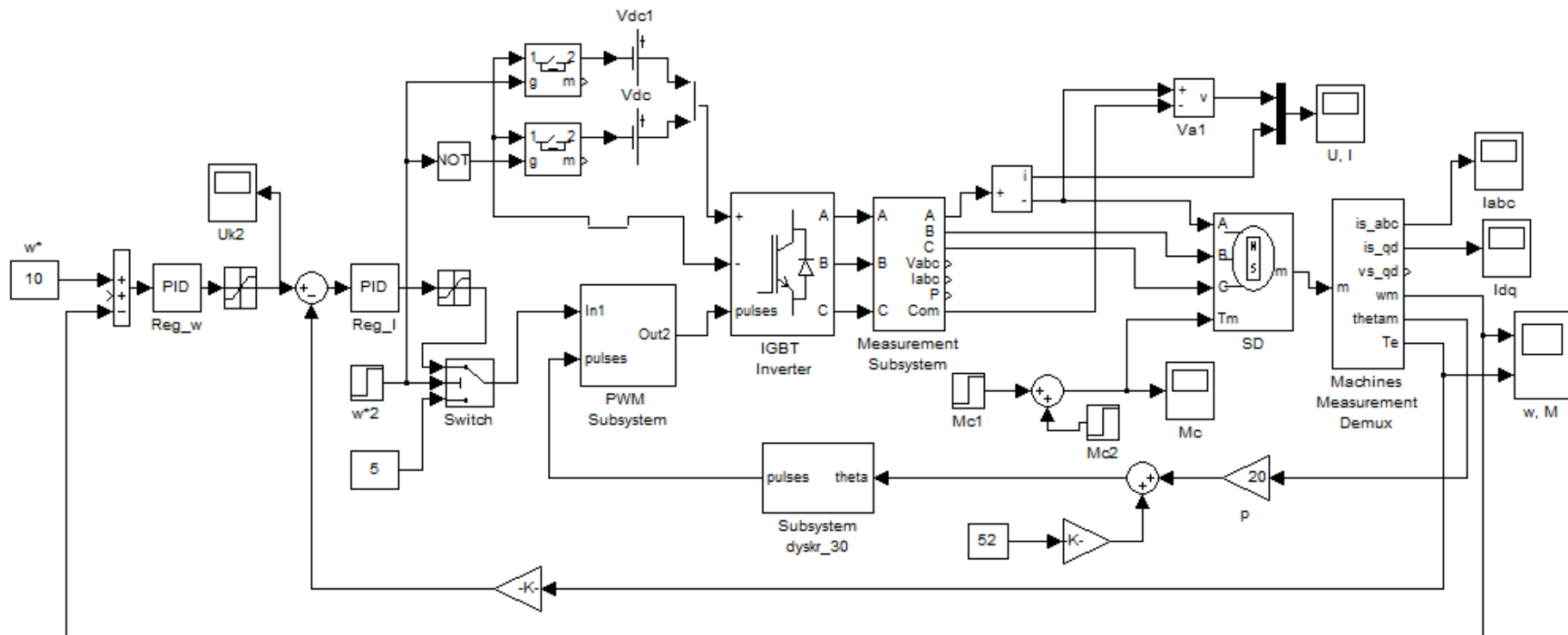
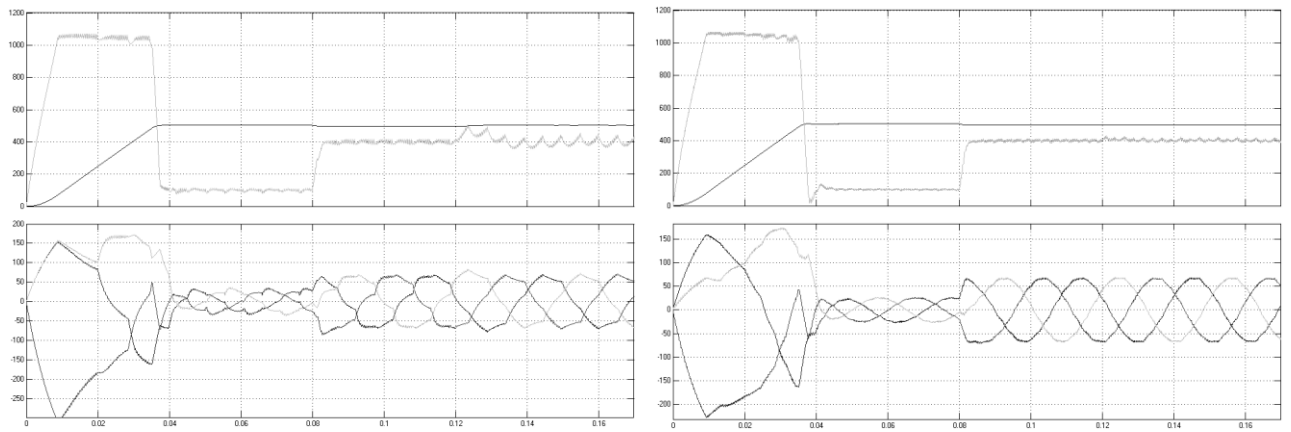
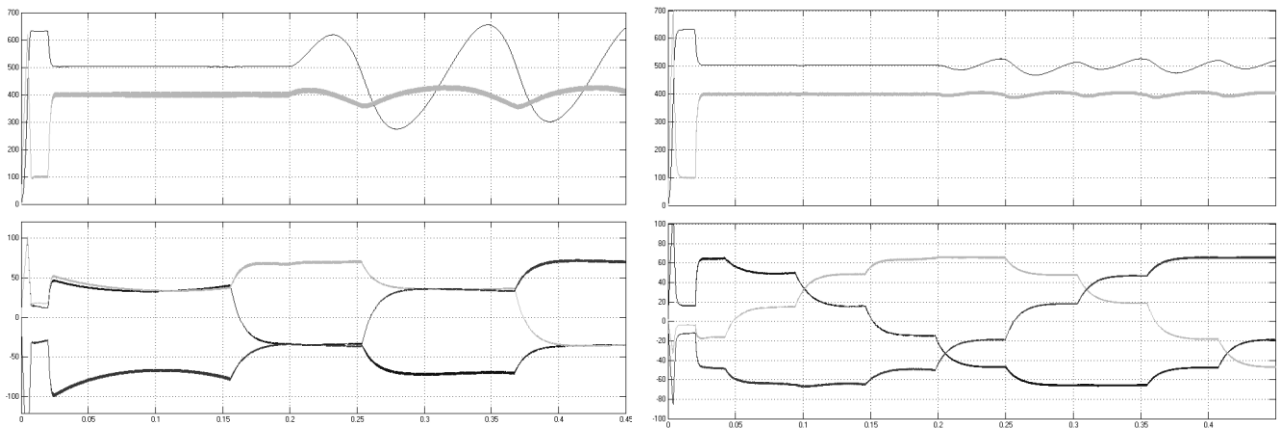


Рис. 3.22. Комп'ютерна віртуальна модель БЕР з КС 12-векторною системою комутації обмоток якоря СМПМ



$$\omega^* = 10 \text{ c}^{-1}$$



$$\omega^* = 0,5 \text{ c}^{-1}$$

а)

б)

Рис. 3.23. Часові діаграми відповідно кутової швидкості і моменту (зверху) та струмів якоря (знизу) при запуску на високу $\omega^* = 10 \text{ c}^{-1}$ і низьку $\omega^* = 0,5 \text{ c}^{-1}$ швидкості та накиданні навантаження (від 100 до 400 Н·м) для БЕР з 180° (а) та КС 12-векторною (б) системами комутації обмоток якоря СМПМ

3.2.3. Полярне керування в БЕР з КС-комутацією обмоток якоря. З огляду на помітні переваги КС-методу комутації над традиційними, було поставлено завдання розроблення та дослідження енергоефективної системи керування СМПМ, що реалізується за допомогою простих засобів автоматики та базується на КС-комутації обмоток якоря [32].

За допомогою комп'ютерної моделі були проведені дослідження КС-методу комутації та складено табл. 3.5 з показниками електропривода для різних значень дискрети ДКПР, і, відповідно, для різної кількості векторів.

Таблиця 3.5

Параметри БЕП для різних значень дискрети ДКПР

Дискрета Δ	60^0	45^0	30^0	20^0	15^0
Кількість точок ДКПР	3	4	6	9	12
Кількість векторів	6	8	12	18	24
Оптимальний кут комутації, θ_{opt}	65^0	47^0	52^0	47^0	51^0
Відносна пульсація моменту, δM	0,425	0,168	0,085	0,075	0,07

Визначення δM виконувалось для різних значень дискрети Δ у розімкненій системі ЕП, причому для стабілізації кутової швидкості підбирали відповідне значення напруги живлення. Крім цього, для забезпечення близького до нуля значення поздовжньої проекції струму I_d , за номінальних параметрів привода (M_n та ω_n) підбирали оптимальне значення кута θ (кут між векторами першої гармоніки напруги якоря \vec{U} та ЕРС \vec{E}) (табл. 3.5). Цей кут відповідає конкретному розміщенню ДКПР.

Як показали проведені дослідження, зменшення дискрети призводить до значного зниження значення відносної пульсації моменту (табл. 3.5), але практично не впливає на енергетичну ефективність БЕП. За вказаних параметрів η_{Σ}^* має досить високі значення, які зростають зі збільшенням кутової швидкості та навантаження (суцільні лінії на рис. 3.24). Проте для реверсивного БЕП вказані значення θ є оптимальними лише для одного напрямку обертання. Для обох напрямків необхідне симетричне відносно

обмоток якоря встановлення ДКПР: $\theta = 0$. Залежності $\eta_{\Sigma}^* = f(M_c, \omega)$ для реверсивного БЕП показані на рис. 3.24 штрих-пунктирними лініями. Цікавим є те, що зі збільшенням M_c і ω ККД різко знижується. Це пов'язано зі значним зростанням I_d проекції струму зі збільшенням потужності.

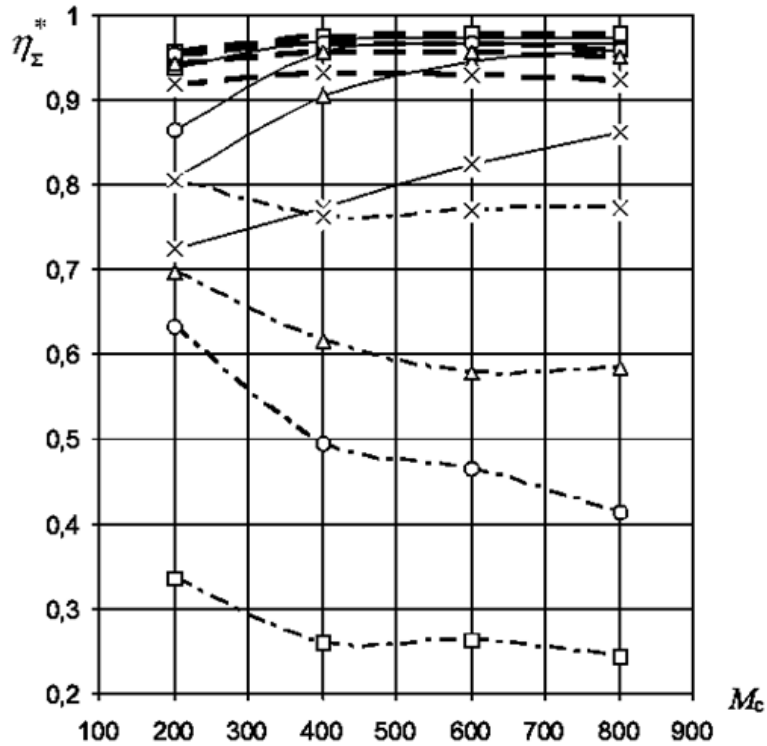


Рис. 3.24. Залежності $\eta_{\Sigma}^* = f(M_c, \omega)$ за дискрети $\Delta=30^\circ$:

- x— $\omega=3$ рад/с; —△— $\omega=5$ рад/с;
- $\omega=7,5$ рад/с; —□— $\omega=15$ рад/с;
- — — — без корекції кута α , без реверсування;
- · — — без корекції кута α , з реверсуванням;
- · · — з корекцією кута α , з реверсуванням

Значне зниження енергетичної ефективності з підвищенням потужності, звичайно, є недопустимим. Оскільки КС-метод комутації обмоток якоря забезпечує можливість шляхом регулювання коефіцієнтів щільності $\delta_A, \delta_B, \delta_C$ легко змінювати орієнтацію базових векторів, як показано на рис. 3.17 стрілками, то для реверсивного БЕП доцільно ввести корекцію кута θ за, наприклад, значеннями M і ω . Керування БЕП шляхом формування модуля

вектора напруги якоря (завданням чи в САР моменту або швидкості) та кута θ – випередження цього вектора відносно вектора ЕРС – фактично можна назвати полярним способом керування.

На рис. 3.25 зображено алгоритм визначення базових коефіцієнтів щільності за КС-комутації в системі полярного керування. При отриманні сигналів від ДКПР система автоматично вибирає значення початкового кута α , який далі коректується на визначену за значеннями ω , M або потужності P величину кута θ . Далі за таблицею тригонометричних функцій автоматично вибираються значення коефіцієнтів щільності δ_A , δ_B , δ_C , за якими ШІМ формуються відповідні базові вектори напруги.

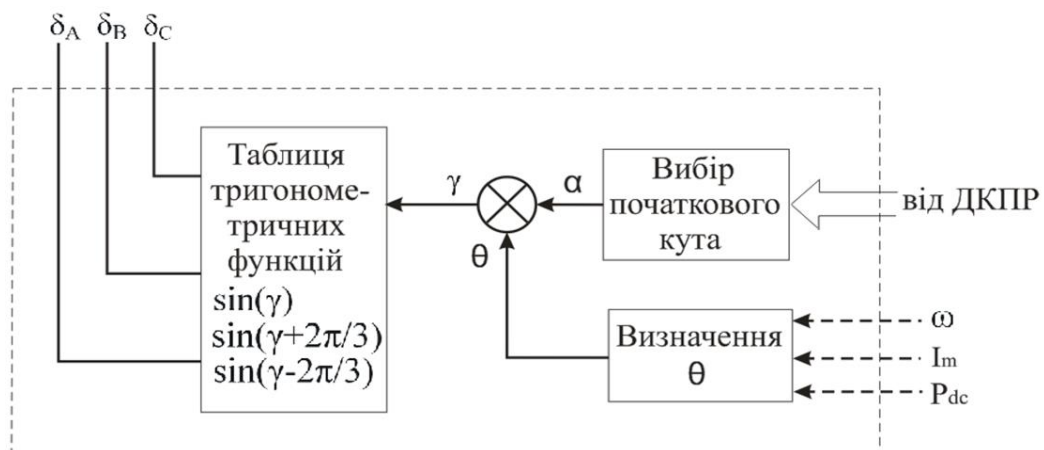


Рис. 3.25. Визначення коефіцієнтів щільності для КС-комутації в системі полярного керування БЕР

Оптимальне для енергоефективного керування значення кута θ доцільно визначати з умови, коли вектор першої гармоніки струму якоря зорієнтований за вектором ЕРС (рис. 2.1). Для цього випадку можна записати

$$\begin{cases} -U_d = I_q X \\ U_q = E + I_q R \end{cases} \quad (3.8)$$

де $X = p\omega L$ – реактивний опір фазної обмотки якоря СМІМ.

Для узагальнення результатів перейдемо до системи відносних одиниць (в.о), задаючи базове значення модуля вектора напруги U_6 . Базові значення інших змінних можна отримати з таких виразів:

$$I_6 = \frac{U_6}{R}; \quad \omega_6 = \frac{U_6}{\Phi_0}; \quad M_6 = \frac{3}{2} p \Phi_0 I_6; \quad P_6 = \frac{3}{2} U_6 I_6. \quad (3.9)$$

Система рівнянь (3.8) у в.о. матиме вигляд

$$\begin{cases} -U_d^* = \omega^* T^* I_q^* \\ U_q^* = \omega^* + I_q^* \end{cases}, \quad (3.10)$$

де $T^* = \omega_6 L / R$ – відносна електромагнітна стала часу обмотки якоря.

З векторної діаграми, системи рівнянь (3.10) та з врахуванням рівності $I_q^* = M^*$ оптимальний кут випередження вектором напруги якоря вектора ЕРС рівний

$$\theta_0 = \arctg \frac{|U_d^*|}{U_q^*} = \arctg \frac{\omega^* T^* M^*}{\omega^* + M^*}. \quad (3.11)$$

Визначення кута випередження θ_0 за виразом (3.11) є точним, проте складним, оскільки потрібні значення параметрів ω і M , які не завжди є доступними. Натомість, наближене значення θ_0 можна легко знайти як функцію вхідної потужності БЕП, яку можна виміряти і яка у в.о. дорівнює

$$P_{in}^* = P_{out}^* + \Delta P^* = \omega^* M^* + M^{*2} = M^* (\omega^* + M^*), \quad (3.12)$$

де P_{out}^* і ΔP^* – відповідно вихідна потужність та потужність електричних втрат в БЕП у в.о.

Для дослідної СМППМ прийнято $U_6 = 600$ В, і після переходу до в.о. за базовими значеннями (3.10) номінальні значення основних параметрів

становитимуть $\omega_n^* = 0,1$; $M_n^* = 0,0556$; $P_{н.н}^* = 0,00865$. Залежність $\theta_0(P_{н}^*)$, обчислена за (3.11) і (3.12) для низки значень ω^* , що відповідають 1,0; 0,75 і 0,5 ω_n , приведена на рис. 3.26. Суцільною кривою обмежена зона номінального значення моменту M_n^* .

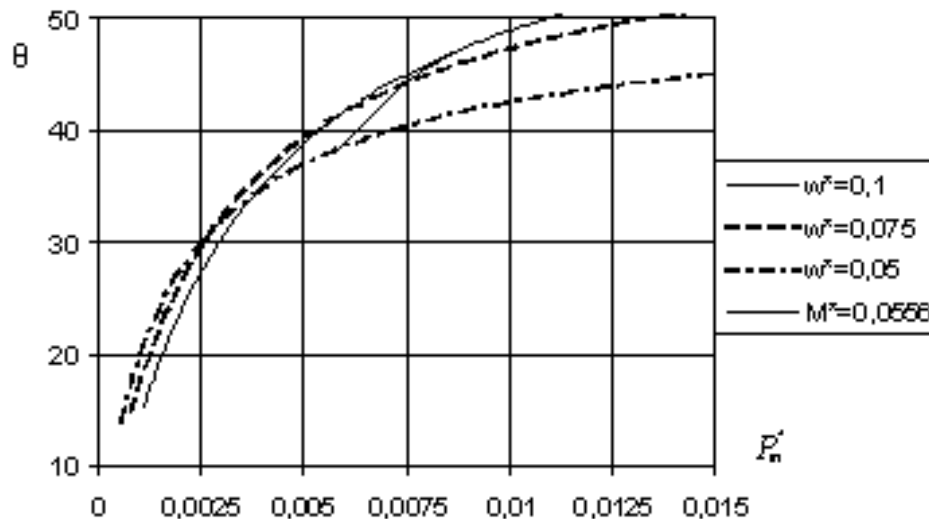


Рис. 3.26. Залежність $\theta_0(P_{н}^*)$

Як видно з рис. 3.26, для ближчих до номінального значень ω^* , коли споживана потужність є високою, можна з достатньою точністю взяти за оптимальну залежність $\theta_0(P_{н}^*)$ для $\omega^* = 0,075$. Вона і була закладена в комп'ютерну модель системи полярного керування БАП. Давачем вхідної потужності БАП є давач струму, який вимірює струм I_{dc} , що споживається від джерела постійної напруги живлення U_{dc} .

З метою порівняння енергетичної ефективності запропонованих вирішень, на тестовій тахограмі та навантажувальній діаграмі досліджувалися три побудовані комп'ютерні моделі БАП (подібні до показаної на рис. 3.27) з КС-комутацією ($\Delta = 30^\circ$) та полярним керуванням напругою якоря. До складу кожної комп'ютерної моделі, крім віртуальних блоків СМІМ SD та мостового транзисторного комутатора IGBT Invertor, входять розроблені підсистема ШІМ-керування ключами (PWM_120_6 Subsystem), підсистема

вимірювання струмів, напруг та активної потужності (Measurement Subsystem) та підсистеми для визначення гармонічних спотворень струму якоря (Total Harmonic Distorsion, Subsystem HD). Відрізнялися три моделі між собою підсистемами, що моделюють кут встановлення ДКПР та його корекцію в процесі роботи БЕП.

У першій моделі ДКПР розміщені оптимально для однонаправленого обертання ротора без навантаження ($\theta_{\text{opt}} = 52^{\circ}$), що моделювалося підсистемою Subsystem dyskr_30, показаною на рис. 3.20. Результати комп'ютерного симулювання на тестовій тахограмі руху, яка включає в себе ділянки розгону, стабільної кутової швидкості $0,5 \omega_n$, реверсування та обертання в протилежну сторону, з прикладанням номінального моменту навантаження 400 Нм в інтервалах часу 0,2 - 0,3 с та 0,6 - 0,7 с, представлено на рис. 3.28. Як видно з отриманих часових діаграм, ККД електричного двигуна є невисоким і становить приблизно 0,43 для обертання в одну сторону та 0,22 – у протилежну. До цього призводять значні відхилення складової струму якоря I_d від нульового рівня за номінального навантаження.

У другій моделі завдяки підсистемам Subsystem dyskr_1 та Subsystem alfa реалізується корекція кута випередження вектором напруги якоря вектора ЕРС шляхом описаного полярного керування. На рис. 3.29 зображена комп'ютерна модель блока дискретних ДКПР для полярного способу керування, яка відрізняється від такої ж підсистеми для КС-комутації (рис. 3.20) наявністю входу для коректуючого кута α та ключів, що перемикають на одну позицію (30° ел.) номер сектора за зміни напрямку обертання. Значення коректуючого кута випередження у цій моделі обчислюється за значеннями ω і M відповідно до виразу (3.11) у підсистемі Subsystem alfa (рис. 3.27). Результати комп'ютерного симулювання для другої моделі (рис. 3.30) показують, що завдяки ідеальній корекції кута вектора напруги складова струму якоря I_d постійно перебуває на нульовому рівні, що забезпечує максимальні значення ККД двигуна.

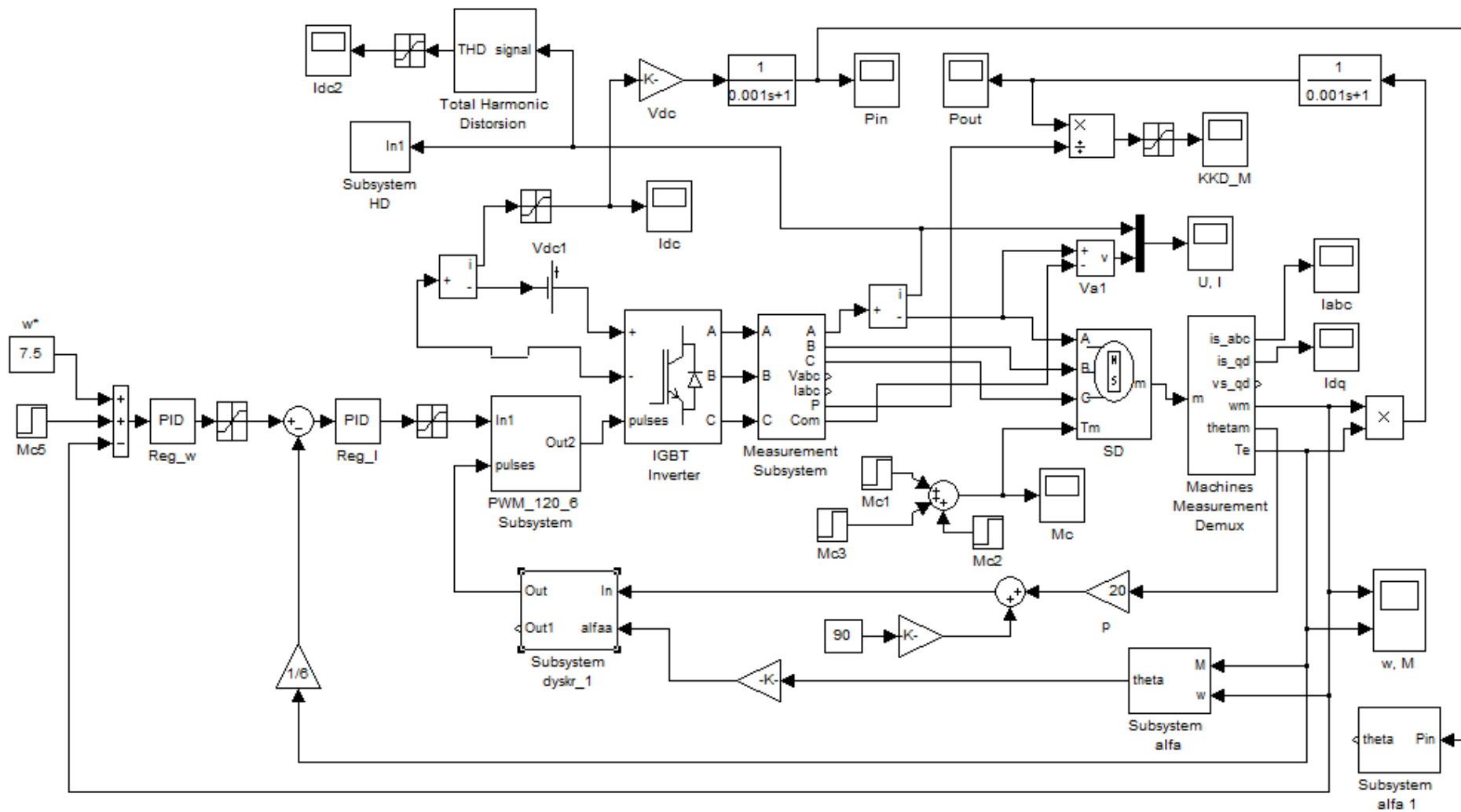


Рис. 3.27. Комп'ютерна модель БЕС з КС-системою комутації ($\Delta = 30^\circ$) та полярним керуванням напругою якоря

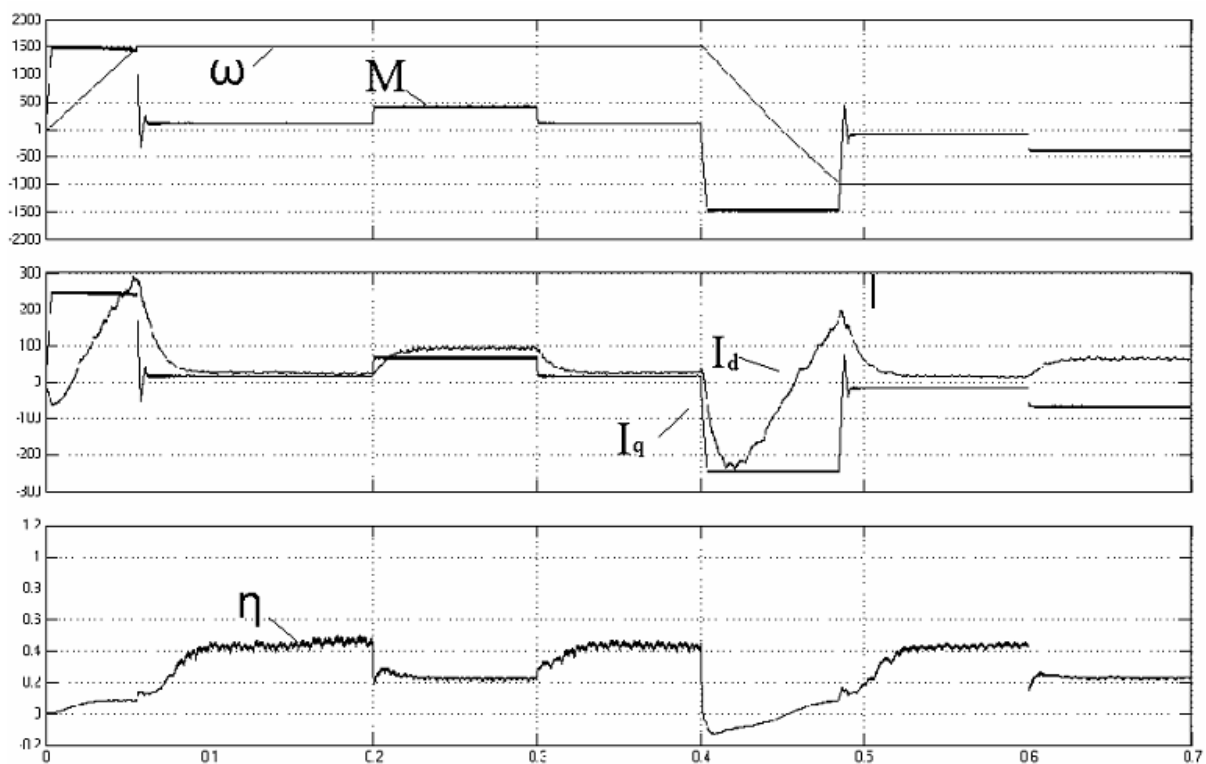


Рис. 3.28. Часові діаграми координат БЕП з оптимально встановленим для
однонаправленого обертання ДКПР ($\theta_{opt} = 52^{\circ}$)

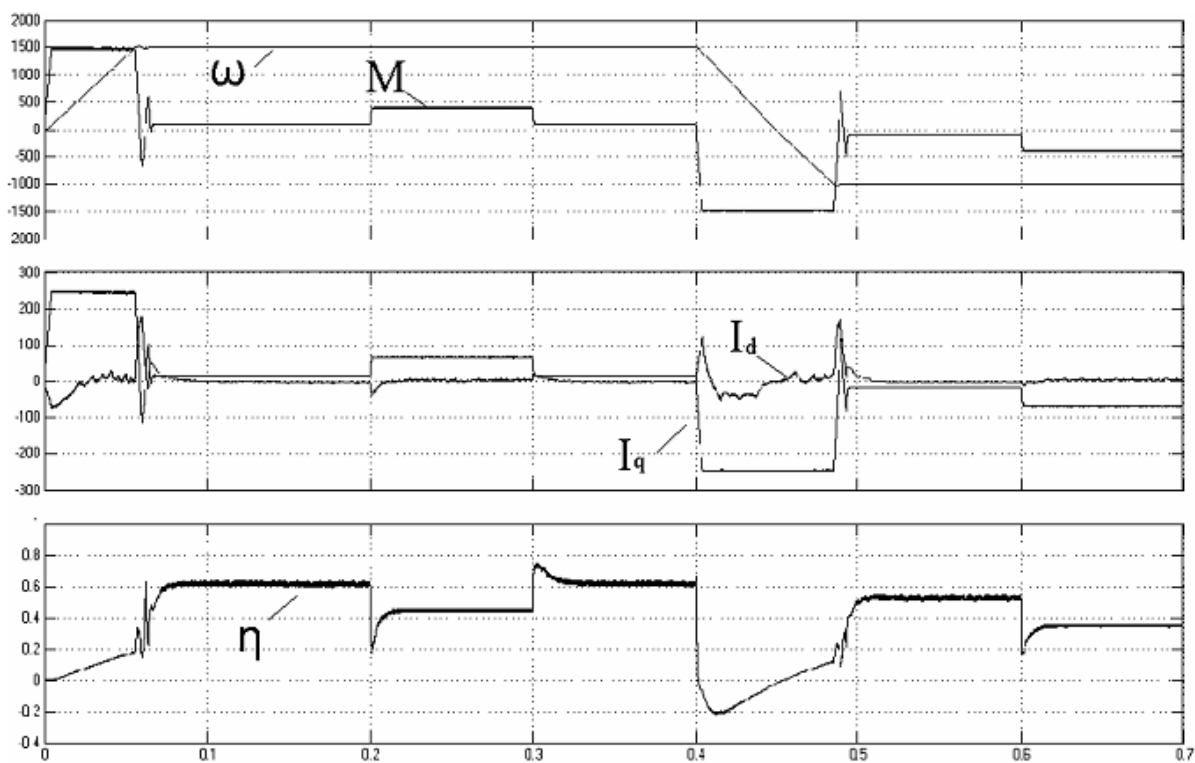


Рис. 3.30. Часові діаграми координат БЕП з оптимальним кутом θ_{opt} , що
обчислюється відповідно до (3.11) за вимряними значеннями ω і M

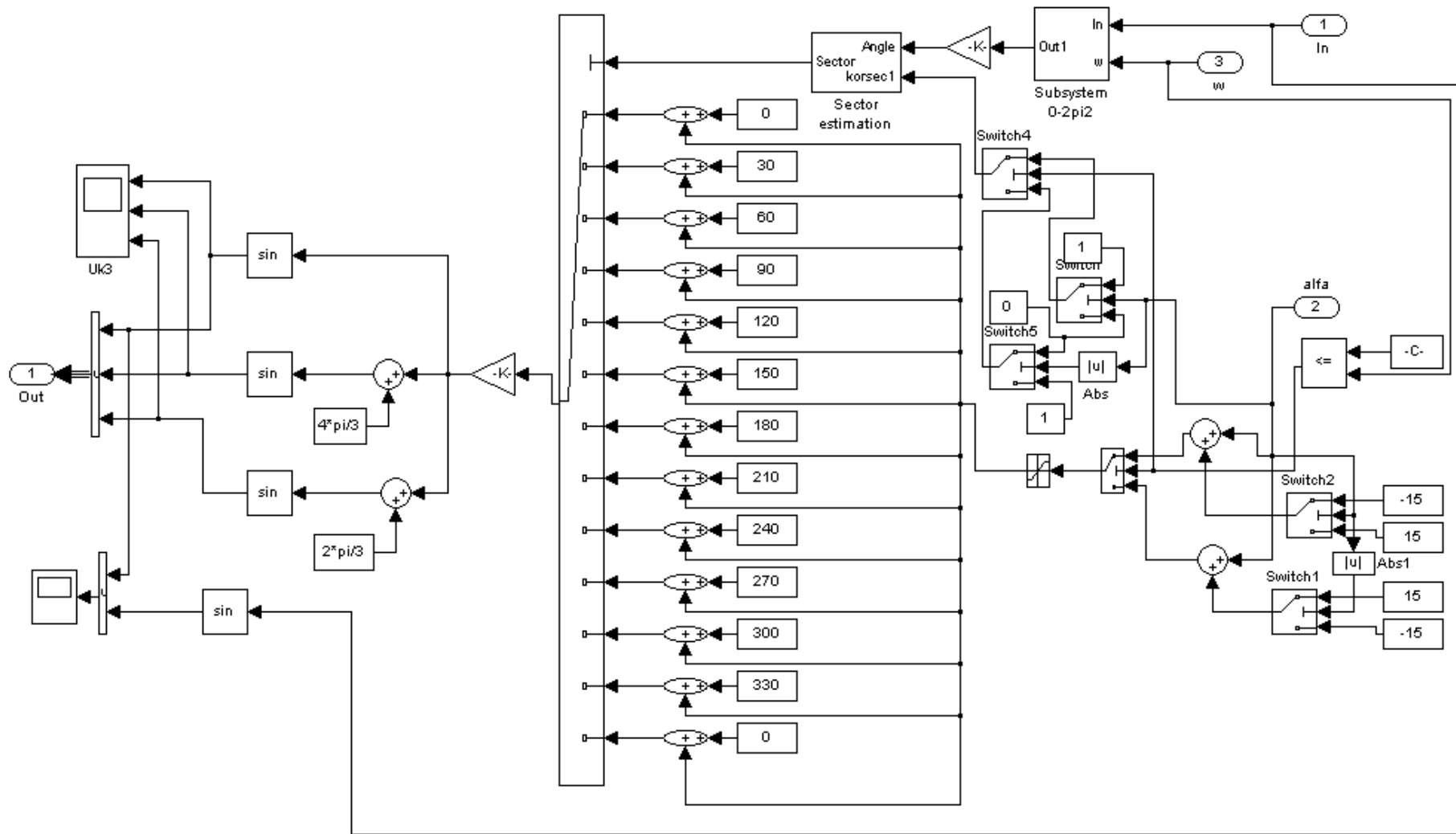


Рис. 3.29. Комп'ютерна модель блоку дискретних ДКПР (підсистема Subsystem dyskr_1 на рис. 3.28)

У третій моделі значення кута випередження отримується у підсистемі Subsystem alfa 1 наближено за поточним сигналом вхідної миттєвої потужності, яка пропорційна струмові споживання I_{dc} (рис. 3.27). За своїми результатами (рис. 3.31) цей випадок наближаються до відповідних результатів за точного визначення кута θ (рис. 3.30), що підтверджує достовірність теоретичних досліджень і дає змогу рекомендувати такий простий спосіб визначення кута θ до застосування на практиці.



Рис. 3.31. Часові діаграми параметрів БЕП з наближеним значенням кута θ , що визначається за I_{dc}

3.3. Дискретна комутація обмоток якоря БДПС з секційованим ротором

Відповідно до тенденцій розвитку ЕМС останніх років, а саме модульних конструкцій, було запропоновано двоякірну структуру БЕП на базі БДПС, схема якої показана на рис. 3.32 [16]. На ній спільний ротор з ПМ розміщено між двома однаковими якорями, причому один якір зміщений відносно іншого на певний кут ($\pi/6$ на рис. 3.32). Ідея такого підходу полягає

в можливості взаємної компенсації пульсацій електромагнітного моменту, створюваного кожним з якорів, обмотки яких дискретно комутуються відповідно до положення ротора, що фіксується точковими ДКПР. Для перевірки ефективності такого підходу, була створена комп'ютерна модель БЕП з двоякірним БДПС, у якому використані результати, які отримані у цьому розділі (рис. 3.33).

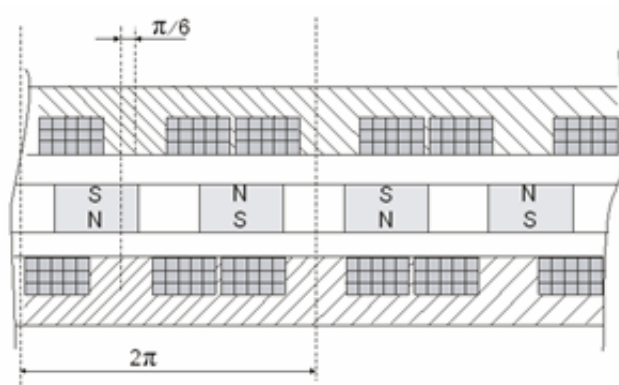


Рис. 3.32. Схема активної електромагнітної частини двоякірного ЕМП

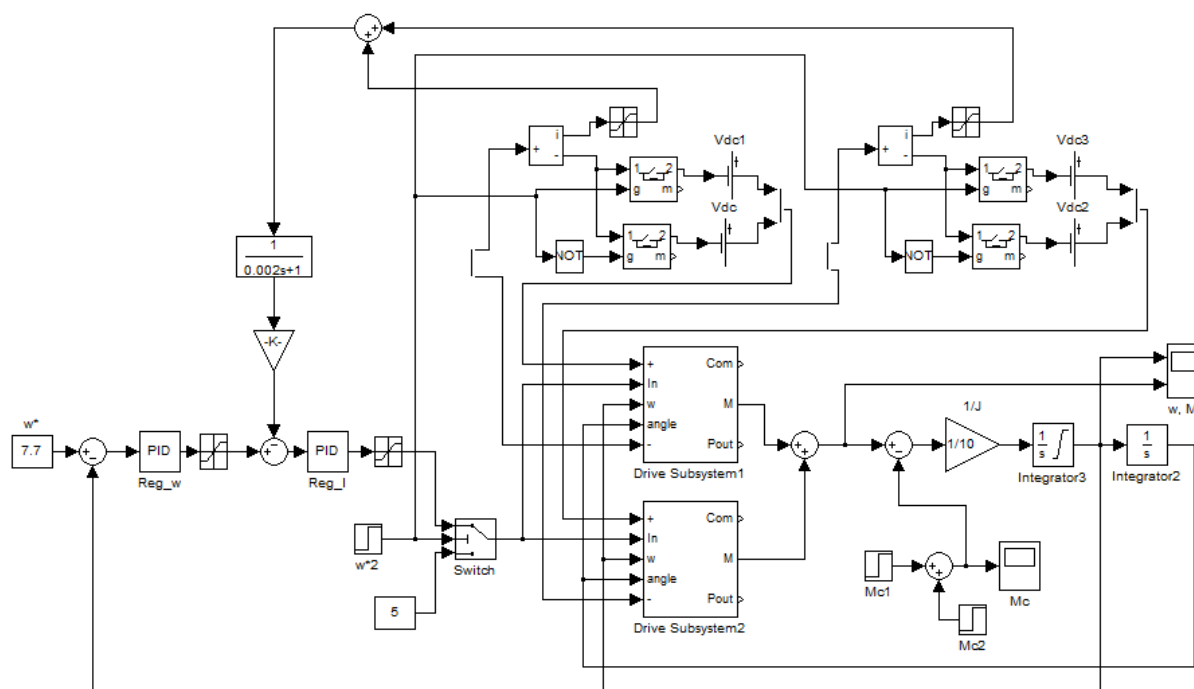


Рис. 3.33. Комп'ютерна модель БЕП з двоякірним БДПС

ЕМП в моделі на рис. 3.33 складається з двох однакових підсистем Drive Subsystem1 і Drive Subsystem2, у яких містяться моделі електромагнітних частин однієї половини двоякірного БЕП з електронним комутатором за положенням ротора (рис. 3.34). До кожної з них входить підсистема PMSM Subsystem з електромагнітною частиною, яка формує трапецевидну ЕРС обертання (рис. 3.15). Обмотка кожної половини якоря комутується своїм трифазним мостовим комутатором напруги IGBT Inverter. Останній працює за принципом низькопульсаційної ШІМ для 120° системи комутації (підсистема PWM_120_6 Subsystem), отримуючи сигнали від 3-х дискретних датчиків Холла (підсистема Hall Subsystem – рис. 3.10). Кут зміщення між якорями задається блоком alpha. Електромагнітні моменти, що створюються обома якорями, додаються і приводять в рух спільний ротор (рис. 3.33). Живиться кожна з двох підсистем ЕП від своєї акумуляторної батареї (Vdc1 та Vdc3).

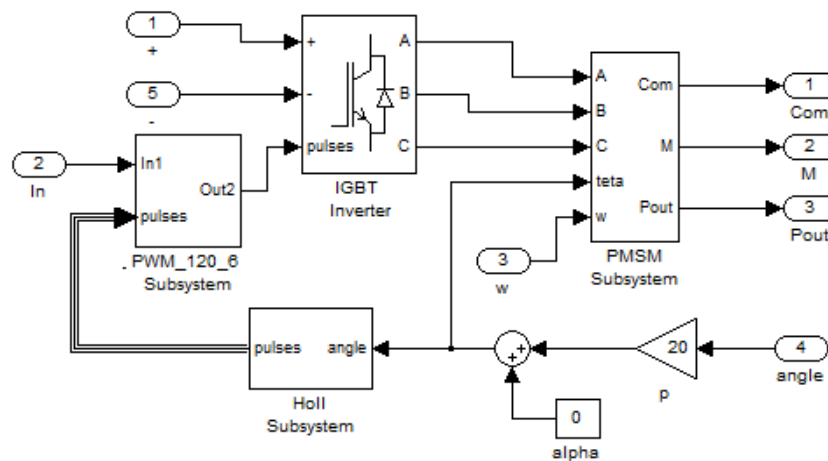


Рис. 3.34. Комп'ютерна модель електромагнітної частини однієї половини двоякірного БЕП з електронним комутатором за положенням ротора

Для дослідження було взято БЕП з параметрами, наведеними в параграфі 3.1.3. Оскільки конструкція ЕМП змінена на двоякірну, активний опір та індуктивність кожної обмотки якоря взяті у два рази меншими, ніж в одноякірному виконанні. Методика досліджень теж залишилася попередньою.

Двигун розганявся до половини номінальної частоти обертання за допомогою двоконтурної системи підпорядкованого керування (внутрішній контур спільного струму обох батарей та зовнішній контур швидкості), потім в час 0,15 с система розмикалася з метою уникнення впливу САК на пульсацію електромагнітного моменту. Для роботи розімкненої системи з щільністю ШІМ $\delta = 0,5$, під час розмикання системи змінювалися напруги батарей до такої величини (169,3 В), щоб кутова швидкість БЕП залишалася незмінною. Результати симулювання наведено на рис. 3.35.

Відповідно до часової діаграми на рис. 3.35, а, ротор розганявся до заданої кутової швидкості за 0,035 с. В момент часу 0,08 с до нього прикладався номінальний момент навантаження (рис. 3.35, д). Як видно з часових діаграм на рис. 3.35, д, завдяки вибраному оптимальному встановленню ДКПР ЕРС обертання та струм якоря в обмотці якоря фази А, як і в інших фазах, добре узгоджені. Після розмикання САК форми струмів в однойменних фазних обмотках якоря (рис. 3.35, в) та електромагнітних моментів (рис. 3.35, г), створюваних обома якорями, мають традиційні пульсації, причому відносні значення пульсацій моменту, відповідно до (3.4) становлять 57,5%. У той же час відносна пульсація сумарного електромагнітного моменту БЕП (рис. 3.35, д) не перевищує 18%. Значна величина пульсації електромагнітного моменту пояснюється малим значенням електромагнітної сталої часу обмотки якоря – $T_c = 0,01$ с. Окремі дослідження показали, що максимальне зниження пульсацій сумарного електромагнітного моменту двоякірного БДПС досягається для зміщення, яке дорівнює половині дискрети встановлення точкових ДКПР. У розглянутому прикладі це 30^0 ел.

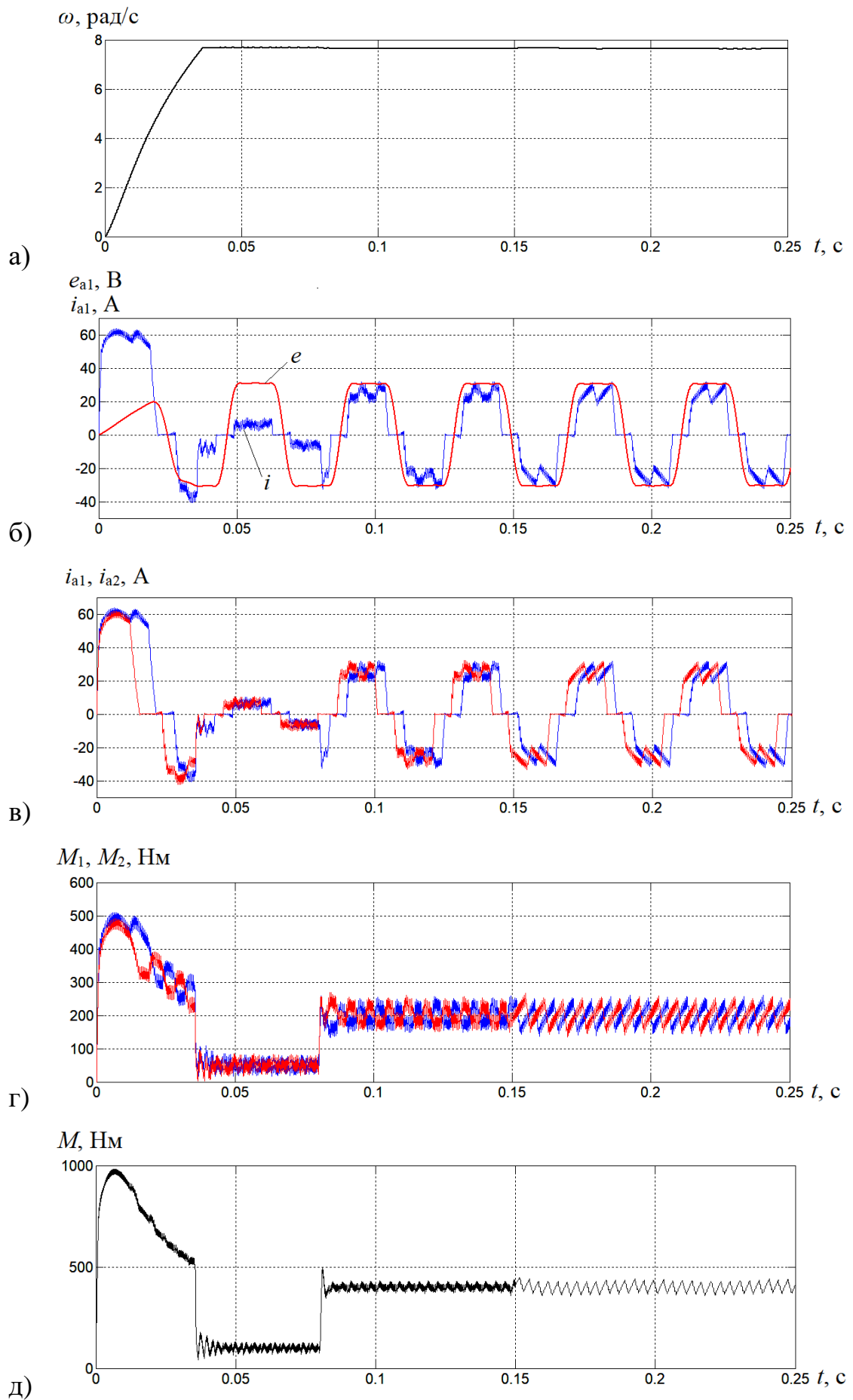


Рис. 3.35. Часові діаграми основних координат БЕП з двоякірним БДПС

3.4. Висновки до розділу

1. Дослідженнями підтверджено, що серед поширених систем дискретної комутації обмоток якоря ДБПС у БЕП переваги за мінімумом пульсацій струмів якоря та електромагнітного моменту мають такі: для електричних машин з ПМ і трапецевидною формою ЕРС – 120° система комутації, для СМПМ і синусоїдальною формою ЕРС – 180° .

2. З метою зниження пульсацій струмів якоря та електромагнітного моменту електричних машин з ПМ у БЕП, для поширених систем дискретної комутації обмоток якоря запропоновано низькопульсаційні ШПМ, за яких формуються кола для протікання реактивних струмів під час комутації обмоток якоря поза мережею постійної напруги живлення.

3. Запропоновано та досліджено особливості КС-системи комутації обмоток якоря СМПМ у БЕП, яка придатна для роботи з дискретними ДКПР з різною кількістю інформаційних точок на секцію обмотки якоря, що дає змогу знижувати пульсації електромагнітного моменту в залежності від поставлених вимог.

4. Підхід, який покладений в основу КС-комутації, дає можливість легко повертати БВ відносно точок ДКПР, регулюючи кут між векторами фазної напруги та ЕРС СМПМ у функції, наприклад, кутової швидкості та навантаження БЕП. Такий метод полярного керування дає змогу суттєво підвищити енергетичні показники приводу простими засобами автоматичного керування.

5. Подальшого суттєвого зниження пульсацій електромагнітного моменту БДПС в БЕП можна досягти в двоякійній конструкції електричної машини з ПМ за кутового зміщення якорів, рівного половині дискрети встановлення точкових ДКПР.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботах [16, 30, 32, 33].

РОЗДІЛ 4

НЕПЕРЕРВНА КОМУТАЦІЯ ОБМОТОК ЯКОРЯ СИНХРОННИХ МАШИН З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ В БЕЗРЕДУКТОРНОМУ ЕЛЕКТРОПРИВОДІ

Для низки об'єктів, перед яким ставляться дуже високі вимоги щодо точності позиціонування, слідкування, стабільності обертання з інфранизькими швидкостями в одних режимах і водночас забезпечення високих рівнів кутових швидкостей і прискорень в інших (оптичні і радіотелескопи, системи орієнтації на штучні супутники Землі і космічні апарати, системи наведення для комплексів озброєння тощо) найкраще поєднати вказані вимоги вдається за допомогою БЕП на базі синусоїдальної СМПМ [27]. Якісне регулювання швидкості таких електроприводів у широкому діапазоні можливе лише за наявності давача швидкості (ДШ), роль якого виконує тахогенератор (ТГ) з високою крутизною вихідної характеристики. Для забезпечення чутливості ТГ на інфранизьких швидкостях застосовуються низка спеціальних конструктивних вирішень – великий діаметр якоря, потужні магніти, багатовиткові обмотки, виходячи з чого розміри і вартість такого ТГ наближаються до аналогічних показників привідного моментного двигуна. До недавнього часу подібні ТГ будувалися за принципом колекторної машини постійного струму з постійними магнітами [26], при чому виникали серйозні проблеми нестабільності характеристик перехідного контактного опору на низьких швидкостях. Виходячи із сучасних можливостей силової напівпровідникової техніки та вимог високої надійності вказаних об'єктів, їх електроприводи повинні бути безконтактними. Ця вимога стосується і ТГ, який в такому випадку повинен будуватися як синхронна машина з постійними магнітами. Звідси постає проблема розробки простого і надійного алгоритму обробки вихідних ЕРС обертання такого ТГ змінної напруги з метою отримання вихідного сигналу, пропорційного до кутової швидкості. Враховуючи можливості роботи ТГ на інфранизьких швидкостях, з його

вихідних сигналів можна також отримати інформацію і про кут положення ротора відносно обмоток статора. Ця інформація необхідна для організації безконтактного, оптимального за енергоефективністю, керування приводною СМППМ, що забезпечить гладкість її моменту за мінімально можливою температурою нагріву (обмеження тепловиділення є ще однією жорсткою вимогою до електропривода, наприклад, оптичного телескопа).

4.1. Розроблення комплексного датчика кутового положення і кутової швидкості ротора

4.1.1. Математичний опис визначення кута положення і кутової швидкості ротора за ЕРС сигнальних обмоток якоря. Традиційно вихідна ЕРС обертання синхронного ТГ випрямляється і фільтрується, з метою отримання постійної напруги [7]. Для зменшення пульсацій цієї напруги, використовуються багатофазні обмотки ТГ або додаткові багатофазні трансформатори. У деяких випадках вихідним сигналом синхронного ТГ вважається не напруга, а частота. Проте всі ці способи орієнтовані на високі кутові швидкості. Інформація про напрям обертання у них стає доступною в кращому випадку лише після повороту на 90° ел.

З метою підвищення достовірності отриманої інформації, вибрана трифазна конструкція ТГ, хоча всі подальші викладки можуть бути легко застосовані і до двофазного варіанту. За розробки ТГ особлива увага повинна приділятися забезпеченню фазної симетрії, полюсної ідентичності, а також синусоїдальному розподілу індукції магнітного поля в повітряному проміжку. Вихідні фазні напруги ТГ, які практично дорівнюють фазним ЕРС обертання e трифазного ТГ, що обертається з довільною кутовою швидкістю ω , у випадку ідеальності вказаних вище факторів, що приймається як допущення для алгоритму, можна виразити наступним чином (рис. 4.1,а):

$$U_1(t) = U_a \sin(\varphi) ; \quad (4.1)$$

$$U_2(t) = U_a \sin(\varphi + 120^\circ); \quad (4.2)$$

$$U_3(t) = U_a \sin(\varphi + 240^\circ), \quad (4.3)$$

де $U_a = k\Phi_m\omega$ – амплітуда напруги фазної обмотки ТГ, яка дорівнює його ЕРС обертання ТГ;

k – конструктивний коефіцієнт ТГ;

Φ_m – амплітудне значення магнітного потоку ПМ ТГ в межах полюса;

$\varphi = 2\pi f t$ – кут положення ротора в ел. град.

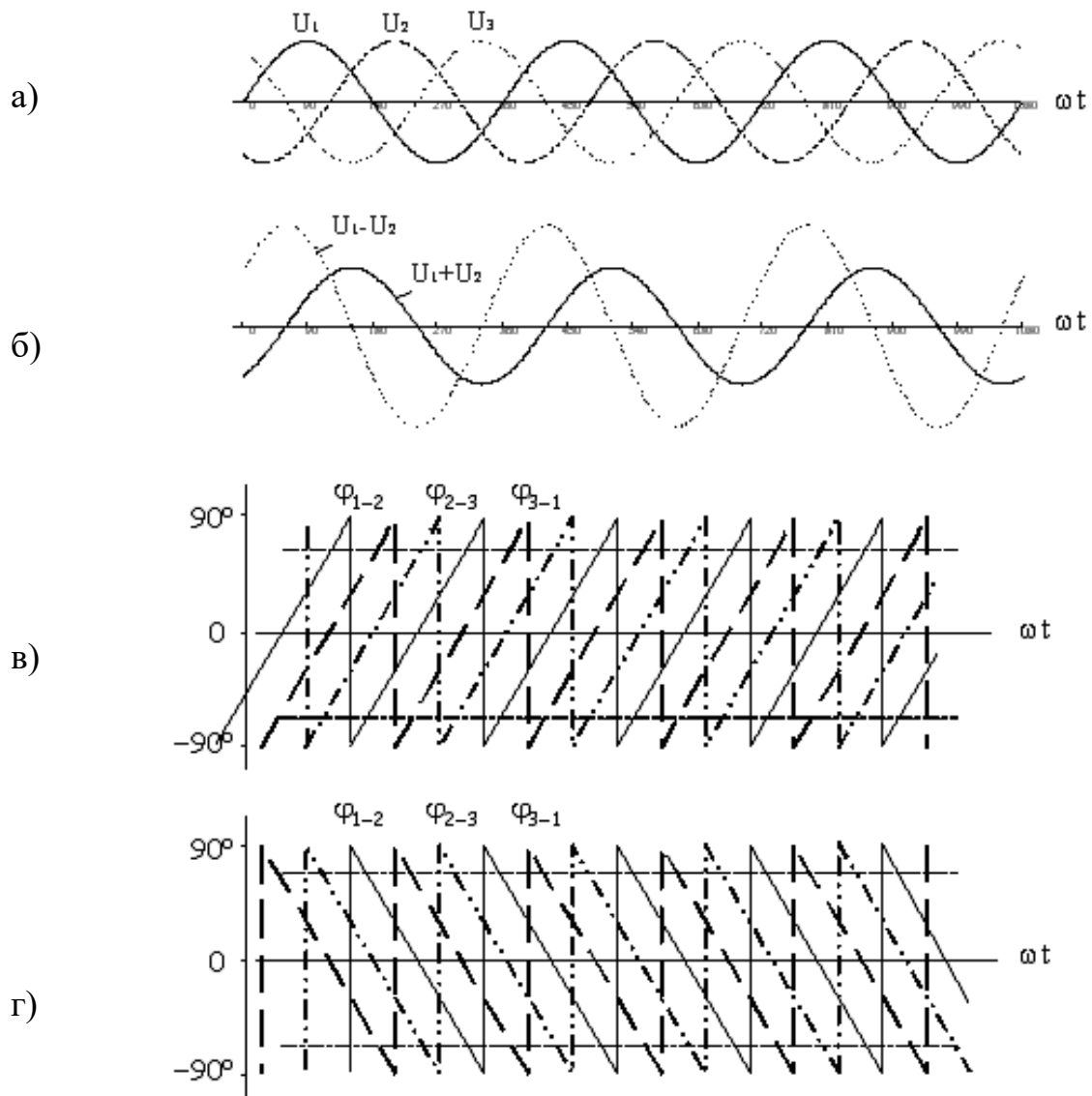


Рис. 4.1. Часові діаграми основних змінних ТГ за постійної його швидкості

Поточні значення фазних ЕРС обертання ТГ, які описуються виразами (4.1)-(4.3), через АЦП читаються мікроконтролером, на який покладено функцію реалізації алгоритму їх обробки. Суть алгоритму полягає у визначенні φ , модуля ω , знаку ω та забезпечення низки заходів щодо підвищення надійності отриманої інформації.

З метою спрощення обчислення тригонометричних функцій одного аргументу, додамо та віднімемо попарно вирази (4.1)-(4.3) (рис. 4.1,б):

$$U_1 + U_2 = U_a \sin(\varphi + 60^\circ); \quad (4.4)$$

$$U_1 - U_2 = \sqrt{3} U_a \cos(\varphi + 60^\circ) \quad (4.5)$$

З (4.4) і (4.5) отримуємо

$$\varphi_{1-2} = \varphi + 60^\circ = \arctg\left(\sqrt{3} \frac{U_1 + U_2}{U_1 - U_2}\right). \quad (4.6)$$

Аналогічно отримуються поточні значення φ_{2-3} та φ_{3-1} , часові діаграми яких за незмінної кутової швидкості ТГ показані на рис. 4.1,в. Зміна напрямку обертання призведе до отримання подібних виразів, часові діаграми яких показані на рис. 4.1,г. Їх порівняння показує, що в разі зміни напрямку обертання змінюється характер отриманих функцій: з наростання до спадання або навпаки. Варто зазначити, що ця зміна обов'язково проходить через стан зупинки, тобто нульової швидкості, а отже, і нульових значень фазних ЕРС. Ця особливість буде використана в роботі алгоритму. Таким чином, аналізуючи отримані значення φ_{1-2} , φ_{2-3} та φ_{3-1} та порівнюючи їх з поточними значеннями виміряних фазних ЕРС, можна визначити всі поставлені за мету параметри руху, наприклад:

- напрям обертання

$$\text{sign}(\omega) = \begin{cases} +, & \text{якщо } \varphi_{2-3,j} > \varphi_{2-3,j-1}; \\ -, & \text{якщо } \varphi_{2-3,j} < \varphi_{2-3,j-1}, \end{cases} \quad (4.7)$$

де $\varphi_{2-3,j-1}$, $\varphi_{2-3,j}$ – попереднє і поточне значення визначеного кута φ_{2-3} ;

- модуль амплітудного значення кутової швидкості

$$|\omega| = \frac{U_1}{\sin \varphi_{2-3}} = \frac{e_1}{\sin \varphi_{2-3}} ; \quad (4.8)$$

- кут положення ротора в ел. град.

$$\varphi = \begin{cases} \varphi_{2-3}, & \text{якщо } \text{sign}(\varphi_{2-3}) = \text{sign}(U_1) \ \& \ U_1 > 0; \\ \varphi_{2-3} + 90^\circ, & \text{якщо } \text{sign}(\varphi_{2-3}) \neq \text{sign}(U_1); \\ \varphi_{2-3} + 270^\circ, & \text{якщо } \text{sign}(\varphi_{2-3}) = \text{sign}(U_1) \ \& \ U_1 < 0. \end{cases} \quad (4.9)$$

4.1.2. Розроблення алгоритму визначення кутового положення і кутової швидкості ротора. Блок-схема основного ядра алгоритму наведена на рис. 4.2. Він працює в циклічному режимі зі заданою високою частотою опитування і обробки.

У блоці 1 задаються початкове значення лічильника циклів j та мінімальне значення рівня опитаного сигналу ЕРС q , нижче якого за алгоритмом буде робитися висновок про зупинку привода. В блоці 2 здійснюється опитування вхідних портів з АЦП і зчитування фазних ЕРС обертання ТГ U_1 , U_2 та U_3 . У блоці 3 відбувається порівняння щойно виміряних трьох сигналів з числом q ; це допомагає виключити можливість прийняття випадкових завад у якомусь з каналів за сигнал нульової швидкості.

Якщо порівняння у блоці 3 є дійсними, то через відсутність сигналу жодні подальші дії не проводяться і після виводу як результат у блоці 16 $\omega = 0$ проводиться повторне опитування вхідних портів. Якщо ж хоча б одне з виміряних значень U_1 , U_2 , U_3 перевищить значення q , то відбувається перехід до основної частини алгоритму. В блоці 6 знаходяться різниці виміряних ЕРС та обмежуються мінімальні значення різниць на рівні $\pm q$ з метою виключення ділення на нуль при реалізації виразів типу (4.6). У блоці 7

обчислюються значення кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} та φ_{3-1} за виразами (4.6). Блоки 8 і 9 здійснюють розгалуження між початковими і подальшими циклами з метою визначення напрямку обертання.

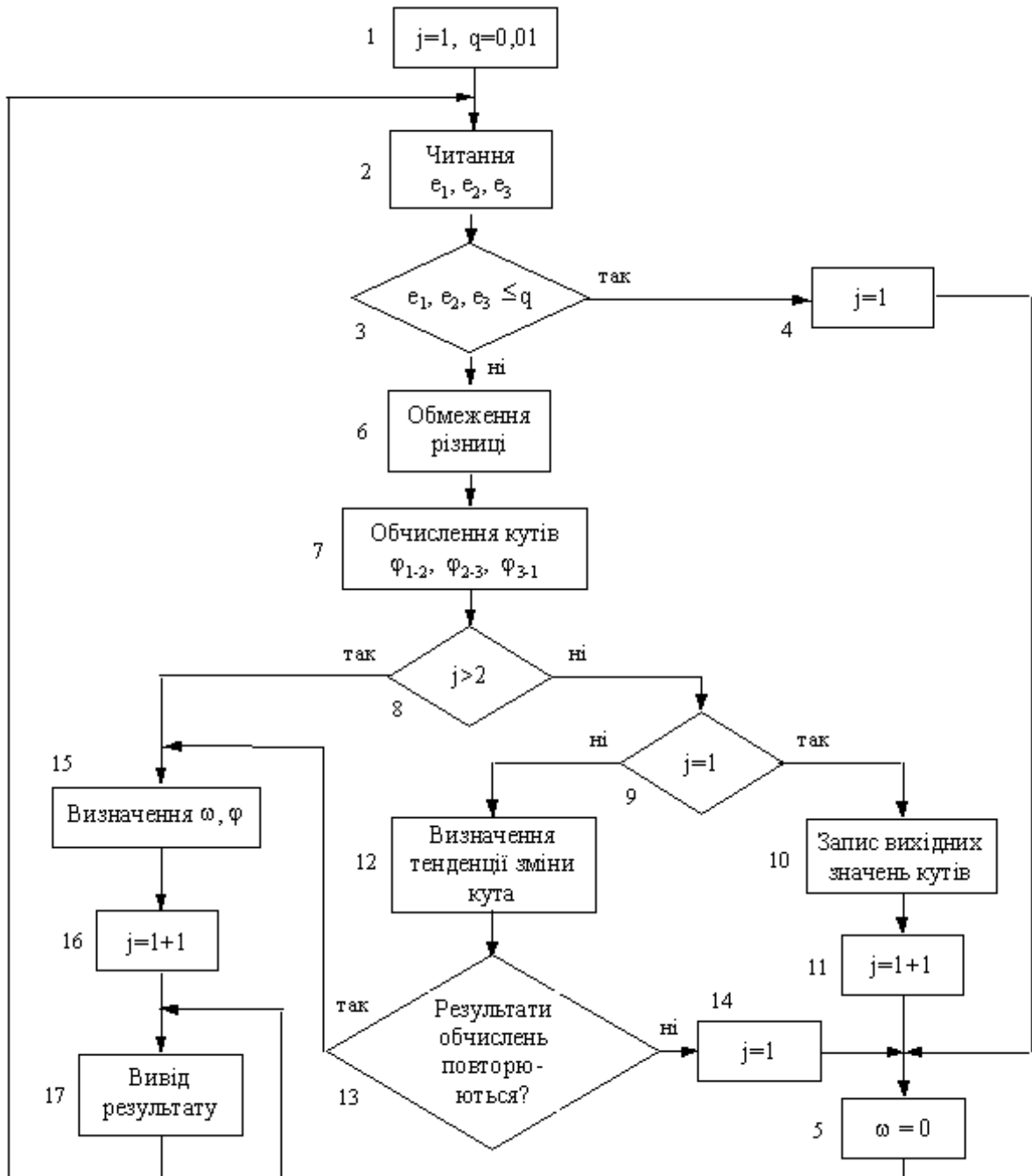


Рис. 4.2. Блок-схема алгоритму

При першому після початку руху циклі ($j = 1$) у блоці 10 запам'ятовуються вихідні значення кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} та φ_{3-1} за умови, що вони

знаходяться в діапазонах значень $-70^\circ \dots +70^\circ$. Це зумовлено двома причинами: по-перше, за наступного циклу не відбудеться різкої зміни кута на 180° , що має місце на рівні $\pm 90^\circ$ (рис. 4.1,в,г); по-друге, як показали експериментальні дослідження, в діапазоні значень $-90^\circ \dots -70^\circ$ і $70^\circ \dots +90^\circ$ є найбільш відчутними похибки обчислень, що зумовлено близькістю до нуля значень різниць вимірних фазних ЕРС (рис. 4.1,б).

За наступного циклу ($j = 2$) у блоці 12 визначаються тенденції зміни кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} та φ_{3-1} відповідно до виразу (4.7). У блоці 13 ці тенденції порівнюються між собою і у випадку їх неідентичності лічильник циклів встановлюється у вихідне положення (блок 14), виводиться результат про нульову швидкість, і процедура визначення напрямку обертання починається знову. У випадку ідентичності отриманих за трьома варіантами результатів про тенденції зміни кутів у блоці 15 визначається середнє значення модуля амплітуди кутової швидкості за результатами трьох обчислень за виразами типу (4.8), а також кут положення ротора за виразом (4.9). У блоці 17 виводяться остаточні результати про величину і напрям кутової швидкості та значення електричного кута положення ротора. Обчислення за наступними проходженнями циклів вже відбуватимуться швидше, оскільки спрацюватиме розгалуження "так" у блоці 8 аж до зупинки об'єкта, після якої може змінитися напрям обертання.

Як видно з опису, алгоритмом передбачено низка заходів щодо підвищення завадостійкості та точності визначення результатів: застосування трифазної схеми ТГ, потрібні обчислення всіх проміжних значень змінних для кожної з фаз і зіставлення результатів чи знаходження їх середніх значень.

4.2. Дослідження чутливості розробленого алгоритму до кутових, амплітудних і гармонічних відхилень

Оскільки комплексний давач призначається для роботи в системі прецизійного автоматичного регулювання, особливо важливими є питання

його точності та завадостійкості. Вони вирішуються як апаратними, так і алгоритмічно-програмними засобами [31]. В конструкції апаратної частини комплексного давача, прийнято цілий ряд спеціальних технічних і технологічних рішень, спрямованих на максимальне наближення вихідних характеристик ТГ до ідеальних щодо симетрії, лінійності, синусоїдальності тощо. Алгоритмічно-програмна частина давача, яка на даному етапі досліджень реалізується персональним комп'ютером, зважаючи на необхідність отримання комплексної інформації, побудована за принципом визначення амплітуди фазної напруги через попередньо знайдене значення кута положення ротора в електричних градусах. Іншим, більш простим, способом визначення амплітуди є обчислення її як середнього квадратичного від поточних значень фазних напруг. Проте, як показали дослідження, у цьому випадку через необхідність піднесення до квадрату напруг з неминучими шумами знижується завадостійкість системи.

Практична реалізація показала працездатність запропонованого алгоритму обробки вихідних напруг ТГ (див. підрозділ 5.3) [28]. Наступним етапом роботи була оцінка точності отриманої від комплексного давача інформації. Особливо важливою є похибка у визначенні кутової швидкості, оскільки від неї залежить точність роботи САР швидкості електропривода в режимі ведення об'єкта спостереження. До похибки визначення кута положення вимоги є менш суворими, оскільки вона впливає на величину моменту двигуна, а останній, як правило, регулюється своєю САР [27].

Якщо абстрагуватися від проблеми завадостійкості у визначенні кутової швидкості, пов'язаної зі шумами у вимірних фазних напругах ТГ, що буде предметом окремого дослідження, то важливою особливістю роботи тихохідного синхронного ТГ є збереження пропорцій між величинами основних збурюючих відхилень від ідеальності та амплітудою фазної напруги ТГ. Це дозволяє говорити про незалежність відносної похибки визначення кутової швидкості від величини останньої, тобто про збереження значення цієї похибки у всіх діапазонах роботи електропривода. Натомість величина

похибки суттєво залежить від алгоритмічних особливостей обробки фазних напруг ТГ.

Основними факторами, що знижують точність визначення кутової швидкості є відхилення від кутової, амплітудної симетрії трифазної системи напруг ТГ та вміст вищих гармонік у цих напругах. Вказані фактори зумовлені конструктивними особливостями ТГ як електричної машини. У зв'язку з обов'язковою багатополісністю такої машини вплив окремих неточностей і відхилень параметрів, що мають місце в конструкції ТГ, знижується завдяки усередненню між взаємодією окремих пар полюсів ротора з окремими секціями обмоток статора. Оскільки взаємна орієнтація ротора відносно статора протягом одного оберта весь час змінюється, то вплив цих неточностей і відхилень можна розглядати як випадковий. На відміну від цього, дію окремих факторів слід вважати систематичною, якщо є можливість отримати наперед інформацію про її величину і місце.

Розглянемо по чергово вплив кожного з названих вище факторів на точність визначення кутової швидкості ω [29].

4.2.1. Кутова несиметрія. Систематичну кутову несиметрію фазних напруг ТГ можна повністю скомпенсувати, доопрацювавши запропонований алгоритм їх обробки наступним чином [31].

Виразимо напруги фаз U, V і W ТГ, між якими є довільні наперед відомі кутові зміщення α_u , α_v , α_w , як

$$U_u(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_u); \quad (4.10)$$

$$U_v(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_v); \quad (4.11)$$

$$U_w(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_w), \quad (4.12)$$

де $\omega_e = p \omega$ – кругова частота.

Для кожної з пар вимірних значень фазних напруг (4.10)-(4.12) відповідно до (4.6) визначаються кути

$$\varphi_{12}(t) = \arctg \left[\left(\frac{U_u(t) + U_v(t)}{U_u(t) - U_v(t)} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_u - \alpha_v}{2} \right) \right]; \quad (4.13)$$

$$\varphi_{23}(t) = \arctg \left[\left(\frac{U_v(t) + U_w(t)}{U_v(t) - U_w(t)} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_v - \alpha_w}{2} \right) \right]; \quad (4.14)$$

$$\varphi_{31}(t) = \arctg \left[\left(\frac{U_w(t) + U_u(t)}{U_w(t) - U_u(t)} \right) \operatorname{tg} \left(\frac{\alpha_w - \alpha_u}{2} \right) \right]. \quad (4.15)$$

За умови трифазної симетрії ($\alpha_u = 0$, $\alpha_v = \frac{4}{3}\pi$, $\alpha_w = \frac{2}{3}\pi$) кожен зі знайдених кутів (4.13)-(4.15) відповідатиме тій фазній напрузі, яка не використовувалася у його визначенні. У випадку відхилення від трифазної симетрії, яке наперед відоме чи визначене, з метою узгодження кутів з відповідними напругами, необхідно скоректувати значення кутів (4.13)-(4.15) наступним чином:

$$\varphi_{12k}(t) = \varphi_{12}(t) + \alpha_w - \frac{\alpha_u + \alpha_v}{2}; \quad (4.16)$$

$$\varphi_{23k}(t) = \varphi_{23}(t) + \alpha_u - \frac{\alpha_v + \alpha_w}{2} + \pi; \quad (4.17)$$

$$\varphi_{31k}(t) = \varphi_{31}(t) + \alpha_v - \frac{\alpha_w + \alpha_u}{2} - \pi. \quad (4.18)$$

За отриманими від ТГ миттєвими значеннями фазних напруг та визначеними, виходячи з них, кутами (4.16)-(4.18) можна знайти поточні значення амплітуд цих напруг, які пропорційні модулю кутової швидкості:

$$\omega_1(t) = \frac{1}{k} \left| \frac{U_w(t)}{\sin(\varphi_{12k}(t))} \right|; \quad \omega_2(t) = \frac{1}{k} \left| \frac{U_u(t)}{\sin(\varphi_{23k}(t))} \right|; \quad \omega_3(t) = \frac{1}{k} \left| \frac{U_v(t)}{\sin(\varphi_{31k}(t))} \right|, \quad (4.19)$$

де k – крутизна вихідної характеристики ТГ.

В ідеальному випадку синусоїдальності фазних напруг ТГ та рівності їхніх амплітуд результати, які отримані за будь-яким з виразів (4.19),

збігаються, що видно з рис. 4.4. На цьому рисунку, а також на всіх наступних, з метою спрощення аналізу, прийнято $k = 1$ і $\omega_e = 1$. У такому випадку кутова швидкість чисельно дорівнює амплітуді напруги ТГ. У реальних умовах за наявності систематичних та випадкових відхилень від ідеальних доцільно знаходити три значення модуля кутової швидкості за виразами (4.19) та використовувати їх для зменшення похибки.

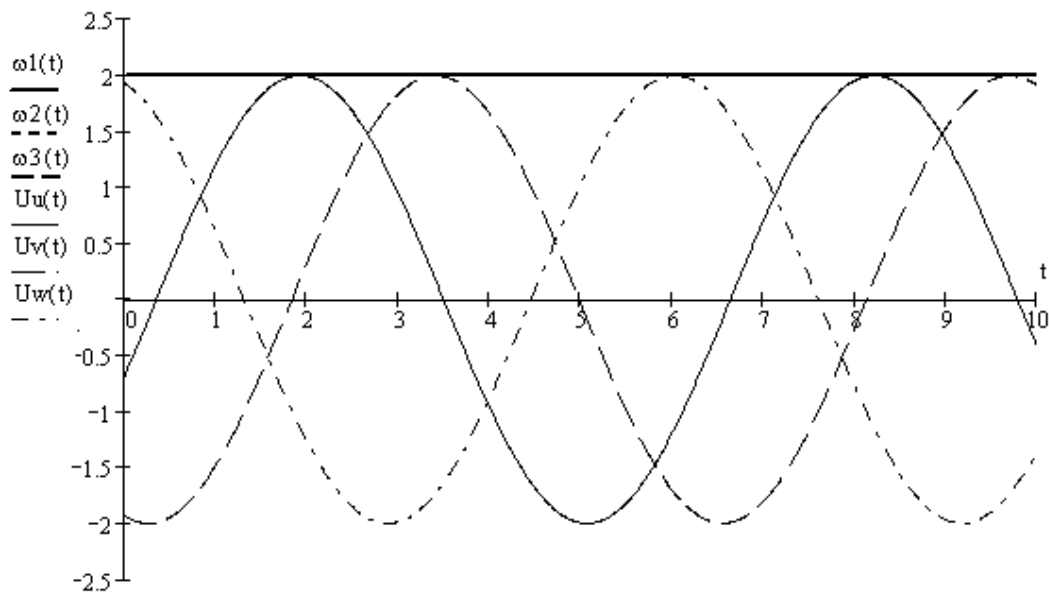


Рис. 4.4. Визначення модулів кутових швидкостей за виразами (4.19)

при несиметричних кутових зміщеннях:

$$\alpha_u = -15 \text{ ел. град.}, \alpha_v = 255 \text{ ел. град.}, \alpha_w = 105 \text{ ел. град.}$$

Для дослідження впливу випадкових наперед невідомих кутових зміщень фазних напруг ТГ $\Delta\alpha_u$, $\Delta\alpha_v$, $\Delta\alpha_w$, введемо їх у вирази (4.10)-(4.12):

$$U_u(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_u + \Delta\alpha_u); \quad (4.20)$$

$$U_v(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_v + \Delta\alpha_v); \quad (4.21)$$

$$U_w(t) = U_a \sin(\omega_e t + \alpha_w + \Delta\alpha_w). \quad (4.22)$$

На рис. 4.5 представлені результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19), виходячи з фазних напруг (4.20)-(4.22); для спрощення систематичні

кутові зміщення прийняті симетричними. З отриманих графічних залежностей (для кожної фази прийнято однакове позначення ліній) можна побачити, що найбільші відхилення кутових швидкостей $\omega_1(t)$, $\omega_2(t)$, $\omega_3(t)$ мають місце в околі переходу відповідних кривих фазних напруг через нульову позначку, що зумовлено зростанням відносної похибки при зменшенні величини напруги. Оскільки ці відхилення локалізовані для кожної з фаз в межах іншого кута положення ротора, то найбільш простим способом їх усунення є виключення з розрахунку тієї кутової швидкості, для якої значення відповідного кута за виразами (4.19) близьке до нуля. Такий прийом будемо називати "вирізанням". Значення кутової швидкості визначається як середнє арифметичне зі швидкостей (4.19) – такий прийом називатимемо "усередненням". На інтервалах вирізання усереднення буде проводитися між двома величинами кутової швидкості, або й за одним значенням залежно від величини інтервалу вирізання. Проаналізуємо закономірності цього процесу.

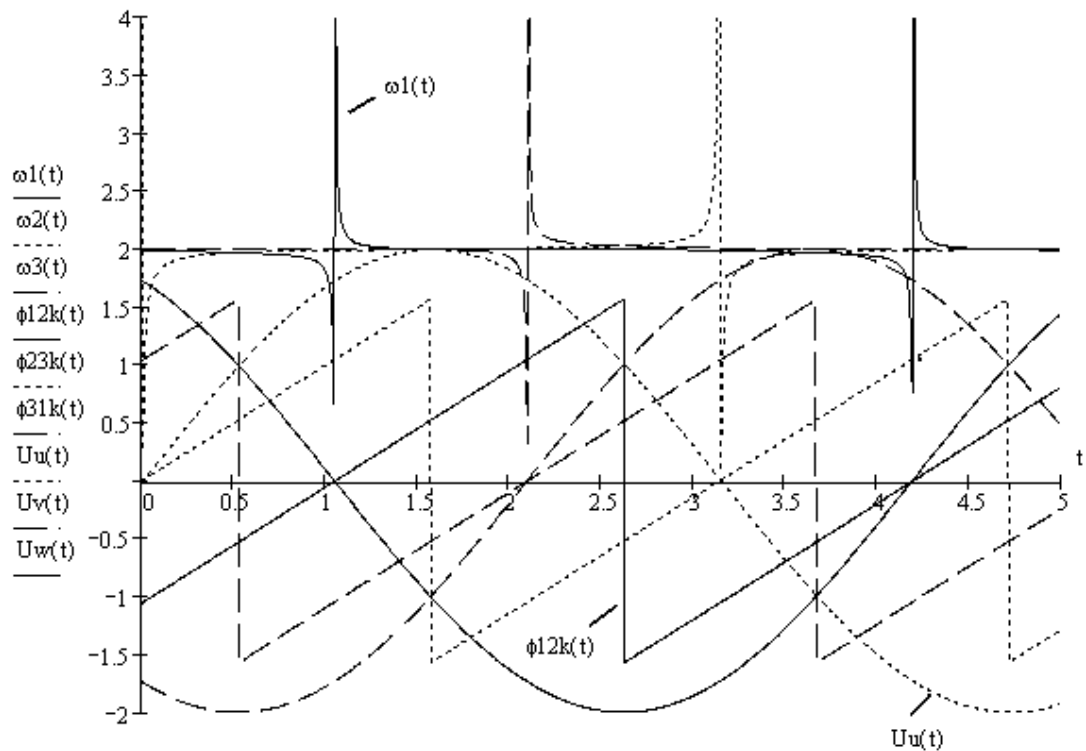


Рис. 4.5. Результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19) для випадкового кутового зміщення в одній із фаз величиною $\Delta\alpha_u = 0,5$ ел. град.

Як видно з рис. 4.5, величина похибки визначення кутової швидкості залежить від величини кута вирізання. Для дослідження цієї залежності розроблена методика числових досліджень, реалізована в пакеті MathCad. На рис. 4.6 графічно продемонстровано, як, задавшись кутом відхилення $\pm \psi$ від нульового значення коректованого кута $\varphi_{23k}(t)$, можна визначити значення абсолютних похибок Δ_1 і Δ_2 кутової швидкості $\omega_1(t)$. Збільшення кута вирізання $\pm \psi$ приводить, з одного боку, до зменшення абсолютної похибки кутової швидкості, проте, з іншого боку, якщо $|\psi| > \pi/6$, то на деяких інтервалах кута положення ротора визначення кутової швидкості відбуватиметься вже лише за одним значенням, що приведе до зменшення точності, особливо за наявності амплітудних відхилень, що буде показано далі. Існує також межа збільшення кута $|\psi|$, після якої появляються кутові інтервали без інформації про значення кутової швидкості. Для симетричних кутових зміщень ця межа становить $\pi/3$, а для несиметричних знижується зі збільшенням кутової несиметрії.

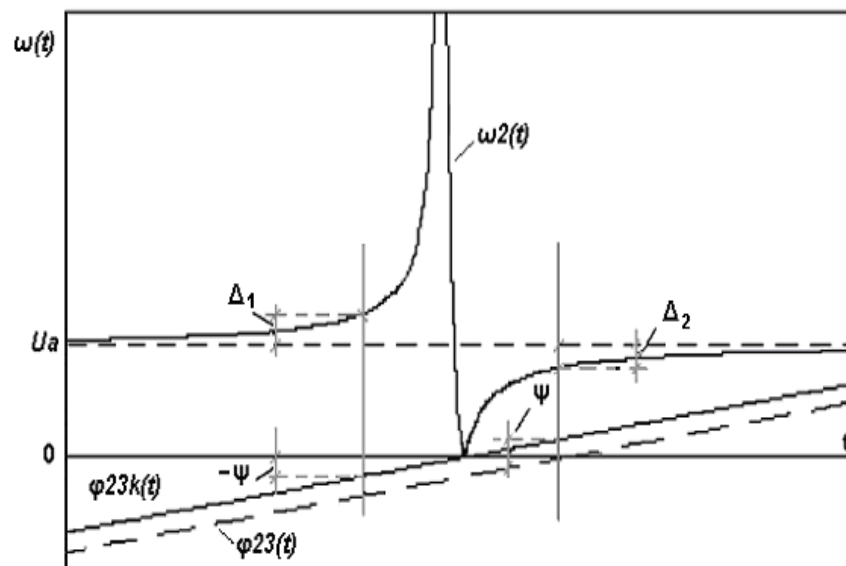


Рис. 4.6. Ілюстрація методики визначення залежності абсолютної похибки кутової швидкості від величини кута вирізання

Для прикладу, ефективність прийомів вирізання і усереднення продемонстрована на рис. 4.7.

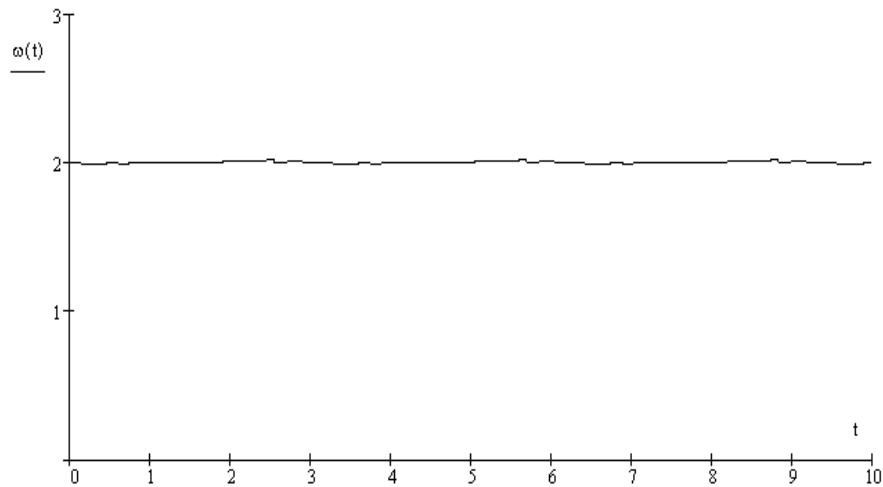
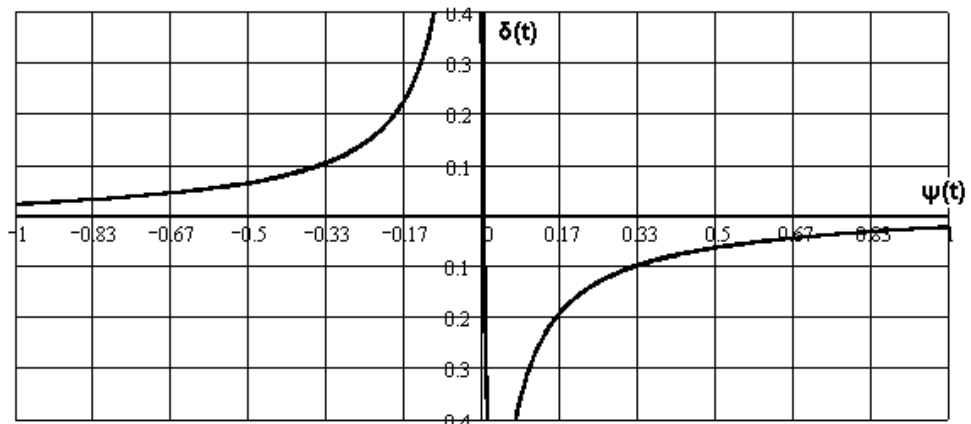


Рис. 4.7. Демонстрація ефективності прийомів вирізання і усереднення для досліджу, показаного на рис. 4.5, при $\psi = \pm 0,6$ рад

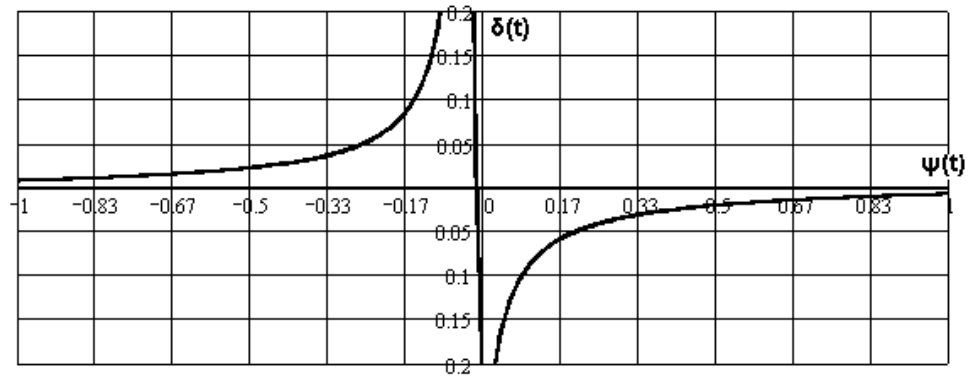
Проведено дослідження залежності відносної похибки визначення кутової швидкості $\delta = (U_a - \Delta)/U_a$ від величини кута вирізання ψ . На рис. 4.8 показані залежності $\delta(\psi)$ для найгіршого варіанту (максимальної відносної похибки) за умови дії випадкових кутових зміщень, що не перевищують 1 ел. град., який має місце, коли кутові зміщення набувають максимальних значень, різних за знаком у фазах. Залежності на рис. 4.8, як і аналогічні наступні, отримані з врахуванням вирізання для однієї фази, і тому на них не відображається вплив вирізання сусідніх фаз, що проявлятиметься на ділянках $\pi/6 < |\psi(t)| < \pi/3$ у вигляді деякого збільшення відносної похибки δ .

Використовуючи лише прийом вирізання (рис. 4.8,а), при $\psi(t) = \pm \pi/6$ можна забезпечити максимальну відносну похибку визначення кутової швидкості на рівні 6-7%. При використанні обох прийомів – вирізання і усереднення – за того ж значення кута вирізання ψ (рис. 4.8,б) можна зменшити відносну похибку до 5%. Якщо ж інші відхилення від симетрії будуть несуттєвими, то за допомогою прийому вирізання з максимальним

значенням $\psi(t) = \pm \pi/3$ можна знизити похибку від дії випадкових кутових зміщень, які не перевищують 1 ел. град., до 2%.



а)



б)

Рис. 4.8. Залежність максимальної відносної похибки визначення кутової швидкості від величини кута вирізання за дії випадкових кутових зміщень

$$\Delta\alpha_u = -1 \text{ ел.град.}, \Delta\alpha_v = 1 \text{ ел.град.}, \Delta\alpha_w = 1 \text{ ел.град.}:$$

а) без усереднення; б) з усередненням

4.2.2. Амплітудна несиметрія. Амплітудна несиметрія пов'язана, в основному, з відхиленнями параметрів постійних магнітів полюсів ротора ТГ. Для вивчення впливу випадкових амплітудних відхилень використана описана вище методика і розрахунок в MathCad. Відхилення моделювалися різними значеннями U_a у виразах (4.10)-(4.12), кутові випадкові зміщення на цьому етапі не задавалися. На рис. 4.9 представлені результати розрахунку за

виразами (4.13)-(4.19); для спрощення систематичні кутові зміщення прийняті симетричними. З отриманих графічних залежностей можна побачити, що, як і за випадкових кутових зміщень, відхилення кутових швидкостей $\omega_1(t)$, $\omega_2(t)$, $\omega_3(t)$ мають місце теж в околі переходу відповідних кривих фазних напруг через нуль. Тому прийом вирізання буде одночасно сприяти зменшенню відносної похибки, як пов'язаної з випадковими кутовими, так і з випадковими амплітудними відхиленнями від симетрії.

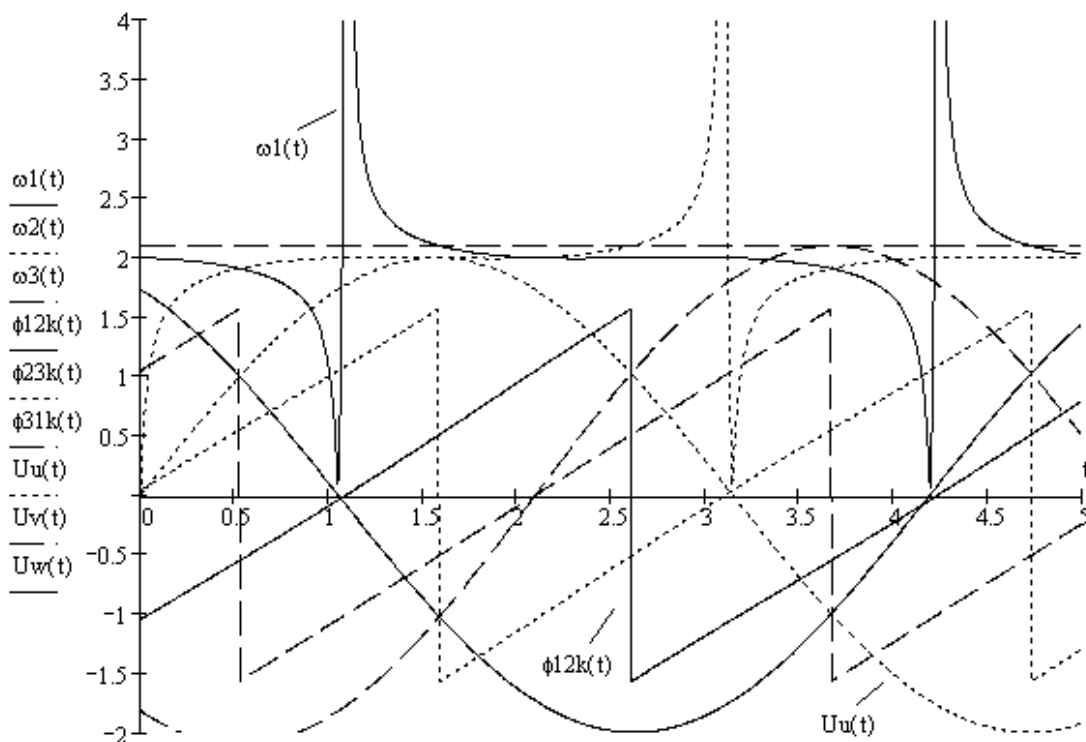


Рис. 4.9. Результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19) при збільшенні амплітуди фазної напруги $U_v(t)$ на 5% у порівнянні з двома іншими фазами

Але, крім значних відхилень кутової швидкості на інтервалі вирізання, похибка від амплітудних відхилень зберігає своє значення (на рис. 4.9– не менше 5%) для інших кутів положення. Зменшенню цієї похибки сприяє прийом усереднення значень кутових швидкостей, визначених за напругами різних фаз ТГ. Тому значення модуля кута вирізання, з точки зору зниження впливу випадкових амплітудних відхилень, не доцільно збільшувати понад

$\pi/6$. Це видно з рис. 4.10, на якому показана залежність $\delta(\psi)$ для найгіршої комбінації випадкових амплітудних відхилень на рівні 5% від теоретичних значень: у двох фазах напруга підвищується, а в одній – знижується. Аналіз рис. 4.10 показує, що за допомогою поєднання прийомів вирізання і усереднення можна забезпечити максимальну величину відносної похибки визначення кутової швидкості у два рази нижчою від величини випадкових амплітудних відхилень (2,5% на рис. 4.10).

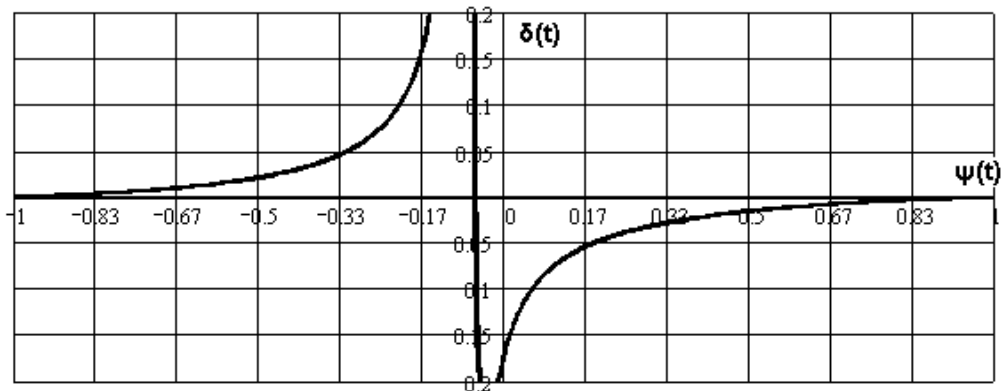


Рис. 4.10. Залежність максимальної відносної похибки визначення кутової швидкості від величини кута вирізання за дії випадкових амплітудних відхилень на рівні 5% від теоретичних за найгіршої їх комбінації

4.2.3. Кутова та амплітудна несиметрія. Знайдено також найгірше поєднання кутових і амплітудних випадкових відхилень: у першій фазі амплітуда і кутове зміщення знижуються, в другій – підвищуються, а в третій – амплітуда знижується, а кутове зміщення підвищується. На рис. 4.11 представлені результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19), а на рис. 4.12 залежність $\delta(\psi)$ для такого випадку, коли амплітудні відхилення становлять 5% від теоретичних значень, а випадкові кутові зміщення – 0,5 ел. град. за найгіршої їх комбінації. Як видно з рис. 4.12, максимальна відносна похибка визначення кутової швидкості при $\psi(t) = \pm \pi/6$ в такому випадку не перевищує 6%.

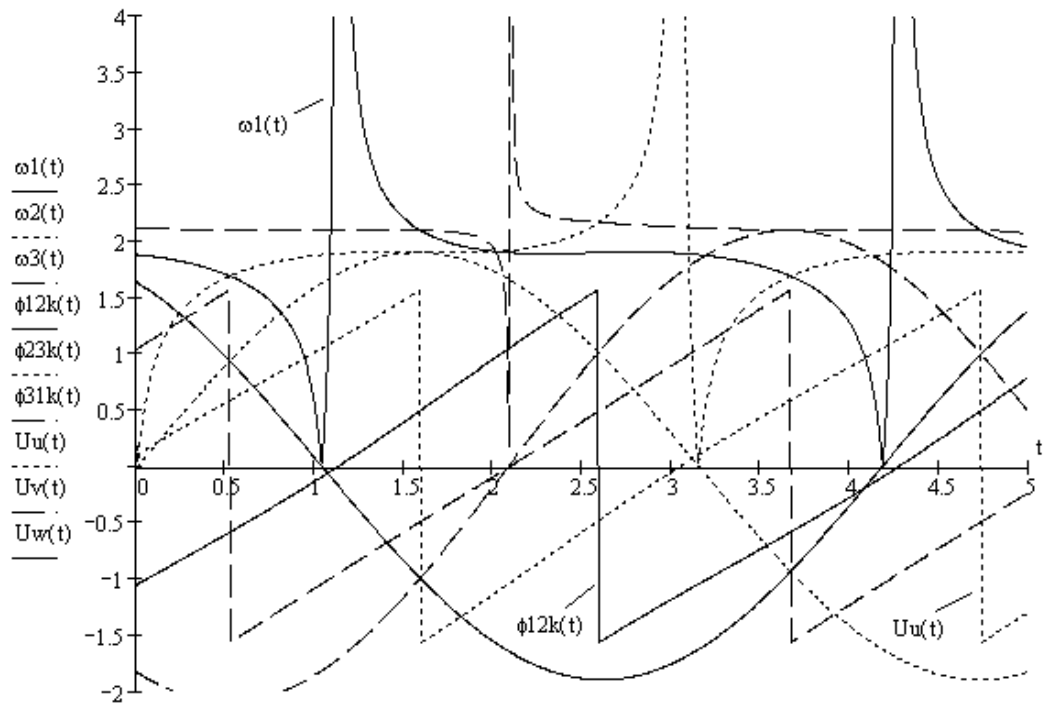


Рис. 4.11. Результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19) за дії амплітудних відхилень на рівні 5% від теоретичних та випадкових кутових зміщень величиною 0,5 ел.град за найгіршої їх комбінації

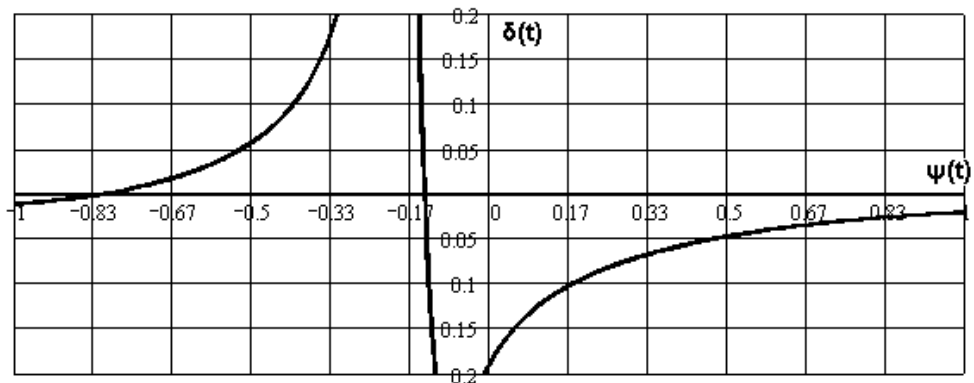


Рис. 4.12. Залежність максимальної відносної похибки визначення кутової швидкості від величини кута вирізання за дії амплітудних відхилень на рівні 5% від теоретичних та випадкових кутових зміщень величиною 0,5 ел.град за найгіршої їх комбінації

4.2.4. Гармонічні відхилення. Проведені теоретичні та експериментальні дослідження показали, що за допомогою спеціальних

конструктивних рішень, спрямованих на забезпечення синусоїдальності вихідних напруг даного тихохідного синхронного ТГ, можна добитися за постійної кутової швидкості наявності у кривій потокозчеплення статорних обмоток 3-ї гармоніки на рівні 1% та 5-ї гармоніки на рівні 0,5% від рівня першої гармоніки. Ці результати й були використані для дослідження на гармонічні відхилення розробленого алгоритму визначення кутової швидкості шляхом заміни виразів для фазних напруг ТГ (4.20)-(4.22) наступними:

$$U_u(t) = U_a [\sin(\omega_e t + \alpha_u + \Delta\alpha_u) + 0,01\sin(3\omega_e t) + 0,005\sin(5\omega_e t)]; \quad (4.23)$$

$$U_v(t) = U_a [\sin(\omega_e t + \alpha_v + \Delta\alpha_v) + 0,01\sin(3\omega_e t) + 0,005\sin(5\omega_e t)]; \quad (4.24)$$

$$U_w(t) = U_a [\sin(\omega_e t + \alpha_w + \Delta\alpha_w) + 0,01\sin(3\omega_e t) + 0,005\sin(5\omega_e t)]. \quad (4.25)$$

Результати розрахунків за виразами (4.13)-(4.19) для симетричних систематичних кутових зміщень представлені на рис. 4.13 (випадкові кутові зміщення і амплітудні відхилення відсутні). Аналіз показує, що прийом вирізання теж сприяє зниженню похибки від гармонічних відхилень, які в околі кутів вирізання мають максимальні значення. В результаті вирізання і усереднення максимальна відносна похибка визначення кутової швидкості, зумовлена гармонічними відхиленнями вказаної величини (рис. 4.14), є меншою від похибки, викликані випадковими кутовими і амплітудними відхиленнями і при $\psi(t) = \pm \pi/6$ не перевищує 2%.

4.3. Комп'ютерне моделювання роботи БЕП із розробленим комплексним давачем

Для дослідження комплексного давача з розробленим алгоритмом визначення кутового положення і кутової швидкості ротора СМПМ в БЕП, створено віртуальну комп'ютерну модель (рис. 4.15), яка складається з окремих підсистем, кожна з яких має свою назву та складається з окремих блоків. Основними частинами розробленої комп'ютерної моделі є підсистема безконтактної синхронної машини з постійними магнітами (SD PM motor),

блок безконтактного ТГ (Tachogenerator), кутовий блок (Angle calculation), в якому відбувається визначення кутів $\varphi_{1-2}, \varphi_{2-3}, \varphi_{3-1}$ через отримані значення трифазної системи напруг ТГ, три аналогічні підсистеми (phase1, phase2 та phase3), призначені для визначення кутового положення і кутової швидкості ротора за розробленим алгоритмом.

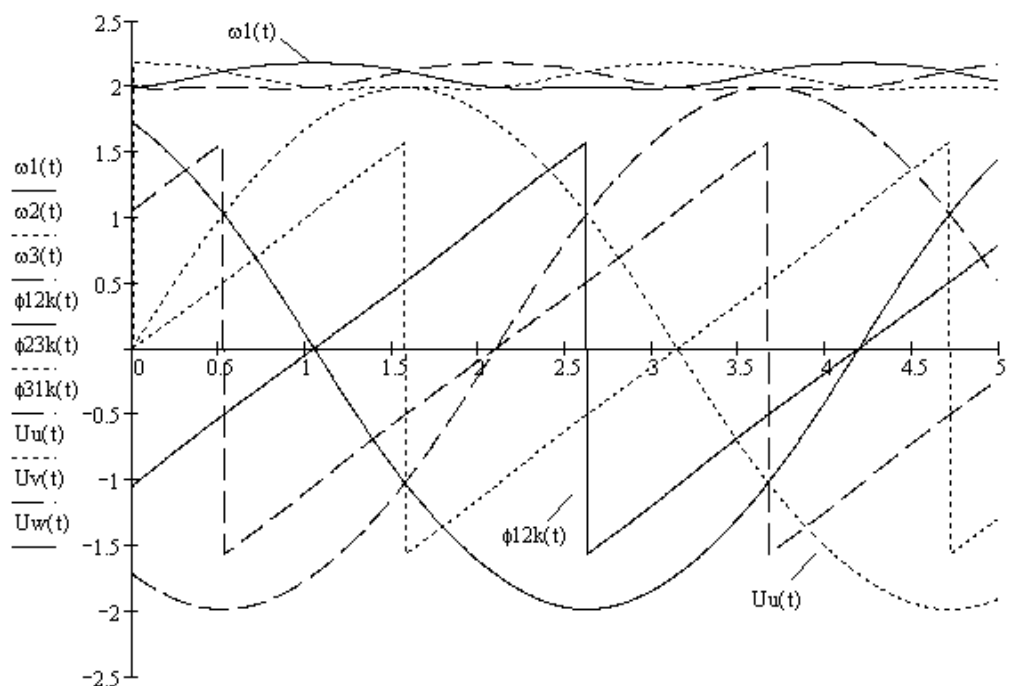


Рис. 4.13. Результати розрахунку за виразами (4.13)-(4.19) за наявності гармонічних складових у фазних напругах (4.23)-(4.25)

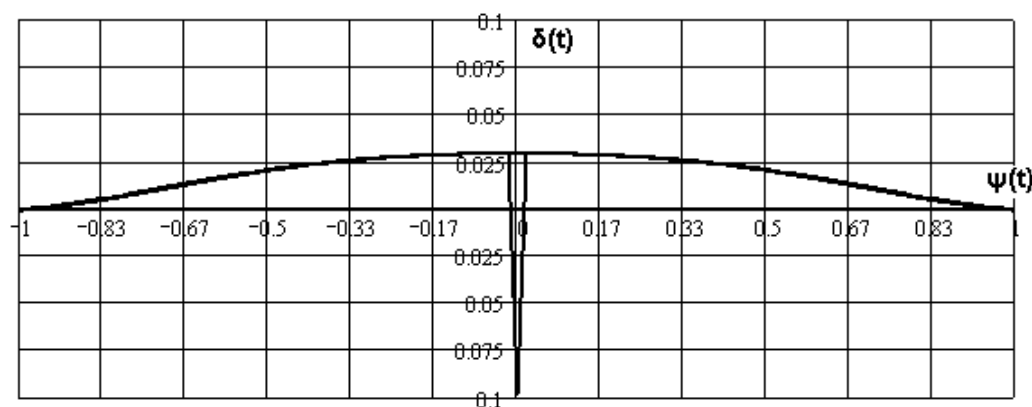


Рис. 4.14. Залежність максимальної відносної похибки визначення кутової швидкості від величини кута вирізання за наявності гармонічних складових у фазних напругах (4.23)-(4.25)

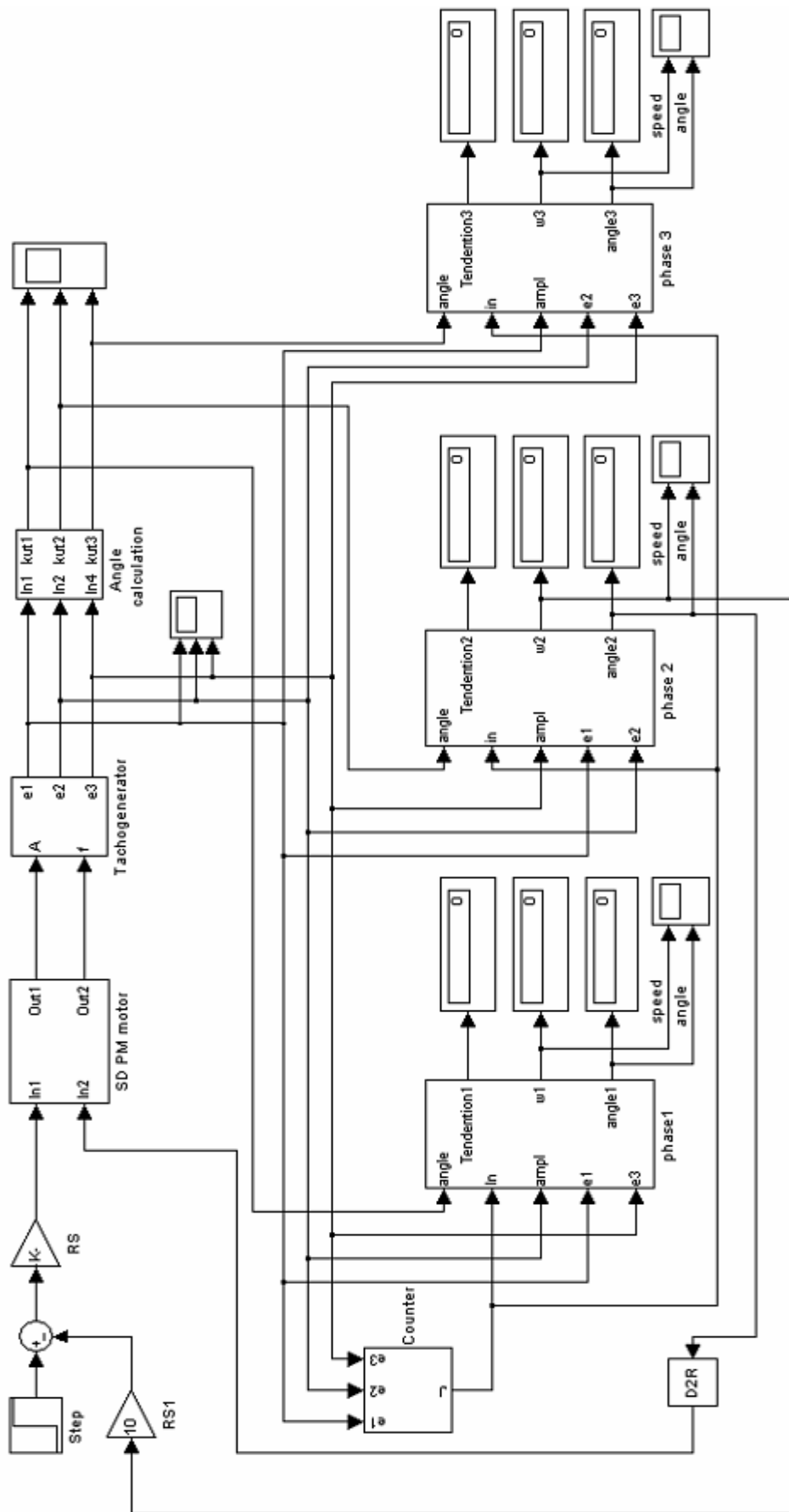


Рис. 4.15. Комп'ютерна модель БЕП з комплексним давачем

На рис. 4.17 показано розгорнуту комп'ютерну модель електронного комутатора *rwm*. Крім основного завдання – комутації обмоток якоря СМПМ, блок *rwm* виконує також роль регулятора напруг якоря. На вхід блока надходить сигнал завдання напруги, який є результатом віднімання від задаючого сигналу (*step*) сигналу зворотнього зв'язку отриманого в результаті роботи розробленого алгоритму реалізованого у підсистемах *phase*. Отже, оскільки, напруги живлення дослідної СМПМ формуються електронним коммутатором на основі інформації про кутове положення ротора, тоді частота обертання регулюється шляхом зміни амплітуд сформованої трифазної системи напруг.

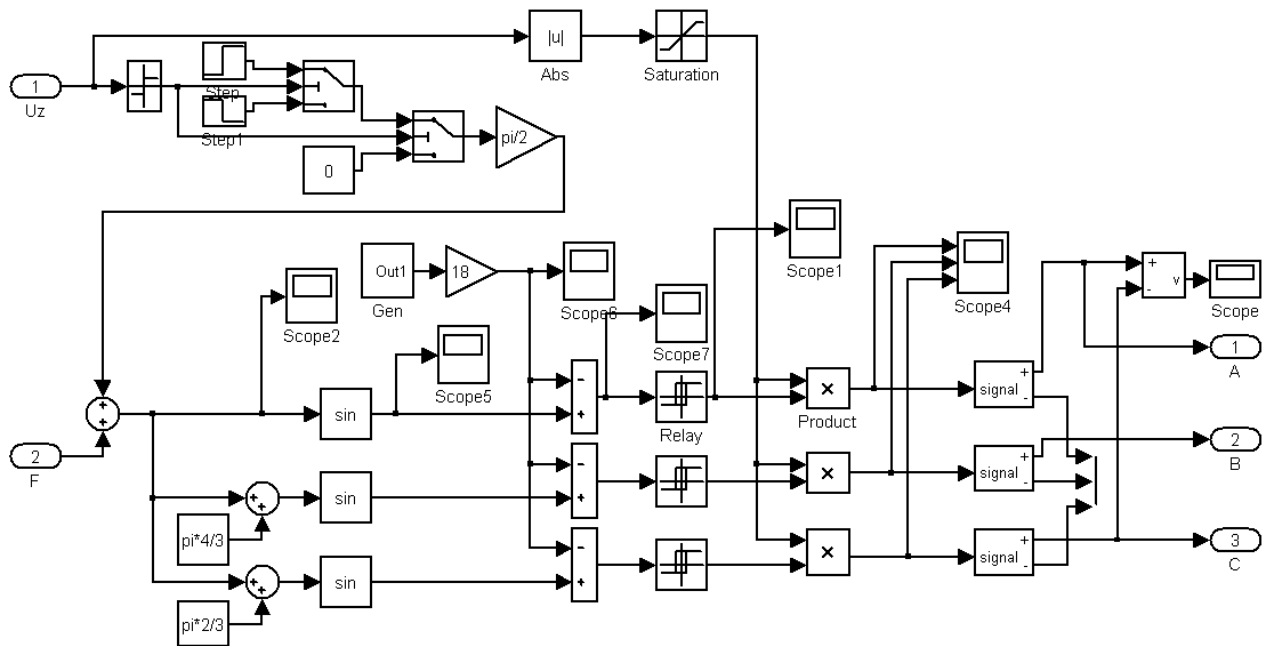


Рис. 4.17. Комп'ютерна модель блока *rwm*

З виходу підсистеми *SD PM motor* два сигнали – кутової швидкості та кута положення – поступають на блок *tachogenerator* (рис. 4.18), де на їх основі формується симетрична трифазна ЕРС ТГ e_1, e_2, e_3 . Тобто даний блок дає змогу імітувати приєднання ТГ до валу привідного двигуна тим самим імітуючи роботу іншої СМПМ, яка відіграє роль неперервного давача кутового положення та частоти обертання.

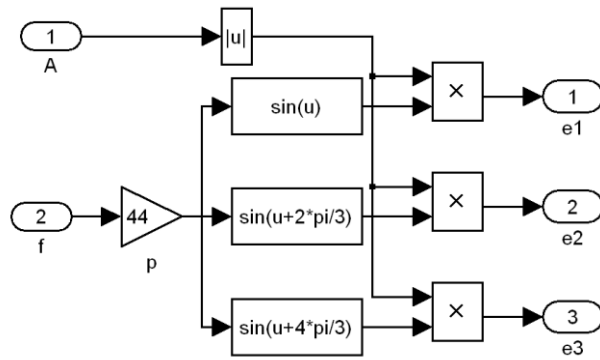


Рис. 4.18. Комп'ютерна модель блока tachogenerator

Блок Angle calculation, зображений на рис. 4.19, створений для обробки вихідних ЕРС ТГ, отриманих на виході блока tachogenerator. Даний блок є частиною розробленого алгоритму і призначений для визначення за виразами (4.6) та (4.9) значень кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} , φ_{3-1} , які в подальшому будуть використані для визначення положення ротора відносно якоря дослідної СМІМ.

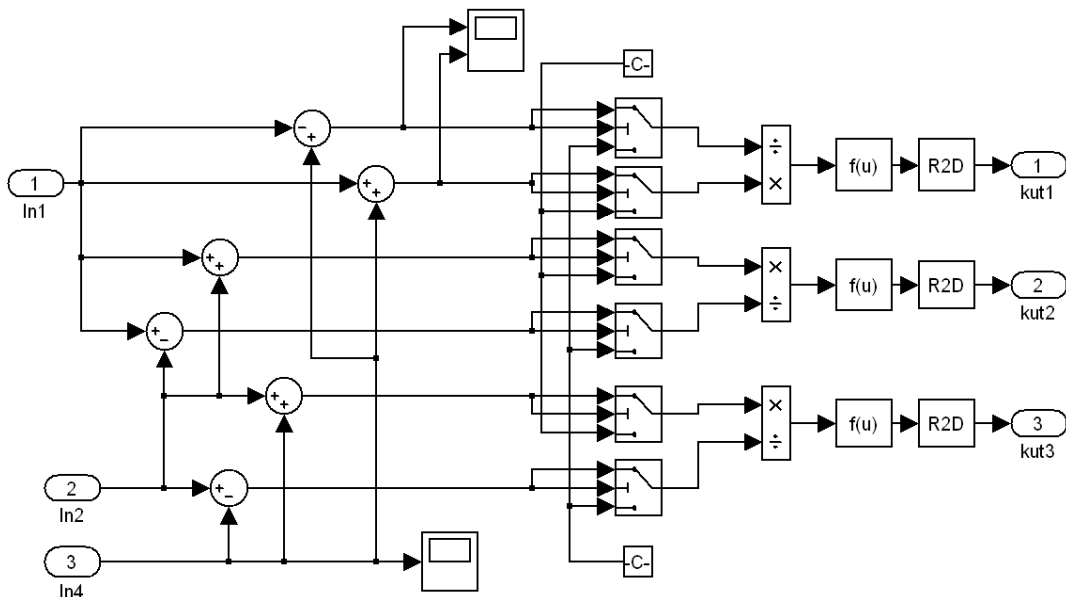


Рис. 4.19. Комп'ютерна модель блока Angle calculation

На рис. 4.20 отримано осцилограми кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} , φ_{3-1} , значення яких лежить в межах від -90 до 90 ел. град., а частота є сталою завдяки застосуванню зворотного зв'язку за швидкістю в даній комп'ютерній моделі.

Вигляд отриманих в результаті комп'ютерного моделювання осцилограм підтверджує відповідність теоретичним даним та результатам, отриманим за допомогою пакета MathCad.

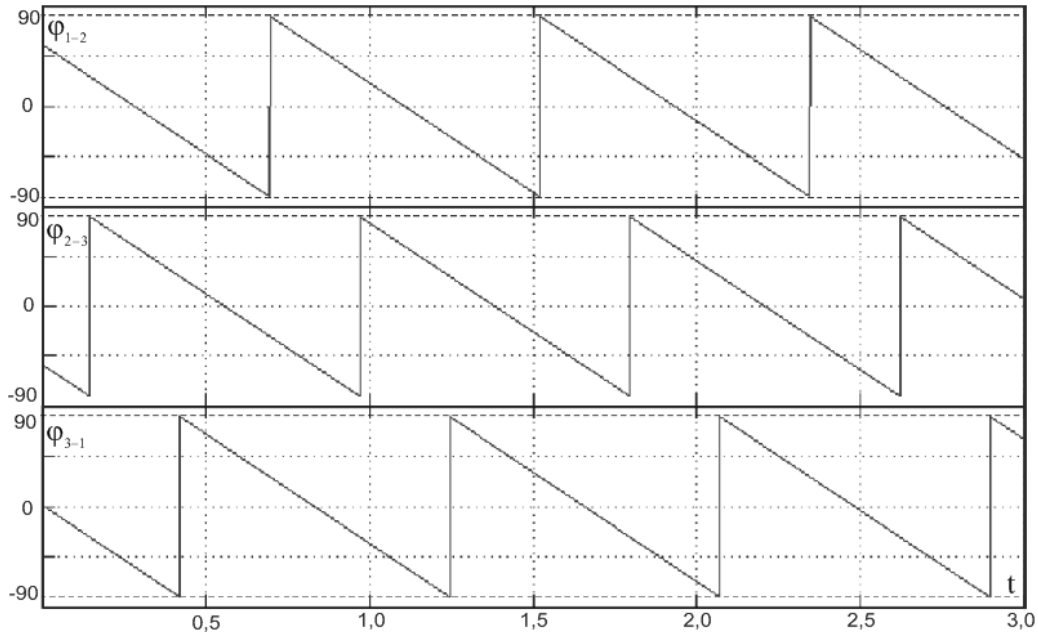


Рис. 4.20. Часові діаграми кутів φ_{1-2} , φ_{2-3} , φ_{3-1} , отриманих у блоці Angle calculation

Особливу роль в роботі даної комп'ютерної моделі посідає блок counter (рис. 4.21), який був розроблений для синхронізації роботи створеного комплексного давача та електроприводу на базі СМППМ. Робота блока полягає у створенні інтегратора імпульсів з певним кроком, який відповідає одній одиниці тактового часу роботи симулятора. Тобто створено масив, який відповідає часовій осі, та є його числовою альтернативою. Це зроблено для здійснення можливості оперувати часовим простором, а саме використовувати дані з затримкою в один або декілька елементарних кроків. Тобто, в процесі роботи, на будь-якому кроці z , на блок електронного комутатора подаються значення кутового положення та частоти обертання визначені на кроці $z-1$. Це дозволяє імітувати роботу безконтактного електроприводу, за допомогою мікроконтролерної реалізації.

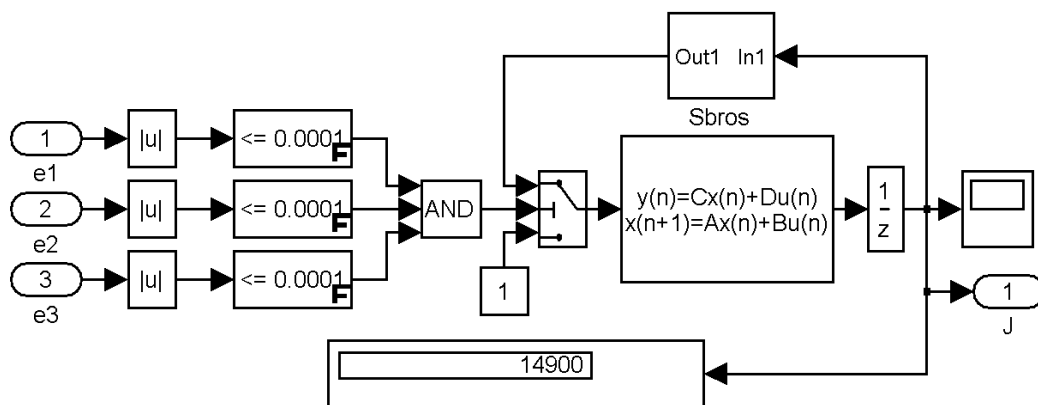


Рис. 4.21. Комп'ютерна модель блоку counter

На рис. 4.22 зображено підсистему, в якій реалізовано алгоритм визначення кутового положення і кутової швидкості ротора. Складається дана підсистема з трьох основних блоків Amplitude, Position indicator та Tend, які, в свою чергу, мають також вигляд окремих комп'ютерних підсистем, що будуть розглянуті нижче.

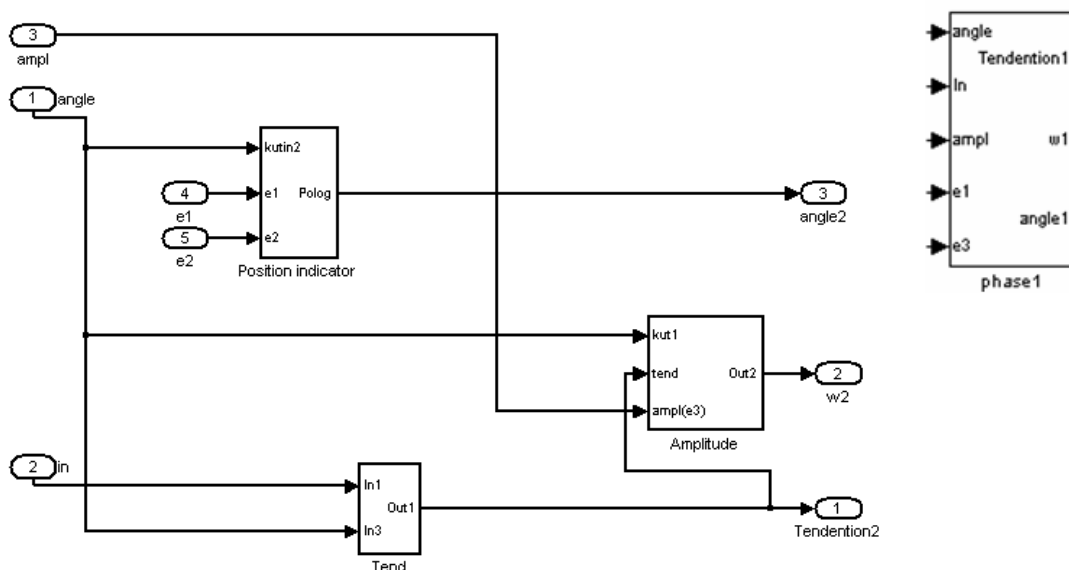


Рис. 4.22. Комп'ютерна модель підсистеми phase

Блок Amplitude (рис. 4.23) призначений для визначення кутової швидкості ротора за розробленим алгоритмом, за допомогою виразів (4.19).

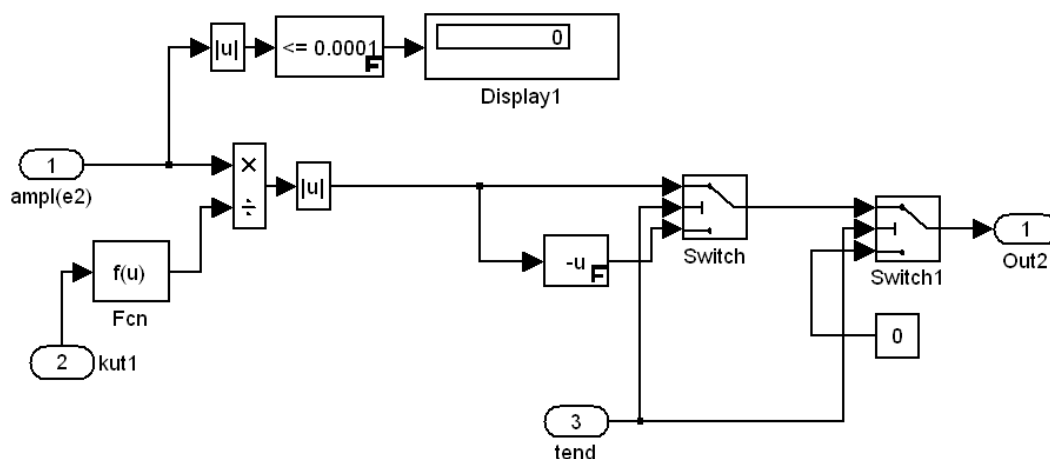


Рис. 4.23. Комп'ютерна модель блоку Amplitude

Блок Position indicator (рис. 4.24) створений для визначення кута положення ротора в ел. град. на основі даних, отриманих у блоці Angle calculation. На виході блока отримуємо значення кута в межах від 0 до 360 ел. град., яке є необхідним для керування СМПМ.

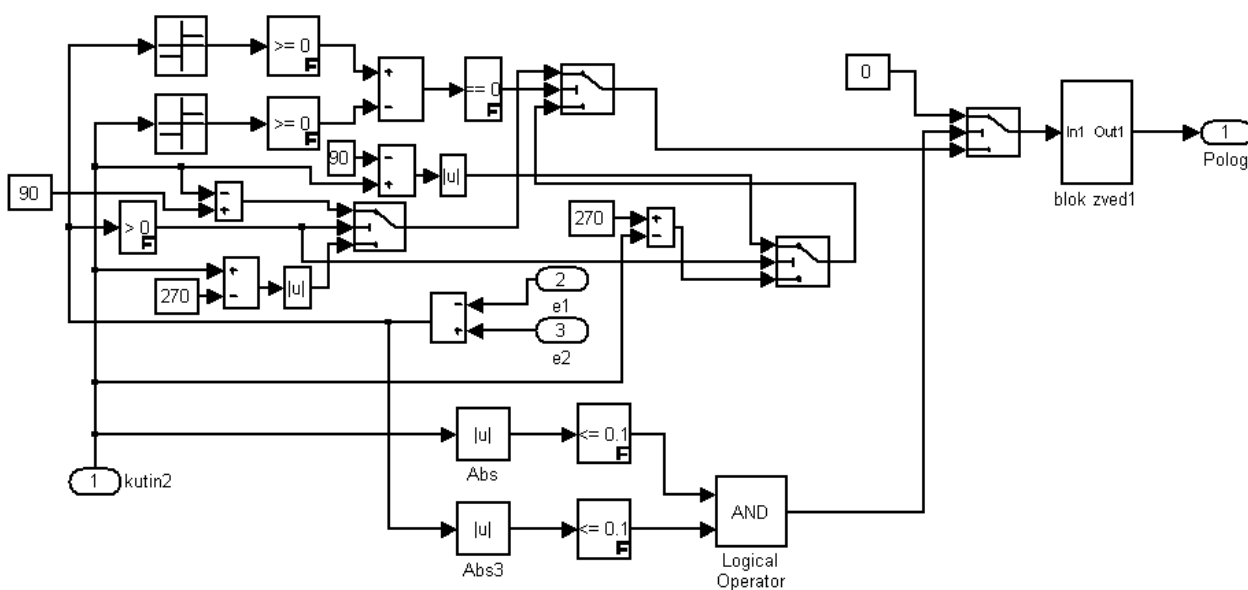


Рис. 4.23. Комп'ютерна модель блоку Position indicator

Блок Tend (рис. 4.24) виконує роль визначення тенденції зміни параметрів кутової швидкості та кута положення ротора, що дає змогу

визначити напрям обертання дослідного двигуна. В основу визначення напрямку обертання взято систему умов (4.7).

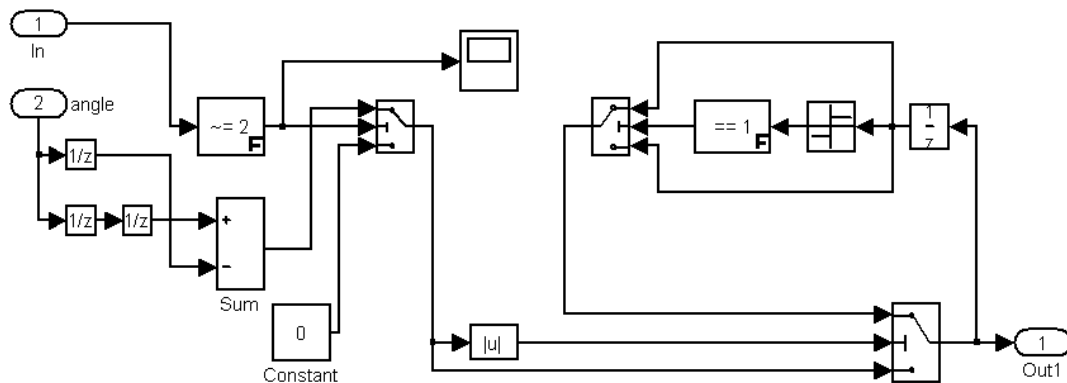


Рис. 4.24. Комп'ютерна модель блоку Tend

Необхідно також зазначити, що для визначення кутового положення і кутової швидкості ротора за розробленим алгоритмом достатнім є використання однієї з трьох розроблених підсистем phase1 або phase2 або phase3. При ідеальних вхідних умовах (відсутність амплітудних, кутових та гармонічних спотворень) вихідні сигнали даних трьох блоків будуть ідентичними і матимуть вигляд часових діаграм, зображених на рис. 4.25. Якщо вхідні параметри не є ідеальними, тоді є доцільним визначення вихідних сигналів у всіх трьох підсистемах окремо. При цьому необхідно застосувати розроблені у підрозділі 4.2 способи мінімізації впливу неідеальностей (прийом вирізання), а також за допомогою усереднення визначати вихідні параметри кутового положення і кутової швидкості ротора, значення яких будуть мати вищу точність, ніж результати в окремих підсистемах.

Для імітації неідеальностей вхідних параметрів, у блоці tachogenerator (рис. 4.18) були внесені несиметричні кутові та амплітудні похибки. В результаті форми кутової швидкості та кута положення, визначених у підсистемі Phase, набули спотвореного вигляду (рис. 4.26).

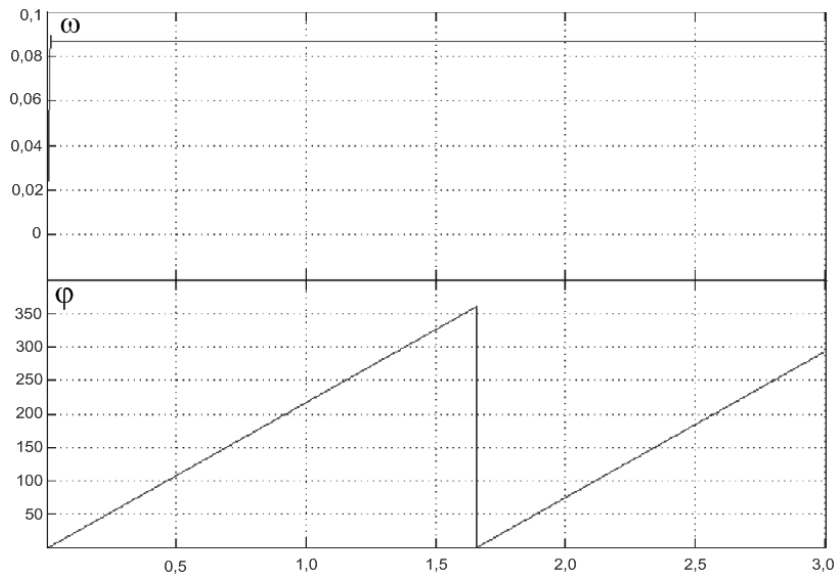


Рис. 4.25. Часові діаграми кута положення і кутової швидкості ротора, отримані у підсистемі phase

З метою мінімізації впливу цих неідеальностей, у комп'ютерній моделі було створено підсистему Vuriz_ysered (рис. 4.27), в якій реалізовані запропоновані у підрозділі 4.2 прийоми вирізання та усереднення.

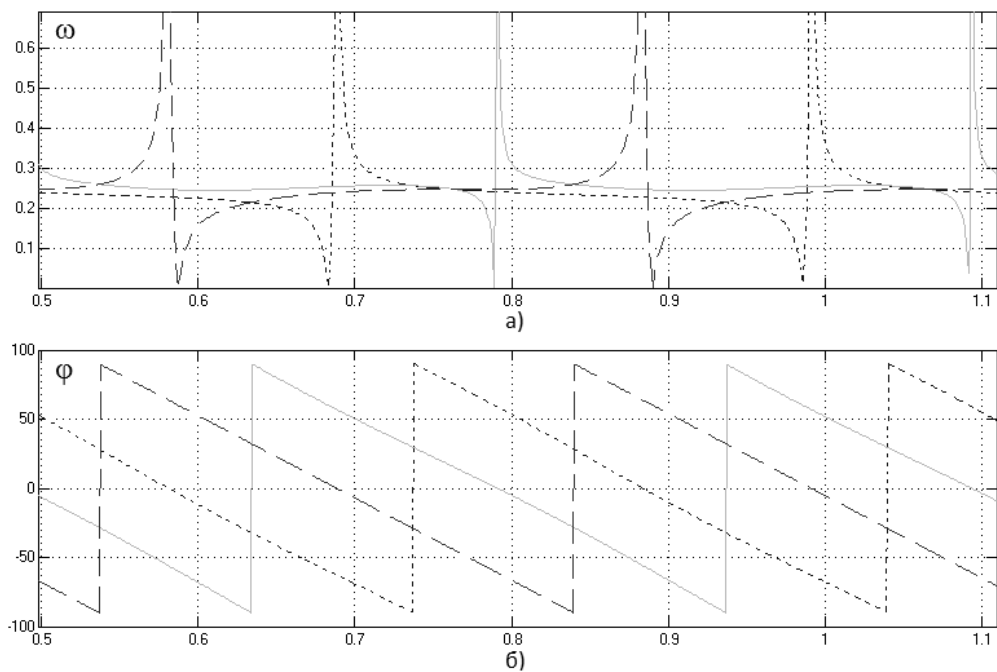


Рис. 4.26. Часові діаграми кутової швидкості (а) і кута положення ротора (б), отримані у підсистемі Phase при наявності несиметричних кутових та амплітудних похибок

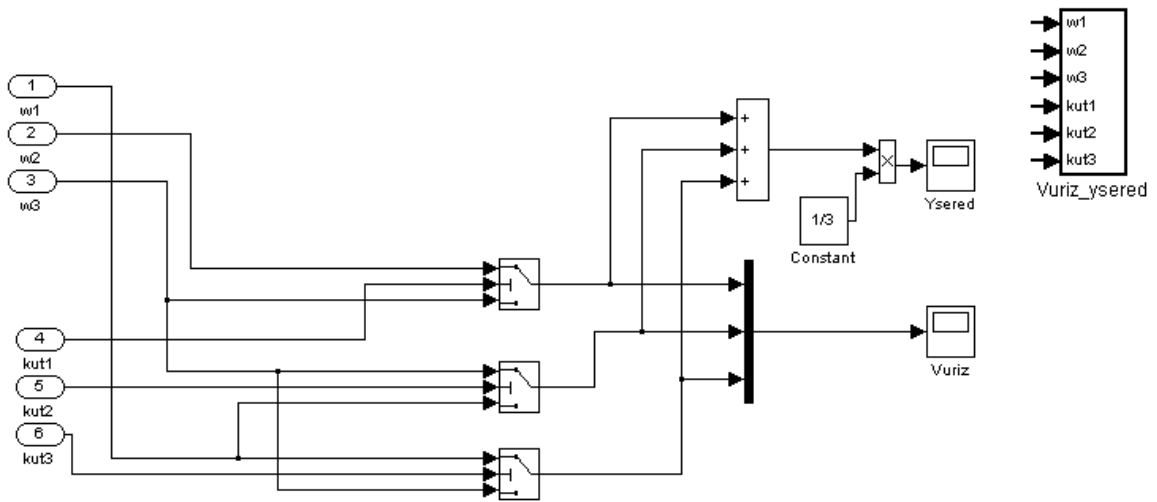


Рис. 4.27. Комп'ютерна модель блока Vuriz_ysered

Як видно з комп'ютерної моделі блока Vuriz_ysered, кути положення ротора kut1, kut2, kut3 подаються на центральні входи логічних перемикачів. На основі інформації про кутове положення приймається рішення, який вхід перемикача (верхній або нижній) подати на вихід. Таким чином реалізовано прийом вирізання, в результаті якого отримано часові діаграми кутової швидкості (рис. 4.28), зняті за допомогою віртуального осцилографа Vuriz, на яких відсутні найбільші відхилення кутових швидкостей $\omega_1(t)$, $\omega_2(t)$, $\omega_3(t)$, що мають місце в околі переходу відповідних кривих фазних напруг через нульову позначку.

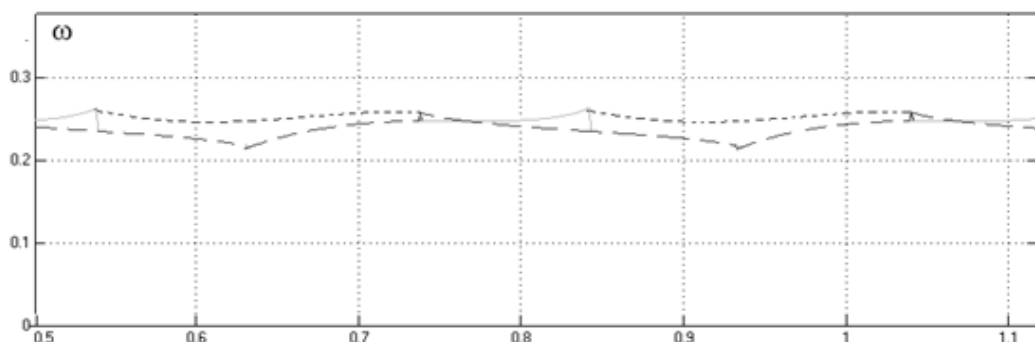


Рис. 4.28. Часові діаграми кутової швидкості, отримані у підсистемі Vuriz_ysered при застосуванні прийому вирізання

Після застосування наступного прийому мінімізації похибок, а саме усереднення, отримано часові діаграми кутової швидкості (рис. 4.29), на якій пульсація останньої не перевищує 5%.

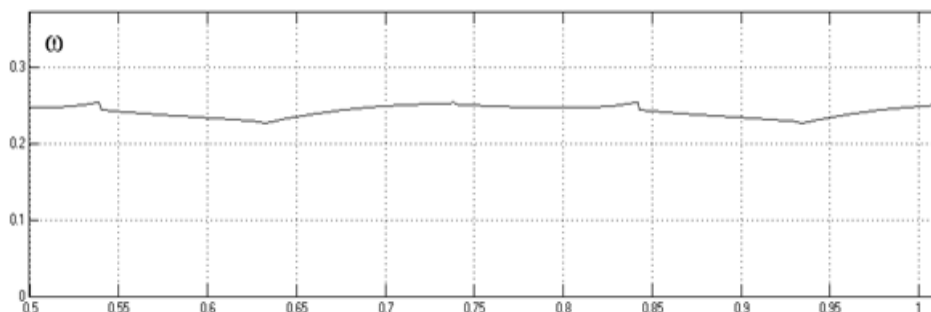


Рис. 4.29. Часова діаграма кутової швидкості, отримана у підсистемі Vuriz_ysered при застосуванні прийомів вирізання та усереднення

4.4. Висновки до розділу

1. Наявність обчислювального середовища (персонального комп'ютера, мікроконтролера) дозволила розробити порівняно простий надійний алгоритм обробки вихідних напруг інформаційних обмоток синхронного тихохідного ТГ та отримати комплексний давач кутової швидкості, напрямку обертання та величини кута положення ротора з метою створення БЕП на базі СМПМ.

2. Розроблена методика та програма для комп'ютерного дослідження відносної похибки визначення кутової швидкості, що зумовлена дією фазних напруг з відхиленнями від симетрії та синусоїдальності, дає змогу оперативно проводити аналіз різних алгоритмічних вирішень.

3. У результаті дослідження чутливості запропонованого алгоритму обробки фазних напруг синхронного ТГ до можливих випадкових кутових, амплітудних та гармонічних відхилень запропоновано прийоми вирізання та усереднення, які дають змогу суттєво знизити рівень відносної похибки визначеної кутової швидкості.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботах [28, 29, 31].

РОЗДІЛ 5

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ І ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ РОБОТИ

5.1 БЕП з дискретною КС-комутацією обмоток якоря БДПС

Базові вектори за дискретної КС-комутації формуються за принципом триканальної ШІМ з відповідними щільностями каналів δ_A , δ_B , δ_C . На рис. 3.17 такий підхід продемонстрований для 12 БВ.

Для експериментальних досліджень роботи КС-комутації було використано створену нами в рамках госпдогвірної НДР систему БЕП у складі багатополосної ($p = 22$) СМПМ інфранизької швидкості з 12 розрядним енкадером (рис. 5.1) та системи керування, що містить силову частину приводу – мостовий трифазний транзисторний інвертор напруги, так і мікроконтролер з відповідним інтерфейсом (рис. 5.2) [36].

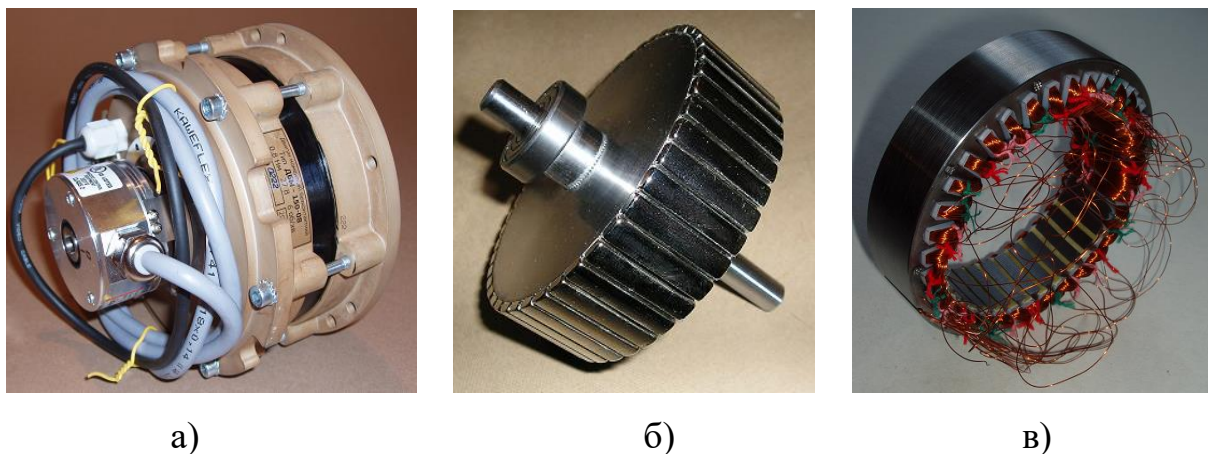


Рис. 5.1. Створена багатополосна СМПМ з енкадером (а),
її ротор (б) та статор (в)

Функціональна схема розробленої системи БЕП показана на рис. 5.3. Комутація обмоток якоря СМПМ здійснюється мостовим транзисторним інвертором I (транзистори MOSFET типу IRF3205) за принципом КС

трифазної ШІМ 3xPWM, що синхронізована за кутом положення ротора за допомогою абсолютного енкодера E фірми Küebler (Optic 5876).

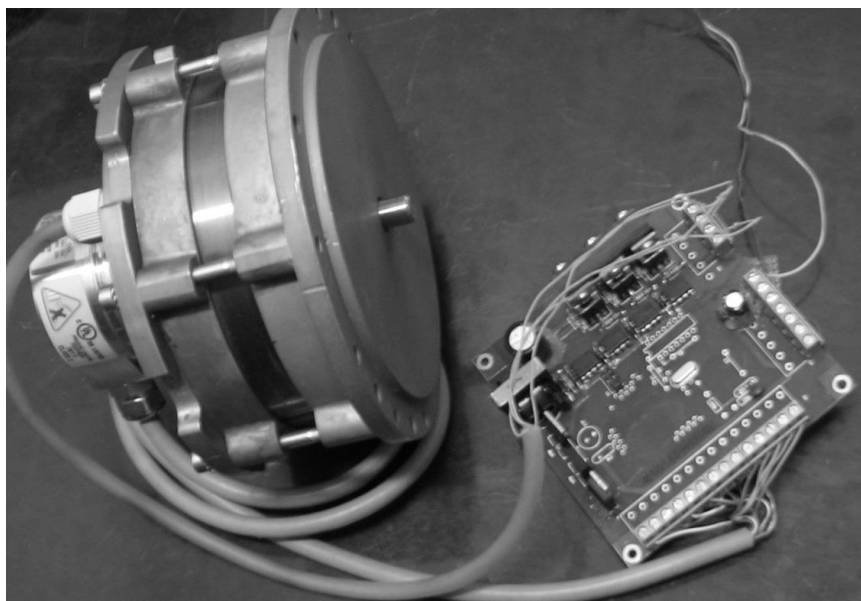


Рис. 5.2. Фото дослідного БЕР

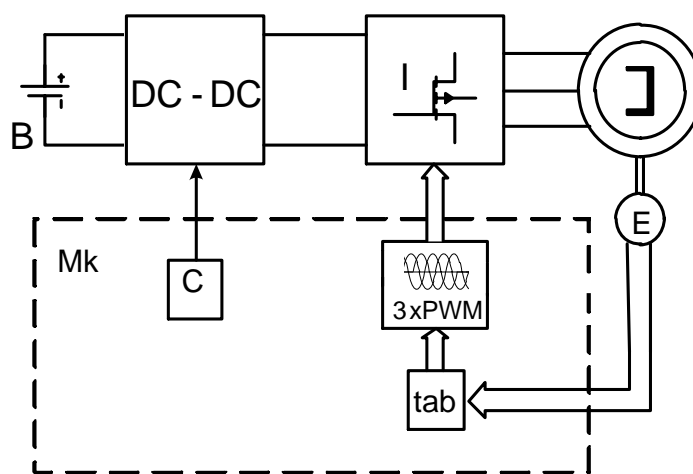


Рис. 5.3. Функціональна схема дослідного БЕР

Систему керування реалізовано на основі 8-розрядного мікроконтролера Mk Atmega128-16AU. Тактування мікроконтролера здійснювалось зовнішнім кварцовим резонатором з частотою 16 МГц. Кутова швидкість двигуна регулюється шляхом зміни амплітуди напруги, що прикладається до обмоток якоря за допомогою понижувального транзисторного перетворювача

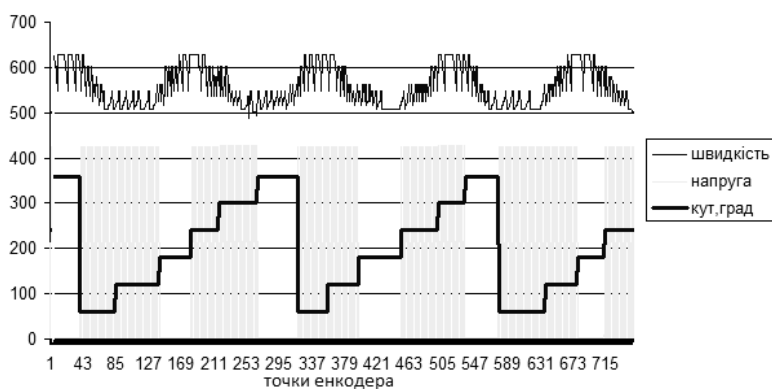
постійної напруги DC-DC. Єдиним давачем, присутнім у системі, який виконує роль ДКПР та давача частоти обертання, є абсолютний енкодер E. Даний енкодер має оптичне виконання, вихідним сигналом його є 12-розрядний код Грея (4096 точок на оберт).

У мікроконтролері створена підпрограма для перетворення сигналів енкодера із коду Грея у послідовний двійковий код. Далі отриманий двійковий код перетворюється підпрограмою мікроконтролера відповідно до кількості пар полюсів двигуна в електричні градуси. Після цього для відповідних розрядів енкодера, що відповідають конкретним електричним кутам, для заданої кількості точок комутації на період напруги живлення з таблиці, записаної в пам'яті мікроконтролера, вибираються значення щільностей ШІМ для керування транзисторами інвертора напруги.

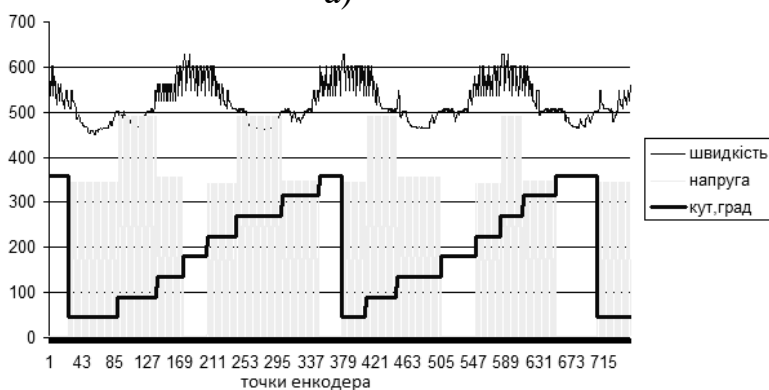
Використання створеної системи БЕП дала можливість виконати імітацію квазісинусоїдної комутації з формуванням різної кількості БВ фазної напруги. Завдяки застосованому у системі багатоточковому енкодері було зімітовано 5 варіантів розміщення дискретних ДКПР на секцію обмотки якоря, а саме: 3-точкового (6 базових векторів на період), 4-точкового (8 базових векторів на період), 6-точкового (12 базових векторів на період), 9-точкового (18 базових векторів на період) та 12-точкового (24 базових вектори на період). Для цього було створено 5 різних підпрограм для керування мікроконтролером, які, подібно до табл. 3.3 для 6-точкового на секцію якоря дискретного ДКПР, формують базові щільності ШІМ-сигналів для керування транзисторами шестиключового трифазного інвертора напруги.

Для отримання осцилограм роботи БЕП було використано передачу з мікроконтролера по протоколу RS232 на комп'ютер поточних значень вибраних змінних. Інформація про частоту обертання отримувалася у вигляді середньої за інтервал між двома сусідніми точками енкодера кутової швидкості. Вона визначалася як обернена величина до кількості високочастотних (2 кГц) імпульсів, що нараховувалися мікроконтролером за інтервал часу між двома точками енкодера.

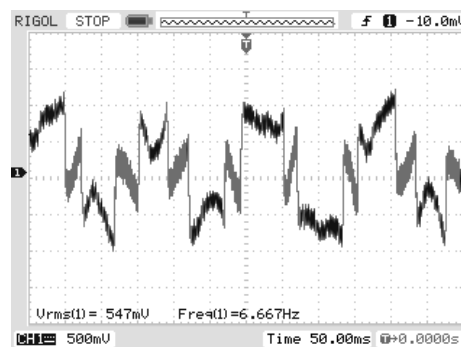
Для кожного варіанту розташування ДКПР були зняті осцилограми кутової швидкості, модуля фазної напруги (сформованої за принципом ШІМ) та кута положення ротора СМПМ (рис. 5.4). Значення кута на осцилограмах приводяться у ел. град. від 0 до 360°. Значення напруги та кутової швидкості приведені у цілих одиницях, перетворених з двійкового коду мікроконтролера, що дає змогу оцінити їх форму. Вісь x на даних осцилограмах представляє точки відліку 12-розрядного абсолютного енкодера. Крім того, на рис. 5.4 для кожної кількості ДКПР приведено осцилограми фазних струмів, зняті за допомогою цифрового осцилографа з струмового шунта.



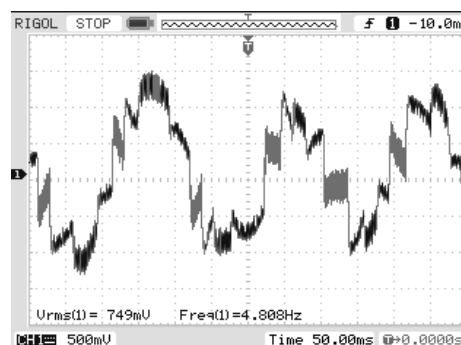
а)



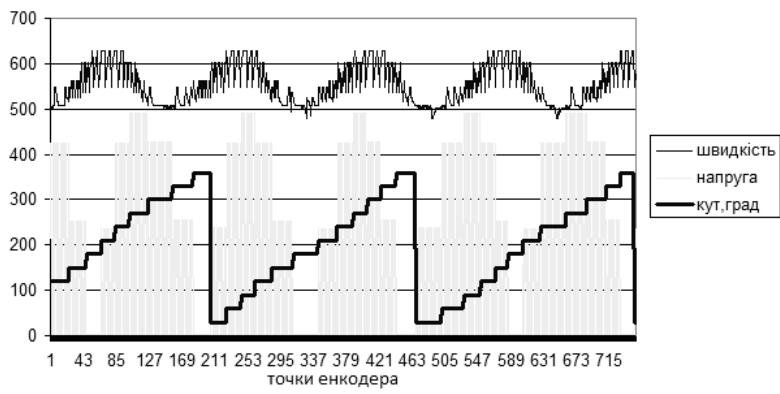
б)



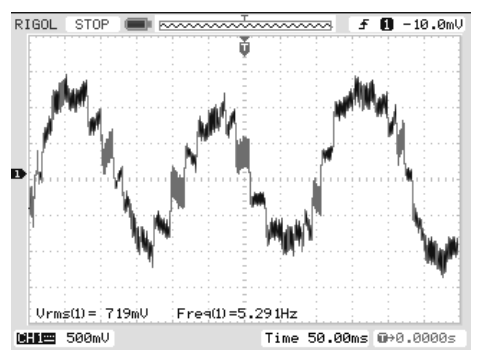
е)



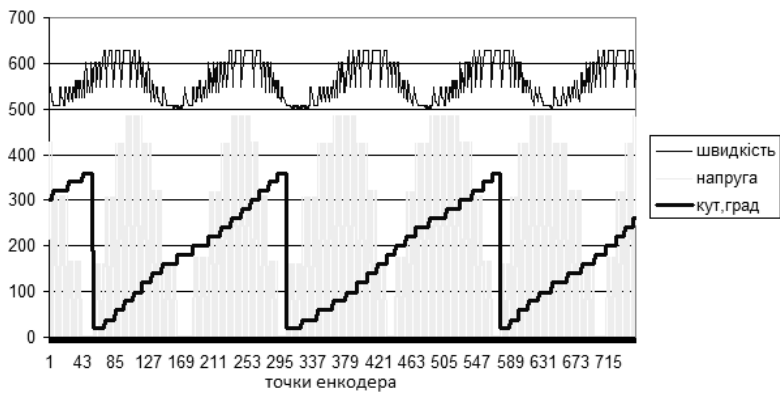
е)



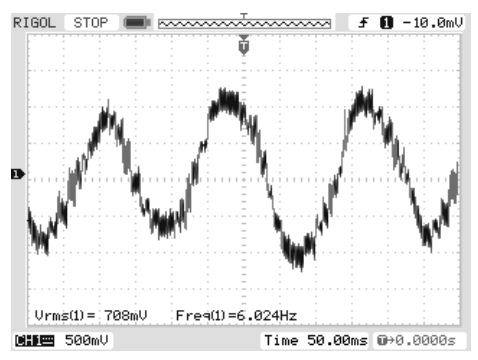
б)



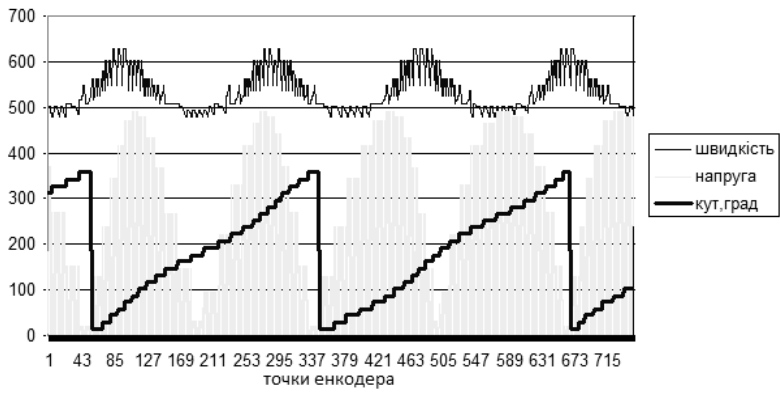
з)



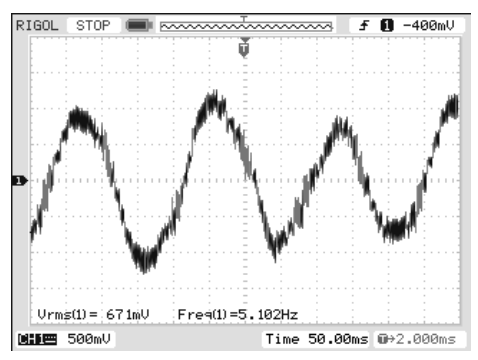
г)



3)



д)



і)

Рис. 5.4. Отримані експериментально осцилограми кутової швидкості, фазної напруги і кутового положення ротора (а)–(д) та осцилограми фазного струму (е)–(і) для БЕП з КС-комутацією обмоток якоря СМПМ з різною дискретністю ДКПР на секцію якоря:
 а), е) – 3 точки (6 БВ); б), є) – 4 точки (8 БВ); в), ж) – 6 точок (12 БВ);
 г), з) – 9 точок (18 БВ); д), і) – 12 точок (24 БВ)

З отриманих експериментально результатів можна бачити, що розроблений спосіб КС-комутації є працездатним та, на відміну від традиційних, придатний для роботи з дискретними ДКПР з різною кількістю інформаційних точок на секцію обмотки якоря, що дає змогу підвищувати якість електромагнітного моменту в залежності від поставлених вимог. Проведені дослідження показали, що гармонічні спотворення та пульсації струму суттєво залежать від кількості точок ДКПР на секцію обмотки якоря. Форма отриманого струму, зокрема для варіантів з низькою дискретністю ДКПР, вказує на доцільність розроблення способу забезпечення плавної зміни ступенів ШІМ при формуванні фазної напруги, що може бути продуктивним напрямком для подальших досліджень.

У рамках госпдоговору №1178 між Львівською політехнікою і ДП НДІ «Квант» (м. Київ) СКБ «Електромеханічних систем» за участі автора розроблено та виготовлено 150 виробів «Привод 2П» - систем БЕП відеокамери зовнішнього спостереження для БТР (у 2011-2012 рр. виконані роботи на суму 540 тис. грн). БЕП складався з багатополюсної СМІМ (рис. 5.1) і плати керування (рис. 5.2) з транзисторним інвертором напруги та мікроконтролерним керуванням за принципом багатоточкової КС-комутації обмоток якоря.

5.2. БЕП з гібридною системою комутації обмоток якоря

5.2.1. Гібридизація систем дискретної комутації обмоток якоря БДПС в БЕП. Маючи інформацію про положення ротора відносно статора, в програмі мікроконтролера було створено таблиці зі значеннями точок для синусоїдальних ЕРС, адаптованими під кількість пар полюсів конкретного двигуна. За табличними значеннями ШІМ методом за допомогою 6-ключового трифазного інвертора на обмотках двигуна формувались вектори напруг, які відповідали конкретній точці енкодера. Швидкість двигуна регулювалась напругою живлення також ШІМ методом, проте це не був

окремий апаратний регулятор, а всього лиш програмно регульований коефіцієнт, на який домножувалося табличне значення за формування кожного вектора напруги. Отже, за обертання ротора, ми отримували сигнал з енкодера, який у програмі відповідав табличному значенню синусоїди, далі він множився на завдання напруги (швидкості) та перетворювався інвертором у фізичний вектор напруги. На рис. 5.5 показано для однієї фази двигуна, що при збільшенні напруги живлення (в нашому випадку збільшенні щільності ШІМ) зростає амплітудне значення ЕРС та, одночасно зростає частота цієї ЕРС, і, відповідно, двигун швидше обертається (за аналогією з колекторним двигуном постійного струму).

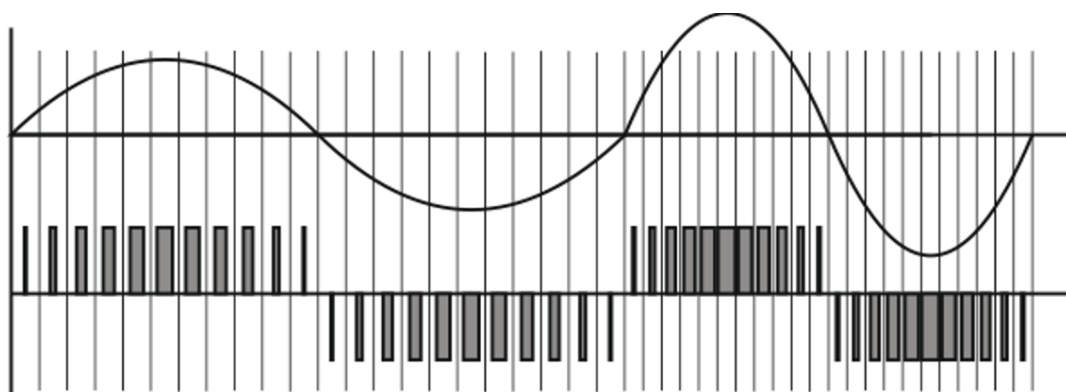


Рис. 5.5. Залежність форми ЕРС від щільності ШІМ для керування за положенням ротора, отриманим від енкодера

Такий спосіб керування давав хороші енергетичні та експлуатаційні показники на швидкостях від 30% до 100% від номінального значення. У конкретних застосуваннях, про які йтиметься в наступному параграфі, діапазон регулювання був заданий замовником 1:100, а саме від 1 об/хв до 100 об/хв. Напруга живлення обмежувалася значенням 24 В, яке отримувалося від акумуляторної батареї. Тобто за швидкості 30% від номінальної, напруга живлення (амплітудне значення) повинна була становити близько 7 В, а для зниження швидкості до 1 об/хв теоретично потрібно було знижувати амплітудне значення напруги до $24/100=0,24$ В.

Звичайно, при напрузі 0,24 В двигун, спроектований на напругу 24 В та частоту обертання 100 об/хв, не зможе плавно обертатись з частотою 1 об/хв при наявності зубцевого моменту. Замкнути систему зворотнім зв'язком за швидкістю також не вдавалось у зв'язку з недостатньою розрядністю енкодера та нелінійністю його показників.

На данному етапі виникла ідея застосувати полярне керування, описане у параграфі 3.2.3. За цим способом відбувається перетворення табличних значень синусоїди, записаних у програмі мікроконтролера, у вектори ЕРС. Формування векторів відбувається через фіксовані інтервали часу, які і задають частоту обертання, а амплітудне значення напруги не впливає на швидкість, а лише на струм. На рис. 5.6 видно, що збільшення щільності ШІМ сигналу не впливає на зміну частоти ЕРС, а лише на зміну її амплітуди. Зміна частоти обертання буде залежати лише від часу вибірки даних із таблиці мікроконтролера. При данному способі ми маємо можливість задати частоту обертання 1 об/хв, а амплітудне значення при цьому можемо регулювати від 1 до 24 В. Звичайно, в програмі були записані параметри обмеження струму (моменту) та температури перегріву, а енкодер використовувався лише для контролю обертання та положення ротора. Реалізувалось це таким чином, оператор за допомогою пульта керування задавав частоту обертання, мікроконтролер вирішував, як керувати, чи за положенням ротора (з енкодером), чи полярним способом. Також було передбачено режим виходу з ладу енкодера, при якому оператор мав змогу повністю перейти на полярний спосіб та забезпечити працездатність системи, хоча і з гіршими енергетичними показниками.

5.2.2. БЕП башти БТР та мотор-колесо роботизованого комплексу для виконання наземних завдань. Протестувати та перевірити ефективність практичного застосування розроблених способів комутації обмоток якоря СМІМ, виникла у процесі створення приводу обертання башти БТР (рис. 5.7) та роботизованого комплексу для виконання наземних завдань (рис. 5.8).

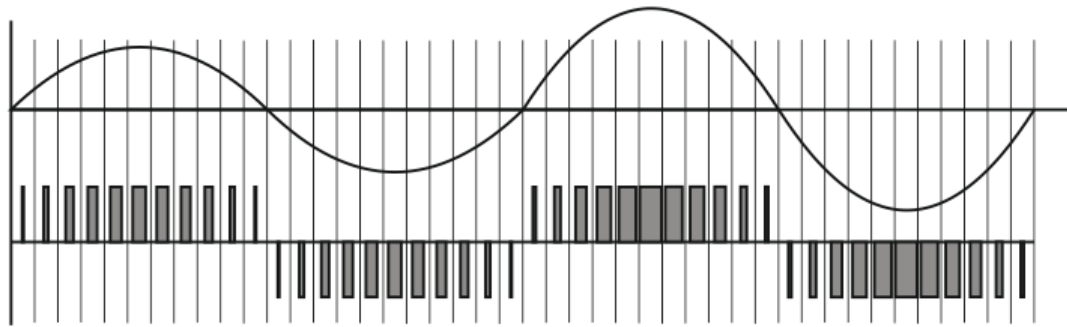


Рис. 5.6. Залежність форми ЕРС від щільності ШІМ для полярного керування КС-методом

Спеціалістами СКБ «Електромеханічних систем» Львівської політехніки було розраховано, спроектовано та виготовлено двигуни для поставлених завдань. Нами було розроблено електричну схему та виготовлено плату електропривода керування двигунами. Потрібно зазначити, що двигуни для приводів башти та роботизованого комплексу відрізнялись як механічним виконанням так і кількістю пар полюсів та схемою обмотки. Для башти було створено два двигуни класичної конструкції з нерухомим статором та обертовим валом з ротором (рис. 5.9), а для роботизованого комплексу двигуни мали вигляд мотор-коліс (рис. 5.10). Плати керування в обох випадках були повністю однаковими, а відрізнялися лише програмним кодом мікроконтролера.



Рис. 5.7. Башта БТР з встановленими приводами



Рис. 5.8. Роботизований комплекс для виконання наземних завдань



Рис. 5.9. Фото двигунів для башти БТР



Рис. 5.10 Фото мотор-коліс роботизованого комплексу для виконання наземних завдань

Також виникла необхідність в достатньо мініатюрному давачі положення, який повинен був бути надійним, абсолютного типу та забезпечувати передачу даних за допомогою послідовного інтерфейсу. Було обрано магнітний напівпровідниковий енкодер AS5045 з 12-бітним (4096 точок на оберт) абсолютним кодом. Це мікросхема з інтегрованими елементами Холла, яка реагує на кут повороту двополюсного магніта, що обертається навколо її центра (рис. 5.11).

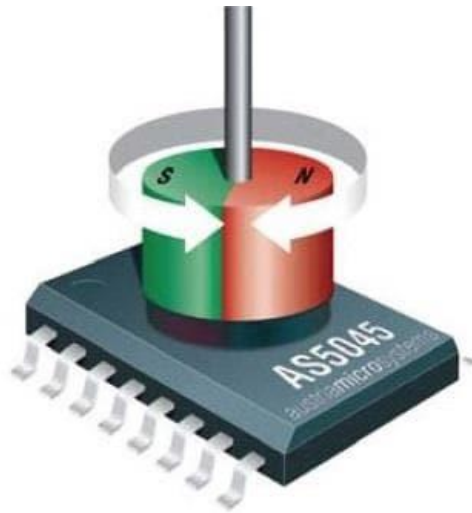


Рис. 5.11. Вигляд 12-розрядного абсолютного магнітного енкодера

Даний давач було встановлено на кожному двигуні, а сигнали подавались на окрему плату керування. Для двигунів башти БТР енкодер закріплювався на зворотному боці вала за допомогою муфти. Муфта з'єднувала вал енкодера та вал двигуна, тому була необхідність створення корпусу для енкодера з розташуванням магніта на його валу (рис. 5.12). Для роботизованого комплексу енкодер був інтегрований в корпус самого двигуна (рис. 5.13).



Рис. 5.12. Фото енкодерів двигунів для башти БТР



Рис. 5.13. Енкодер, інтегрований в корпус мотор-колеса роботизованого комплексу

На рис. 5.14 зображено принципову електричну схему універсальної плати керування СМППМ. Алгоритм роботи системи керування реалізований програмою, написаною мовою програмування Асемблер для мікроконтролерів типу AVR. Використано мікроконтролер АТmega128, що має два виводи послідовного інтерфейсу UART та три окремі незалежні 16-розрядних таймери лічильники. Один з інтерфейсів UART використано для зв'язку з енкодером, а інший для обміну інформацією з пультом оператора через інтерфейс RS-485 за допомогою мікросхеми ADM485. Слід зазначити, що схема енкодера складалась безпосередньо з мікросхеми AS5045 та окремого мікроконтролера АТmega8, який виконував функціюотримання даних про кутове положення та їх передачу послідовним інтерфейсом на мікроконтролер системи керування. Вбудовані таймери лічильника допомогли створювати ШІМ сигнали, які подавались на 3 драйвери типу IR2104, які, в свою чергу, формували необхідні сигнали керування шістьма силовими MOSFET транзисторами VT1-VT6 типу IRFP3077.

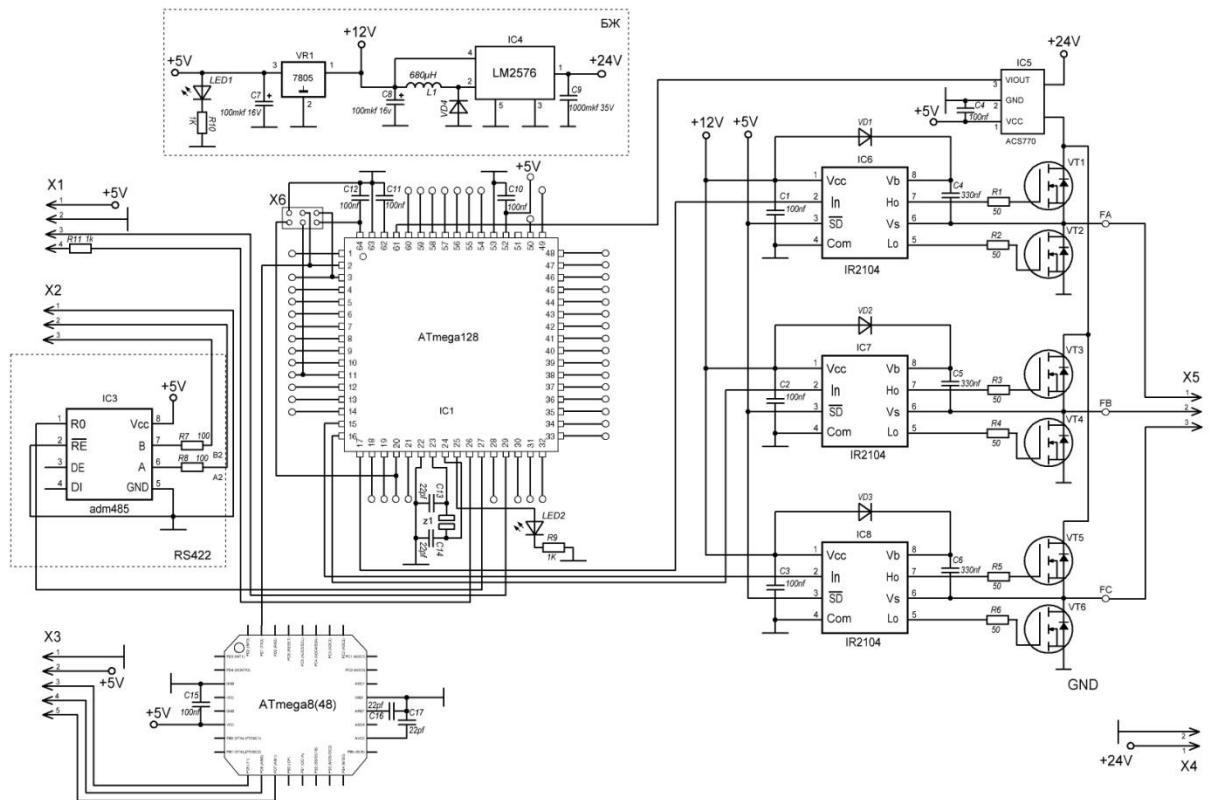


Рис. 5.14. Принципова електрична схема плати керування СМПМ

На рис. 5.15 зображено розведену, а на рис. 5.16 виготовлену плату керування СМПМ, однакову для приводу обертання башти БТР та роботизованого комплексу для виконання наземних завдань.

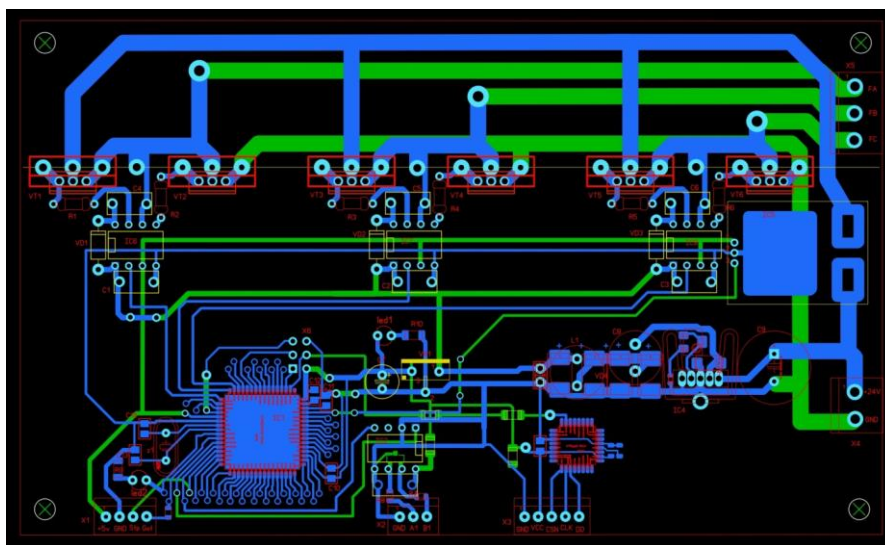


Рис. 5.15. Плата керування СМПМ

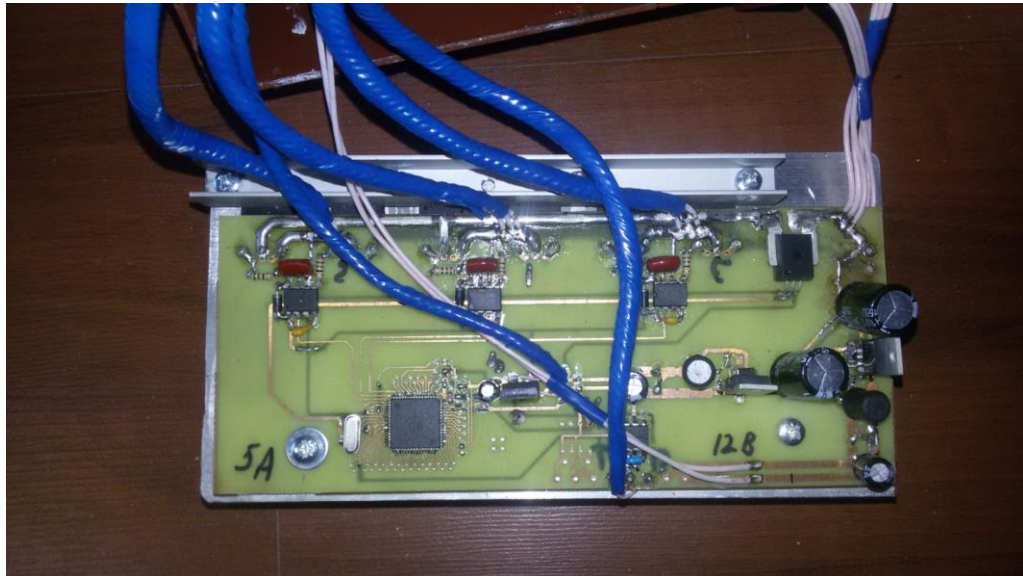


Рис. 5.16. Система керування СМПП

Дослідні випробування розроблених систем БЕП показали ефективність їх роботи у вказаних об'єктах, про що свідчать акти використання результатів роботи, приведені у додатку.

5.2.3. БЕП в наукових розробках для досліджень у Львівській політехніці. Отримані в дисертаційній роботі результати знайшли своє застосування в низці розробок, які проводяться колективами дослідників у Львівській політехніці.

Створено установку для проведення інтерферометричних вимірювань показників заломлення в кристалічних матеріалах за допомогою лазерного джерела світла, яка поєднує в собі керувану мікроконтролером механічну систему з БЕП, що прецизійно повертає із заданою дискретою в межах певного куту інтерферометр Мікельсона [37]. Система збору даних від оптичного детектора за допомогою віртуального інструмента, реалізованого в National Instrument LabVIEW, точно визначає показник заломлення заданих плоскопаралельних зразків. Завдяки застосуванню полярного керування вектором напруги якоря багатополюсної СМПП з КС-комутацією, а також застосування програмного керування за принципом дроблення кроку високоточний БЕП дав змогу досягти мінімального кута повороту 0,003 град.

У Львівській політехніці також проводяться роботи щодо створення нових типів недорогих суперконденсаторів з неорганічним електролітом. Для формування вуглецевої маси навколо електрода у вигляді нікелевої сітки, необхідно під досить високим тиском та за підвищеної температури кілька разів провальцювати кожен електрод до досягнення ним потрібної товщини порядку 100 мкм. Для таких робіт створена спеціальна вальцювальна машина з підігрівними електродами (рис. 5.17) [105]. Автором виконано тихохідну систему БЕП вальців, які між собою механічно зв'язані. Для приводу використано багатополіусну СМППМ та КС-комутацією її обмоток якоря.



Рис. 5.17. Вальцювальна машина з БЕП на базі СМППМ

5.3. БЕП з неперервною комутацією обмоток якоря СМППМ з використанням розробленого комплексного датчика кутового положення і кутової швидкості ротора

Розроблення комплексного датчика кутового положення і кутової швидкості ротора та перевірка працездатності проводилася на експериментальній установці з трифазною синхронною мікромашиною, яка приводиться в рух регульованим електроприводом постійного струму (рис 5.18).

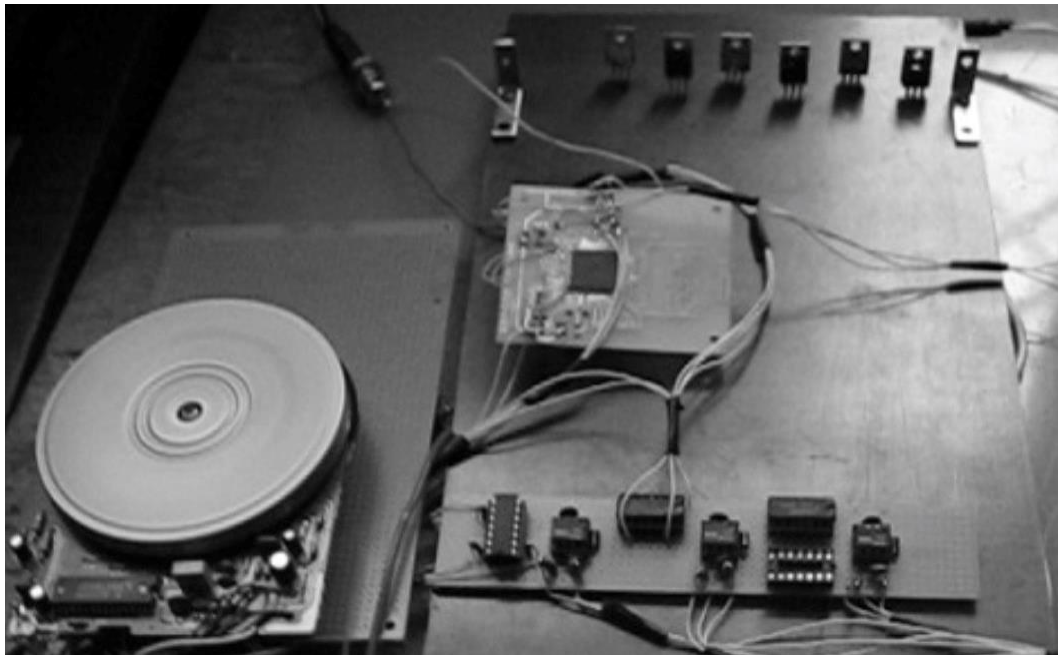


Рис. 5.18. Експериментальна установка для перевірки працездатності Розроблення комплексного давача кутового положення і кутової швидкості ротора

Результати вимірювань фазних ЕРС обертання через плату ЦАП-АЦП "Ада" передавались на персональний комп'ютер програмі, написаній мовою Pascal відповідно до алгоритму, показаному на рис. 4.2. Після відлагодження програми алгоритм показав задовільні результати, не дивлячись на порівняно високу частоту обертання ТГ та відсутність спеціальних заходів, які б забезпечували виконання вищевказаних прийнятих допущень. Останніми, а також присутністю значних зубцевих пульсацій застосованої синхронної машини пояснюються досить великі пульсації отриманого сигналу про кутову швидкість ω . Як приклад, на рис. 5.19 приведені записані комп'ютером осцилограми розгону і реверсу ТГ, що працює за розробленим алгоритмом.

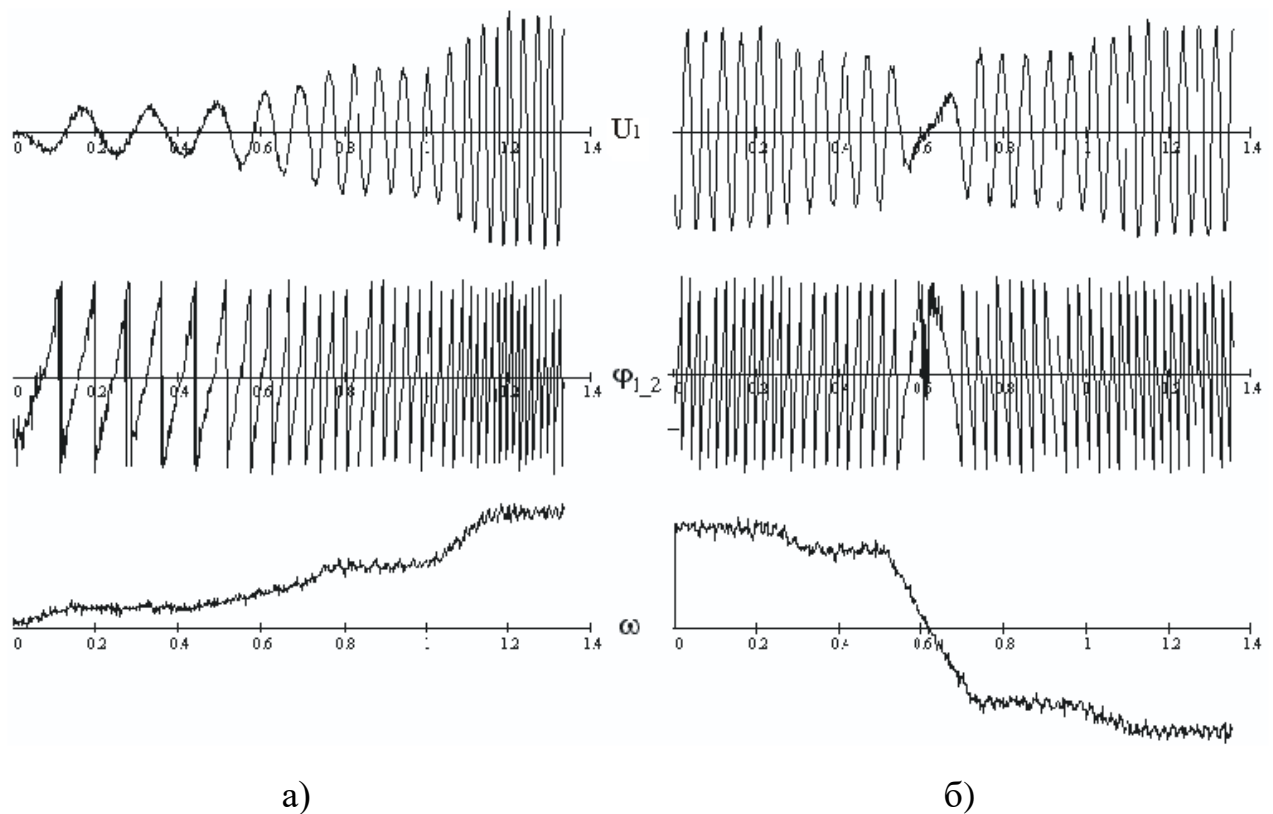


Рис. 5.19. Осцилограми перехідних процесів розгону (а) і реверсу (б) ТГ (зверху вниз: ЕРС однієї фазної обмотки, обчислений кут положення ротора, кутова швидкість)

5.4. Висновки до розділу

1. Розроблений метод дискретної багатоточкової КС-комутації обмоток якоря БДПС із застосуванням недорогого низькорозрядного абсолютного енкодера знайшов своє успішне застосування у низці розробок систем БЕП різних об'єктів, які проводилися у Львівській політехніці. Реалізовані ці системи на основі спеціально створених багатополосних електричних машин з ПМ, обмотки якорів яких комутуються транзисторним інвертором, а керування здійснюється дешевим мікроконтролером відповідно до розробленої програми.

2. Для застосувань, де вимагається широкий діапазон регулювання кутової швидкості, зокрема, для приводу мотор-колів, запропоновано гібридну дискретну комутацію обмоток якоря електричних машин з ПМ, у

якій на низьких швидкостях застосовано полярне керування з КС-комутацією у розімкненій за положенням ротора системі, а на високих – КС-комутацію у замкненій системі відповідно до положення ротора.

3. Проведені випробування на експериментальній установці підтвердили працездатність розробленого алгоритму обробки сигнальних обмоток якоря синхронного ТГ з метою отримання інформації про кутову швидкість, напрям обертання та кутове положення ротора для БЕП на основі СМППМ з неперервною комутацією.

Отримані в розділі результати опубліковано автором у роботах [34, 35, 37, 105].

ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено важливе науково-практичне завдання – дослідження особливостей БЕП та розроблення нових ефективних систем електронної дискретної та неперервної комутації обмоток якоря багатополюсних електричних двигунів з ПМ в БЕП. Отримані в роботі результати дають можливість зробити такі загальні висновки.

1. Останнім часом БЕП успішно застосовуються в об'єктах приводу, де вимагаються висока точність відпрацювання завдання електромагнітного моменту, кутової швидкості і переміщення, надійність, довговічність та ремонтпридатність, наприклад: роботи і маніпулятори, астронавігаційні системи, системи наведення та стеження, мотор-колеса електричних транспортних засобів, генератори вітроустановок, ліфти і багато інших. Проте, не дивлячись на поширення БЕП, до цього часу між дослідниками триває дискусія щодо їх переваг та недоліків порівняно з традиційними редукторними приводами.

2. Проведені теоретичні дослідження закономірностей електромагнітної редукції в СМПМ дали можливість встановити та пояснити тенденції зміни параметрів та показників системи електроприводу при збільшенні кількості пар полюсів СМПМ для побудови БЕП. Так, у БЕП має місце суттєве зменшення індуктивності обмотки якоря, яке разом із зростанням активного опору якоря забезпечує значне зниження електромагнітної сталої часу обмотки якоря. Це призводить до збільшення пульсацій струмів якоря та, відповідно, електромагнітного моменту машини. Значне зростання модуля статичної жорсткості механічної характеристики багатополюсної СМПМ в БЕП забезпечує лише незначне зростання електромеханічної сталої часу приводу, не дивлячись на великий момент інерції об'єкта приводу та відсутність механічного редуктора. Енергетичні показники СМПМ при цьому теж залишаються достатньо високими, а всього ЕП зростають. Маса та габарити багатополюсної СМПМ значно

збільшуються, проте маса СМПМ не значно перевищує сумарну масу високошвидкісного двигуна з механічним редуктором.

3. За дискретної електронної комутації обмоток якоря двигуна в БЕП мале значення електромагнітної сталої часу призводить до значних пульсацій струмів якоря під час перемикань транзисторів силового комутатора, що спричинює відповідні пульсації електромагнітного моменту двигуна. За відсутності механічного редуктора ці пульсації безпосередньо передаються об'єктові приводу, що викликає вібрації та шуми і негативно впливає на надійність приводу. Через порівняно невелике значення електромеханічної сталої часу привода пульсації моменту викликають відповідні пульсації кутової швидкості двигуна. Ці особливості багатополусної електричної машини з ПМ в БЕП зумовлюють перегляд традиційних та пошук нових способів дискретної комутації обмоток якоря двигуна, які б забезпечували зменшення пульсацій його електромагнітного моменту.

4. Проведені дослідження поширених способів дискретної комутації обмоток якоря ДБПС щодо пульсацій струмів якоря та електромагнітного моменту, а також ККД двигуна дали змогу рекомендувати для застосування в БЕП такі: для електричних машин з ПМ і трапецевидною формою ЕРС – 120° систему комутації, для машин із синусоїдальною формою ЕРС – 180° . З метою зниження пульсацій струмів якоря та електромагнітного моменту двигунів з ПМ у БЕП, для поширених систем дискретної комутації обмоток якоря запропоновано низькопульсаційні способи ШІМ, які дають змогу знизити пульсації моменту приблизно на 40%.

5. Запропонований та розроблений метод КС-комутації обмоток якоря СМПМ у БЕП дає змогу знижувати пульсації електромагнітного моменту в залежності від поставлених вимог шляхом збільшення точок дискретної фіксації положення ротора. Застосування методу полярного керування вектором напруги якоря за КС-комутації дає можливість забезпечувати максимальні енергетичні показники приводу в залежності від умов роботи

простими засобами автоматичного керування. Подальшого зниження пульсацій електромагнітного моменту БДПС в БЕП приблизно у 3 рази можна досягти в двоякійній конструкції електричної машини з ПМ за кутового зміщення якорів, рівного половині дискрети встановлення точкових ДКПР.

6. Розроблений алгоритм цифрової обробки вихідних напруг інформаційних обмоток синхронного тихохідного ТГ, оцінка його чутливості до можливих систематичних та випадкових кутових, амплітудних і гармонічних відхилень цих напруг, а також запропоновані прийоми вирізання та усереднення дали можливість отримати досить простий комплексний давач кута положення ротора, кутової швидкості та напрямку обертання з метою створення БЕП на базі СМПМ.

7. Розроблені в дисертації нові методи дискретної багатоточкової КС-комутації обмоток якоря БДПС та полярного керування вектором напруги якоря показали свою ефективність під час експериментальних досліджень та знайшли успішне застосування у низці розробок, які проводилися у Львівській політехніці з метою створення систем електроприводів для різних об'єктів: БЕП камери спостереження, а також башти бронетранспортера, приводу мотор-коліс роботизованого комплексу для виконання наземних завдань, БЕП в установках для проведення науково-дослідних робіт. Результати роботи використовуються також у навчальному процесі у Львівській політехніці.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аникин К.П. Релейно-векторная система управления бесконтактным двигателем с постоянными магнитами с датчиком тока в звене постоянного тока. *Технічна електродинаміка*. 2014. №3. С. 51–55.
2. Безредукторные приводы. Вечное стремление к совершенству. веб-сайт. URL:[http://www.obo-rt.ru/arhiv/5\(5\)/25%20Bezreduktornie.html](http://www.obo-rt.ru/arhiv/5(5)/25%20Bezreduktornie.html)(дата звернення: 20.05.2020).
3. Беленький Ю.М., Зеленков Ю.М., Микеров А.Г. Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. Ленинград: Дом научн.-техн. пропаганды, 1987. 27 с.
4. Бурмакин А.М. Низкоскоростной дугостаторный асинхронный двигатель для станков-качалок малодебитных нефтяных скважин. автореф. диссерт. на соиск. научн. степени канд. техн. наук. 05.09.01. Екатеринбург, 2011. 22 с.
5. Бычков М.Г. Обзор современных электроприводов с вентильными двигателями и их применений. Электропривод с вентильными двигателями. *Докл. науч.-практ. семинара*. М. : Издательский дом МЭИ, 2007. С. 15–34.
6. Безредукторная электромеханическая система с дугостаторным электроприводом для радиолокационной станции / Волков И.В., Стяжкин В.П., Милько Р.Э., Доманский Г.В. *Электротехнические и компьютерные системы*. К., 2011. №3(79). С. 248–252.
7. Денисов К. М., Жданов И. Н. Оптимизация каналов скорости и положения прецизионных следящих электроприводов. *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2008. Т.51, №6. С. 45–51.
8. Епифанов О.К. Современные электромеханические устройства безредукторных вентильных электроприводов. *Электропривод с вентильными двигателями* : Докл. науч.-практ. семинара. М. : Издательский дом МЭИ, 2007. С. 71–99.
9. Завгородній В.Д., Снітков І.Ф., Харчишин Б.М. Вплив технологічних похибок виготовлення безконтактних моментних двигунів постійного струму на пульсації електромагнітного моменту. *Проблеми автоматики та електрообладнання транспортних засобів ПАЕТЗ* : Всеукраїнська наук.-техн. конф. з міжнар. участю. Миколаїв, 2005. Ч.2. С. 142–145.

10. Ивоботенко Б.А. Развитие концепций построения вентильных электродвигателей. *Электропривод с вентильными двигателями* : докл. науч.-практ. семинара. М.: Издательский дом МЭИ, 2007. С. 4–14.
11. Кузнецов О.О. Перспективы використання прямого привода при модернізації механізму наведення антени станції наземної артилерійської розвідки. *Військово-технічний збірник*. Львів, 2014. 2(11). С. 27–31.
12. Макарчук О.В. Особливості роботи вентильного двигуна з постійними магнітами без давача положення ротора. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 3. С. 30–35.
13. Микеров А.Г., Рубцова Е.А. Выбор моментных двигателей систем автоматического управления по их энергетическим и динамическим показателям. *Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ*. М., 2010. №6. С. 58–69.
14. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность) : монография. С.-Пб. : Корона-Век, 2006. 336 с.
15. Павлище В.Т. Основи конструювання та розрахунків деталей машин. Львів : Афіша, 2003. 560 с.
16. Патент на корисну модель : Безконтактний двигун постійного струму/ Щур І.З., Козій В.Б: пат. UA50019U Україна:МПК H02K 16/00, H02J 29/06. № u 2009 11077; заявл. 02.11.2009, опубл. 25.05.2010, Бюл. №10.
17. Сабинин Ю.А., Денисова А.В. Безредукторный позиционный электропривод. *Электротехника*. 1999. № 8. С. 22–28.
18. Садовников М.А. Измерение скорости движения силового электропривода с помощью оптических датчиков угла. *Известия высших учебных заведений. Приборостроение*. 2008. Т. 51, №6. С. 52–57.
19. Свечарник Д.В. Электромашини прямого привода: Безредукторный электропривод : монография. М. :Энергоатомиздат, 1988. 208 с.
20. Смирнов Ю.С. Безредукторные мехатронные преобразователи. *Вестник ЮУрГУ, Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника»*. 2010. Вып. 12, № 22. С. 51–52.
21. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока : монография. М. :Энергоатомиздат. 1989. 224 с.
22. Трегуб М.І. Обґрунтування магнітної системи дугостаторного вітроелектричного генератора з кільцевим ротором. *Праці Інституту*

електродинаміки Національної академії наук України. Київ, 2014. Вип. 39. С. 57–64

23. Фільц Р.В. Відносні одиниці і закони росту електричних машин та їх застосування в електротехніці : конспект лекцій. Львів, 1994. 56 с.
24. Цаценкин В.К. Безредукторный автоматизированный электропривод с вентильными двигателями : монография. М. Изд-во МЭИ, 1991. 235 с.
25. Модернізація електроприводів бойових машин реактивних систем залпового вогню / Чумакевич В.О., Сокульський О.Є., Зелений І.І., Крешний О.І. Харків. *Системи озброєння і військова техніка*. 2012. № 3(31). С. 98–102.
26. Чучман Ю.И., Черепаньяк М.В., Коваленко А.Е. Двигатель и тахогенератор постоянного тока инфранизких частот. Преобразователи энергии и информации. М. : ЦНИИТЭИ, 1982. 5 с.
27. Прецизійний тихохідний безредукторний безконтактний електропривід / Чучман Ю.І., Щур І.З., Черепаньяк М.В., Журкіна В.М. *Електроінформ*. 2006. № 2. С. 11–13.
28. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Алгоритм роботи комплексного давача електричного кута положення, швидкості і напрямку обертання для тихохідного електропривода. *Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісн. Націон. ун-ту "Львівська політехніка"*. 2005. №544. С. 168–173.
29. Щур І.З., Козій В.Б. Вплив конструктивних похибок синхронного тахогенератора на рівень пульсацій моменту і кутової швидкості безконтактного тихохідного електропривода. *Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Сб. научн. тр. Днепродзержинск. госуд. техн. ун-та (технические науки)*. — Тематич. вып. Днепродзержинск, 2007. С. 524–526.
30. Щур І.З., Козій В.Б. Квазісинусоїдний принцип безконтактної позиційної комутації обмоток якоря синхронних машин з постійними магнітами в безредукторному електроприводі. *Електроінформ*, 2009. № 2. С. 6–9.
31. Щур І.З., Козій В.Б., Костинюк Л.Д. Підвищення точності визначення кутової швидкості за напругами синхронного тихохідного тахогенератора. *Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісн. Націон. ун-ту "Львівська політехніка"*. 2006. № 563. С. 165–173.

32. Щур І.З., Козій В.Б. Полярне керування безредукторним безконтактним електроприводом постійного струму з квазісинусоїдною позиційною комутацією обмоток якоря. *Електроінформ.* 2009. № 2. С. 6–9.
33. Щур І.З., Козій В.Б. Принципи комутації безконтактного двигуна з постійними магнітами у безредукторному електроприводі. *Вестн. Націон. ун-та «Харьк. политехн. ин-т»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика.* 2008. Вып. 30. С. 427–430.
34. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Система безредукторного електропривода інфранизьких частот обертання. *Електромашинобудування та електрообладнання. Тематичний випуск : Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика.* К : Техніка, 2006. Вип. 66. С. 77–78.
35. Система прямого безконтактного електропривода інфранизької швидкості з мікроконтролерним керуванням / Щур І.З. та ін. *Наук. праці Донецького націон. техн. ун-ту, Серія «Електротехніка і енергетика».* 2013. Вип. 1(14) (186). С. 317–323.
36. Щур І.З., Макаручук О.В., Черепаняк М.В. Стратегії керування безредукторними електроприводами на базі безконтактних вбудованих електромеханічних модулів з постійними магнітами. *Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісн. Націон. ун-ту «Львівська політехніка».* 2008. №615. С. 167–175.
37. Automated optical refractive index measurements using Lab VIEW controlled gearless motor / Andrushchak N., Koziy V., Karbovnyk I., Andrushchak A. *Proc. of the XXII Ukrainian-Polish conference (CADMD'2014).* Lviv (Ukraine), 2014. P. 122–127.
38. Ahsanullah K., Rukmi Dutta, M.F. Rahman. Review of PM generator designs for direct-drive wind turbines. *Australasian Universities Power Engineering Conf. (AUPEC).* Bali, Indonesia, 2012.
39. Alshehabi A., Pahlavani M. R. A. Improving the performance of brushless DC motor using the six digits for m of SVPWM switching mode. *Journal of Basic and Applied Scientific Research.* 2012. Vol. 2(12). P. 12066–12077.
40. Barrero F., Duran M. J. Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part 1. *IEEE Trans. on Industrial Electronics.* 2016. Vol. 63, Is. 1. P. 449–458.

41. Batzel T.D., Lee K.Y. Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 1998. V.13., № 3. P. 257–262.
42. Batzel T.D., Lee K.Y. Electric propulsion with sensorless permanent magnet synchronous motor: implementation and performance. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 2005. Vol. 20. Is. 3. P. 575–583.
43. Batzel T.D., Lee K.Y. Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 2000. Vol. 15. No. 4. P. 366–371.
44. Electric motors with permanent magnets with two-zone rotational speed control / Bernatt J., Glinka T., Jakubiec M., Król E., Rossa R. *Int. Aegean conf. on electrical machines and power electronics (ACEMP '07)*. Bodrum, Greece, 2007. P. 653–658.
45. Bianchi N., Bolognani S., Luise F. Analysis and design of a PM brushless motor for high-speed operations. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 2005. Vol. 20. No. 3. P. 629–637.
46. Bose B.K. *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall PTR, 2002. 711 p.
47. Prototype of electric vehicle drive with twin water-cooled wheel direct drive motors / Cariccihi F., Crescimbin F., Di Napoli A., Marcheggiani M. *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conf.* Baveno, Italy, 1996. V.2. P. 1926–1932.
48. Chapman P.L., Sudhoff S.D., Whitcomb C.A. Multiple reference frame analysis of non-sinusoidal brushless dc drives. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 1999. Vol. 14, Is. 3. P. 440–446.
49. Chan C.C., Chen G.H. A novel high power density permanent magnet variable-speed motor. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. 1993. Vol. 8, No. 2. P. 297–303.
50. Chan C.C. A novel polyphase multipole square-wave permanent magnet motor drive for electric vehicles / Chan C.C., Chen G.H., Wang X.Y., Chau K.T. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 1994. V. 30. № 1. P. 1258–1265.

51. Chau K.T. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2008. Vol. 55, Is. 6. P. 2246–2257.
52. Chen W. A novel method of reducing commutation torque ripple for brushless DC motor based on cukconverter / Chen W., et al. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2017. P. Vol. 32, Is. 7. 5497–5508.
53. Chuchman Y., Zavgorodny V. Direct drive DC torque motors and tachogenerators with permanent magnet excitation for astrophysics equipment. *Sympoz. Maszyn elektrycznych "Maszyny Elektryczne o Magnesach Trwalych"*. Poznan, 1997. P. 79–83.
54. Chung S. A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct-drive applications. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 1998. P. Vol. 13, Is. 3. P. 388–400.
55. Fractional slot concentrated winding permanent magnet synchronous machine with consequent pole rotor for low speed direct drive / Chung S.-U., Kim J.-M., Koo D.-H., Woo B.-C., Hong D.-K., Lee J.-Y. *IEEE Trans. Magn.* 2015. Vol. 30, Is. 1. P. 103–109.
56. Corzine K.A., Sudhoff S.D., Hegner H.J. Analysis of a current-regulated brushless dc drive. *IEEE Trans. on Energy Conversion*. Vol. K.A. Corzine 10, 1995. Vol. 10, Is. 3. P. 438–445.
57. Domoracki A., Krykowski K. Silniki BLDC – klasyczne metody sterowania. *Zeszyty problemowe. Maszyny elektryczne*. 2005. Nr. 72. S. 155–159.
58. General comparison of direct and geared drives for control applications Dubrovskiy G., Mikerov A., Dzhankhotov V., Pyrhonen J. : *16th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, 2014. P. 1–6
59. Electric bike geared hub motors vs gearless hub motors. URL: <https://medium.com/@workholidayjiang/electric-bike-geared-hub-motors-vs-gearless-hub-motors-7768d90e27e3> (дата звернення 18.06.2020)
60. Elhomdy E. Design and experimental verification of a 72/48 switched reluctance motor for low-speed direct-drive mining applications / Elhomdy E., Guofeng Li, Jiang Liu, Syed abid Bukhari, Wen-Ping Cao. : *Energies*. 2018. Vol. 11(192). P. 1–21.

61. Fang J. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2012. Vol. 27, No. 11. P. 4630–4637.
62. Fei W., Chi-kwong Luk P. Torque ripple reduction of a direct-drive permanent-magnet synchronous machine by material-efficient axial pole pairing. *IEEE Trans. on Industrial Eelectronics*. 2012. Vol.59, No. 6. P. 2601–2611.
63. Fei W., Luk P. C. K., Jinupun K. A new axial flux permanent magnet segmented-armature-torus machine for in-wheel direct drive applications. *IEEE Power Electronics Specialists Conf.* Rhodes, Greece, 2008. P. 2197–2202.
64. Feng Y. Variable-Flux Outer-Rotor Permanent magnet synchronous motor for in-wheel direct-drive applications / Feng Y., Fang Li, Shoudao Huang, Ning Yang. *Chinese Journal of Electrical Engineering*. 2018. Vol. 4, No. 1. P. 28–35.
65. Ficheux R. Axial-flux permanent-magnet motor for direct-drive elevator systems without machine room / Ficheux R., Caricchi F., Crescimbin F., Honorati O. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2001. Vol. 37, Is. 6. P. 1693–1701.
66. Finken T., Hombitzer M., Hameyer K. Study and comparison of several permanent-magnet excited rotor types regarding their applicability in electric vehicles. *Electrical Power Ttrain*. 2010. P. 1–7.
67. Galassini A. A modular speed-drooped system for high reliability integrated modular motor drives / Galassini A. et al. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2016. Vol. 52, Is. 4, P. 3124–3132.
68. Gao J. Comparison of control performance of PMSM of different rotor structure / Gao J., Li R., Huang S., Chen Z. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf.* Lille, France, 2010. P. 1–5.
69. Gieras J.F., Wing M. Permanent magnet motor technology. Design and applications. NY, 2002. 581 p.
70. Gobi R., Raja S. Closed loop speed control of sensorless BLDC drive using direct bmf method with pi controller. *Int. Research J. of Engineering and Technology (IRJET)*. 2018. Vol. 05, Is. 11. P. 168–174.

71. Jajtic Z. Segmented electric machine – modular motor and system topology for direct drives / Jajtic Z. et al. : *2011 1st Int. Electric Drives Production Conf. (EDPC)*, 2011. No. 5. P. 36–39.
72. Jahns T.M. The expanding role of PM machines in direct-drive applications : *2011 Int. Conf. on Electrical Machines and Systems*. Beijing, China, 2011. P. 1–6.
73. Jahns T.M., Soong W.L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives. A review. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 1996. Vol. 43, No. 2. P. 321–330.
74. Jain A., Shankar S., Vanitha V. Power generation using permanent magnet synchronous generator (PMSG) based variable speed wind energy conversion system (WECS). An overview. *Journal of Green Engineering*. 2018. Vol. 74. P. 477–504.
75. Jeong Y.S. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier frequency injection methods / Jeong Y.S., Lorenz R.D., Jeong Y.S., Jahns T.M., Sul S.K. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2005. Vol. 41, Is. 1. P. 38–45.
76. Jezernik K., Korelič J., Horvat R. PMSM sliding mode FPGA-based control for torque ripple reduction. *IEEE Trans. on Power Electr.* 2013. Vol. 28, No. 7. P. 3549–3556.
77. Hanselman D.C. Minimum torque ripple, maximum efficiency excitation of brushless permanent magnet motors. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* 1994. Vol. 41, Is. 3. P. 392–300.
78. Hamley J.A. Direct drive options for electric propulsion systems. *IEEE AES Systems Magazine*. 1996. Vol. 11, Is. 2. P. 20–24.
79. Haring T. Direct drive – opening a new era in many applications / Haring T., Forsman K., Huhtanen T., Zawadzki M. : *Conf. Record of the 2003 Annual Pulp and Paper Industry Technical Conf.* Charleston, SC, USA 2003. P. 1–6.
80. Hong D.-K. Investigating a direct-drive PM type synchronous machine for turret application using optimization / Hong D.-K. et al. *IEEE Trans. on Magnetics*. 2012. Vol. 48, No. 11. P. 4491–4494.
81. Huang B., Liao Y., He T. Total optimization design: a method of design and optimization for direct drive systems : *2011 Second Int. Conf. on*

Mechanic Automation and Control Engineering, 15-17 July 2011, Hohhot, China. 2011. No. 2. P. 2795–2797.

82. Iura H., Inazumi M., Kamei T., Ide K. Hybrid sensorless control of IPMSM for direct drive applications : *2010 Int. Power Electronics Conf. - ECCE ASIA*, 21-24 June 2010, Sapporo, Japan. 2010. No. 1. P. 2761–2767.
83. Kang Y., Yoo J.-Y. Switching pattern-independent simulation model for brushless DC motors. *Journal of Power Electronics*. 2011. Vol. 11, No. 2. P. 173–178.
84. Kim Y.T., Akbarzadeh M.R., Lee D.W. State feedback adaptive control of a direct drive motor : *Proc. the twenty-ninth southeastern symposium on system theory*. Cookeville, TN, USA, 1997. P. 1–6.
85. Krause P.C., Wasynczuk O., Sudhoff S.D. Analysis of electric machinery and drive systems. IEEE press. Wiley Interscience, 2002. 610 p.
86. Kuang X., Guo H., Xu J., Zhou T. Research on a six-phase permanent magnet synchronous motor system at dual-redundant and fault tolerant modes in aviation application. *Chinese journal of aeronautics*. 2017. P. No.30. 1548–1560.
87. Leong T.K. Opto encoders simplify brushless DC motor commutation and feedback. Dataweek, opto-electronics. URL: <https://www.dataweek.co.za/news.aspx?pklnnewsid=22573>. (дата звернення 10.04.2020)
88. Li X. Performance analysis of a flux-concentrating field-modulated permanent-magnet machine for direct-drive applications / Li X., et al. *IEEE Trans. on Magnetic*. 2015. Vol. 51, No. 5. P. 198-207.
89. Lyshevski S.E., Smith T.C. Tracking control of direct-drive servos : *IEEE Conf. on Decision and Control and European Control Conf. (CDC-ECC)*. Orlando, FL, USA, 2011. P. 1602–1607.
90. McMillan D., Ault G. W. Techno-economic comparison of operational aspects for direct drive and gearbox-driven wind turbines. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 2010. Vol. 25, No. 1. P. 191–198.
91. Meier F. Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications : Sweden universitets service. US AB, 2008. 165 p.
92. Ming Y., Yimin Z., Zhili S. Finite element analysis about transmission components in C parts of direct-drive bi-rotary milling head : *2010 WASE*

- Int. Conf. on Information Engineering*, 14-15 Aug. 2010, Beidaihe, Hebei, China. 2010. No. 1. P. 57–60.
93. Mozaffari Niapour S. A. KH. Review of permanent-magnet brushless DC motor basic drives based on analysis and simulation study / Mozaffari Niapour S. A. KH. et al. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2014. Vol. 9. N. 5. P.930–957.
 94. Niu S. A Novel axial-flux-complementary doubly salient machine with boosted PM utilization for cost-effective direct-drive applications / Niu S., Zhao X., Zhang X., Sheng T. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 145970–145977.
 95. Noroozi M.A. An Improved direct torque control of brushless DC motors using twelve voltage space vectors / Noroozi M.A., Moghani J.S., Mili monfared J., Givi H. *IEEE Catalog Number: CFP121IJ-ART*. 2012. P. 133–138.
 96. Paranchuk Y. Mathematical modelling and experimental determination of parameters of the guidance system of weaponry complex / Paranchuk Y., Evdokimov P., Kozij V., Tsyapa V. *Computational Problems of Electrical Engineering*. 2018. Vol. 8, No. 2. P. 73–78.
 97. Park S.J. A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2000. Vol. 47, Is. 1. P. 109–114.
 98. Parsa L., Toliyat H.A. Five-phase permanent-magnet motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2005. Vol. 41, No. 1. P. 30–37.
 99. Petrović V. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors / Petrović V., Ortega R., Stanković M., Tadmor G. *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2000. Vol.15, No. 5. P. 871–880.
 100. Rahman K.M. Application of direct-drive wheel motor for fuel cell electric and hybrid electric vehicle propulsion system / Rahman K.M. et al. *IEEE Trans. on Industry Applications*. 2006. Vol. 42, No. 5. P. 1185–1192.
 101. Rallabandi V. Axial-field vernier-type flux modulation machines for low-speed direct-drive applications / Rallabandi V. et al. : *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Baltimore, 2019. P.3123–3128.
 102. Rusek A., Shchur I., Kozij V. Bezprzekładniowe napędy elektryczne zawierające maszyny synchroniczne z magnesami trwałymi. *Maszyny Elektryczne. Zeszyty Problemowe*, 2014. Nr 101/1. S. 81–88.

103. Sen W., Bingyi Z., Guihong F. Research of low-speed and direct-drive PMSM for new oil drilling mud pump : *Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011. P. 1–5.
104. Sharma R., Prajapat K. K., Sood A. Performance analysis of direct torque control of PMSM drive using two level inverter : *Int. Conf. on Communication Systems and Network Technologies*, 2012. P. 825–829.
105. Shchur I. Hybrid electric energy storage module for distributed energy storage systems based on ecologically acceptable supercapacitor / Shchur I. et al. : *Proc. 2019 IEEE 2nd Ukraine Conf. on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Lviv, Ukraine, 2019. P. 395–400.
106. Shi Y., Jian L. A novel dual-permanent-magnet-excited machine with flux strengthening effect for low-speed large-torque applications. *Energies*. 2018. Vol. 11(153). 17 p.
107. Simon D., Feucht D.L. Synchronous motor phase control by vector addition of induced winding voltages. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2004. Vol. 51, Is. 3. 2004. P. 537–544.
108. Smadi I.A., Omori H., Fujimo Y. Development, analysis, and experimental realization of a direct-drive helical motor. *IEEE Trans. on IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2012. Vol. 59, No. 5. P. 2208–2216.
109. Sumega M. Sources of torque ripple and their influence in BLDC motor drives / Sumega M., Zoššák Š., Varecha P., Rafajdus P. *Transportation Research Procedia*, 2019. Vol. 40. P. 519–526.
110. Suzuki M. Direct drive technology and its impact on gearmotor business. *Power Transmission Engineering*. 2009. Vol. 12. P. 26–32.
111. Tong C. Investigation of magnetically isolated multiphase modular permanent-magnet synchronous machinery series for wheel-driving electric vehicles. / Tong C. et al. *IEEE Trans. on Magnetic*. 2014. Vol. 50 No. 11. 8203704.
112. Tuysuz A., Kolar J. W. Comparison of lateral- and cylindrical-stator electrical machines for high-speed direct-drive applications in confined spaces : *2016 IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition (APEC)*. 2016. P. 615–622.
113. Ustun O. Study on design of brushless motor for direct-drive electric vehicle applications / Ustun O., et al. : *EEVC European Electric Vehicle Congress*. 2012. P. 1–6.

114. Wang G. Robust low-cost control scheme of direct-drive gearless traction machine for elevators without a weight transducer / Wang G., Zhang G., Yang R., Xu D. *IEEE Ttrans.on Industry Applications*. 2012. Vol. 48, No. 3. P. 996–1005.
115. Xue S. Study on the high accuracy vector control system of direct drive permanent-magnet synchronous machine / Xue S. et al. : *2012 15th Int. Conf. on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2012. P. 1–5.
116. Yao X. Commutation torque ripple reduction for brushless DC motor based on an auxiliary step-up circuit / Yao X. et al. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 138721–138731.
117. Zhang H., Wallmark O. Evaluation of winding arrangements in electric machinery for modular electric drives : *2016 IEEE 8th Int. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. 2016. P. 2820–2825.
118. Zhao F., Lipo T. A., Kwon Byung-I. A novel dual-stator axial-flux spoke-type permanent magnet vernier machine for direct-drive applications. *IEEE Trans. on Magnetic*. 2014. Vol. 50, No. 11. 8104304.

ДОДАТКИ

**ТЗОВ “ТОРГОВИЙ ДІМ “ТРОСИ
ДИСТАНЦІЙНОГО КЕРУВАННЯ”**

79020, м.Львів, пр. В.Чорновола, 59, к.303, тел. 032 232 54 58
р/р UA023808050000000026007212048, в Банку
АТ „Райффайзен Банк Аваль”,
свідоцтво платника ПДВ № 18682673, МФО 380805,
ЄДРПОУ 31003530, ПІН 310035313332

«Затверджую»
Директор
ТЗОВ «Торговий дім “ТДК”
Р.Г.Червоний
«14» 05 2020р.

Акт


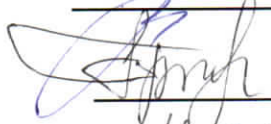

**про використання результатів дисертаційної роботи Козія В.Б на тему
«Покращення характеристик безредукторних приводів на основі
синхронних двигунів з постійними магнітами та електронним
комутатором»**

Комісія з інженерних питань ТОВ “Торговий дім “Троси дистанційного керування” у складі: голови – директора Червоного Р.Я., та членів комісії: головного інженера Трояна В.Я. та інженера-конструктора Костіва А.П., склала цей акт про те, що наукові результати, отримані у дисертаційній роботі Козія В.Б., були використані в інженерній практиці ТОВ “Торговий дім “ТДК”, яке займається виробництвом тросів дистанційного керування, вузлів та механізмів для автоматичного керування різними процесами.

Зокрема, у розробці електроприводу башти бронетранспортера застосовано розроблену Козієм В.Б. малоточкову дискретну комутацію обмоток якоря синхронних двигунів з постійними магнітами з електронною корекцією кута комутації, що дало змогу побудувати систему керування реверсивним безредукторним електроприводом з високими енергетичними показниками за допомогою простих дискретних давачів положення ротора та дешевих мікроконтролерів з нескладними алгоритмами керування.

Голова комісії

Члени комісії


Р.Г.Червоний

В.Я. Троян

А.П. Костів

**ТОВАРИСТВО З ОБМЕЖЕНОЮ ВІДПОВІДАЛЬНІСТЮ
«ІНДУСТРІАЛЬНІ РОБОТИЗОВАНІ СИСТЕМИ»**

79066, м. Львів, вул. Сихівська, 24 Б, тел. 032 232 54 58
р/р 26007081539 у ПАТ АКБ «Львів»
свідоцтво платника ПДВ 380988113508, ІПН 380988113508
Код ЄДРПОУ: 38098812, МФО 325268

Акт

**про використання результатів дисертаційної роботи Козія В.Б на тему
«Покращення характеристик безредукторних приводів на основі
синхронних двигунів з постійними магнітами та електронним
комутатором»**

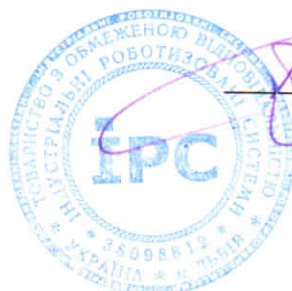
Даним актом підтверджується, що наукові результати, отримані у дисертаційній роботі Козія В.Б., були використані в інженерній практиці ТОВ «Індустріальні роботизовані системи» (ІРС), яке займається розробкою і впровадженням інноваційних рішень для виробництва, автоматизації та модернізації виробничих процесів.

У практичних роботах ТОВ ІРС, а саме, при розробці та виготовленні роботизованого комплексу для виконання наземних завдань, знайшли місце такі наукові результати, що були отримані дисертантом:

1. Гібридне керування із поєднанням квазісинусоїдального та полярного керування використано для керування мотор-колесами роботизованих комплексів, здатних працювати як на високих швидкостях близько руху (10 км/год), так і на повзучих швидкостях, які необхідні для створення розмінувальних машин.

2. Алгоритм мікроконтролерного керування, який дозволяє під час роботи автоматично змінювати системи комутації обмоток якоря або з використанням енкодера, або взагалі без жодних датчиків положення ротора, що значно підвищує надійність створених комплексів, наприклад, при виході з ладу енкодера.

Директор



Пасічник Р.Є.

11.06.2020

ЗАТВЕРДЖУЮ

Проректор

з науково-педагогічної роботи
Національного університету
"Львівська політехніка"

О.Р. Давидчак

09 _____ 2020 р.



А К Т

про впровадження в навчальний процес результатів дисертаційної роботи
м.н.с. кафедри електромехатроніки і комп'ютеризованих
електромеханічних систем Козія Володимира Богдановича
за темою «Покращення характеристик безредукторних приводів на основі
синхронного двигуна з постійними магнітами та електронним комутатором»

Науково-технічна комісія в складі

Голова: заступник директора Інституту енергетики та систем керування
д.т.н., проф. Куцик А.С.

Члени: заступник завідувача кафедри електромехатроніки і комп'ютеризованих
електромеханічних систем (ЕКС) д.т.н., проф. Паранчук Я.С.,
професор кафедри ЕКС, д.т.н., проф. Маляр А.В.,
професор кафедри ЕКС, д.т.н., проф. Мороз В.І.

склала цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Козія В.Б.
впроваджені в навчальний процес кафедри ЕКС Національного університету
«Львівська політехніка», зокрема:

1. Методи дискретної квазісинусоїдної електронної комутації обмоток
якоря безредукторних синхронних двигунів з постійними магнітами, а також
полярна корекція положення вектора напруги якоря за заданою потужністю
двигуна з метою підвищення його енергоефективності використовуються при
підготовці бакалаврів спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та
електромеханіка» у дисципліні «Сучасні електроприводи змінного струму»
(Тема 6. Електроприводи на базі синхронних двигунів з постійними магнітами).

2. Алгоритм обробки напруг сигнальної обмотки якоря безредукторних
синхронних машин з постійними магнітами з метою отримання інформації про
кутову швидкість, напрям обертання та кутове положення ротора машини
використовується при підготовці магістрів спеціальності 141

«Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» у дисципліні «Автоматизація типових технологічних процесів» (Тема 8. Системи слідування та позиціонування).

3. Створені в середовищі MATLAB/Simulink моделі безредукторних синхронних двигунів різного типу з постійними магнітами та електронним комутатором, що реалізують різні способи дискретної та неперервної комутації використовуються для проведення досліджень магістрантами та аспірантами під час виконання магістерських кваліфікаційних робіт та дисертацій.

Голова



А.С. Куцик

Члени:



Я.С. Паранчук



А.В. Маляр



В.І. Мороз