

І. З. Щур, В. Б. Козій, П. Й. Голубовський
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електроприводу і комп'ютеризованих електромеханічних систем,
СКБ електромеханічних систем

ВЕНТИЛЬНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВІ РЕГУЛЬОВАНОГО ІНДУКТИВНО-ЄМНІСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

© Щур І., Козій В., Голубовський П., 2017

Розроблено систему електроприводу «кероване параметричне джерело струму – вентильний двигун». Джерело струму, створене на основі індуктивно-ємнісного перетворювача, живиться від промислової мережі, а керується за допомогою одного IGBT транзистора. Комутацію обмоток якоря синхронної машини з постійними магнітами забезпечує тиристорний інвертор струму, що керується за сигналами трьох точкових давачів положення ротора. Проведене комп'ютерне симулювання показало високу динаміку розробленої системи керування та задовільну електромагнітну сумісність запропонованої системи електроприводу.

Ключові слова: параметричне джерело струму, індуктивно-ємнісний перетворювач, синхронна машина з постійними магнітами, тиристорний інвертор струму, безконтактний двигун постійного струму.

The paper developed the electric drive system "controlled parametric current source – BLDC". Current source, created on the base of inductive-capacitive converter, is powered by the industrial grid and is controlled by a single IGBT transistor. Switching the armature windings of synchronous motor with permanent magnets provides a current-source thyristor inverter, which is controlled by signals of three-point rotor position sensors. A computer simulation study showed the high dynamics of such developed control system and satisfactory electromagnetic compatibility of the proposed drive system.

Keywords: parametric current source, inductive-capacitive converter, synchronous motor with permanent magnets, current- source thyristor inverter, BLDC motor.

Постановка задачі

Використання в регульованому промисловому електроприводі машин змінного струму (асинхронних двигунів, безконтактних синхронних двигунів) має відомі переваги порівняно з колекторними двигунами постійного струму. Це зумовило широке застосування останніми роками в різних галузях промисловості частотно керованих асинхронних електроприводів. Вентильний електропривод (безщітковий двигун постійного струму – БДПС) на базі синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ) відзначається низкою переваг над асинхронним електроприводом, таких як вища питома потужність, вищий ККД, краща керованість, простіша система керування [1]. Однак йому властиві два суттєві недоліки, які обмежують широке застосування вентильного електроприводу: 1) відсутність лінійки типорозмірів СМПМ з різними параметрами, такої як в асинхронних машин; 2) вища вартість СМПМ, особливо у випадку застосування дорогих високоенергетичних постійних магнітів. Вплив цих недоліків, проте, поступово зменшується, і сфера застосування вентильних електроприводів щораз розширюється [2]. Останньому сприятимуть також нові експлуатаційні якості та спрощення і здешевлення системи керування вентильним електроприводом.

Аналіз останніх досліджень і публікацій

Для електроприводів, що живляться від промислових мереж, важливим показником є електромагнітна сумісність, яку можна подати такими показниками, як коефіцієнт гармонік споживаного струму – Total Harmonic Distortion (THD) та $\cos\phi$. Стандартна конфігурація регульованих промислових електроприводів змінного струму, на вході силового каналу яких стоїть діодний міст з ємнісним фільтром, відзначається поганою електромагнітною сумісністю через значне спотворення мережових струмів [3]. Для вирішення цієї проблеми застосовують пасивні та активні фільтри, коректори струмів чи активні випрямлячі [4]. Простіші з цих рішень є малоефективними, а складніші – надто дорогими.

Водночас, існує ефективне рішення, яке відзначається одночасно електромагнітною сумісністю, енергетичною ефективністю, простотою та високою надійністю, проте, на жаль, рідко застосовується – параметричне джерело струму (ДС) на основі індуктивно-ємнісного перетворювача (ІЄП) джерела змінної напруги на джерело змінного струму [5]. Робота ІЄП базується на резонансі напруг у пасивних R-L ланках. Однією із найпоширеніших топологій ІЄП є трифазна схема Штейнметца, показана на рис. 1 [6]. Для отримання джерела постійного струму на виході ІЄП необхідно ввімкнути діодний міст ДМ. Крім цих позитивних якостей, ІЄП одночасно ідеально виконує функцію узгодження параметрів двигуна з мережею. Основним недоліком ІЄП є нерегульованість вихідного струму, тому для побудови системи регульованого електроприводу необхідно надалі застосувати керований інвертор струму на транзисторах, який є складним та дорогим пристроєм [7]. Проте в [8] запропоновано просте рішення для регулювання вихідного постійного струму в системі ІЄП–ДМ імпульсним керуванням силовим транзистором VT, який періодично закорочує вихідні клема ДМ, як показано на рис. 1. При цьому значення вихідного струму I може регулюватися у замкненому контурі з гістерезисним регулятором струму РС та від’ємним зворотним зв’язком, реалізованим давачем струму Дс. Застосування такої схеми регульованого Дс дає змогу побудувати систему вентильного електроприводу із застосуванням простого тиристорного інвертора струму ІС з міжфазною комутацією тиристорів, кожен з яких працює протягом 120 ел. градусів, а комутується за сигналами трьох дискретних давачів положення ротора, наприклад, давачів Холла [9]. Така система вентильного електроприводу буде простою, надійною та дешевою. Проте, як показано в [8], сам ІЄП, навантажений на активний опір, є складною динамічною системою 6-го порядку, а разом з ДМ, транзистором VT, тиристорним ІС та електричною машиною М – ще й складною нелінійною системою. Тому актуальним є дослідження електромагнітної сумісності такого електроприводу та його динамічних показників.

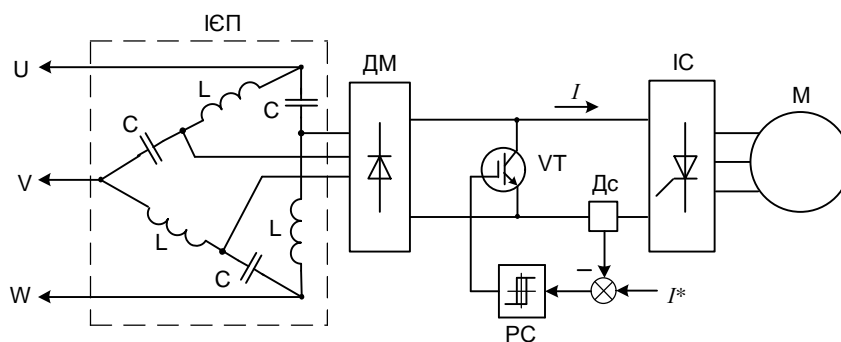


Рис. 1. Функціональна схема системи електроприводу змінного струму з регульованим ІЄП

Мета статті

Метою роботи є дослідження показників роботи відносно простої системи вентильного електроприводу на основі регульованого індуктивно-ємнісного перетворювача, що живиться від мережі змінної напруги. Методом дослідження є математичне моделювання в середовищі Matlab/Simulink.

Виклад основного матеріалу

Для комп'ютерного моделювання та імітаційного дослідження вибрано СМПМ номінальною потужністю $P_n = 30$ кВт, якої досягають за номінальної частоти обертання $n_n = 1500$ об/хв та напруги в ланці постійного струму $U_{dc,n} = 300$ В. Параметри такої машини, які було знайдено за спеціально розробленою комп'ютерною моделлю векторного керування, є такими: кількість пар полюсів $p = 2$, активний опір одної фази обмотки якоря $R = 0,065$ Ом, індуктивності обмотки якоря за осями d і q $L_d = L_q = 1,2$ мГн; амплітуда потокозчеплення фази обмотки якоря з парою полюсів постійних магнітів $\Psi_m = 0,35$ Вб; номінальний ККД $\eta_n = 0,91$. Номінальне значення постійного струму для живлення інвертора струму з міжфазною комутацією (рис. 2) для СМПМ із такими параметрами становить $I_{dc,n} = 165$ А. Максимальне значення цього струму вибрано $I_{dc,max} = 330$ А за умови двократного перевантаження. На це значення і було розраховано параметри ІСП, який живиться від промислової мережі з лінійною напругою 380 В. Для цього використано методику відносних одиниць, наведену в [6], відповідно до якої параметри дроселів та конденсаторів ІСП описують такими виразами:

– реактивний опір

$$X_L^* = X_C^* = \sqrt{3}; \quad (1)$$

– напруга, струм та реактивна потужність

$$U_C^* = U_C^* = \sqrt{1 - U_2^* + U_2^{*2}}; \quad (2)$$

$$I_L^* = I_C^* = \sqrt{1 - U_2^* + U_2^{*2}}/\sqrt{3}; \quad (3)$$

$$Q_L^* = Q_C^* = (1 - U_2^* + U_2^{*2})/\sqrt{3}, \quad (4)$$

де U_2 – відносне значення фазної напруги на виході ІСП.

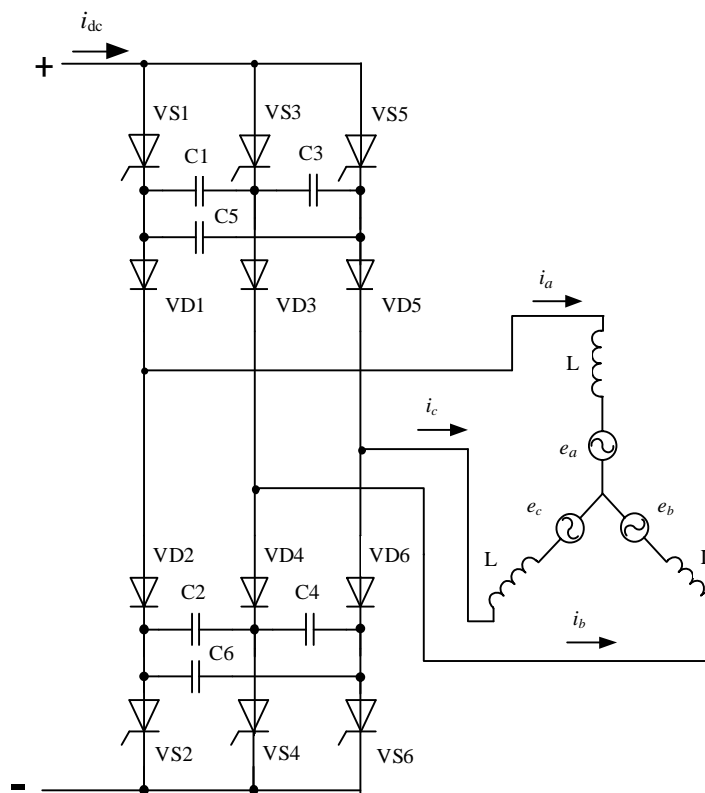


Рис. 2. Принципова схема інвертора струму з міжфазною комутацією

При нормуванні відносних величин параметрів у виразах (1)–(4) за базові величини прийнято фазну ЕРС джерела живлення $U_6 = E_1 = 220$ В і фазний струм на виході ІСП $I_6 = I_2 = 0,76I_{dc,max}$. Враховуючи це, в результаті розрахунків отримано такі параметри дроселів та конденсаторів ІСП: $X_L = X_C = 1,503$ Ом, $L = 0,00456$ Гн, $C = 0,00222$ Ф, $Q_L = Q_C = 24467$ Вт.

На рис. 3 показано функціональну схему запропонованої системи електроприводу ІСП–СМПМ. ІСП через діодний міст ДМ та інвертор струму ІС живить СМПМ. Комутація тиристорів ІС здійснюється формувачем імпульсів ФІ за сигналами про положення ротора СМПМ від трьох давачів Холла ДХ. Значення струму на вході ІС регулюється транзистором VT автоматичного регулювання в контурі з гістерезисним регулятором струму ГРС, на вході якого порівнюється сигнал завдання i_{dc}^* із сигналом зворотного зв'язку i_{dc} , що отримується від давача струму Дс. За сигналами ДХ естиматором Е обчислюється значення кутової швидкості СМПМ. Його порівнюють із сигналом завдання ω^* . Сигнал завдання на електромагнітний момент СМПМ M^* , який формується на виході регулятора швидкості РШ, у першому наближенні буде пропорційний до сигналу завдання струму на виході ДС i_{dc}^* . Із зміною знака електромагнітного моменту двигуна під час його гальмування напрям струму ДС не змінюється. Тому в контурі завдання струму поставлено блок виділення модуля БВМ, а знак моменту стає від'ємним завдяки зміні закону комутації тиристорів в ФІ за логічним сигналом від блоку визначення знака БВЗ сигналу завдання моменту.

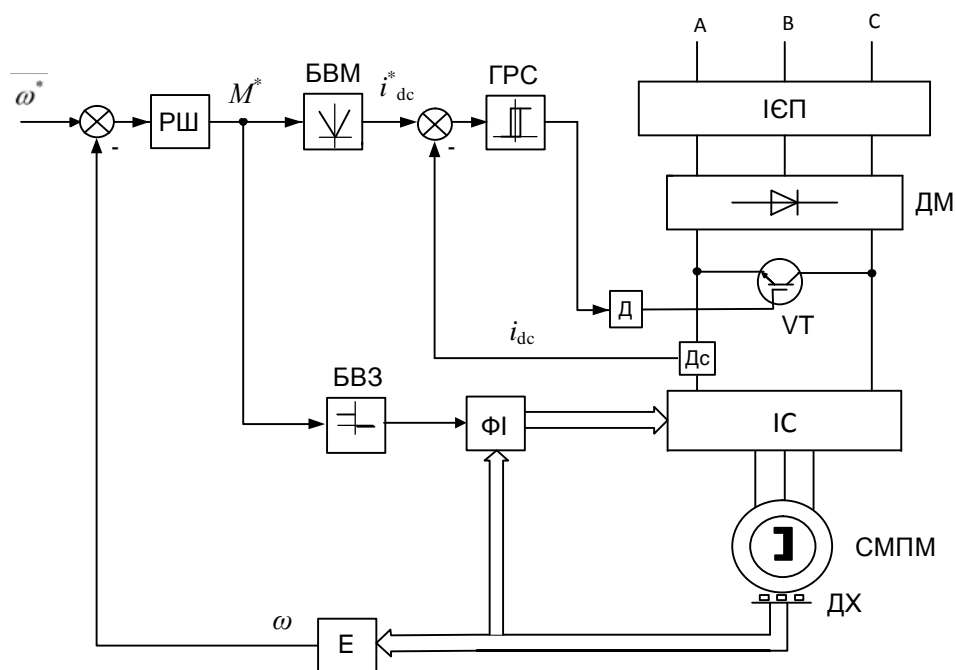


Рис. 3. Функціональна схема запропонованої системи електроприводу ІСП–СМПМ

За функціональною схемою, показаною на рис. 3, розроблено комп'ютерну модель запропонованої системи електроприводу, яку наведено на рис. 4. У ній застосовано стандартну модель СМПМ із бібліотеки SimPowerSystem пакета Simulink – **PMSM**. Інші підсистеми розроблено: інвертора струму з міжфазною комутацією **Current source Inverter** відповідно до принципової схеми такого інвертора (рис. 2); підсистеми формування сигналів давачів Холла **Hall Subsystem** та формування імпульсів для режимів тяги і гальмування вентильного електроприводу **Puls Subsystem**, розроблені нами раніше та застосовувалися в попередніх дослідженнях [9]; підсистема керуваного джерела струму на основі ІСП **Current source Subsystem**. Значення приведенного до вала двигуна моменту інерції приводу вибрано $J_\Sigma = 4,6$ кг·м².

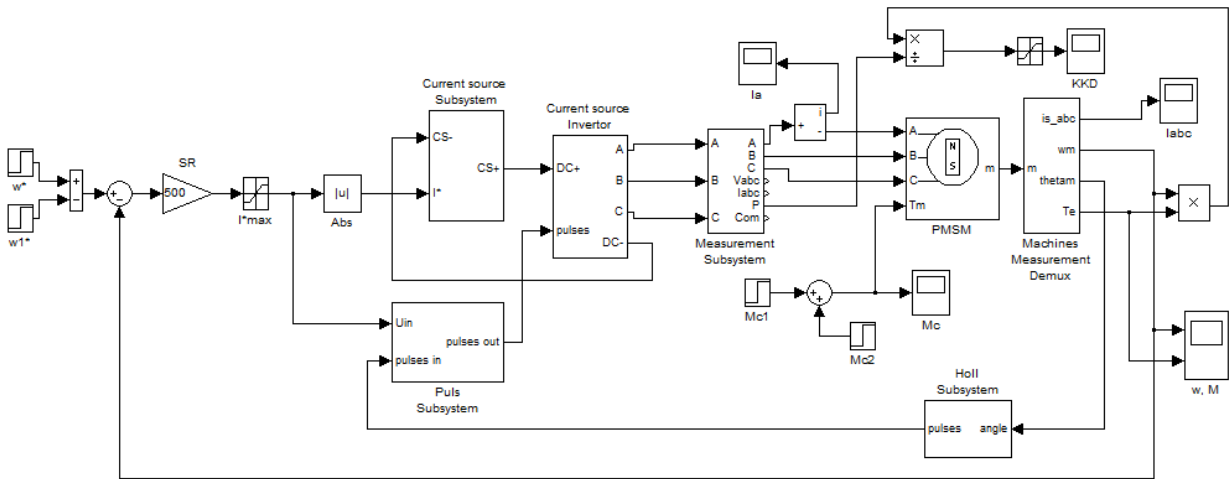


Рис. 4. Комп'ютерна модель запропонованої системи електроприводу ІЄП–СМІМ

У моделі підсистеми **Current source Subsystem** (рис. 5) у підсистемі **Subsystem IEP** змодельовано ІЄП відповідно до його принципової схеми (рис. 1). Для захисту транзистора IGBT від перенапруг та забезпечення якості регулювання струму в роботі [10] запропоновано схему, яка реалізується дроселями L_1 , L_2 та діодами Diode1, Diode2. У результаті симуляційних досліджень отримано такі параметри вказаних елементів: $L_1 = 10$ мГн, $L_2 = 1$ мГн. Вказані дроселі, як і дроселі в ІЄП, змодельовано з врахуванням їхнього активного опору. Регулюють струм у колі інвертора струму здійснюється релейним регулятором струму CR із заданою шириною гістерезису ± 5 А.

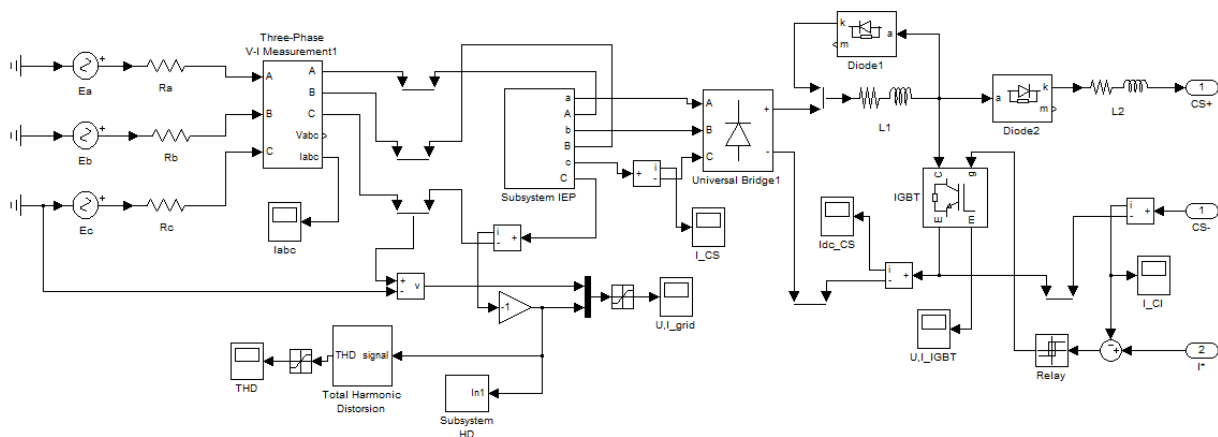


Рис. 5. Комп'ютерна модель підсистеми керованого джерела струму на основі ІЄП

Оскільки для ІЄП завжди $\cos \varphi = 1$, то дослідження електромагнітної сумісності зводилося до вимірювання в ustalених режимах гармонічного складу споживаного з мережі струму в одній із фаз. Це здійснювали за допомогою блоку Total Harmonic Distortion, обчислюючи сумарний коефіцієнт гармонік за виразом

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}}{I_1} \quad (5)$$

та підсистеми Subsystem HD (рис. 5). В останній реалізовано обчислення коефіцієнтів спотворень для 5, 7, 11 та 13 гармонік за виразами

$$\text{HD}_i = \frac{I_i}{I_1}, \quad i = 5, 7, 11, 13, \quad (6)$$

де I_i – амплітуда i -ї гармоніки струму; I_1 – амплітуда першої гармоніки струму.

Досліджували електромагнітну сумісність у різних режимах роботи системи електроприводу – на низькій та високій швидкостях, з малим та великим навантаженням. При цьому отримані значення коефіцієнта THD змінювалися незначно, але змінювалося співвідношення окремих гармонік, обчислюваних за (6). На рис. 6 наведено результати дослідження гармонічного складу струму однієї фази, який споживається ІСП від мережі в режимах, що відповідають номінальному режиму роботи БДПС: а) самого ІСП з діодним мостом, без регулювання струму ДС та навантаженні на протиЕРС напругою 300 В; б) те ж, але з регулюванням струму на номінальному рівні споживання БДПС; в) у системі електроприводу з БДПС.

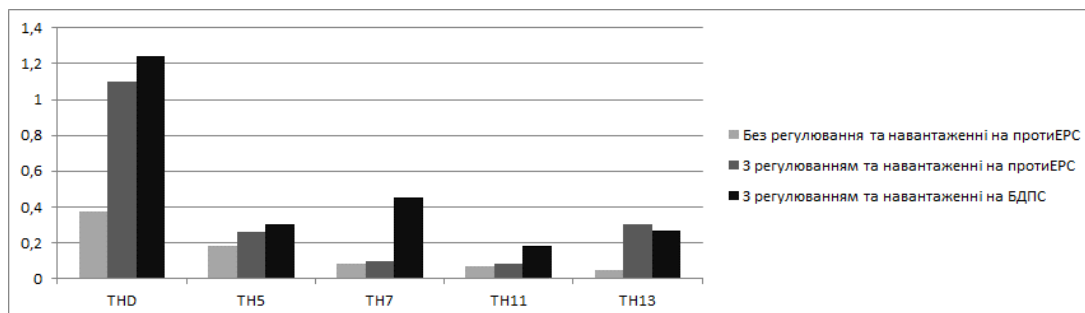


Рис. 6. Діаграма гармонічного складу струму, який споживає ІСП у різних досліджуваних системах

Фрагменти осцилограм струму в цих режимах наведено на рис. 7. Як відомо [5], сам ІСП, без діодного моста, з виходом на змінному струмі, є лінійною системою та споживає синусоїдальні струми. Застосування такого нелінійного пристрою, як діодний міст, навантажений на протиЕРС, приводить вже до невеликих спотворень (рис. 6 та 7, а). Регулювання струму ІСП, як видно з рис. 6 та 7, б, в, приводить до суттєвого збільшення гармонічного спотворення споживаних з мережі струмів.

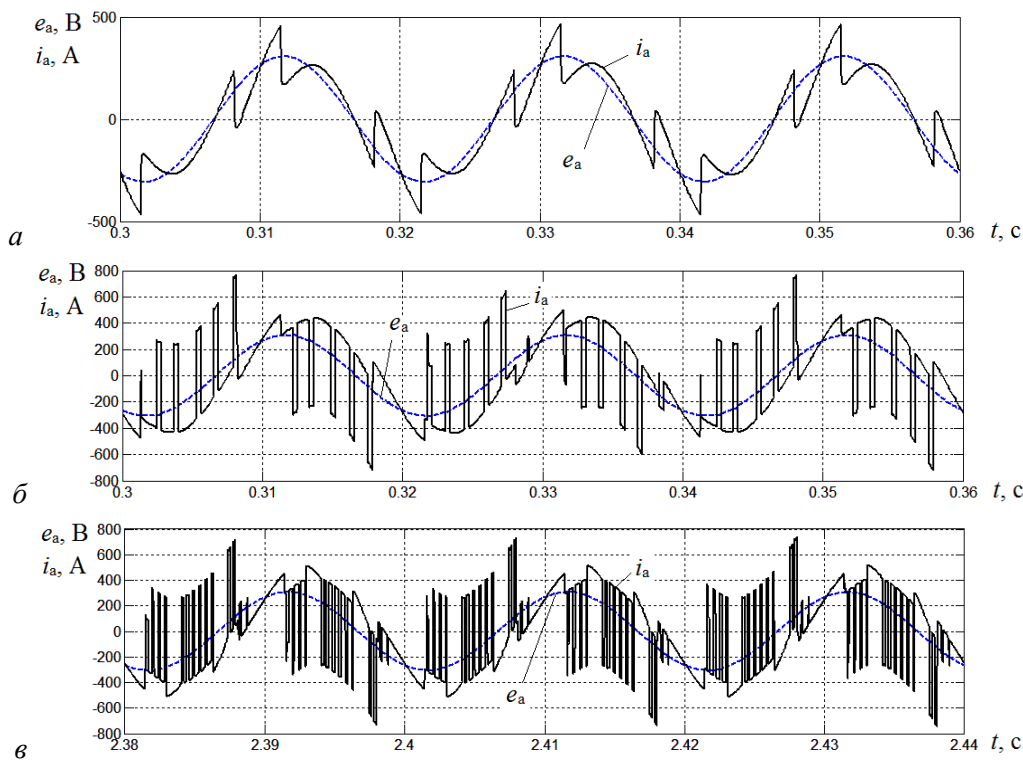


Рис. 7. Часові діаграми струму в одній фазі мережі, який споживає ІСП у режимах, що відповідають номінальному режиму системи вентильного електроприводу: а – без регулювання струму ДС та навантаження на протиЕРС; б – те саме, але з регулюванням струму на номінальному рівні споживання БДПС; в – в системі електроприводу з БДПС

На рис. 8 показано результати комп'ютерного симулювання роботи системи вентильного електроприводу. Тахограму руху (рис. 8, а) сформовано так, що спочатку відбувається розгін до кутової швидкості 100 рад/с, а потім, в момент часу 2,4 с, гальмування до швидкості 40 рад/с. В інтервалі часу 2–2,2 с навантажували двигун номінальним моментом. Як видно з наведених осцилограм, розроблена система забезпечує якісну роботу вентильного електроприводу «у великому». Для дослідження динаміки системи проведено моделювання її роботи «в малому» – в момент часу 1,8 с здійснено незначне збурення за завданням. Реакція системи показала її добру динаміку.

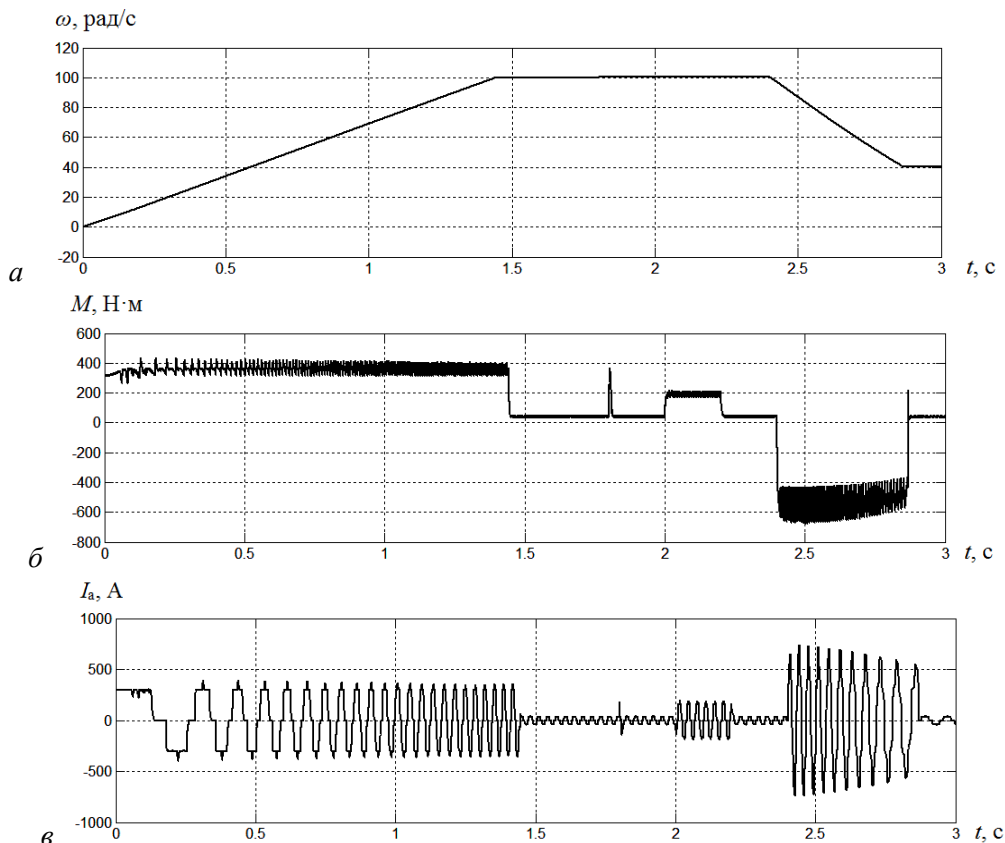


Рис. 8. Результати комп'ютерного симулювання:
 а – кутова швидкість, б – електромагнітний момент,
 в – струм у фазній обмотці якоря двигуна

Висновки

1. Кероване за допомогою одного IGBT-транзистора ДС на основі параметричного ІСП відзначається простотою і надійністю конструкції, проте зумовлює додаткові гармонічні спотворення мережевих струмів. Для їх зменшення можна застосувати пасивні мережеві фільтри.

2. Застосування в системі вентильного електроприводу, особливо середньої потужності, тиристорного інвертора струму з міжфазною комутацією замість транзисторного має переваги в простоті комутації, високій надійності та низькій вартості.

3. Розроблена система вентильного електроприводу продемонструвала високі динамічні показники за простої структури одноконтурної системи керування.

1. Chau K. T. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles / K. T. Chau, C. C. Chan, C. Liu // IEEE Trans. on Industry Electronics. – 2008. – Vol. 55. – P. 2246–2257.
2. Bose B. K. Modern Power Electronics and AC Drives / B. K. Bose. – Prentice Hall PTR, 2002. – 711 p.
3. Корнилов Г. П. Современные проблемы электромагнитной совместимости в системах электроснабжения с резкопеременными и нелинейными нагрузками / Г. П. Корнилов, А. Н. Шеметов,

A. B. Осипов // Известия вузов. Электромеханика. – 2006. – № 4. – С. 89–93. 4. Singh B. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters / B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari // IEEE Trans. on Ind. Electron. – 2004. – Vol. 51, no 3. – P. 641–660. 5. Милях А. Н. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей / А.Н. Милях, И. В. Волков. – К.: Наукова думка, 1974. – 216 с. 6. Ильинский Н. Ф. Электроприводы постоянного тока с управляемым моментом / Н. Ф. Ильинский. – М.: Энергоиздат, 1981. – 144 с. 7. Kazmierkowski M. P. Current control techniques for three-phase voltage-sources PWM-converters: a survey / M. P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. on Indust. Elektron. – 1998. – Vol. 45, no 5. – P. 691–703. 8. Шевченко И. С. Регулируемый источник тока для электроприводов / И. С. Шевченко, Д. И. Морозов, Н. И. Андреева, С.В. Калюжный // Електромеханічні системи та автоматизація. Вісн. Кременчуцького держ. ун-ту ім. М. Остроградського. – Вип. 3(62). – 2010. – С. 53–55. 9. Щур І. З. Принципи комутації безконтактного двигуна з постійними магнітами у безредукторному електроприводі / І. З. Щур, В. Б. Козій // Вестн. Націон. ун-та «Харьк. политехн. ин-т»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Вып. 30. – Харьков, 2008. – С. 427–430. 10. Дроздов С. А. Исследование и разработка индуктивно-емкостных источников питания: автореф. дис. ... канд. техн. наук: спец. 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» / С. А. Дроздов. – Санкт-Петербург, 2013. – 18 с.

УДК 620.179.14

М. А. Яцун

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електричних машин і апаратів

ВЕКТОРНИЙ ПОТЕНЦІАЛ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НАКЛАДНОГО КІЛЬЦЕВОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ЕЛЕКТРОПРОВІДНИМ ФЕРОМАГНІТНИМ ОСЕРДЯМ

Ї Яцун М. А., 2017

Визначено векторний потенціал магнітного поля екранованої кільцевої циліндричної котушки прямокутного поперечного перерізу зі струмом довільної форми, яку для збільшення чутливості і концентрації магнітного поля розміщено на циліндричному П-подібному ферромагнітному осерді над об'єктом контролю у формі провідної ферромагнітної пластини.

Ключові слова: магнітне поле, векторний потенціал, вихрострумівий перетворювач, ферромагнітне осердя, граничні умови, розрахункові (фіктивні) струми.

Defined vectorial potential of the magnetic field of the screened circular cylinder spool of rectangular transverse section with the current of arbitrary form which for the increase of sensitiveness and concentration of the magnetic field is placed on cylinder П-similar ferromagnetic to the core above the object of control in the form of leading ferromagnetic plate.

Keywords: the magnetic field, vectorial potential, eddy current converter, ferromagnetic core, boundary conditions, calculation (fictitious) currents.

Постановка проблеми.

Для збільшення чутливості вихрострумівий первинний перетворювач його обмотку збудження розміщують на П-подібному ферромагнітному осерді. Наявність осердя призводить також до концентрації магнітного поля і, тим самим, суттєво підвищує локальність контролю. Тому