

УДК 621.313

В.І. Ткачук, Л.В. Каша, В.Г. Гайдук

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра ЕМА

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГУНА З ШИРОТНО-ФАЗОВИМ КЕРУВАННЯМ

Ткачук В.І., Каша Л.В., Гайдук В.Г., 2001

Описано конструктивні схеми вентильних реактивних двигунів та принципову електричну схему комутатора з ємнісними буферами енергії, запропоновано новий широтно-фазовий спосіб регулювання частоти обертання таких двигунів, викладено математичну модель до дослідження електромеханічних процесів в електроприводах з вентильними реактивними двигунами з буферами енергії та широтно-фазовим регулюванням частоти обертання.

The constructive schemes of switched reluctance motor and basic electrical scheme of a commutator with capacity buffers of an energy are circumscribed, the new phase – width mode by regulating of frequency of a reversion of such drives is offered. Is explained a mathematical model to a research of electromechanical processes in electric drives with switched reluctance motor with buffers of an energy and phase – width regulating of frequency of rotation.

Вентильний реактивний двигун (ВД) з явнополюсним статором і зосередженими котушками його обмотки та зубчастим пасивним ротором є одним з найпростіших за конструкцією, технологічним і надійним. Значна кількість публікацій в зарубіжній періодичній технічній літературі, а також підвищена увага вітчизняних підприємств електротехнічної галузі, свідчать про швидко зростаючий рейтинг вентильних реактивних двигунів (ВРД), відомих на Заході як Switched Reluctance Motors (SRM).

Закладену уже принципом роботи складність вентильного двигуна (ВД) варто використати для виконання не тільки функцій простого приведення в рух виконавчого механізму, але й для позиційного, моментного тощо приводів. Наявність повністю керованого електронного інвертора (силового транзисторного комутатора) та первинного давача позиційного зворотного зв'язку (давача положення ротора) дозволяє із залученням тільки малопотужних (не силових) додаткових схем формування керувальних сигналів організовувати ці режими роботи.

Для використання у ВД з усього різноманіття індукторних електромеханічних перетворювачів (ЕМП) найбільш доцільними є конструкції з явновираженими полюсами на статорі, в яких можна забезпечити магнітну ізоляцію окремих секцій. Найбільш відома з них є конструкція, яка показана на рис. 1.

На базі класичної конструкції ЕМП ВД можна побудувати статор, який дозволяє використати безвідходний розкрій сталі, зменшити витрати міді і повніше використати об'єм активної частини машини (рис. 2). Назвемо його статором з Т-подібними елементами.

Ще одна конструкція, яка повністю використовує аксіальну довжину машини як активну частину, зображена на рис. 3. Назвемо її ЕМП з С-подібними елементами, або з аксіальним магнітним потоком. Її доцільно використовувати у випадку, коли необхідно отримати мінімальну аксіальну довжину машини (наприклад, у приводі піднімання скла в дверках автомобіля) і повну магнітну ізоляцію секцій обмотки статора.

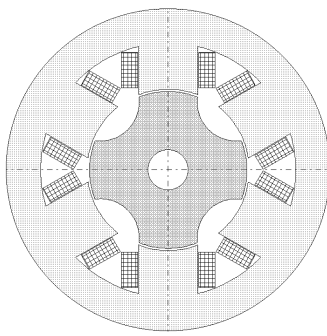


Рис. 1. Класична конструкція ВРД

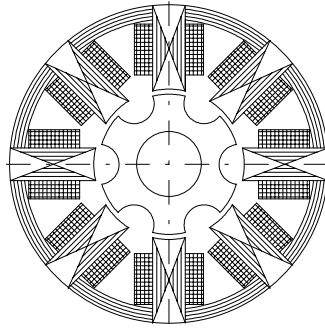


Рис. 2. ЕМП з T-подібними елементами статора

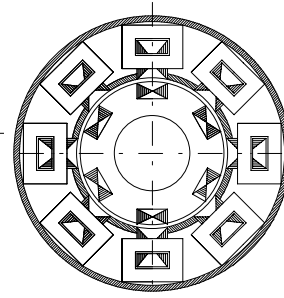
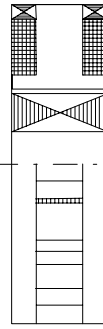
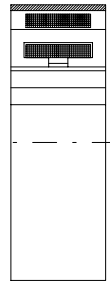


Рис. 3. ЕМП з аксіальним магнітним потоком статора



У [1] запропоновано конструкцію ЕМП на U-подібних елементах (рис. 4, 5), яка, як і наведена вище конструкція з С-подібними елементами, забезпечує повну магнітну ізоляцію секцій ВД. Дану конструкцію доцільно використовувати під час створення ВД достатньо великого діаметра з великою кількістю зубців на роторі, оскільки вона дозволяє значно зменшити порівняно з класичною конструкцією довжину магнітних силових ліній, а значить і втрати в сталі.

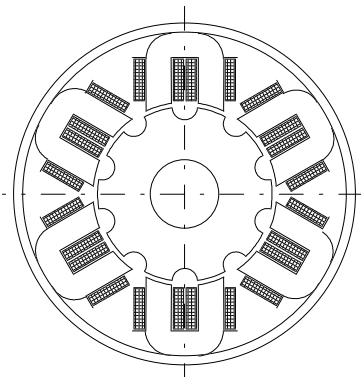


Рис. 4. U-подібна конструктивна схема ЕМП ВД

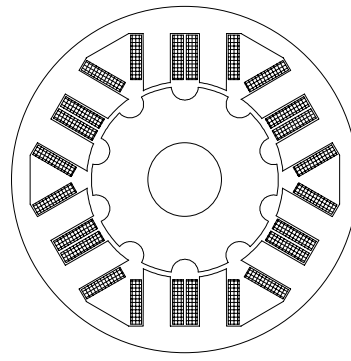


Рис. 5. Псевдо U-подібна конструкція ЕМП ВД

Широке розповсюдження ВРД стримується їх невисокими енергетичними показниками, що зумовлено необхідністю розсіювання запасеної в електромагнітному полі енергії при комутації струму в секціях транзисторними ключами з метою захисту їх від перенапруг. Найяскравіше це проявляється у ВД з однопівперіодним комутатором зі стабілітронним приймачем енергії магнітного поля.

В індукторних машинах електромеханічне перетворення енергії здійснюється за рахунок модуляції параметрів машини. В машинах з ненасиченим магнітним колом енергія, яка запасється магнітним полем, дорівнює енергії, яка перетворюється в механічну, а тому коефіцієнт віддачі ВД з ЕМП індукторного типу та з однопівперіодним комутатором традиційного виконання навіть при нехтуванні тепловими втратами всередині машини не може перевищити 50 %.

Отже, задача створення вентильного двигуна на базі простої, дешевої і технологічної індукторної машини значною мірою зводиться до необхідності створення нових схемних рішень, які дозволять використати енергію, накопичену в магнітному полі секції обмотки якоря, для виконання корисної роботи. При розв'язанні цієї задачі, на кафедрі електричних машин були розроблені структурні та принципові схеми електронних комутаторів, які мають підвищену надійність і забезпечують рекуперацію енергії магнітного поля секцій, які комутують [2–7].

На рис. 6 показано одну зі схем транзисторних комутаторів з послідовними ємнісними накопичувачами [6], принцип роботи якої полягає в наступному: коли ротор займе положення кута вмикання β (рис. 7), сигнали $K1 - K4$ ДПР відкриють силові ключі $VT1$ і $VT4$, які будуть залишатися у відкритому стані протягом кута комутації γ . Секція обмотки якоря ЕМП $w1$ отримує живлення від джерела і послідовно згідно з ним сполученого і зарядженого в попередньому циклі конденсатора $C1$ через ці ключі. Діод $VD1$ буде закритим прикладеною до нього в зворотному напрямку напругою конденсатора $C1$. Струм секції $w1$ форсовано зростає, конденсатор $C1$ розряджається і коли напруга на ньому досягне значення нуля, відкриється діод $VD1$, секція $w1$ сполучається з джерелом живлення по колу: діод $VD1$, транзисторний ключ $VT1$. Під дією електромагнітного моменту ротор повертається і при досягненні значення кута комутації закриваються ключі $VT1$ і $VT4$.

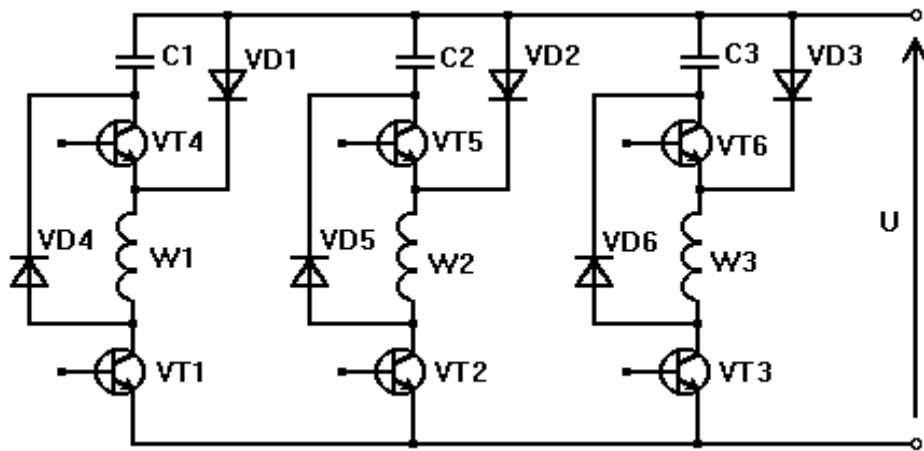


Рис. 6. Принципова електрична схема транзисторного комутатора з послідовними ємнісними накопичувачами в кожній секції

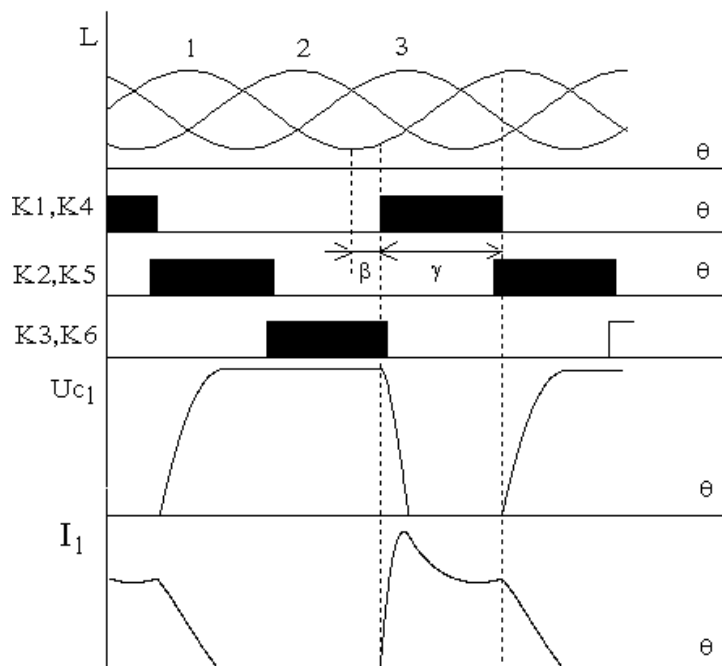


Рис. 7. Індуктивність та струм секції, діаграма роботи транзисторних ключів та напруга на накопичувальному конденсаторі

Під дією ЕРС самоіндукції струм секції $w1$ почне протікати по колу: діод $VD4$, конденсатор $C1$, діод $VD1$. Конденсатор $C1$ заряджається, струм секції форсовано зменшується. Для інших секцій цей процес буде повторюватись через кут $2 \cdot \pi / m$, де m – кількість секцій. При цьому розв'язуються три задачі: по-перше, утилізується енергія запасена в електромагнітному полі якоря ЕМП; по-друге, обмежується наростання напруги на колектор-емітерному переході транзисторного ключа комутатора до рівня допустимого; по-третє, за рахунок майже миттєвого перехоплення струму вимикання транзистора колом заряду конденсатора значно зменшуються динамічні втрати на перемикання транзистора комутатора. Розрахунки і експериментальні дослідження показують, що застосування схем з ЄНЕ у ВД з пасивним ротором покращують його коефіцієнт віддачі в 1,7–1,8 раза порівняно зі схемою з стабілітронним захистом від перенапруг на силових ключах комутатора.

Наявність повністю керованих силових електронних елементів в колі статорних обмоток ВД дозволяє використати їх і для регулювання частоти обертання будь-яким з відомих способів керування. Вибір способу регулювання залежить від конкретних умов роботи приводу і типу електромеханічного перетворювача. Амплітудно-імпульсна модуляція сприятлива для електромеханічного перетворювача, але спричиняє підвищення втрат на силових ключах комутатора. Широтно-імпульсна модуляція зумовлює додаткові втрати від вищих гармонік в електромеханічному перетворювачі і збільшення динамічних втрат на перемикання силових ключів комутатора. Для формування жорстких механічних характеристик за згаданих способів необхідно додатково застосовувати системи авторегулювання.

Відомі дискретно-фазові способи регулювання, які дозволяють здебільшого без додаткових кіл корекції перейти до астатичних структур автоматичних систем стабілізації. Проте такі системи мають суттєвий недолік, який полягає в низькій перевантажувальній здатності і необхідності вирішення питання введення в синхронізм.

В [8] запропоновано широтно-фазовий спосіб регулювання частоти обертання ВД, який дозволяє отримувати достатньо жорсткі механічні характеристики без організації додаткової системи авторегулювання. Суть способу полягає в тому, що примусовий інтервал комутації секції ВД формується шляхом логічного множення сигналів ДПР і сигналів формувача регульованої часової затримки. Цим досягається зміна середнього значення напруги, яка підводиться до секції ВД.

Розглянемо принцип широтно-фазового регулювання (ШФР) ВД на прикладі трисекційного ВД з однопівперіодним ЕК, схема якого та діаграма імпульсів, зображені на рис. 8.

Секції ВД $w1$ – $w3$ через силові ключі ЕК $VT1$ – $VT3$ під'єднуються до постійної напруги джерела живлення U . Вихідні сигнали ДПР1 – ДПР3 давача положення ротора через схему керування, яка містить формувачі регульованої часової затримки $\Phi ЧЗ1$ – $\Phi ЧЗ3$ та логічні схеми збігу $\&$, керують силовими ключами ЕК. Величина часової затримки t_3 визначається рівнем сигналу U_k . Імпульси ДПР характеризуються такими величинами: кутовим розміром сигнального сектора γ_k в електричних радіанах і початковою фазою примусового інтервалу комутації секції β . Вихідні імпульси 1–3 схеми керування визначають примусовий інтервал комутації секції ВД γ_k в електричних радіанах.

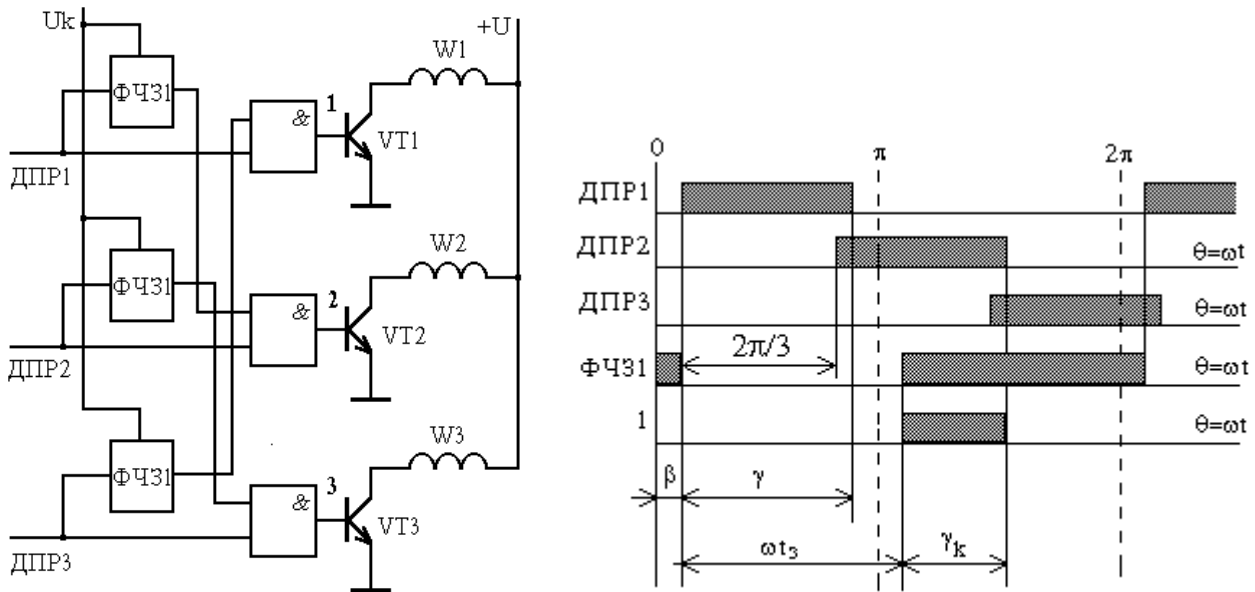


Рис. 8. Спрощена схема ВД з широтно-фазовим регулюванням та діаграма імпульсів

Середнє значення напруги, яка прикладається до секції і частоту обертання ВД характеризує відносне значення примусового інтервалу комутації секції:

$$d = \frac{\gamma_k}{\pi}. \quad (1)$$

Відносне значення кутового розміру сигнального сектора ДПР позначимо як

$$D = \frac{\gamma}{\pi}. \quad (2)$$

Тоді, при синхронізації ФЧЗ переднім фронтом сигналів ДПР отримаємо:

$$\gamma_k = \frac{2 \cdot \pi}{3} + \gamma - \omega \cdot t_3 \quad \text{або} \quad d = \frac{2}{3} + \frac{\gamma}{\pi} - \frac{\omega \cdot t_3}{\pi}, \quad (3)$$

де ω – частота обертання ротора в електричних радіанах за с, t_3 – часова затримка, с.

Аналіз діаграми імпульсів показує, що

$$\begin{aligned} d &= 0, & \text{якщо} & \quad \omega \geq \frac{2 \cdot \pi + 3 \cdot \gamma}{3 \cdot \pi \cdot t_3}; \\ d &= \frac{2}{3} + \frac{\gamma}{\pi} - \frac{\omega \cdot t_3}{\pi}, & \text{якщо} & \quad \frac{2 \cdot \pi + 3 \cdot \gamma}{3 \cdot \pi \cdot t_3} < \omega \leq \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot t_3}; \\ d &= D, & \text{якщо} & \quad \omega < \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot t_3}. \end{aligned} \quad (4)$$

На рис. 9 зображено ідеалізовану природну механічну характеристику (1) ВД зі збудженням від ПМ та механічні характеристики при ШФР (2), а також залежності відносного значення інтервалу комутації d від частоти обертання ω для різних значень t_3 . З

рисунок видно, що в діапазоні $0 < \omega < \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot t_3}$ ВД працює на природній характеристиці,

далше, при $\omega > \frac{2 \cdot \pi}{3 \cdot t_3}$ вступає в дію від'ємний зворотній зв'язок за швидкістю, який до

значення $\omega \leq \frac{2 \cdot \pi + 3 \cdot \gamma}{3 \cdot \pi \cdot t_3}$ формує регульовальні характеристики у функції t_3 . При $\omega = \frac{2 \cdot \pi + 3 \cdot \gamma}{3 \cdot \pi \cdot t_3}$ керувальні імпульси зникають, електромагнітний момент двигуна починає дорівнювати нулю.

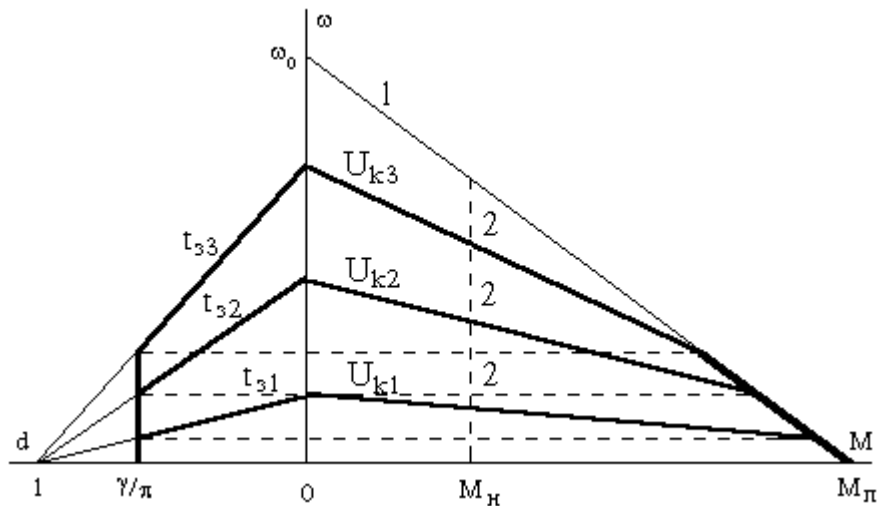


Рис. 9. Механічні характеристики ВД та залежність відносного значення інтервалу комутації секції від частоти обертання ротора

Застосування ШФР ВД дозволяє досить простим способом отримувати регульовальні характеристики за рахунок зміни за величиною і фазою відносного значення примусового інтервалу комутації секції. При цьому існує функціональний зв'язок, який еквівалентний за дією від'ємному зворотному зв'язку за швидкістю, що підвищує жорсткість механічних характеристик.

Задачі створення нових типів електричних машин, до яких можна зарахувати явно-поліусні вентильні реактивні двигуни з буферами енергії, можна успішно розв'язати тільки при наявності достатньо точних засобів розрахунку їх статичних і динамічних характеристик.

На теперішній час розроблено цілий ряд теорій, які дозволяють розраховувати періодичні процеси в електромеханічних пристроях, тобто коли струми, потокозчеплення, напруги, лінійні і кутові переміщення є періодичними функціями часу.

Метод усталення передбачає числове інтегрування вихідних диференціальних рівнянь до усталення. Застосування методу приводить до необхідності інтегрування рівнянь протягом багатьох періодів зміни змінних, але зважаючи на те, що перехідний процес в електроприводах, де застосовуються ВРД з буферами енергії, можна вважати завершеним протягом 5–10 періодів, він є найбільш раціональним для моделювання електромеханічних процесів у вентильному двигуні з пасивним ротором, оскільки дає змогу досліджувати як перехідні, так і квазіусталені режими роботи, отримувати миттєві значення струмів секцій та напруги на ключах комутатора, що є важливим для раціонального вибору напівпровідникових приладів комутатора.

Енергетичний метод пропонує два способи для обчислення електромагнітної сили, яка діє в заданому напрямку на виділений об'єм нелінійної системи. При першому способі електромагнітна сила виражається через приріст магнітної енергії, зумовлений малим переміщенням виділеного об'єму в умовах сталості потоку. При другому – електромагнітна сила виражається через приріст магнітної коенергії, який здійснюється при малому переміщенні виділеного об'єму в умовах сталості струму збудження контуру.

Допустимі за точністю результати можна отримати за допомогою енергетичного підходу тільки в тих випадках, коли приріст енергії або коенергії в нелінійній магнітній системі виражені аналітично.

Енергію магнітного поля електромеханічного перетворювача з пасивним ротором можна обчислити як

$$W_m = \int_0^{\psi} i \cdot d\psi(\theta, i) \quad \text{коли } \psi = \Psi = \text{Const}, \quad (5)$$

а коенергію

$$W_k = \int_0^I \psi(\theta, i) \cdot di \quad \text{коли } i = I = \text{Const}. \quad (6)$$

Отже, для обчислення електромагнітного моменту ЕМП з пасивним ротором потрібно мати аналітичний вираз потокозчеплення магнітоізолюваної секції у функції струму і взаємного положення зубців статора і ротора.

Потокозчеплення фази обмотки якоря ЕМП з пасивним ротором є однозначною нелінійною функцією, яку можна апроксимувати аналітичним виразом. При цьому необхідно, щоб спосіб апроксимації забезпечував найточніший збіг реальних та апроксимованих залежностей як у функції кута взаємного положення ротора і статора, так і у функції струму, можливість інтегрування та диференціювання в аналітичній формі, не вимагав складних і громіздких обчислень коефіцієнтів.

Наведеним умовам відповідає вираз

$$\psi(\theta, i) = [\psi_{l0} - \psi_{lt} \cdot \sin(\theta / 2)] \cdot i + \psi_y \cdot \sin(\theta / 2) \cdot [1 - e^{-a \cdot i \cdot \sin(\theta / 2)}], \quad (7)$$

де θ – електричний кут між віссю паза ротора і віссю зубця статора; i – струм збудження фази; $\psi_{l0}, \psi_{lt}, \psi_y, a$ – коефіцієнти.

Запропонований аналітичний вираз для обчислення потокозчеплення ЕМП з пасивним ротором дає можливість записати рівняння напруг для магнітоізолюваної фази ВД та обчислити електромагнітний момент, що може служити базою для створення математичних моделей ВД.

Електромагнітний момент ЕМП з пасивним ротором можна обчислити, використавши

$$M = \frac{\Delta \int_0^I \psi(\theta, i) \cdot di}{\Delta \theta} = \left. \frac{\partial W_k}{\partial \theta} \right|_{I=\text{Const}}, \quad (8)$$

для чого необхідно обчислити коенергію W_k .

Підставивши (7) в (6) отримаємо вираз для обчислення коенергії

$$W_k = [\psi_{l0} - \psi_{lt} \cdot \sin(\theta / 2)] \cdot \frac{I^2}{2} + \psi_y \cdot \sin(\theta / 2) \cdot \left\{ 1 + \frac{e^{[-a \cdot I \cdot \sin(\theta / 2)]}}{a \cdot \sin(\theta / 2)} \right\}. \quad (9)$$

Звідси електромагнітний момент, з урахуванням (8) та (9), можна записати як

$$M(\theta_m, i) = \frac{\partial W_k}{\partial \theta_m} = \frac{Z_r \psi_y}{2} \cdot I \cdot \cos(\theta/2) \left\{ I - e^{[-a \cdot I \cdot \sin(\theta/2)]} - \frac{\psi_{lt} \cdot I}{2} \right\}, \quad (10)$$

де $\theta_m = \theta / Z_r$ – геометричний кут положення ротора; Z_r – кількість зубців ротора.

Вираз (10) дає можливість обчислювати електромагнітний момент у функції струму та кута взаємного положення ротора і статора.

Для побудови математичної моделі цього вентильного двигуна приймемо такі допущення:

- двигун живиться від джерела напруги, внутрішній опір якого дорівнює нулю;
- магнітні зв'язки між секціями відсутні (абсолютно справедливо для Т-, С- та U-подібних конструкцій статора і не вносить значних похибок для "класичної" конструкції);
- силові ключі комутатора – безінерційні електронні ключі, для яких можна прийняти, що, по-перше, перехідні процеси, а значить, і комутація секцій ЕМП ВД відбуваються практично миттєво; по-друге, зворотний опір закритого ключа дорівнює безмежності;
- діоди в провідному стані представлені математичною моделлю діода, в закритому стані їх опір дорівнює безмежності;
- магнітна характеристика магнітопроводу магнітоізованої секції представлена виразом (7);
- параметри обмотки статора зосереджені.

Моделювання силових транзисторних ключів здійснено за допущення, що перехідні процеси їх вмикання і вимикання відбуваються миттєво, опір закритого ключа дорівнює безмежності, вольт-амперна характеристика насиченого ключа описується виразом

$$\Delta U_T = U_{KE} = U_{KE.0} + R_{KE.HAC} \cdot i, \quad (11)$$

де $U_{KE.0}$ і $R_{KE.HAC}$ визначають з паспорта на транзистор.

Стан транзисторних ключів ЕК зумовлений взаємним положенням ротора й статора, тобто вони керуються сигналами давача положення ротора. Приймемо у відповідність стану цих ключів формальні коефіцієнти K_j , які набувають значення "1" – якщо ключ відкритий, і "0" – якщо ключ закритий; j – номер ключа.

Значення формальних коефіцієнтів K_j залежать від положення ротора й обчислюють згідно з перемикальною функцією

$$K_j = 1 \text{ якщо } \beta + 2 \cdot (N_j - 1) \cdot \pi + (j - 1) \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{m} < \theta \leq \beta + 2 \cdot (N_j - 1) \cdot \pi + (j - 1) \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{m} + \gamma \quad (12)$$

$$K_j = 0 \text{ для всіх інших значень,}$$

$$\text{де } N_j = \frac{\theta + \pi + (j - 1) \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{m}}{2 \cdot \pi} + 1 \text{ – номер періоду для відповідної секції.}$$

Схема ЕК містить нелінійний елемент – діод, вольт-амперну характеристику якого можна апроксимувати виразом

$$i_\delta = I_0 (e^{b \cdot \Delta U_\delta} - 1), \quad (13)$$

на основі якого спад напруги на діоді можна записати як

$$\Delta U_\delta = \ln \frac{i_\delta + I_0}{I_0} / b, \quad (14)$$

де I_0 і b – зворотний струм діода і коефіцієнт температурного потенціалу.

Дуже часто при математичному моделюванні електромеханічних процесів нехтують втратами в сталі через їхній нібито незначний вплив. Однак в параметричних ЕМП частота комутації достатньо висока і втрати в сталі співвимірні з іншими видами втрат. Точний розрахунок втрат в сталі з врахуванням явищ магнітної післядії, поверхневих і помежевих ефектів складна і громіздка задача. Її можна розв'язувати тільки для конкретної конфігурації магнітопроводу, за заданого наперед періоду зміни індукції або інших магнітних величин. Втрати в сталі – це, як відомо, втрати на гістерезис і на втрати від струмів Фуко. У ВД з пасивним ротором основний магнітний потік не змінює свого напрямку, а тільки пульсує за величиною в окремих частинах магнітопроводу від свого максимального значення до мінімального без зміни полярності. Таке перемагнічення еквівалентне нормальному перемагніченню змінною магніторушійною силою тіла, яке вже намагнічене до деякого магнітного стану постійно прикладеною до нього магніторушійною силою і петля гістерезису достатньо вузька, що, як показує і досвід, зумовлює незначну величину джоулевих втрат від явища магнітної післядії. Значить в загальній частці втрат у сталі левову частку займають втрати від вихрових струмів, і втратами від гістерезису можна знехтувати.

Змінний магнітний потік, замикаючись по сталюму осерддю, наводить в ньому електрорушійну силу, яка є причиною струмів Фуко в сталі, що зумовлюють втрати в ній. Перетин магнітопроводу можна розглядати як такий, що складається з елементарних замкнутих контурів, які утворюють короткозамкнені витки, що пронизуються змінним магнітним потоком. Представимо їх в заступній схемі секції ВД – у вигляді гілки L_σ і R_s , яка під'єднана паралельно до гілки намагнічення.

Опір сталі струмам Фуко з достатньою для інженерної практики точністю можна визначити за виразом

$$R_s = \frac{E^2}{\Delta P_s}, \quad (15)$$

де $E = 4.44 \cdot f \cdot w_z \cdot B \cdot s$ і $\Delta P_s = P_0 \cdot \gamma_s \cdot s \cdot l_m \cdot B^2 (f / f_0)^2$.

Підставивши значення E і ΔP_s в (15), отримаємо вираз для обчислення R_s однієї секції:

$$R_s = 4,9 \cdot 10^4 \cdot \frac{w_z^2 \cdot S \cdot q}{p_0 \cdot \gamma_s \cdot l_m}, \quad (16)$$

де $p_0, \gamma_s, l_m, w_z, q$ – питомі втрати в сталі, густина матеріалу магнітопроводу, довжина магнітної силової лінії, кількість витків обмотки на одному зубці, кількість зубців статора на одну секцію відповідно.

Індуктивність розсіяння L_σ контурів струмів Фуко є незначною і її величиною можна було б знехтувати. Однак для забезпечення стійкості розв'язку диференціальних рівнянь числовими методами пропонуємо значення L_σ приймати таким

$$L_\sigma \cong \frac{\Delta t}{12} \cdot R_s, \quad (17)$$

де Δt – крок інтегрування диференціальних рівнянь.

Відповідно до алгоритму роботи ВД й прийнятих допущень структура схеми під'єднання секції і рівняння напруг дискретно змінюватимуться при зміні кута θ .

Враховуючи наведене вище, а також вважаючи, що ВД живиться від джерела з нульовим внутрішнім опором, для m -секційного ЕМП з пасивним ротором, магнітоізованими секціями і ЕП з послідовними ЄНЕ в кожній фазі розгорнуті рівняння після перетворень можна представити у наведеному (18) вигляді

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_j}{dt} = \left[u_j + R \cdot i_j + \frac{A_j}{L_\sigma} \cdot (u_j - R \cdot i_j + R_s \cdot i_{sj}) - B_j \cdot \omega \right] / A_j; \\ \frac{di_{sj}}{dt} = -(R_s \cdot i_{sj} + u_j - R \cdot i_j) / L_\sigma; \\ \frac{du_{cj}}{dt} = (1 - K_j - K_{j+m}) \cdot \frac{i_j}{C}; \\ \frac{d\omega}{dt} = \left\{ \sum_{j=1}^m \left[\frac{z_r}{2} \cdot (i_j + i_{sj}) \cdot \cos \theta_{pj} \cdot \psi_- \cdot \left(1 - e^{-a \cdot (i_j + i_{sj}) \sin \theta_{pj}} - \frac{\psi_{lt} \cdot (i_j + i_{sj})}{2 \cdot \psi_-} \right) \right] - M_C \right\} \cdot \frac{z_r}{J}; \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega; \\ \partial e \quad u_j = U \cdot K_j + u_c \cdot (K_j + K_{j+m} - 1) - \Delta U_T \cdot (K_j + K_{j+m}) - \Delta U_B \cdot (2 - K_j - K_{j+m}); \\ A_j = \psi_{l0} - \psi_{lt} \cdot \sin \theta_{pj} + \psi_- \cdot a \cdot \sin^2 \theta_{pj} \cdot e^{-a \cdot (i_j + i_{sj}) \sin \theta_{pj}}; \\ B_j = \frac{\cos \theta_{pj}}{2} \cdot \left[\psi_- - \psi_{lt} \cdot (i_j + i_{sj}) - \psi_- \cdot e^{-a \cdot (i_j + i_{sj}) \sin \theta_{pj}} \cdot (1 - a \cdot (i_j + i_{sj}) \cdot \sin \theta_{pj}) \right]; \\ \theta_{pj} = \frac{\theta}{2} - (j-1) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{m}; \\ j = 1, 2, \dots, m; J - \text{момент інерції}; M_C - \text{момент опору навантаження} \end{array} \right. \quad (18)$$

Порівняння результатів розрахунків з дослідними осцилограмами, а також середніх значень моменту, частоти обертання і складових втрат для макетних взірців ВРД з номінальними моментами від 0,05 до 20 Н·м показали, що розходження не перевищують 5 %, що свідчить про адекватність математичної моделі фізичному взірцю.

Наведена математична модель (18) є базовою для створення числових моделей електроприводів з вентильним реактивним двигуном з буферами енергії. Так для того, щоб отримати комп'ютерну симуляцію електромеханічних процесів у ВРД з широтно-фазовим керуванням достатньо в модулі обчислення значень коефіцієнтів K_j увести оператори, які моделюють синхронізовану часову затримку імпульсів та їхній логічний добуток з відповідними керувальними імпульсами ДПР. На рис. 9 показано приклад розрахунку струмів секцій, напруги на нагромаджувальному конденсаторі та електромагнітного моменту трисекційного ВРД з послідовними ЄНЕ в кожній секції за широтно-фазового керування для двох значень моменту навантаження за сталого значення t_3 .

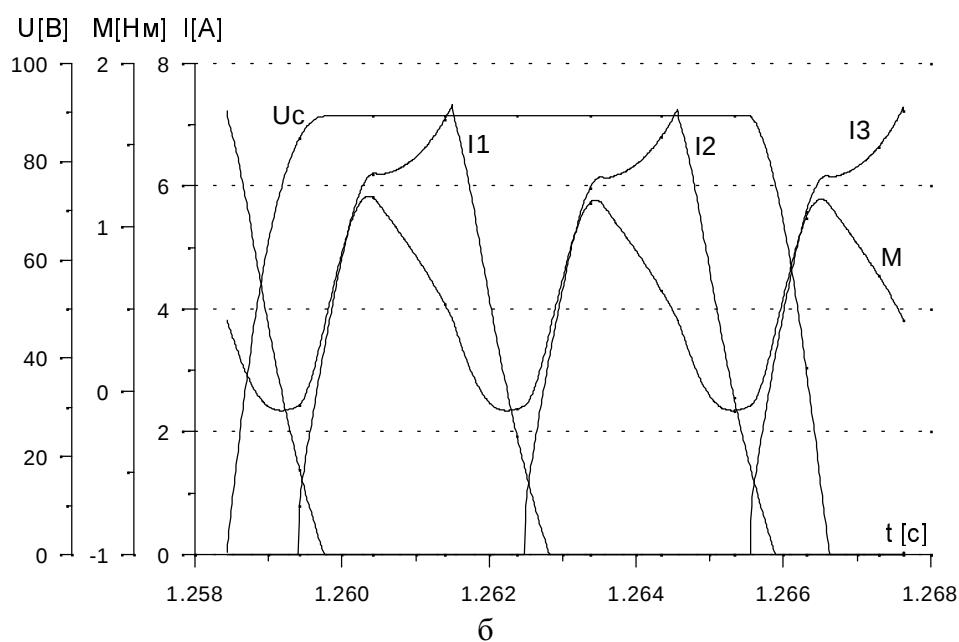
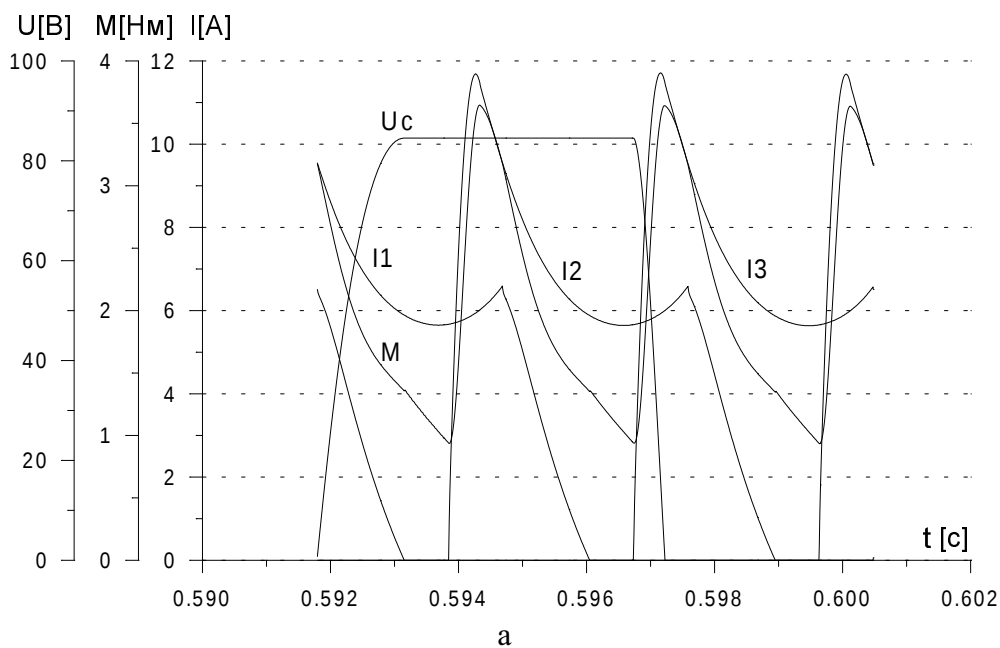


Рис. 9. Струми секцій, напруга на конденсаторі та електромагнітний момент ВРД при широтно-фазовому способі регулювання:
 а – момент навантаження 2 Н·м;
 б – момент навантаження 0,5 Н·м

Запропоновану математичну модель ВРД можна використати також для розрахунку та дослідження статичних характеристик електропривода на базі ВРД з буферами енергії та з широтно-фазовим способом керування швидкістю. Для цього будемо здійснювати інтегрування н.с.д.р. (18) за різних значень моменту навантаження, кожного разу задаючись сталими значеннями всіх інших параметрів.

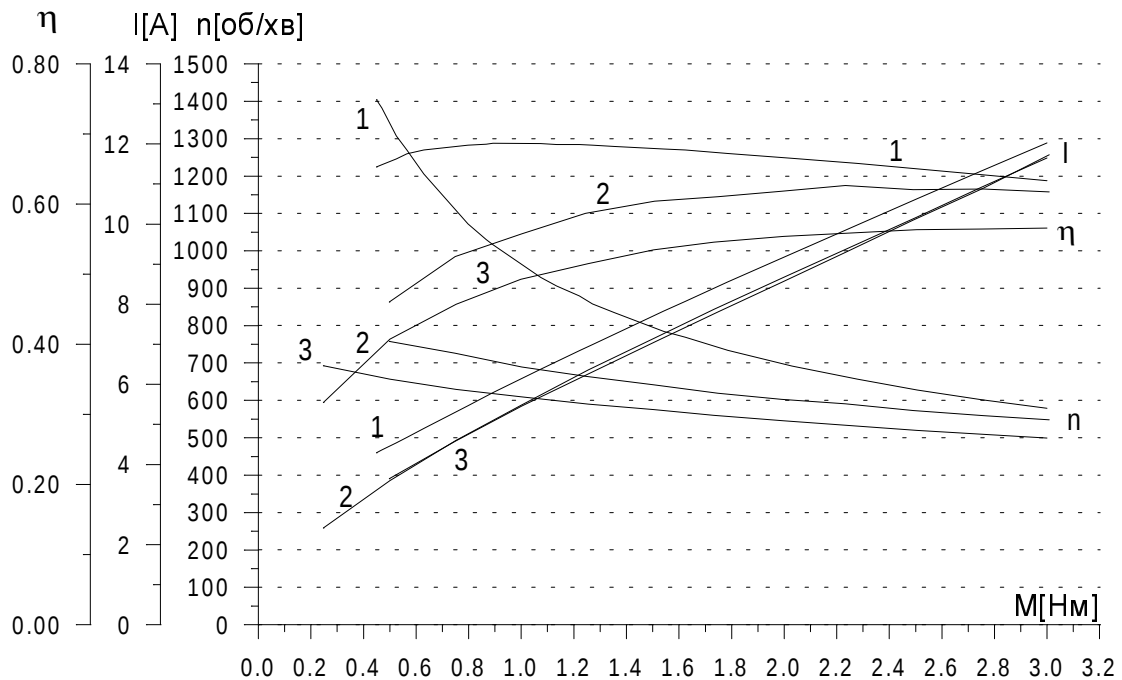


Рис. 10. Статичні характеристики ВРД з буферами енергії за широтно-фазового регулювання

На рис. 10 показані результати розрахунку природної (1) та штучних (2), (3) статичних характеристик ВРД за напруги джерела живлення 24 В, кута вмикання $\beta = 10$ ел. град, інтервалу комутації $\gamma_k = 145$ ел. град, накопичувальних конденсаторів ємністю 20 мкФ. Тривалість імпульсу часової затримки – 5 і 3 мсек відповідно для 2 та 3 характеристик.

1. А. с. 1561162 СССР. Вентильный m -фазный электродвигатель / Ю.В.Осидач, В.И. Ткачук. – № 4394816/24-07; Заявл. 21.03.88; Опубл. 30.04.90, Бюл. № 16. 2. А. с. 995217 СССР. Вентильный электродвигатель / Ю.В.Осидач, В.И.Ткачук. – № 3307400/24-07; Заявл. 26.06.81; Опубл. 07.02.83, Бюл. № 5. 3. А. с. 1092672 СССР. Вентильный электродвигатель / Ю.В.Осидач, В.И.Ткачук. – № 3575687/24-07; Заявл. 07.04.83; Опубл. 15.05.84, Бюл. № 18. 4. А. с. 1095323 СССР. Вентильный электродвигатель / Ю.В.Осидач, В.И.Ткачук. – № 3560469/24-07; Заявл. 03.03.83; Опубл. 30.05.84, Бюл. № 20. 5. А. с. 1246265 СССР. Вентильный электродвигатель / Ю.В.Осидач, В.И.Ткачук. – № 3814427/24-07; Заявл. 19.11.84; Опубл. 23.07.86, Бюл. № 27. 6. Ткачук В.І. Ємнісний накопичувач енергії у вентильному реактивному двигуні // Вісн. ДУ “Львівська політехніка”. – 1997. – № 334. – С. 125–131. 7. Ткачук В.І., Осидач Ю.В. Транзисторні комутатори з ємнісними накопичувачами енергії // Вісн. ДУ “Львівська політехніка”. – 1996. – № 301. – С. 115–122. 8. Ткачук В.І. Широтно-фазовий спосіб регулювання частоти обертання електроприводів на базі вентильних двигунів // Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика: Вестн. ХГПУ. Спец. випуск. – Харків, 1998. – С. 185–186.