

Ромака В.В., Hlil E.K., Стаднык Ю.В., Гореленко Ю.К., Аксельруд Л.Г. Особенности структурных, электрокинетических и магнитных свойств сильно легированного полупроводника ZrNiSn. Акцепторная примесь Dy // Физ. и техн. полупр. – 2009. – Т.43. Вып. 1. – С.11–17. 4. Ромака В.А., Стаднык Ю.В., Fruchart D., Ромака Л.П., Горынь А.М., Гореленко Ю.К., Доминюк Т.И. Особенности структурных, электрокинетических и магнитных свойств сильно легированного полупроводника n-ZrNiSn. Акцепторная примесь Fe // Физ. и техн. полупр. – 2009. – Т.43, вып. 3. – С.297–303. 5. Ромака В.А., Стаднык Ю.В., Аксельруд Л.Г., Ромака В.В., Fruchart D., Rogl P., Давыдов В.Н., Гореленко Ю.К. Механизм локальной аморфизации сильно легированного интерметаллического полупроводника $Ti_{1-x}V_xCoSb$ // Физ. и техн. полупр. – 2008. – Т.42, вып. 7. – С.769–776. 6. Romaka V., Hlil E.K., Horyn A. Features of Zr for Dy substitution in n-ZrNiSn intermetallic semiconductor // 16th International Conference on Solid Compounds of Transition Elements. – Dresden (Germany). – 2008. – P. 251.

УДК 621.314

В.В. Самотий, А.Г. Павельчак, У.Ю. Дзелендзяк
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра комп'ютеризованих систем автоматики

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОЗІМКНЕНОЇ СИСТЕМИ “ПЕРЕТВОРЮВАЧ КІЛЬКОСТІ ФАЗ – ВИПРЯМЛЯЧ – МОТОР ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З НЕЗАЛЕЖНИМ ЗБУДЖЕННЯМ”

© Самотий В.В., Павельчак А.Г., Дзелендзяк У.Ю., 2009

Наведено математичну модель розімкненої системи “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”, а також запропоновано методику аналізу перехідних і усталених режимів її роботи.

The mathematical model of the broken a secret system is resulted a “transformer of number of phases is a three-phase monopriod rectifier – motor of direct-current with independent excitation” and also the method of analysis of transient and withstand behaviours of its work is offered.

Вступ. Мотори постійного струму набули поширення в різноманітних виконавчих механізмах, зокрема як приводи на електротранспорті, вантажопідіймальні агрегати, робототехнічні комплекси тощо. Живляться і керуються такі мотори постійною напругою, яка прикладена до обмоток статора і якоря мотора. Якщо відсутнє джерело постійної напруги, її можна отримати, випрямивши змінну напругу. Таке випрямлення пов'язане з наявністю пульсацій навіть при застосуванні фільтрів. Покращити ситуацію можна, перетворивши однофазну напругу на трифазну з подальшим її випрямленням. У цій роботі розглянута математична модель саме такої системи “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”. Таке поєднання елементів дає можливість зменшити пульсації напруги живлення якоря мотора.

Залежно від сполучення обмоток мотора їх поділяють на мотори з незалежним, паралельним та послідовним збудженнями. Ми розглядаємо перший тип сполучень, коли обмотка збудження живиться від автономного джерела постійної напруги. Динаміка роботи такого мотора буде

залежати від характеру навантаження, тому ми зосередились на дослідженні впливу навантаження на режими роботи мотора.

Розроблення математичної моделі такої системи пов'язане з певними труднощами, зумовленими нелінійними характеристиками її елементів. Це характеристики намагнетчення осердь трансформатора, вольт-амперні характеристики напівпровідникових вентилів та магнетні характеристики мотора постійного струму. Врахування цих типів нелінійностей робить задачу математичного моделювання надзвичайно складною. Тому для її розв'язання необхідно прийняти певні допущення, які б врахували максимально характеристики елементів системи і, разом з тим, спростили алгоритм аналізу її динаміки. Наявність такої моделі дає нам можливість досліджувати вплив параметрів на роботу системи, а отже, застосувавши відповідні методи, виконати їхню оптимізацію з метою покращання вихідних механічних характеристик системи “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”.

1. Аналіз публікацій. Очевидно, що чим точнішою буде математична модель об'єкта, тим досконалішим буде кінцевий програмний продукт. У нашому випадку математична модель зводиться до запису системи нелінійних диференціальних рівнянь стану. Залежно від того, наскільки ці рівняння відповідають фізиці процесів, що проходять в досліджуваному об'єкті, настільки точними будуть результати роботи програм, які ґрунтуються на цих рівняннях. Досліджувана система може розглядатися як певне нелінійне електромагнетне коло, що містить напівпровідникові вентиля і рухома частину (якір мотора).

До появи обчислювальної техніки застосування числових методів було дуже обмежене через велику кількість обчислювальних операцій. Саме з цієї причини значного розвитку набули аналітичні методи [1, 4–6]. Безумовно, що для розв'язування нелінійних задач аналітичні методи непридатні, тому тут застосували розклад шуканих функцій в ряд.

Сучасну математичну модель електромагнетного кола на прикладі різноманітних електромагнетних пристроїв наведено в роботах [12–14]. Тут рівняння динаміки записуються відносно змінних стану, які містять робочі магнетні потоки, струми обмоток та напруги на конденсаторах. Наведена методика запису цих рівнянь в нормальній формі Коші, що дуже зручно при застосуванні явних методів числового інтегрування.

Проте нас більше цікавлять електромагнетні пристрої, що містять напівпровідникові вентиля. Велика кількість робіт стосувалась RLC-моделі вентиля [2, 3, 15–17]. Головним її недоліком є те, що вона породжує зайві диференціальні рівняння. Крім цього, ці рівняння жорсткі, що ускладнює алгоритм їхнього розв'язування. Моделювання вентиля за схемою ідеального ключа вперше описано в роботах [7–9]. Тут запропоновано використати перемикаючі функції. Зауважимо, що цей підхід призводить до появи додаткових рівнянь при аналізі динаміки, тому його застосування доцільне для аналізу ustalених режимів.

У роботах [10, 11] вперше запропоновані математичні моделі тиристорних перетворювачів, де тиристри моделюються за схемою ідеального ключа. Тут відсутній недолік, притаманний моделям, що використовують перемикаючі функції, а саме дублювання рівнянь стану. Це стало можливим завдяки принципово новому поняттю додаткових логічних змінних, що набувають значень 0, ± 1 . Значення цих змінних керуються умовами відкриття і закриття вентилів. Це дало змогу описати усю сукупність станів відкритих і закритих вентилів електромагнетних перетворювачів єдиною системою рівнянь.

Рівняння динаміки перетворювача кількості фаз та трифазного однопівперіодного випрямляча. Використовуючи трифазний трансформатор з тристержневим магнетопровідником та з'єднавши у певний спосіб первинні обмотки фаз, можна побудувати перетворювач кількості фаз, який виконує перетворення однофазної напруги на трифазну. Зауважимо, що таке перетворення є далеким від ідеального, тому що амплітуди струмів фаз в навантаженні не будуть однаковими, а зсув фаз між ними буде відрізнятися від $2\pi/3$ рад. Розглянемо рівняння стану такого перетворювача,

обмотки якого з'єднані за схемою Тер'єхіна. З'єднання обмоток трансформатора Δ/Y , вихідні обмотки містять три вентилі, а в навантаженні через ємнісний фільтр ввімкнено мотор постійного струму з незалежним збудженням. Принципова схема такої системи подана на рис. 1.

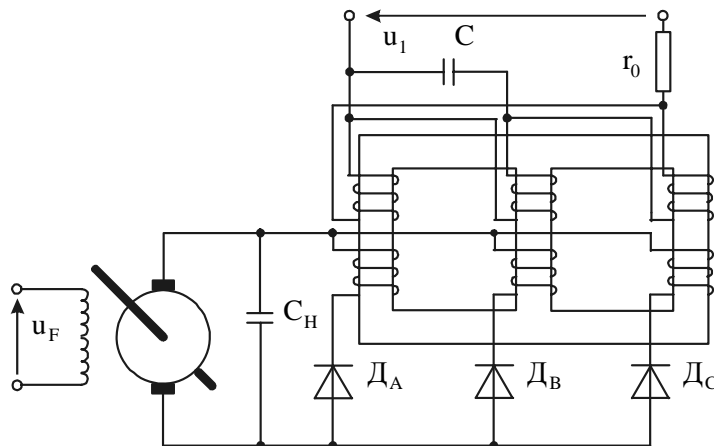


Рис. 1. Принципова схема системи керування мотором постійного струму з незалежним збудженням

Трифазні напівпровідникові випрямлячі виконують перетворення змінної трифазної напруги на постійну. На відміну від однофазних випрямлячів, вони мають значно меншу змінну складову у вихідному сигналі. Тут, як і у випадку однофазних випрямлячів, є дві схеми – однопівперіодна і двопівперіодна.

Розглянемо рівняння динаміки перетворювача кількості фаз, що через трифазний однопівперіодний випрямляч і ємнісний фільтр живить мотор постійного струму. По суті, рівняння трифазного однопівперіодного випрямляча зводяться до рівнянь трифазного трансформатора з нульовим провідником, через який протікає струм навантаження.

У цій схемі можлива доволі значна кількість таких комбінацій. Необхідно перебрати всі варіанти, коли відкритими є один або два вентилі. Отже, існують три комбінації, коли відкритим залишається один вентиль, а також три комбінації, коли відкриті два вентилі, а саме: 1) T_A – відкритий, T_B , T_C – закриті; 2) T_B – відкритий, T_A , T_C – закриті; 3) T_C – відкритий, T_A , T_B – закриті; 4) T_B , T_C – відкриті, T_A – закритий; 5) T_A , T_C – відкриті, T_B – закритий; 6) T_A , T_B – відкриті, T_C – закритий. Можлива ще сьома комбінація, коли всі вентилі закриті.

Закривання того чи іншого вентиля буде призводити до обриву відповідної фази. Виводячи рівняння трифазного трансформатора, обриви фаз можна промоделювати, прирівнявши до нуля обернену індуктивність розсіяння відповідної фази, або помноживши її на додаткову логічну змінну, що набуває значень 0, 1. Можна зробити висновок, що немає необхідності для цього перетворювача записувати

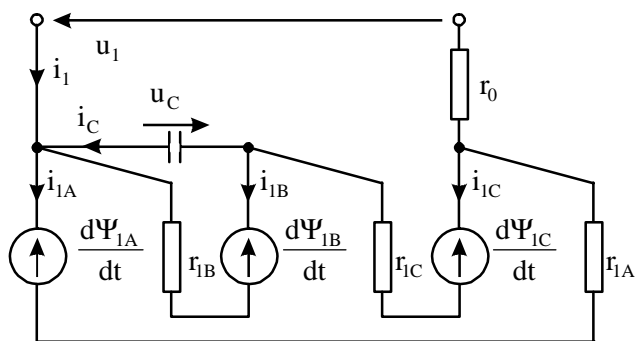


Рис. 2. Розрахункова схема контурів живлення

рівняння всіх комбінацій відкритих і закритих вентилів. Достатньо записати рівняння для випадку, коли всі вентилі відкриті.

Рівняння електромагнетного стану перетворювача кількості фаз зводяться до рівнянь трифазного трансформатора, дві фази якого живляться через фазозсуваючий конденсатор, а третя безпосередньо ввімкнена на напругу живлення u_1 .

Згідно з розрахунковою схемою рис. 2 рівняння обмоток первинної сторони трансформатора будуть

$$\frac{d\Psi_{1A}}{dt} = u_1 - r_{1A}i_{1A} - r_0i_1, \quad \frac{d\Psi_{1B}}{dt} = u_C - r_{1B}i_{1B}, \quad \frac{d\Psi_{1C}}{dt} = -u_1 - u_C - r_{1C}i_{1C} + r_0i_1, \quad (1)$$

де Ψ_{1j} , i_{1j} , r_{1j} – відповідно повні потокозчеплення, струми та активні опори фаз первинних обмоток ($j = A, B, C$); u_C – напруга на фазозсуваючому конденсаторі; i_1 – струм живлення; r_0 – внутрішній опір джерела живлення.

Згідно з першим законом Кірхгофа струм i_1 можна записати через фазні струми, а саме $i_1 = i_{1A} - i_{1C}$, тоді рівняння (1) можна подати у матричному вигляді

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = H_1u_1 + H_Cu_C - R_1I_1, \quad H_1 = (1, 0, -1)^T, \quad H_C = (0, 1, -1)^T, \quad (2)$$

де $\Psi_1 = (\Psi_{1A}, \Psi_{1B}, \Psi_{1C})^T$, $I_1 = (i_{1A}, i_{1B}, i_{1C})^T$ – матриці-стовпчики повних потокозчеплень і струмів фаз первинної сторони трансформатора; R_1 – матриця опорів первинної сторони

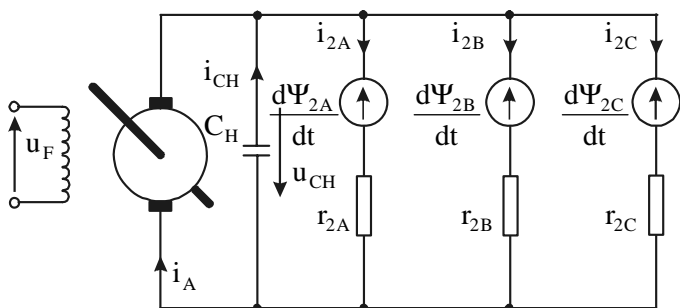


Рис. 3. Розрахункова схема контурів навантаження

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_{1A} + r_0 & & -r_0 \\ & r_{1B} & \\ -r_0 & & r_{1C} + r_0 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Згідно з розрахунковою схемою контурів навантаження (рис. 3), рівняння обмоток вторинної сторони трансформатора будуть

$$\frac{d\Psi_2}{dt} = -H_2u_{CH} - R_2I_2, \quad H_2 = (1, 1, 1)^T, \quad (4)$$

де $\Psi_2 = (\Psi_{2A}, \Psi_{2B}, \Psi_{2C})^T$ – матриці-стовпчики повних потокозчеплень фаз вторинної сторони трансформатора; $I_2 = (i_{2A}, i_{2B}, i_{2C})^T$ – матриці-стовпчики струмів фаз вторинної сторони трансформатора; $R_2 = \text{diag}(r_{2A}, r_{2B}, r_{2C})$ – діагональна матриця опорів вторинних обмоток.

Згідно зі схемою (рис. 2) можна записати рівняння конденсатора

$$\frac{du_C}{dt} = -C^{-1}H_C^T I_1, \quad (5)$$

де C – ємність конденсатора.

Рівняння трифазного трансформатора з однопівперіодним випрямлячем відомі [10], тому запишемо їх без виведень

$$\frac{d\psi}{dt} = D_1 \frac{d\Psi_1}{dt} + D_2 \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad \frac{dI_2}{dt} = A_{21} \frac{d\Psi_1}{dt} + A_{22} \frac{d\Psi_2}{dt}, \quad (6)$$

де $\psi = (\psi_A, \psi_B, \psi_C)^T$ – матриця-стовпчик робочих потокозчеплень фаз; $D_1 = G\alpha_1$; $D_2 = GK\alpha_2$; $G = (\alpha'' + \alpha_0 E_0 + \alpha_1 + K\alpha_2)^{-1}$; $A_{21} = -K\alpha_2 D_1$; $A_{22} = K\alpha_2 (E - D_2)$; α_0 – обернена індуктивність розсіяння нульової послідовності трансформатора; E_0 – квадратна матриця розмірністю 3×3 , всі елементи якої дорівнюють одиниці; E – одинична матриця; $\alpha_1 = \text{diag}(\alpha_{1A}, \alpha_{1B}, \alpha_{1C})$ – діагональна матриця обернених індуктивностей розсіяння первинних обмоток трансформатора; $\alpha_2 = \text{diag}(\alpha_{2A}, \alpha_{2B}, \alpha_{2C})$ – діагональна матриця обернених

індуктивностей розсіяння вторинних обмоток трансформатора; $K = \text{diag}(k_A, k_B, k_C)$ – діагональна матриця додаткових логічних змінних, що набувають значень 0, 1; $\alpha'' = \text{diag}(\alpha''_A, \alpha''_B, \alpha''_C)$ – діагональна матриця обернених диференціальних індуктивностей фаз, які визначаємо основними за кривими намагнення

$$\alpha''_j = \frac{\partial \varphi_j(\psi_j)}{\partial \psi_j} = \alpha''_j(\psi_j), \quad j = A, B, C. \quad (7)$$

Струми первинної обмотки визначимо аналітично згідно з рівнянням стану магнетопровідника

$$I_1 = \alpha' \psi + \alpha_0 E_0 \psi - I_2. \quad (8)$$

Рівняння стану залишилось доповнити рівнянням конденсатора навантаження

$$\frac{du_{CH}}{dt} = C_H^{-1} (H_2^T I_2 - i_A), \quad (9)$$

де i_A – струм якоря мотора.

Рівняння динаміки мотора постійного струму з незалежним збудженням. Диференціальні рівняння струмів обмоток мотора мають вигляд

$$\frac{di_A}{dt} = S_A u_A + T_A u_F + E_A, \quad \frac{di_F}{dt} = T_F u_A + S_F u_F + E_F, \quad (10)$$

де $S_A = 1/(L_A + L_{AF}L_{FA}/L_{FF})$, $T_A = -S_A L_{AF}/L_{FF}$, $T_F = -S_A L_{FA}/L_{FF}$, $E_F = -(L_{FA}E_A + r_F i_F)/L_{FF}$, $E_A = S_A (L_{AF} r_F i_F / L_{FF} - c\omega\Phi - \Delta u - r_A i_A)$, $S_F = (1 - L_{FA} T_A) / L_{FF}$; де L_A – сумарна індуктивність послідовного кола якоря; L_{FF} – індуктивність обмотки збудження; L_{AF} , L_{FA} – взаємні індуктивності кола якоря і кола збудження; r_A , r_F – активні опори кола якоря і кола збудження; ω – кутова швидкість обертання якоря МПС; Φ – магнетний потік мотора; c – конструктивна стала якоря МПС; Δu – падіння напруги в щітковому контакті.

У скомпенсованих моторах врахувати насичення магнетопровідника можна наближено за кривою намагнення $\Phi = \Phi(i_F)$, $L_{FF} = L_{FF}(i_F)$. У ненасиченому моторі $\Phi = k i_F$, $L_{FF} = \text{const}$.

Рівняння руху запишемо згідно з рівнянням Даламбера

$$\frac{d\omega}{dt} = (c\Phi i_A - M_O) / J, \quad (11)$$

де J – момент інерції ротора мотора; M_O – момент опору.

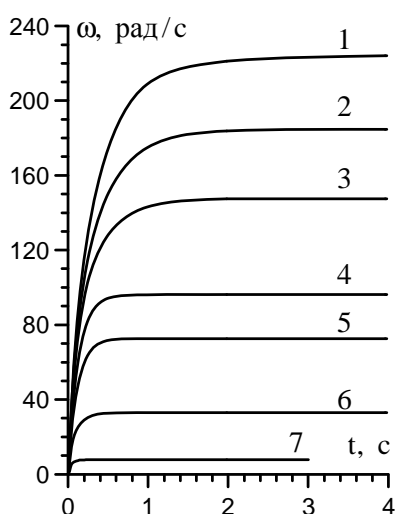


Рис. 4. Розгін якоря мотора за різних значень моменту опору

Оскільки обмотка якоря мотора ввімкнена безпосередньо до конденсаторного фільтра, в рівняннях стану мотора (10) необхідно прийняти $u_A = u_{CH}$. Рівняння (5), (6), (9) – (11) утворюють повну систему рівнянь досліджуваної системи.

Результати комп'ютерного симулювання. Було розроблено програму і виконано розрахунки перехідних та усталених режимів роботи системи “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”. Досліджувалася залежність усталених значень швидкості обертання якоря мотора від моменту опору.

На рис. 4 – 6 наведено розрахункові криві перехідних і стаціонарних процесів системи. Напруга живлення

трансформатора задана виразом $u_1 = 311 \sin(314.1593t) \text{ В}$. Розрахунки були виконані за таких параметрів: $r_1 = 2 \text{ Ом}$, $r_2 = 3.6 \text{ Ом}$, $\alpha_1 = \alpha_2 = 270 \text{ Гн}^{-1}$, $C = 100 \text{ мкФ}$, $L_A = 4.67 \text{ мГн}$, $L_{FF} = 110.8 \text{ Гн}$, $L_{AF} = L_{FA} = 30 \text{ мкГн}$, $r_A = 33.2 \text{ мОм}$, $r_F = 173 \text{ Ом}$, $J = 1 \text{ Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}^2/\text{рад}$, $M_O = 0 - 150 \text{ Н}\cdot\text{м}$, $c = 70.8 \text{ Н}\cdot\text{м}/(\text{Вб}\cdot\text{А})$, $u_f = 300 \text{ В}$. Криві намагнення магнетних осердь фаз трифазного трансформатора вважалися однаковими й апроксимовані кубічним сплайном.

На рис. 4 наведено розрахункові криві перехідного процесу швидкості обертання якоря

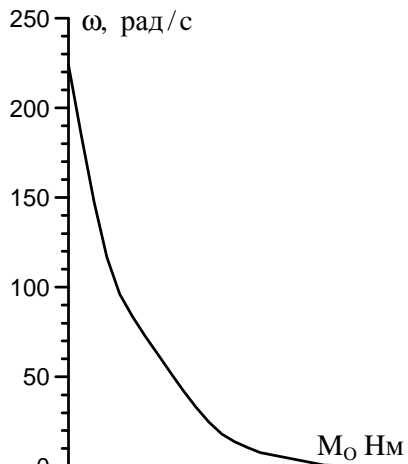


Рис. 5. Залежність швидкості обертання якоря мотора від моменту опору

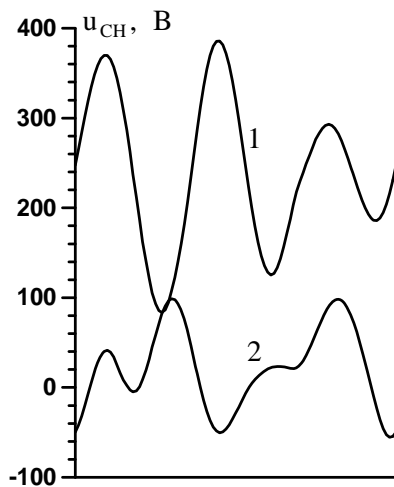


Рис. 6. Усталені значення напруги конденсатора при різних значеннях моменту опору: крива 1 – 50 Н·м, крива 2 – 150 Н·м

мотора постійного струму з незалежним збудженням для різних значень моменту опору. Так, крива 1 відповідає моменту опору 0 Н·м, крива 2 – 10 Н·м, крива 3 – 20 Н·м, крива 4 – 40 Н·м, крива 5 – 60 Н·м, крива 6 – 100 Н·м, а крива 7 – 150 Н·м. Подальше збільшення моменту опору призводить до повної зупинки якоря мотора. Як випливає з рисунка, залежність швидкості обертання якоря мотора від моменту опору є нелінійною. Перехідна характеристика у всіх випадках не має перерегулювань і має аперіодичний характер, а час перехідного процесу зменшується зі збільшенням моменту опору.

Залежність швидкості обертання якоря мотора від моменту опору наведена на рис. 5. Вона має дві ділянки, які наближено можна вважати лінійними з різним кутом нахилу. Перша ділянка відповідає моменту опору від 0 до 30 Н·м, а друга від 30 Н·м до 120 Н·м. При моменті опору 200 Н·м мотор зупиняється, тобто момент опору є більшим, ніж рушійний момент мотора. З вищесказаного можна зробити висновок, що за заданих параметрів системи робочим діапазоном зміни моменту опору необхідно вважати другий, тобто від 30 Н·м до 120 Н·м.

На рис. 6 наведено розрахункові криві усталених значень напруги конденсатора навантаження на виході випрямляча для двох значень моменту опору навантаження: крива 1 – 50 Н·м, а крива 2 – 150 Н·м. Зі зростанням моменту опору вихідна напруга випрямляча падає. Причому зменшується її амплітуда і постійна складова. Так, при $M_O = 50 \text{ Н}\cdot\text{м}$ амплітуда змінної складової приблизно – 150 В, а постійна складова дорівнює 220 В. При значенні $M_O = 150 \text{ Н}\cdot\text{м}$ амплітуда змінної складової зменшується до 90 В, а постійної до 15 В. Як бачимо, зі збільшенням моменту опору до граничного значення (зупинки мотора) постійна складова може впасти майже до нуля.

Висновок. Запропоновано методику розрахунку перехідних і усталених режимів роботи розімкненої системи “перетворювач кількості фаз – трифазний однопівперіодний випрямляч – мотор постійного струму з незалежним збудженням”. Досліджено вплив зміни моменту опору навантаження мотора на динаміку його роботи. З’ясовано, що залежність швидкості обертання якоря мотора від моменту опору має нелінійний характер, а час перехідного процесу зменшується зі збільшенням останнього. Моделювання роботи вентилів випрямляча виконувалося за схемою ідеального ключа. Це дало можливість спростити алгоритм розрахунку динамічних процесів системи без втрати точності. Усталений режим розраховувався екстраполяційним методом. Отже, розроблена єдина методика

аналізу перехідних та усталених режимів роботи системи, яка відзначається універсальністю і простотою алгоритмізації.

1. Антонов Б.М., Лабунов В.А., Случанко Е.И. Приближенная методика расчета переходных процессов в электрических схемах высокого порядка // *Электричество*. – 1989. – № 1. – С. 6–12. 2. Бирюков В.Н. Модель полупроводникового диода для машинного анализа // *Изв. вузов. Радиоэлектроника*. – 1992. – № 6. – С. 78–80. 3. Васьковский Ю.Н. Математическое моделирование на ЭВМ электрических схем с полупроводниковыми вентилями // *Техническая электродинамика*. – 1988. – № 1. – С. 56–58. 4. Денисюк С.П., Кобинская Н.А., Дяк И.Б. Алгоритм анализа вентильных преобразователей при известном законе переключения вентиля // *Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиоэлектроника*. – 1984. Вып. 21. – С. 41–50. 5. Жуйков В.Я., Коротеев И.Е., Сучик В.Е. Расчет установившегося режима вентильных преобразователей с помощью направленных графов // *Изв. вузов. Энергетика*. – 1979. – № 5. – С. 37–43. 6. Здрок А.Г., Салютин А.А. Анализ работы трехфазных дроссельных магнитных усилителей с активно-индуктивной нагрузкой постоянного тока // *Изв. вузов. Энергетика*. – 1967. – № 3. – С. 11–17. 7. Кутковецкий В.Я. Моделирование работы трехфазного тиристорного коммутатора с помощью переключающих функций // *Электричество*. – 1984. – № 4. – С. 68–70. 8. Кутковецкий В.Я. Теория переходных процессов в силовых вентильных преобразователях. – Николаев: Николаевский кораблестроительный ин-т, 1982. – 71 с. 9. Кутковецкий В.Я. Формализация расчета процессов в вентильных цепях узловым методом переключающих функций // *Электричество*. – 1989. – № 5. – С. 72–74. 10. Самотий В.В. Аналіз стаціонарних режимів трифазних однопівперіодних випрямлячів методом Ньютона // *Вимірювальна техніка та метрологія: міжвідомчий наук.-техн. зб.* – Львів, 1996. Вып. 52. – С. 95–97. 11. Самотий В.В. Аналіз установившихся режимов однофазного двухполупериодного выпрямителя // *Техническая электродинамика*. – 1993. – № 2. – С. 32–34. 12. Самотий В.В. Математичне моделювання стаціонарних процесів електромагнетних пристроїв систем керування. – Львів: Фенікс, 1997. – 170 с. 13. Самотий В.В. Прискорений пошук вимушених періодичних режимів трифазного потроювача частоти // *Вимірювальна техніка та метрологія*. – Львів, 1995. Вып. 51. – С. 45–48. 14. Самотий В.В. Розрахунок феромагнітного подвоювача частоти методом математичного моделювання // *Техническая электродинамика*. – 1994. – № 5, 6. – С. 82–85. 15. Porębski J., Korohoda P. SPICE. Program analizy nieliniowej układów elektronicznych. WNT, Warszawa, 1993. 16. Prigozy S. PSPICE computer modeling of hysteresis effects. *IEEE Transactions on Education*, Vol. 36, No.1, February 1993, pp. 2–5. 17. Ramotowski M. Zastosowanie programu NAP do obliczania układów elektrycznych. WNT, Warszawa, 1992.