

Рівноважникам (43) відповідають функції часу

$$i_B(t) = \frac{\frac{u_{CB}(0)}{L} + \alpha_1 i_B(0)}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_1 t} + \frac{-\frac{u_{CB}(0)}{L} - \alpha_2 i_B(0)}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_2 t};$$

$$u_{CB}(t) = \frac{(\alpha_1 - \frac{R}{L})u_{CB}(0) - \frac{1}{C} i_B(0)}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_1 t} + \frac{(\frac{R}{L} - \alpha_2)u_{CB}(0) + \frac{1}{C} i_B(0)}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-\alpha_2 t}. \quad (44)$$

Прийнявши в (44) $t=0$ і враховуючи початкову умову (38), отримуємо систему рівнянь

$$i(0) = i_B(0) + i_{\Pi}(0) = i_B(0) + i_{\Pi 10} = i_0;$$

$$u_C(0) = u_{CB}(0) + u_{C\Pi}(0) = u_{CB}(0) + u_{C\Pi 10} = u_{C0},$$

з якої знаходимо

$$i_B(0) = i_0 - i_{\Pi 10}; \quad u_{CB}(0) = u_{C0} - u_{C\Pi}(0).$$

Підставивши обчислені значення $i_B(0)$, $u_{CB}(0)$ до (44) і отриманий результат до (39), отримуємо вирази струму в колі й напруги на конденсаторі в перехідному процесі.

Висновки. Рівноважниковий метод розрахунку ustalених і перехідних процесів у лінійному стаціонарному колі другого порядку з періодичним кусково-гармонічним вимушенням є концепційно простішим і з обчислювального погляду ефективнішим порівняно з операторним методом Гевісайда.

1. Filc. R. *Equivalents Method for Linear Circuits Transients Calculation. Proceedings of International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. TCSET'2002.* – Lviv – Slavsk, 2002. – С. 18–23. 2. Filc R. *Rachunek równoważników.* – Poznań, 2006. 3. Корн Г., Корн Т. *Справочник по математике.* – М.: Наука, 1970. 4. Фильц Р. *Оператор сдвига и его применение в задачах электромеханики.* // Изв. вузов. Электромеханика. – 1991. – № 4. – С. 5–12.

УДК 629.7.064.5

Б.М. Харчишин

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕМА

КОЕФІЦІЄНТ ЧУТЛИВОСТІ ЗА ШВИДКІСТЮ ПОЛЯРИЗОВАНОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА

Ó Харчишин Б.М., 2008

Наведено результати дослідження коефіцієнта чутливості за швидкістю магніто-електричного перетворювача поляризованого типу за допомогою математичної моделі розрахунку його магнітного стану.

The results of the angular speed sensitivity research of electromagnetic polarized transformer are provided calculated with the help of the mathematical model of its magnetic state.

Вступ. У сучасних електроприводах систем слідкування часто застосовують поляризовані двигуни обмеженого кута повороту, що є магнітоелектричними перетворювачами (МЕП) вхідного електричного сигналу в пропорційне переміщення робочого органа [1]. Це пояснюється вдалим поєднанням їхніх позитивних якостей як виконавчих елементів (швидкодія, високий коефіцієнт віддачі), так і метрологічних перетворювачів (лінійність та симетрія характеристик, мала зона нечутливості), що зумовило подальше зацікавлення розробників у використанні двигунів такого типу.

Аналіз останніх досліджень і постановка задачі. На етапі розроблення для забезпечення коливних режимів роботи на робочих частотах необхідно досягнути відповідних співвідношень між параметрами поляризованого двигуна. Для цього постає необхідність дослідити динамічні властивості слідкуючої системи з врахуванням низки факторів, що впливають на закон руху (моменту інерції рухомої частини коливного пристрою, жорсткості “магнітної пружини”, коефіцієнта в’язкого демпфування, моменту тертя опор вала, параметрів електричних кіл системи живлення приводу тощо) [2, 3]. Для вирішення цього завдання, крім інших величин, необхідно оцінити на етапі проектування магнітоелектричного перетворювача параметри рівняння електричної рівноваги [2], зокрема коефіцієнт чутливості за швидкістю – відношення електрорушійної сили обмотки до кутової швидкості рушія.

Відомо [4], що цей коефіцієнт $K = \frac{\partial \Psi}{\partial \alpha} = C_M \cdot \Phi$ для класичної машини є величиною сталою, адже провідність кола магнітного потоку Φ є незмінною від кута повороту α . (Тут Ψ – потокозчеплення обмотки якоря електричної машини; C_M – конструкційна стала електричної машини за моментом). Для поляризованого ж електродвигуна, де магнітна провідність є складною функцією кута повороту через мостову заступну схему його магнітного кола, кількісне визначення цієї величини вимагає детального розгляду особливостей перетворення енергії у конструкції МЕП на основі його математичної моделі.

Об’єктом досліджень у цій статті є розроблений у НДЛ-68 Львівської політехніки поляризований електродвигун приводу слідкуючої системи та комп’ютерна модель стану його магнітного кола.

Математична модель стану магнітного кола МЕП для розрахунку коефіцієнта чутливості за швидкістю. На рис. 1 показано одну з можливих конструкцій багатополусного двигуна з постійними рідкісноземельними магнітами, принцип дії якого ґрунтується на взаємодії магнітних потоків поляризації та керування. Спрощена заступна магнітна схема таких перетворювачів, містить у відповідних плечах моста магнітні опори R_x та R_y (R_x, R_y – опори повітряних проміжків між збіжними та набіжними краями полюсів). У діагоналях моста ввімкнено еквівалентні намагнічувальні сили F_m та F_c віток поляризації та керування разом із їхніми еквівалентними магнітними опорами R_m та R_c , що враховують і відповідні магнітні потоки розсіяння цих віток (рис. 2).

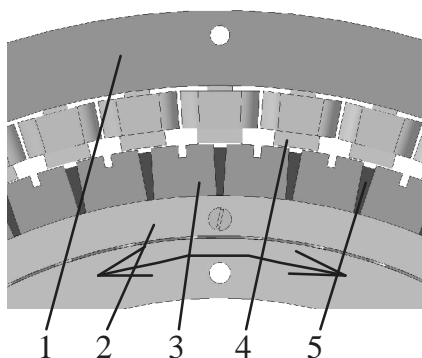


Рис. 1. Фрагмент кільцевого багатополусного двигуна поляризованого типу:
 1 – магнітопровідний корпус статора; 2 – корпус ротора; 3 – магнітопровід кола підмагнічування;
 4 – полюс з катушкою обмотки керування; 5 – постійний магніт

Ця заступна схема з огляду на її симетричність описується системою двох лінійних рівнянь. Якщо їх записати у термінах потокозчеплень контурів поляризації y_m та керування y_c та їхніх функцій збурення F_m та F_c , отримаємо

$$\begin{vmatrix} R_m + R_x + R_y & R_x - R_y \\ R_x - R_y & R_c + R_x + R_y \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} y_m \\ y_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} F_m \\ F_c \end{vmatrix}, \quad (1)$$

яким відповідає еквівалентна заступна магнітна схема, зведена до однієї пари полюсів (рис. 3), де

$$R_x = \frac{1}{I_0} \cdot \frac{1}{1+a}, \quad R_y = \frac{1}{I_0} \cdot \frac{1}{1-a};$$

λ_0 – магнітна провідність повітряних проміжків між двома протилежними зубцями в нейтральному положенні ротора; a – відносна величина кута відхилення ротора від нульового положення.

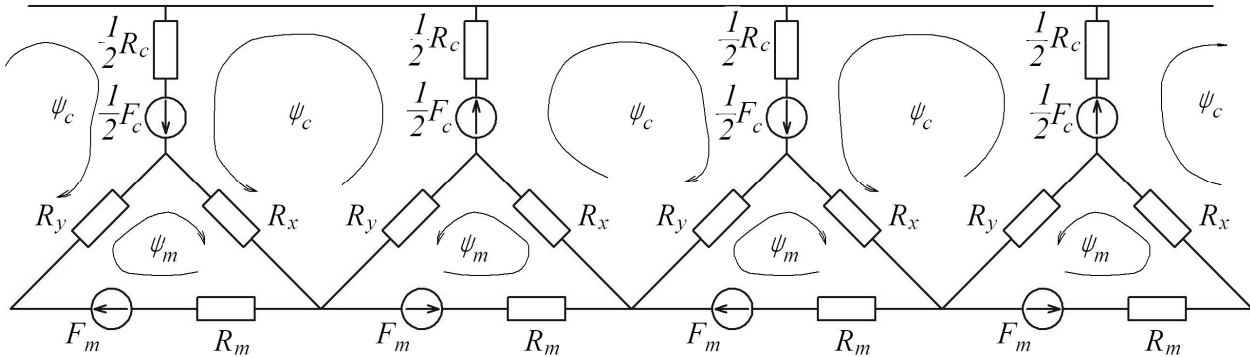


Рис. 2. Заступна магнітна схема кільцевого багатополюсного поляризованого двигуна

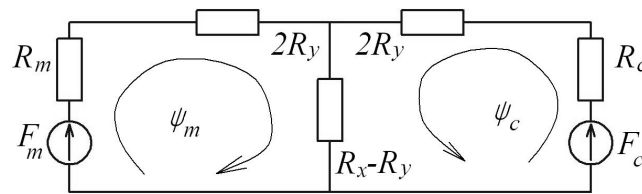


Рис. 3. Заступна магнітна схема, зведена до однієї пари полюсів

Розв'язком системи рівнянь (1) є

$$Y_m = \frac{F_m R_c + (F_m - F_c) R_x + (F_m + F_c) R_y}{4R_x R_y + (R_m + R_c)(R_x + R_y) + R_m R_c}, \quad Y_c = \frac{F_c R_m - (F_m - F_c) R_x + (F_m + F_c) R_y}{4R_x R_y + (R_m + R_c)(R_x + R_y) + R_m R_c}.$$

У робочому діапазоні кутів відхилень $\pm \alpha_p$, границі якого не перевищують половини кутової величини перекривання полюсів статора і ротора, $\psi_m(\alpha)$ та $\psi_c(\alpha)$ мають близький до лінійного характер незалежно від величини намагнічувальної сили обмоток керування i_c . Відтак у цьому діапазоні зміну величини потокозчеплення обмоток від кута положення ротора

$$K = 2 \cdot w \cdot 2p \cdot \frac{\partial y_c}{\partial a} (F_c = 0) = 4wp \cdot \frac{F_m \cdot \left[\frac{2}{I_0} + R_m + R_c + (1-a^2)(I_0 R_m R_c + 2a^2) \right]}{\left(\frac{2}{I_0} + R_m + R_c + I_0(1-a^2) R_m R_c \right)^2},$$

як і для класичної електричної машини з постійними магнітами, можна вважати величиною практично сталою і такою, що дорівнює

$$K = 4 \cdot w \cdot p \cdot \frac{\partial y_c}{\partial a} (a = 0, F_c = 0) = \frac{4wpF_m}{\frac{2}{I_0} + R_m + R_c + I_0 R_m R_c},$$

де w – кількість витків полюса обмотки керування; p – кількість пар полюсів.

Для заданого закону руху коливної системи $a = a(t)$ ЕРС обмотки керування визначатиметься

$$e = K \cdot \frac{da}{dt}.$$

Результати розрахунків. Викладене вище проілюстровано на рис. 4 для поляризованого електродвигуна ДБ600-100-Д3043, виготовленого у НДЛ-68 Львівської політехніки для приводу

слідкуючої системи опорно-поворотного пристрою СМ690, де показана залежність потокозчеплень постійного магніту ψ_m та обмотки керування ψ_c , а також його похідної по куту переміщення від положення ротора за різних значень намагнічувальної сили обмотки.

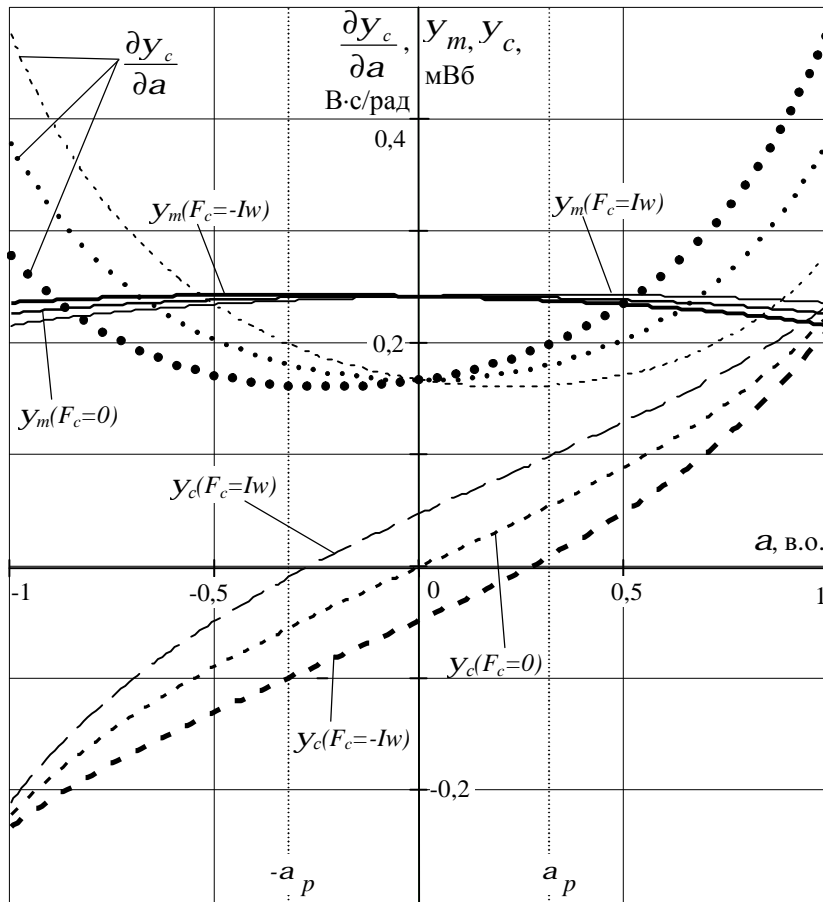


Рис. 4. Залежність потокозчеплень контурів поляризації та керування від кутового положення ротора

Результати розрахунку ЕРС обмотки керування якоря для гармонічного закону коливання робочого органу для робочої частоти коливання $\omega = 2,6$ рад/с та $a_p = 0,32$ в.о. (0,5 кутових градусів) показані на рис. 5.

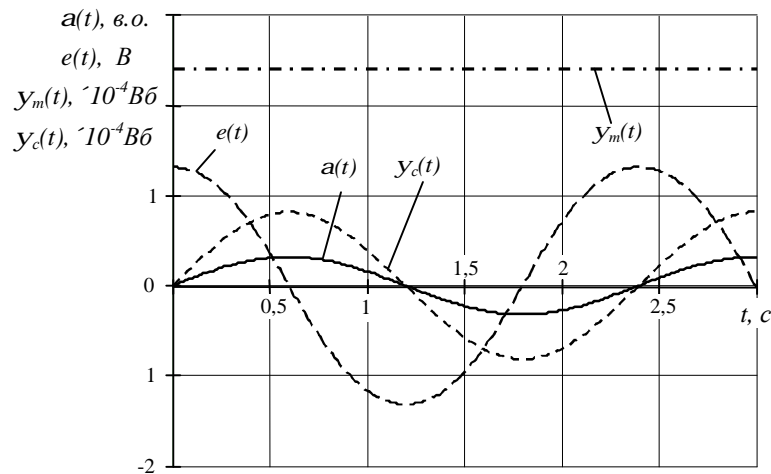


Рис. 5. Приклад розрахованої ЕРС обмотки для гармонічного закону руху ротора

Достовірність запропонованої моделі підтверджена порівнянням амплітуд розрахованого та визначеного експериментально значень ЕРС поляризованого електродвигуна. Незначна розбіжність пояснюється точністю розрахунку еквівалентних магнітних опорів R_m та R_c віток підмагнічування та керування.

Висновки. Результати дослідження за допомогою описаної математичної моделі на конкретному прикладі конструкції коливного двигуна поляризованого типу дають можливість визначити його коефіцієнт чутливості за швидкістю, тобто коефіцієнт пропорційності між електрорушійною силою та кутовою швидкістю. На відміну від класичних електричних машин він є змінною величиною і залежить від намагнічувальної сили обмотки керування та кутового положення ротора. Сталим цей коефіцієнт можна вважати тільки умовно для робочого діапазону кутових відхилень, границі якого не перевищують половини кутової величини перекривання статора і ротора.

1. Харчишин Б.М. Синтез генетично модифікованих конструкцій магнітоелектричних перетворювачів // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2003. – № 4. – С. 83–86. 2. Мороз В.І., Харчишин Б.М. Моделювання системи слідування на основі апроксимації інтегралу згортки // *Електроінформ*. – 2006. – № 4. – С. 6–8. 3. Мороз В.І., Харчишин Б.М.. Комп'ютерне моделювання електроприводу системи слідування // *Електроінформ*. – 2007. – № 4. – С. 24–26. 4. Андрейко І.І., Біляковський І.С., Денис Б.Д. Електричні мікромашини: У 2 т. Т. 1: Електричні машини постійного струму та мікротрансформатори: Навч. посібник. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту “Львівська політехніка”, 2007. – 452 с.

УДК 62-83:621.382:621.313.32

І.З. Щур, О.В. Макачук*, М.В. Черепаняк
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕАП
*кафедра ЕМА

СТРАТЕГІЇ КЕРУВАННЯ БЕЗРЕДУКТОРНИМИ ЕЛЕКТРОПРИВОДАМИ НА БАЗІ БЕЗКОНТАКТНИХ ВБУДОВАНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ МОДУЛІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ

© Щур І.З., Макачук О.В., Черепаняк М.В., 2008

Показано переваги безредукторних електроприводів над традиційними редукторними та окреслено перспективні напрямки їх застосування. Сформовано 5 груп безредукторних електроприводів, що відрізняються між собою показниками якості. Розроблено принципи класифікації та систему умовних позначень стратегій керування, враховуючи які відібрані варіанти ефективніших стратегій для безредукторних електроприводів.

Advantages of gearless electric drives are shown above traditional gear same and outlined perspective directions for their application. 5 groups of gearless electric drives which differ between itself the indexes of quality are formed. Principles of classification and system of conditional denotations of control strategies coming from which the selected variants of the most effective strategies for gearless electric drives are developed.

Постановка проблеми. Традиційно електричний привід (ЕП) промислових механізмів будується за посередництвом такого механічного пристрою, як редуктор. Це зумовлено необхідністю забезпечення рівності номінальних швидкостей механізму і електродвигуна або (та) перетворення характеру руху. З метою зменшення маси, габаритів та вартості електродвигуна, номінальну частоту його обертання доцільно проектувати можливо вищою, проте це призводить до