

# Особливості проектування і керування вентильно-індукторним двигуном з мінімізацією пульсації моменту

Лук'янов<sup>f</sup> М. О., ORCID [0000-0001-8930-9992](https://orcid.org/0000-0001-8930-9992)

Вербицький<sup>s</sup> Є. В., к.т.н. доц., ORCID [0000-0001-7275-5152](https://orcid.org/0000-0001-7275-5152)

Факультет електроніки

Національний технічний університет України

"Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського" [kpi.ua](http://kpi.ua)

Київ, Україна

**Анотація**—Вентильно-індукторний двигун (ВІД) завдяки своїм перевагам може використовуватися в транспортних засобах низької й середньої потужності. Проте, на даний момент, через значні пульсації обертового моменту, недостатню питому потужність й складність драйвера він не є популярним. В статті розглянуто структуру ВІД і запропоновано відношення між полюсами статора та ротора для забезпечення високої ефективності. Для мінімізації пульсації обертового моменту запропоновано спеціальну високочастотну методику формування струму обмотки статора. Наведено загальний алгоритм проектування ВІД із запропонованою структурою.

**Ключові слова** — вентильно-індукторний двигун; C-подібні полюси; високочастотне керування; постійна сила.

## I. ВСТУП

Електродвигуни з постійними магнітами часто використовуються в транспортних засобах середньої та низької потужності через високу питому потужність і високий обертовий момент [1-2]. Через те, що ціна на неодимові магніти зростає, актуальною є задача пошуку альтернативних двигунів із дешевших матеріалів [3-4]. Однією з перспективних альтернатив є вентильно-індукторний двигун (ВІД), який може бути сконструйований із феритових осердь або електротехнічної сталі [5-6]. Незважаючи на просту конструкцію, низьку вартість, високі динамічні характеристики, простий розподіл потужності між секціями двигуна [7], високу експлуатаційну надійність, він широко не використовується через недостатній обертовий момент та малу щільність потужності [8], а також складність електропривода [9]. Ці недоліки можуть бути усунені вибором належної структури ВІД та приводу, який забезпечує постійний, заздалегідь заданий обертовий момент.

У статті проаналізовано структуру ВІД, обрано співвідношення між кількістю полюсів статора і ротора та запропоновано метод керування ВІД для забезпечення необхідного значення та мінімізації пульсації обертового моменту.

## II. ОПИС ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА

На даний момент відомі декілька топологій вентильно-індукторних двигунів. Найпопулярнішою на даний момент є структура ВІД з суцільним статором і ротором (рис. 1 а), які виконані із м'якого магнітного матеріалу, з розташованими по колу полюсами у вигляді зубців. Кожен полюс ротора розташований

таким чином, щоб спрямовувати та замикати магнітний потік між парами протилежних зубців полюсів статора. Недоліком такої структури є використання статора й ротора у вигляді суцільного кільцевого сердечника з полюсними виступами, що призводить до значних втрат в магнітному контурі, велика питома маса на одиницю потужності, а також значні пульсації обертового моменту.

На рис.1 б) зображено досліджувану структуру ВІД, полюси ротора й статора якого виконані у вигляді C-подібних зубців [10]. Це дозволяє зменшити довжину магнітного контуру і, в результаті, зменшити втрати, використання магнітного матеріалу, а також масогабаритні показники.

Загалом, ВІД складається з  $n$  полюсів ротора й  $k$  полюсів статора. На кожен полюс статора намотана обмотка, яка індукуює магнітний потік, що приводить в рух ротор у певному напрямку з деякою кутовою частотою  $\omega$  й обертовим моментом  $M$ , що визначається силою прискорення  $F_{ac}$ .

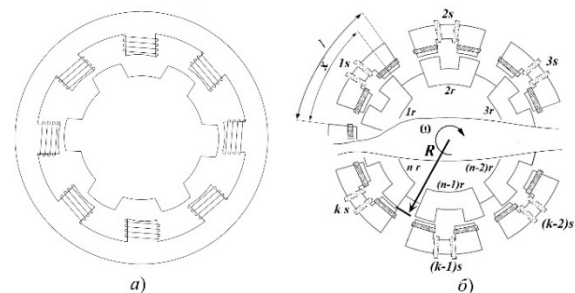


Рис. 1 Спрощені структури ВІД: а) типова структура ВІД; б) досліджувана структура ВІД

III. УМОВА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ПОСТІЙНОЇ СИЛИ

A. Розподіл магнітного потоку між полюсами

При роботі одного полюса статора, магнітний потік проходить не лише через робочий, а і через сусідні полюси ротора. Через це зменшується сила, з якою робочий полюс ротора притягається до статора.

Теоретично, магнітний потік робочого полюса статора розподіляється між усіма полюсами ротора, але на практиці достатньо врахувати лише два сусідні полюси, оскільки магнітний потік, створюваний обмоткою полюса статора, з іншими полюсами ротора майже не взаємодіє. Будемо вважати, що ротор рухається за годинниковою стрілкою, тобто перший полюс, з магнітним потоком  $\Phi_1$ , рухає ротор у додатному напрямку, а другий полюс, з магнітним потоком  $\Phi_2$  – у від’ємну, гальмуючи ротор. Також слід врахувати потік розсіювання  $\Phi_3$ , який замикається через полюс статора й не виконує ніякої корисної роботи (рис. 2). Відстань між сусідніми полюсами статора становить  $l$ .

При аналізі роботи двигунів прийнято використовувати кутові координати, однак у даному дослідженні всі відстані описуються через лінійні координати, оскільки сили, що виникають при створенні магнітних потоків між полюсами є функцією лінійних відстаней. Тому використання кутових координат призведе до необхідності введення поправочних коефіцієнтів для розрахунку лінійних відстаней між полюсами і, як результат, до ускладнення формул.

Для того, щоб знайти вплив кожного з контурів виразимо напруженість магнітного поля  $H$  через магнітний потік  $\Phi$ :

$$H = \frac{\Phi}{S\mu_0\mu}; \quad (1)$$

де  $S$  – площа поперечного перерізу осердя,  $\mu$  – відносна магнітна проникність,  $\mu_0$  – магнітна константа, і складемо три рівняння за другим законом Кірхгофа для кожного із контурів проходження відповідних магнітних потоків. Врахувавши довжини цих контурів і, замінивши напруженість згідно з (1), отримаємо наступні співвідношення:

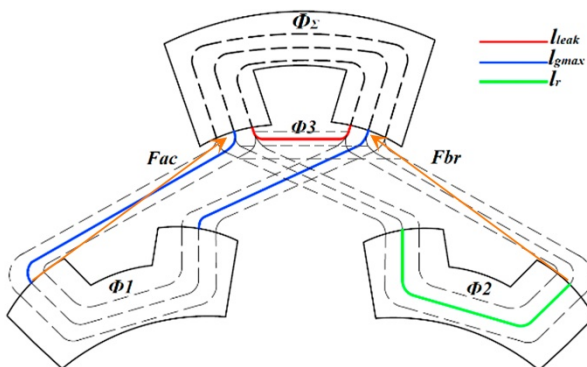


Рис. 2 Розподілення магнітного потоку між двома полюсами ротора.

$$I \cdot N = \frac{\Phi_\Sigma l_s}{S_g \mu_0 \mu_m} + \frac{\Phi_1 l_r}{S_g \mu_0 \mu_m} + \frac{\Phi_1 l_{g \max}}{S_g \mu_0 \mu_g} (1 - x^*);$$

$$I \cdot N = \frac{\Phi_\Sigma l_s}{S_g \mu_0 \mu_m} + \frac{\Phi_2 l_r}{S_g \mu_0 \mu_m} + \frac{\Phi_2 l_{g \max}}{S_g \mu_0 \mu_g} x^*; \quad (2)$$

$$I \cdot N = \frac{\Phi_\Sigma l_s}{S_g \mu_0 \mu_m} + \frac{\Phi_3 l_{leak}}{S_g \mu_0 \mu_g},$$

де  $S_g$  – площа зазору,  $\mu_m, \mu_g$  – відносна магнітна проникність магнітопроводу й зазору відповідно,  $l_r, l_s$  – довжина магнітопроводу ротора й статора відповідно,  $x^*$  – нормована відносно  $l$  відстань між полюсом статора і ротора,  $x^* = x/l$ ,  $x$  – відстань між полюсом статора і ротора,  $l_{leak}$  – довжина зазору між зубцями,  $l_{g \max}$  – довжина максимального зазору,  $\Phi_\Sigma$  – сумарний магнітний потік,  $I$  – струм обмотки,  $N$  – кількість витків обмотки.

Прийнявши  $\mu_g \approx 1$  і віднявши в (2) від першого рівняння друге, а потім від першого третє отримаємо співвідношення між магнітними потоками:

$$\frac{\Phi_2}{\Phi_1} = \frac{l_r + l_{g \max} (1 - x^*) \mu_m}{l_r + l_{g \max} x^* \mu_m};$$

$$\frac{\Phi_3}{\Phi_1} = \frac{l_r + l_{g \max} (1 - x^*) \mu_m}{l_{leak} \mu_m}; \quad (3)$$

$$\frac{\Phi_3}{\Phi_2} = \frac{l_r + l_{g \max} x^* \mu_m}{l_{leak} \mu_m};$$

Додавши перші два рівняння, додавши й віднявши  $\Phi_1$  й прийнявши  $\Phi_\Sigma = \Phi_1 + \Phi_2 + \Phi_3$ , отримаємо співвідношення для  $\Phi_1$ . Аналогічним чином отримуються вирази для потоків  $\Phi_2, \Phi_3$ :

$$\Phi_1 = \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_1 + x^*} + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_2}};$$

$$\Phi_2 = \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_1 + x^*}{q_1 + 1 - x^*} + \frac{q_1 + x^*}{q_2}}; \quad (4)$$

$$\Phi_3 = \frac{\Phi_\Sigma}{1 + \frac{q_2}{q_1 + x^*} + \frac{q_2}{q_1 + 1 - x^*}};$$

де,  $q_1, q_2$  – параметри, які залежать від параметрів полюса і визначаються як:

$$q_1 = \frac{l_r}{\mu_m l_{g \max}}; q_2 = \frac{l_{leak}}{\mu_m l_{g \max}},$$

при цьому, магнітний потік  $\Phi_1$  створює силу  $F_{ac}$ , яка прискорює полюс ротора, а потік  $\Phi_2$  гальмує із силою  $F_{br}$ . Тому сумарна сила  $F_\Sigma$  – це різниця між прискорювальною й гальмівною силою:

$$F_\Sigma = F_{ac} - F_{br}, \quad (5)$$



Загальний обертовий момент  $M_{\Sigma}$ , створюваний двигуном, обчислюється як добуток загальної сили і радіуса ротора  $R$ :

$$M_{\Sigma} = F_{\Sigma} \cdot R. \quad (6)$$

Сумарний струм обмотки  $I_{\Sigma}$  полюса статора може бути розрахований за наступною формулою:

$$I_{\Sigma} = I_{ac} + I_{br} + I_{leak}, \quad (7)$$

де  $I_{ac}$  – струм, індукований прискореною силою  $F_{ac}$ ;  $I_{br}$  – струм, індукований гальмівною силою  $F_{br}$ ;  $I_{leak}$  – струм потоку розсіювання.

Сили  $F_{ac}$  і  $F_{br}$  є функціями відстані полюса ротора до відповідного полюса статора і можуть бути виражені через узагальнену силу  $F$ :

$$F_{ac} = F(1-x^*); F_{br} = F(x^*). \quad (8)$$

Узагальнена сила  $F$  розраховується за формулою:

$$F(x^*) = \frac{1}{2\mu_0 S_g} \cdot \left( \frac{I(x^*)L(x^*)}{N} \right)^2 = k \left( I(x^*)L(x^*) \right)^2, \quad (9)$$

де  $L(x^*)$  – узагальнена індуктивність, що відноситься до певного потоку,  $I(x^*)$  – узагальнений струм обмотки,  $N$  – кількість витків обмотки,  $k$  – константа, що залежить від параметрів полюсу ВІД.

Узагальнена індуктивність розраховується за формулою:

$$\begin{aligned} L(x^*) &= \frac{N^2 \mu_0 S_g \mu_m}{l_m + l_{g \max} x^* \mu_m} = \\ &= \frac{N^2 \mu_0 S_3 \mu_m}{l_{g \max} \mu_m} = \frac{c_1}{(l_m / (\mu_m l_{g \max}) + x^*) c_2 + x^*}, \end{aligned} \quad (10)$$

де  $l_m$  – довжина магнітопроводу.

### В. Форма струму для забезпечення постійної сили.

Для забезпечення мінімальних пульсацій обертового моменту потрібно знайти таку форму струму, при якій сила буде постійною  $F_{\Sigma} = const$  і не залежатиме від координат полюсів статора відносно полюсів ротора.

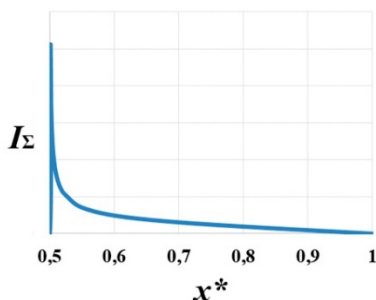


Рис. 3 Еталонний струм обмотки статора.

Струм можна виразити через магнітний потік і індуктивність:

$$I(x^*) = \frac{\Phi(x^*)}{L(x^*)}, \quad (11)$$

Тоді узагальнений струм, що відповідає струму полюса, який сповільнює, дорівнює:

$$I_{br}(x^*) = \frac{c_2 + x^*}{c_1 \left( 1 + \frac{q_1 + x^*}{q_1 + 1 - x^*} + \frac{q_1 + x^*}{q_2} \right)}. \quad (12)$$

В тих же координатах, струм потоку, що прискорює розраховується за формулою:

$$I_{ac}(x^*) = \frac{c_2 + 1 - x^*}{c_1 \left( 1 + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_1 + x^*} + \frac{q_1 + 1 - x^*}{q_2} \right)}. \quad (13)$$

Знайдемо співвідношення струмів:

$$\frac{I_{ac}(x^*)}{I_{br}(x^*)} = \frac{I(1-x^*)}{I(x^*)} = rel(x^*). \quad (14)$$

Перепишемо базову формулу (5) з урахуванням формул (8)-(11):

$$\begin{aligned} F_{\Sigma} &= F(1-x^*) - F(x^*) = \\ &= k \left( I(x^*)^2 rel(x^*)^2 L(1-x^*)^2 - I(x^*)^2 L(x^*)^2 \right). \end{aligned} \quad (15)$$

Відповідно до формули (15) забезпечення постійного моменту можливе, коли струм, віднесений до узагальненого потоку, дорівнює:

$$I(x^*) = \pm \sqrt{\frac{F_{\Sigma}}{k \left( rel(x^*)^2 \left( \frac{c_1}{c_2 + 1 - x^*} \right)^2 - \left( \frac{c_1}{c_2 + x^*} \right)^2 \right)}}. \quad (16)$$

Сумарний струм обмотки статора, згідно з (7), для забезпечення постійної сили є таким:

$$I_{\Sigma}(x^*) = I(x^*) \cdot rel(x^*) + I(x^*) + I_{leak}(x^*), \quad (17)$$

де струм розсіювання розраховується як:

$$I_{leak}(x^*) = \frac{l_{g \max} c_2 + I_{leak}}{c_1 l_{g \max} \left( 1 + \frac{q_2}{q_1 + x^*} + \frac{q_2}{q_1 + 1 - x^*} \right)}. \quad (18)$$

У результаті еталонний сумарний струм полюса статора, що забезпечує формування постійної сили, згідно з (14), матиме орієнтовну форму, показану на рис. 3.

Отже, досягти постійної форми струму для будь-якої координати можливо, забезпечивши форму струму обмотки статора, зображену на рис. 3. При чому, згідно з (16), струм може бути двополярним знакозмінним. При цьому загальним є правило, що струм обмотки зменшується, коли полюс ротора наближається до полюса статора в напрямку руху.

Отже, з одного боку, для ефективного обертання ВІД генерувати струм потрібно в тих обмотках статора, полюс ротора до яких найближче в напрямку руху. З іншого боку, у початковий момент часу струм стрибкоподібно зростає до певного значення, що не може бути реалізовано на практиці в індуктивному навантаженні. Але спеціальна техніка формування струму може зменшити похибку його формування. Отже, проблема формування струму обмотки потребує відповідної структури перетворювача з такими вимогами: регульована форма вихідного струму; можливість формування двополярного струму з крутим фронтом; висока ефективність.

#### C. Розрахунок часової залежності еталонного струму.

Для формування струму обмотки статора необхідним є перехід від нормованої координати  $x^*$  до координати часу  $t$ .

За умови, що частота обертання двигуна є постійною формула перерахунку є простою:

$$x^* = \omega t \frac{(n+1)}{2\pi}, \quad (19)$$

де  $\omega$  – кутова частота обертання двигуна.

Тому у режимі з постійною частотою форма струму буде подібною до еталонної форми, зображеної на рис. 3.

Проте, при розгоні або гальмуванні частота обертання змінюється і залежить від часу  $\omega(t)$ . Тому при переході від нормованої координати  $x^*$  до координати часу  $t$  форма струму буде змінюватись і матиме наступну залежність:

$$x^* = \left( \omega_{\text{поч}} t \pm \frac{\alpha t^2}{2} \right) \frac{(n+1)}{2\pi}, \quad (20)$$

де  $\omega_{\text{поч}}$  – початкова кутова частота при прискоренні або гальмуванні;  $\alpha = d\omega / dt$  – кутове прискорення.

#### D. Вибір структури ВІД.

Відношення кількості полюсів статора до ротора визначає ефективність його роботи. Згідно з рівнянням (5) сумарна сила  $F_{\Sigma}$  при незмінній прискорюючій силі тим більше, чим менше гальмівна сила  $F_{\text{бр}}$ , що досягається при мінімізації відстаней між полюсами ротора і статора під час руху. Для характеристики ефективності роботи ВІД використовується коефіцієнт  $k_{\text{еф}} = 1 - F_{\text{бр}} / F_{\text{ас}}$ , значення якого може змінюватись в діапазоні  $[0;1]$ , де нульове значення відповідає повній неефективності, одиничне – максимальній ефективності, рис. 4.

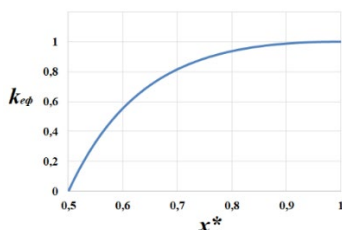


Рис. 4 Відношення прискорюючої сили до гальмівної.

Як можна побачити з рис. 4, чим ближче робочий полюс ротора до робочого полюса статора, тим менша гальмуюча сила  $F_{\text{бр}}$  й більша  $F_{\text{ас}}$ .

Зрозуміло, що максимальна ефективність ВІД,  $k_{\text{еф}} = 1$ , досягається при збільшенні кількості полюсів ротора і статора до нескінченності. Однак, з практичної точки зору, є доцільними зробити ефективність роботи двигуна найкращою при фіксованій кількості полюсів статора і ротора. У якості критерію ефективності розглядалась мінімізація відносної відстані  $x^*$  між активними ротором і статором на початку інтервалу створення прискорюючої сили між ними.

В результаті аналізу можливих структур було визначено, що можливість створення моменту забезпечується, коли кількість полюсів статора  $k$  перевищує кількість полюсів ротора  $n$ ,  $k > n$  [5]. Виходячи з цього співвідношення розглянуто конфігурації ВІД з невеликим співвідношенням полюсів статора до ротора:  $(n+1)/n$ ,  $(2n+1)/n$ ,  $(2n+2)/n$ , де у чисельнику – кількість полюсів статора, а в знаменнику – ротора,  $n$  – ціле число, приклади яких показано на рис. 5. При цьому слід зазначити, що розмір полюсів статора і ротора доцільно обрати однаковим, оскільки через них проходить однаковий магнітний потік, і тому для них дійсна однакова умова насичення.

Після аналізу вказаних структур, можна зробити висновок, що ефективність роботи ВІД  $k_{\text{еф}}$ , що визначається нормованою відстанню  $x^*$  між полюсами ротора і статора, між якими створюється магнітний потік, найкраща у конфігурації  $2n+1/n$ , однак структура  $n+1/n$  має найкращу щільність розміщення полюсів на роторі відносно полюсів статора і дозволяє забезпечити найбільшу силу, тому її найкраще використовувати на практиці. Очевидно, що конфігурації з більшим співвідношенням полюсів статора до полюсів ротора є неефективними через низьку щільність розміщення полюсів на роторі.

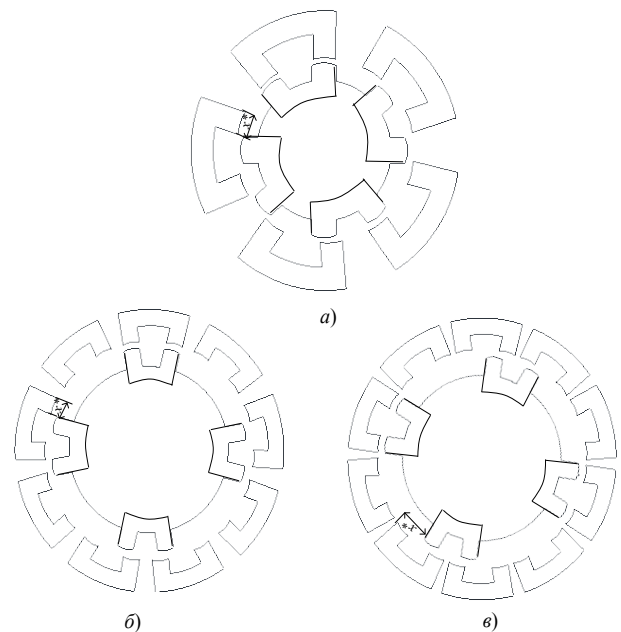


Рис. 5 Конфігурації ВІД: а)  $n+1/n$  (5/4); б)  $2n+1/n$  (9/4); в)  $2n+2/n$  (10/4).  $t_0$





### Е. Огляд методики формування струму.

Форма струму, що забезпечує постійну сумарну силу  $F_{\Sigma}$  при обертанні, зображена на рис. 3, не може бути реалізована на практиці в індуктивному навантаженні, яким є обмотка полюса статора ВІД, тому необхідно розробити методику формування струму, що забезпечує низьку і контрольовану помилку формування струму.

Такий принцип формування струму можливо реалізувати на основі модульного ВІД, що складається з рівної кількості секцій ротора та статора, розташованих поруч у корпусі статора й ротора. У кожній секції формуються високочастотні модульовані за амплітудою струми з частотою  $f$  і фазовим зсувом  $\pi/2$ .

Припустимо, ВІД має дві секції. Струм секцій можна визначити як  $I_{SW1}$  та  $I_{SW2}$  наступним чином:

$$I_{SW1}(t) = I_{\Sigma}(t) \cos(\omega t); \quad (21)$$

$$I_{SW2}(t) = I_{\Sigma}(t) \sin(\omega t). \quad (22)$$

Тоді сумарна сила  $F_{\Sigma}$  пропорційна:

$$F_{\Sigma} \sim I_{SW1}(t)^2 + I_{SW2}(t)^2 = I_{\Sigma}(t)^2, \quad (23)$$

і тому не має пульсації, як показано на рис. 6.

Помилка у формуванні струму виникає лише на початковому інтервалі часу  $t_0$ , що визначається частотою  $f$ ,  $t_0 = 1/(4f)$ , що викликає зменшення сумарної сили  $F_{\Sigma p}$ . Тому зміною частоти модуляції струму  $f$  можливо регулювати тривалість інтервалу помилки  $t_0$ .

### IV. РЕКОМЕНДАЦІЇ ЩОДО РОЗРАХУНКУ ВІД

Попередній розрахунок є одним із найважливіших етапів створення нового ВІД. На цьому етапі оцінюється можливість виконання машини в заданих габаритах і з заданими технічними характеристиками, визначаються її головні розміри й компоновка. При цьому проводиться цілий ряд оціночних розрахунків з ціллю виявити найбільш підходящий варіант. Часто цей процес є ітеративним. Далі буде запропоновано загальний алгоритм розробки ВІД.

За початкові дані приймемо радіус двигуна  $R$  й максимальний момент  $M$ ,  $M = F \cdot R$ , який повинен забезпечувати двигун при одночасній роботі лише одного полюса статора.

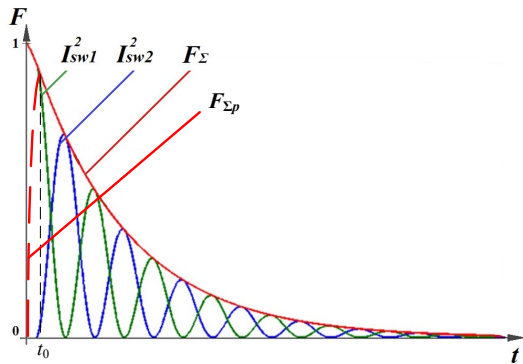


Рис. 6 Сумарна сила  $F_{\Sigma}$ .

Першим, що потрібно зробити – визначити кількість полюсів залежно від бажаної ефективності розроблюваного двигуна. Залежність можна відобразити відношенням  $k_{ef} = 1 - F_{br} / F_{ac}$ . Чим більша кількість полюсів ВІД, тим більше  $x^*$  в початковий момент перемикання обмотки статора. Тобто, збільшуючи кількість полюсів ВІД, збільшується ефективність двигуна. При цьому, для розглянутої конфігурації  $n+1/n$ , обирати кількість полюсів для забезпечення необхідної ефективності можна виходячи з наступної формули:

$$n = \left\lceil \frac{1}{1 - x^*} \right\rceil. \quad (24)$$

Індуктивність і струм обмотки статора можна виразити через параметри магнітопроводу:

$$L = A_L N^2, \quad (25)$$

$$A_L = \frac{\mu_0 S_g}{l_{mag}}, \quad (26)$$

$$I_{max} = \frac{B_{max} l_{mag}}{\mu_0 N}, \quad (27)$$

де  $A_L$  – коефіцієнт індуктивності, заданий для обраного магнітопроводу статора,  $B_{max}$  – максимальна індукція магнітопроводу,  $l_{mag}$  – ефективна довжина магнітопроводу.

Перепишемо формулу для сили полюса статора (6), врахувавши (20) – (22):

$$F = \frac{S_g}{2\mu_0} \cdot (B_{max})^2. \quad (28)$$

За допомогою отриманої формули, можна безпосередньо визначити параметри магнітопроводу, необхідні для отримання заданої сили при одночасній роботі одного полюса статора.

Для заданого магнітопроводу, необхідно перевірити розміщення провідників в площі вікна. Для цього з формули (6) й (20) виразимо струм:

$$I = \frac{\sqrt{2F\mu_0 S_g}}{A_L} \cdot \frac{1}{N}. \quad (29)$$

Поділивши струм на щільність струму й помноживши на кількість витків отримаємо вираз для визначення площі, яку займають провідники:

$$S_g k_g = \frac{\sqrt{2F\mu_0 S_g}}{A_L} \cdot \frac{1}{j}, \quad (30)$$

де  $S_g k_g$  – добуток площі вікна на коефіцієнт вікна,  $j$  – щільність струму провідника.

Як можна побачити, площа всіх провідників не залежить від кількості витків, а залежить від параметрів осердя й необхідної сили. Отримана в (30) площа повинна бути менша, ніж площа вікна обраного магнітопроводу. В інакшому випадку потрібно обрати більший магнітопровід.

Визначивши параметри магнітопроводу, перевіряємо, чи можливо розмістити дану кількість полюсів

з заданими розмірами в корпусі двигуна такого радіусу. Якщо ні, потрібно зменшити кількість полюсів й повторити розрахунок.

Кількість витків обмотки обираємо згідно з максимальним струмом за формулою (27) із розрахунку чим більше витків, тим менше струм обмотки і, як наслідок, менше струм перетворювача. Тобто кількість витків необхідно вибрати із розрахунку максимального струму перетворювача електропривода ВІД.

Отже, при збільшенні кількості полюсів, згідно з рис. 3 зменшується сумарний струм обмотки статора, який потрібний для забезпечення необхідної сили, що значно зменшує навантаження на ключові елементи перетворювача драйвера ВІД й також позитивно відображається на ефективності двигуна в цілому. Тобто, для кожного конкретного випадку потрібно шукати компроміс між кількістю полюсів двигуна й ефективністю ВІД, кількістю витків обмотки та струмом перетворювача.

Загальний алгоритм розрахунку ВІД виглядає наступним чином:

- 1) визначення кількості полюсів відповідно до вимог розроблюваного двигуна;
- 2) вибір параметрів магнітопроводу полюса згідно з габаритами двигуна й критерієм забезпечення необхідної сили;
- 3) перевірка розміщення витків обмотки в заданому магнітопроводі;
- 4) поправка кількості полюсів, параметрів магнітопроводу за необхідності;
- 5) визначення кількості витків обмотки відповідно до бажаного струму перетворювача.

#### ВИСНОВКИ

В даній статті проаналізовано структуру ВІД та запропоновано методику керування для забезпечення необхідного моменту та мінімізації пульсацій обертового моменту шляхом розробки спеціальної високо-частотної методики формування струму обмотки статора, що дозволяє застосовувати запропоновану секціоновану топологію вентильно-індукторного двигуна з модульною топологією електропривода [17,18] при розробці тягових систем транспортних засобів.

#### ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] Boukoberine, M. N., Zhou, Z., & Benbouzid, M., «A critical review on unmanned aerial vehicles power supply and energy management: Solutions, strategies, and prospects», *Applied Energy*, 2019, 255. DOI: [10.1016/j.apenergy.2019.113823](https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.113823).
- [2] Laskaris K. I., & Kladas, A. G., «Internal Permanent Magnet Motor Design for Electric Vehicle Drive», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(1), 2010, 138–145. DOI: [10.1109/tie.2009.2033086](https://doi.org/10.1109/tie.2009.2033086).
- [3] Widmer, J. D., Martin, R., & Kimiabeigi, M. (2015), «Electric vehicle traction motors without rare earth magnets», *Sustainable Materials and Technologies*, 2015, 3, pp. 7–13. DOI: [10.1016/j.susmat.2015.02.001](https://doi.org/10.1016/j.susmat.2015.02.001).
- [4] Ramu Krishnan, «Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives», CRC Press, 2010, 611 p. DOI: [10.1201/9781420014235](https://doi.org/10.1201/9781420014235).
- [5] Chiba A., & Kiyota K., «Review of research and development of switched reluctance motor for hybrid electrical vehicle», *IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015, pp. 127-131. DOI: [10.1109/wemgcd.2015.7194520](https://doi.org/10.1109/wemgcd.2015.7194520).
- [6] Jiang C., Chau, K. T., Liu C., & Han W., «Design and Analysis of Wireless Switched Reluctance Motor Drives», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 1–1. DOI: [10.1109/tie.2018.2829684](https://doi.org/10.1109/tie.2018.2829684).
- [7] Odnokopylov G. I., & Rozayev I. A., «Fault-tolerant control of switched-reluctance drive in emergency modes», *International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 2015. DOI: [10.1109/sibcon.2015.7147192](https://doi.org/10.1109/sibcon.2015.7147192).
- [8] Yu, Q., Bilgin B., & Emadi A., «Design considerations of switched reluctance machines with high power density», *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016. DOI: [10.1109/itec.2016.7520226](https://doi.org/10.1109/itec.2016.7520226).
- [9] Mukhopadhyay, J., Sengupta, S., & Choudhuri, S., «Drive Strategies For Switched Reluctance Motor – A Review», *Michael Faraday IET International Summit 2015*, 2015. DOI: [10.1049/cp.2015.1619](https://doi.org/10.1049/cp.2015.1619).
- [10] Karii M. O., Pavliuchenko V. L., Zhuikov V. Y., Verbytskyi Y. V., Yamnenko Y. S., «Elektropryvid z ventylno-induktornym elektrodyvnyhom» [Electric drive with switched-reluctance motor], Patent UA 127633 U, 2018.
- [11] Liaw, C.-M., Hu, K.-W., Wang, J.-C., & Ho, C. Y., «Development and Operation Control of a Switched-Reluctance Motor Driven Flywheel», *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 1–1. DOI: [10.1109/tpel.2018.2814790](https://doi.org/10.1109/tpel.2018.2814790).
- [12] Deng, X., & Mecrow, B., «Design and comparative evaluation of converter topologies for six-phase switched reluctance motor drives», *The Journal of Engineering*, 2019 (17), pp. 4017–4021. DOI: [10.1049/joe.2018.8031](https://doi.org/10.1049/joe.2018.8031).
- [13] Hu, Y., Wang, T., & Ding, W., «Performance evaluation on a novel power converter with minimum number of switches for a six-phase switched reluctance motor», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 1–1. DOI: [10.1109/tie.2018.2840480](https://doi.org/10.1109/tie.2018.2840480).
- [14] Ellabban, O., & Abu-Rub, H., «Switched reluctance motor converter topologies: A review», *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 840-846, 2014. DOI: [10.1109/icit.2014.6895009](https://doi.org/10.1109/icit.2014.6895009).
- [15] Deng, X., Mecrow, B., Gadoue, S., & Martin, R., «A torque ripple minimization method for six-phase switched reluctance motor drives», *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016. DOI: [10.1109/icelmach.2016.7732641](https://doi.org/10.1109/icelmach.2016.7732641).
- [16] Xue, X. D., Cheng, K. W. E., & Ho, S. L., «Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives», *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2009, 24(9), 2076–2090. DOI: [10.1109/tpel.2009.2019581](https://doi.org/10.1109/tpel.2009.2019581).
- [17] Galkin, I.; Blinov, A.; Verbytskyi, I.; Zinchenko, D., «Modular Self-Balancing Battery Charger Concept for Cost-Effective Power-Assist Wheelchairs», *Energies* 2019, 12, 1526. DOI: [10.3390/en12081526](https://doi.org/10.3390/en12081526).
- [18] Blinov, A.; Verbytskyi, I.; Zinchenko, D.; Vinnikov, D.; Galkin, I., «Modular Battery Charger for Light Electric Vehicles», *Energies* 2020, 13, 774. DOI: [10.3390/en13040774](https://doi.org/10.3390/en13040774).

Надійшла до редакції 21 березня 2020 року



# Design and Control Features of Switched-Reluctance Motor with Minimization Torque Pulsation

M. O. Lukianov<sup>f</sup>, ORCID [0000-0001-8930-9992](https://orcid.org/0000-0001-8930-9992)

Ie. V. Verbytskyi<sup>s</sup>, PhD Assoc.Prof., ORCID [0000-0001-7275-5152](https://orcid.org/0000-0001-7275-5152)

Faculty of Electronics

National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute” [kpi.ua](http://kpi.ua)  
Kyiv, Ukraine

DOI: [10.20535/2523-4455.me.198991](https://doi.org/10.20535/2523-4455.me.198991)

**Abstract**—Permanent magnet motors are often used as electric drives in middle and low power vehicles due to their high density of power and torque. Neodymium magnets increase its cost, therefore, alternative motors made from cheaper materials are actively sought. One of the most perspective candidates are switched reluctance motors (SRM) which may be designed with ferrite or steel materials. Despite their simple design, low production cost, excellent speed and torque characteristics, simple power distribution between motor sections, high operational reliability, they are not widely used because of insufficient torque and power density and complex electric drive. These problems may be reduced with choosing proper structure of SRM and its drive that provides a constant predefined torque. In the paper an efficient structure of the SRM is proposed and the relationship between the stator and rotor poles for high efficiency is suggested. For determining current shape in stator poles of SRM that provide constant torque electromagnetic processes in SRM are analyzed. As result of analysis a criterion of SRM efficiency base of relationship between acceleration and braking forces is proposed. High efficiency of SRM operation is possible when the brake force  $F_{br}$  tends to zero i.e. near rotor pole in direction of movement. Such condition has to be achievable permanently during the rotor rotation. For SRM structure with  $n$  rotor poles and  $n+1$  stator poles one stator. Such feature allows to achieve high efficiency if simultaneously operates only one predefined pole. Based on such considerations, the total magnetic flow may be split to accelerated flow, brake flow and leakage flow in proportion reversed to magnetic resistance of accelerate, brake and leakage contours. As close the rotor pole to the stator pole as less the relation of braking force to accelerating force. With increasing the rotor poles number, the minimum value of distance is decreased and subsequently the SRM efficiency too. So, SRM efficiency is increased with number of poles. The high-frequency principle of magnetic flux formation is used to minimize torque ripples. A general algorithm for the development of a SRM with the proposed structure are presented. The algorithm consists of following steps: determining the number of poles according to the requirements of SRM efficiency; calculation the stator pole dimensions according to the criterion of providing the necessary force (the rotor pole is the same); check the placement of the stator winding in the core window; correction of the number of poles, if necessary; determining the number of turns of the winding according to the desired current of the converter. The proposed algorithm allows to calculate SRM structure and poles parameters for predefined torque and motor dimensions.

**Keywords** — switched reluctance motor; C-shaped poles; high frequency control; constant force.

