

УДК 621.3

# Стратегія керування електроприводом вентильно-індукторного двигуна з покращеними характеристиками

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

Факультет електроніки

Національний технічний університет України

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

Київ, Україна

**Анотація**—Вентильно-індукторний двигун 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 вентильно-індукторного двигуна й запропоновано методику формування магнітного потоку для забезпечення постійного моменту. За рахунок високочастотного формування струму полюсів статора габарити двигуна мінімізовано. Для підвищення ефективності роботи двигуна запропоновано двохсекційну структуру полюсів із використанням додаткових обмоток. Для формування струму керування обмотками використано розповсюджений резонансний перетворювач з м'яким перемиканням силових ключів. Як результат, запропонований драйвер складається лише з чотирьох резонансних перетворювачів. Робота вентильно-індукторного двигуна симульована в MATLAB® Simulink®.

**Ключові слова** — вентильно-індукторний двигун; модульний електричний драйвер; постійний момент; високочастотне керування; резонансний перетворювач.

## I. ВСТУП

Електродвигуни з постійними магнітами часто використовуються в транспортних засобах середньої й низької потужності через високу питому потужність й високий обертовий момент [1]-[2]. Через те, що ціна на неодимові магніти зростає, актуальною є тема 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 виробничу 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 електричного драйвера [9]. Ці проблеми можуть бути зменшені вибором належної структури ВІД та приводу, який забезпечує постійний, заздалегідь заданий обертовий момент.

У статті запропоновано структуру ВІД та метод керування для забезпечення мінімальних пульсацій обертового моменту, а також описано алгоритм керування перетворювачем драйвера ВІД.

## II. ОПИС ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА

### A. Загальна інформація по структурі ВІД

Найпопулярнішою на даний момент є структура ВІД з суцільним статором і ротором Рис. 1(а). Статор і ротор якого виконані із м'якого магнітного матеріалу, з розташованими по колу полюсами у вигляді зубців. Кожен полюс ротора розташований таким чином, щоб спрямовувати та замикає 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, великої питомої маси на одиницю потужності (кг/кВт), а також значних пульсацій обертового моменту.

На Рис. 1(б) зображено запропоновану структуру ВІД, полюси ротора й статора якого виконані у вигляді С-подібних зубців. Це дозволяє зменшити довжину магнітного контуру і в результаті зменшити втрати, використання магнітного матеріалу, а також зменшити масогабаритні показники.

Загалом, ВІД складається з  $n$  полюсів ротора й  $k$  полюсів статора. Кожен полюс статора складається з обмотки, яка індукуює магнітний потік, що приводить в рух ротор в певному напрямку з деякою кутовою частотою  $\omega$  й обертовим моментом  $M$ , що визначається силою прискорення  $F_{ac}$ . Величина магнітного поля індукованого в обмотці визначається



структурою полюсів ВІД. Загальне правило, що визначає обмотку для індукції магнітного поля, залежить від відносного розташування полюсів статора і ротора. Для структури, показаної на Рис. 1(б), обмотка на полюсі статора  $1s$  підходить для індукції магнітного поля за рахунок найкоротшої відстані до полюса ротора  $1r$  у напрямку руху. В результаті магнітного потоку, що індукується в магнітному ланцюзі, створеному цими двома полюсами, з'являється прискорююча сила  $F_{ac}$ . Слід зазначити, що магнітний потік полюса  $1s$  одночасно створює гальмівну силу  $F_{br}$  з полюсом ротора  $2r$ . Тому сумарна сила  $F_{\Sigma}$  - це сума всіх прискорювальних і гальмівних сил. Але на практиці враховуються лише сили, створені двома найближчими полюсами ротора:

$$F_{\Sigma} = F_{ac} - F_{br}, \quad (1)$$

де сили  $F_{ac}$  і  $F_{br}$  обчислюються однаково:

$$F = \frac{1}{2\mu_0 S_g} \left( \frac{IL}{N} \right)^2, \quad (2)$$

де  $S_g$  - площа зазору,  $I$  - струм обмотки,  $N$  - кількість витків обмотки,  $L$  - індуктивність обмотки:

$$L = \frac{N^2 \mu_0 S_g \mu}{l_{mag} + l_g \mu}, \quad (3)$$

де  $l_{mag}$  - довжина магнітної лінії,  $l_g$  - довжина зазору.

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

$$T_{\Sigma} = F_{\Sigma} R, \quad (4)$$

Загальний обертовий момент  $T_{\Sigma}$  забезпечується сумарним струмом обмотки  $I_{\Sigma}$  полюса статора:

$$I_{\Sigma} = I_{ac} + I_{br} + I_{leak} \quad (5)$$

де  $I_{ac}$  - струм, що створює силу  $F_{ac}$ ;  $I_{br}$  - струм, що створює силу  $F_{br}$ ;  $I_{leak}$  - струм потоку розсіювання.

Структура ВІД та його алгоритм управління повинні бути розроблені таким чином, щоб забезпечити регулювання обертового моменту з мінімальним пульсацією та мінімальним загальним струмом  $I_{\Sigma}$ , наскільки це можливо.

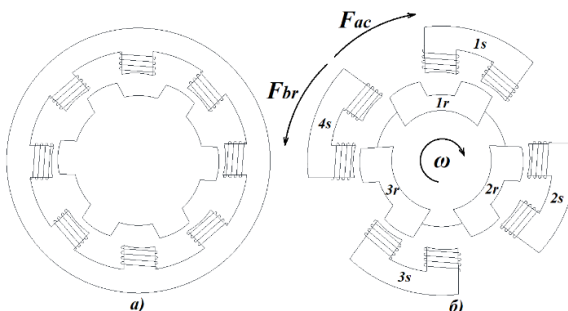


Рис. 1 Загальна структура ВІД

### В. Принципи ефективного контролю ВІД

Забезпечити високу ефективність роботи ВІД й мінімальні пульсації моменту можливо, коли гальмівна сила  $F_{br}$  прямує до нуля, тобто поблизу полюса ротора в напрямку руху. Така умова повинна досягатися постійно під час обертання ротора. Конфігурація ВІД при цьому відіграє вирішальну роль. Проаналізувавши комбінації  $(n+1)/n$ ,  $(2n+1)/n$ ,  $(2n+2)/n$ , де у чисельнику - кількість полюсів статора, а в знаменнику - статора,  $n$  - ціле число, самою вдалою виявилася конфігурація  $(2n+1)/n$ . Для такої структури один полюс статора розташований на відстані  $[0; l/n]$ , де  $l$  - відстань між сусідніми полюсами статора. Така особливість дозволяє досягти високої ефективності, якщо одночасно експлуатується лише один заздалегідь заданий полюс.

Для цього струм обмотки статора  $I_{\Sigma}$  повинен мати таку форму струму, щоб для будь-якої координати полюса ротора  $x$  створювалась постійна загальна сила  $F_{\Sigma} = const$ . Для забезпечення цієї умови загальний струм обмотки зменшується, коли полюс ротора наближається до полюса статора в напрямку руху. Отже, з одного боку, для ефективної роботи ВІД генерувати струм потрібно в тих обмотках статора, до яких полюс ротора, що забезпечує рух у позитивному напрямку, найближче. З іншого боку, струм має різкий пік, що вимагає спеціальної техніки формування струму у разі індуктивного навантаження. Як наслідок, проблема формування струму обмотки потребує відповідної структури перетворювача з такими вимогами: регульована форма вихідного струму; можливість формування крутого фронту; висока ефективність.

### С. Огляд топологій й методик контролю драйвера ВІД.

Зазвичай ВІД живиться асиметричними напівмостовими перетворювачами [10]. Також для більш ефективного використання комутаторів використовуються спільні топології [11]-[12]. Для підвищення ефективності застосовують м'яку комутацію та повномостові перетворювачі з синхронним випрямленням струму [13].

У найпростішому випадку для роботи ВІД перетворювачі генерують постійний струм у заздалегідь заданих обмотках статора прямокутної форми, що викликає значну пульсацію обертового моменту. Більш досконалі методи, наприклад пряме управління обертовим моментом [14], функція розподілу обертового моменту [15], зменшують пульсації обертового моменту, але призводять до накладання струму різних фаз, що знижує ефективність ВІД, Рис. 2.

Запропонований алгоритм управління дозволяє одночасно забезпечити постійний обертовий момент і усунути накладання струму в обмотках полюсів статора ВІД.

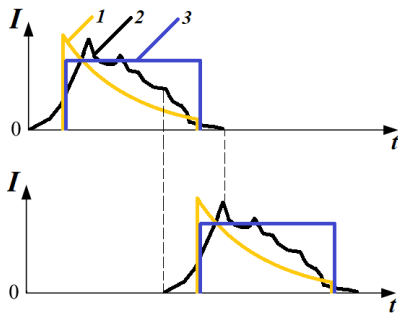


Рис. 2 Форма струму обмотки: 1 - запропонована форма струму; 2 – прямий контроль моменту; 3 – прямокутна форма струму

### III. ТОПОЛОГІЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ЗАПРОПОНОВАНОЇ СТРАТЕГІЇ КЕРУВАННЯ

#### A. Запропонована структура ВІД.

На практиці неможливо досягти ідеально різкого піку струму обмотки статора через її індуктивний характер й потрібно вдаватися до схемотехнічних рішень, які б максимально приблизили форму струму до форми на рис.2. Використання популярного асиметричного напівмостового перетворювача є небажаним через його високу частоту роботи і, отже, низьку ефективність.

Більш привабливе рішення, особливо для високих потужностей, може бути реалізовано в модульному ВІД, що складається з рівної кількості секцій ротора та статора.

Припустимо, ВІД має дві секції. Загальна сила  $F_{\Sigma}$  – сума сил секцій  $F_{\Sigma 1}$  і  $F_{\Sigma 2}$ :

$$F_{\Sigma} = F_{\Sigma 1} + F_{\Sigma 2}, \quad (6)$$

Відповідно до формули (2) сила  $F$  пропорційна квадрату струму  $I$ ,  $F \sim I^2$ . Отже, якщо визначити струм секцій статора  $I_{SW1}$  та  $I_{SW2}$  наступним чином:

$$I_{SW1}(t) = I_{\Sigma}(t) \cos(\omega t), \quad (7)$$

$$I_{SW2}(t) = I_{\Sigma}(t) \sin(\omega t). \quad (8)$$

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

$$F_{\Sigma} \sim I_{SW1}(t)^2 + I_{SW2}(t)^2 = I_{\Sigma}(t)^2, \quad (9)$$

і тому не має пульсації, як показано на Рис. 3.

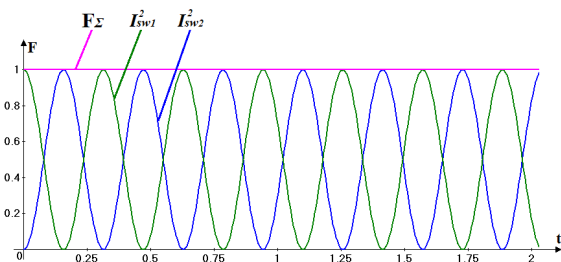


Рис. 3 Сумарна сила  $F_{\Sigma}$  як сума сил двох секцій

У поширених топологіях перетворювачів регулювання амплітуди струму обмотки, що змінюється за гармонічним законом у широкому діапазоні, як показано у формулах (7) та (8), потребує більш складних рішень, наприклад двоступеневих перетворювачів [16]. Доцільніше регулювати магнітний потік додатковою обмоткою статора та більш ефективними одноступеневими перетворювачами. У цьому випадку загальний магнітний потік  $\Phi_{SW(i)}$  утворюється двома струмами обмотки  $I_{SW(i)1}$  та  $I_{SW(i)2}$ :

$$\Phi_{SW(i)}(t) \sim I_{SW(i)}(t) = I_{SW(i)1}(t) + I_{SW(i)2}(t). \quad (10)$$

Якщо струм  $I_{SW(i)1}$  дорівнює  $I_{SW(i)1} = A \sin(\omega t)$ , а струм  $I_{SW(i)2}$  має однакову амплітуду  $A$  і зміщений на кут  $\varphi$ ,  $I_{SW(i)2} = A \sin(\omega t + \varphi)$  загальний потік секції  $\Phi_{SW(i)}$  обчислюється таким чином:

$$\begin{aligned} \Phi_{SW(i)}(t) &\sim 2A \sin(\omega t + \varphi / 2) \cos(\varphi / 2) = \\ &= A^* \sin(\omega t + \varphi / 2). \end{aligned} \quad (11)$$

Отже, за допомогою регулюючого кута  $\varphi$  можна регулювати амплітуду  $A^*$  в діапазоні  $[0; 2A]$ .

Час наростання піку при цьому визначається частотою струму обмотки  $f$  й може бути визначений як:

$$t_{edge} = \frac{1}{4f}.$$

Запропонований метод регулювання має такі переваги:

- можливість створення різко наростаючого фронту загальної сили, що визначається кутовою частотою струмів обмотки секції  $\omega$ , формулами (7) та (8);
- -підвищити ефективність приводу двигуна за рахунок м'якого перемикання транзисторів на інтервалах перетину нуля.

#### B. Аналіз топології драйвера.

В якості основної топології для формування квазі-гармонічної форми струму, наведеної у формулах (7) та (8), може бути використаний резонансний мостовий перетворювач [17], показаний на Рис. 4.

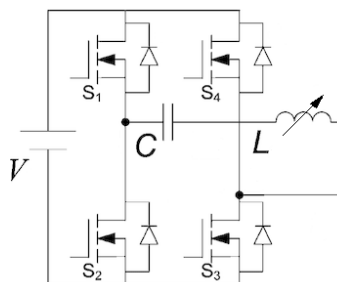


Рис. 4 Резонансний мостовий перетворювач

Резонансний контур перетворювача складається з резонансного конденсатора  $C$  і змінної індуктивності обмотки статора ВІД  $L$ . Транзистори S1-S4 перемикаються з частотою:

$$\omega = \frac{2}{\sqrt{LC}}, \quad (12)$$

при нульовому струмі.

Електропривод для одного полюса статора при мінімальній конфігурації з двома секціями складається з чотирьох подібних резонансних перетворювачів, як показано на Рис. 5.

Така модульна структура приводу додатково розподіляє потужність між перетворювачами [18]-[19].

Як було сказано вище, полюси статора працюють один за одним, тому може використовуватися лише один електропривід статора для всього ВІД. При цьому електропривід підключається до кожного полюса статора за допомогою двонаправлених ключів.

#### IV. СИМУЛЯЦІЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

Модель електроприводу ВІД розроблено в MATLAB® Simulink®. Для моделювання використано наступні параметри: змінна індуктивність обмотки  $L = 10^{-4} \dots 10^{-3}$  Гн,  $C = 10^{-4}$  Ф.

Часові діаграми струмів обмотки секцій та сумарна сила наведено на рис. 6.

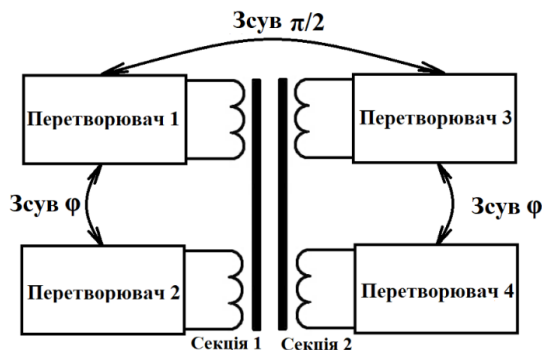


Рис. 5 Драйвер одного полюса статора

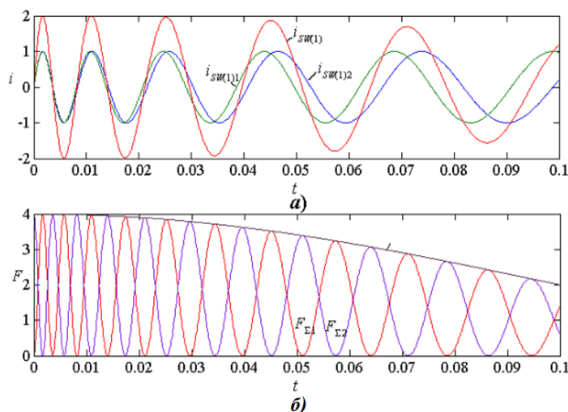


Рис. 6 Часові діаграми: а) струм секцій; б) Сили ВІД

Як можна побачити, сумарна сила  $F_{\Sigma}$  не має пульсацій, як і очікувалося теоретично.

#### ВИСНОВКИ

У роботі розроблений модульний електропривод ВІД, який має такі переваги:

- мінімізує кількість модулів перетворювача електроприводу і вимагає лише чотирьох модулів незалежно від полюсів статора;
- як модуль електричного приводу використовується резонансний перетворювач, що мінімізує динамічні втрати;
- завдяки розробленому високочастотному контролю перетворювача пульсація обертового моменту зводиться до мінімуму.

#### ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- [1] M. N. Boukoberine, Z. Zhou, and M. Benbouzid, "A critical review on unmanned aerial vehicles power supply and energy management: Solutions, strategies, and prospects," *Appl. Energy*, vol. 255, p. 113823, Dec. 2019, DOI: [10.1016/j.apenergy.2019.113823](https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.113823).
- [2] K. I. Laskaris and A. G. Kladas, "Internal Permanent Magnet Motor Design for Electric Vehicle Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 138–145, Jan. 2010, DOI: [10.1109/TIE.2009.2033086](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2033086).
- [3] J. D. Widmer, R. Martin, and M. Kimiabeigi, "Electric vehicle traction motors without rare earth magnets," *Sustain. Mater. Technol.*, vol. 3, pp. 7–13, Apr. 2015, DOI: [10.1016/j.susmat.2015.02.001](https://doi.org/10.1016/j.susmat.2015.02.001).
- [4] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017, ISBN: 9781315221489.
- [5] A. Chiba and K. Kiyota, "Review of research and development of switched reluctance motor for hybrid electrical vehicle," in *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2015, pp. 127–131, DOI: [10.1109/WEMDCD.2015.7194520](https://doi.org/10.1109/WEMDCD.2015.7194520).
- [6] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and W. Han, "Design and Analysis of Wireless Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 1, pp. 245–254, Jan. 2019, DOI: [10.1109/TIE.2018.2829684](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2829684).
- [7] G. I. Odnokopylov and I. A. Rozayev, "Fault-tolerant control of switched-reluctance drive in emergency modes," in *2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, 2015, pp. 1–6, DOI: [10.1109/SIBCON.2015.7147192](https://doi.org/10.1109/SIBCON.2015.7147192).
- [8] Q. Yu, B. Bilgin, and A. Emadi, "Design considerations of switched reluctance machines with high power density," in *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, 2016, pp. 1–5, DOI: [10.1109/ITEC.2016.7520226](https://doi.org/10.1109/ITEC.2016.7520226).
- [9] S. Sengupta, J. Mukhopadhyay, and S. Choudhuri, "Drive Strategies For Switched Reluctance Motor - A Review," in *Michael Faraday IET International Summit 2015*, 2015, DOI: [10.1049/cp.2015.1619](https://doi.org/10.1049/cp.2015.1619).
- [10] C.-Y. Ho, J.-C. Wang, K.-W. Hu, and C.-M. Liaw, "Development and Operation Control of a Switched-Reluctance Motor Driven Flywheel," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 526–537, Jan. 2019, DOI: [10.1109/TPEL.2018.2814790](https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2814790).
- [11] X. Deng and B. Mecrow, "Design and comparative evaluation of converter topologies for six-phase switched reluctance motor drives," *J. Eng.*, vol. 2019, no. 17, pp. 4017–4021, Jun. 2019, DOI: [10.1049/joe.2018.8031](https://doi.org/10.1049/joe.2018.8031).
- [12] Y. Hu, T. Wang, and W. Ding, "Performance Evaluation on a Novel Power Converter With Minimum Number of Switches for a Six-Phase Switched Reluctance Motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 66, no. 3, pp. 1693–1702, Mar. 2019, DOI: [10.1109/TIE.2018.2840480](https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2840480).
- [13] O. Ellabban and H. Abu-Rub, "Switched reluctance motor converter topologies: A review," in *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2014, pp. 840–846, DOI: [10.1109/ICIT.2014.6895009](https://doi.org/10.1109/ICIT.2014.6895009).

- [14] X. Deng, B. Mecrow, S. Gadoue, and R. Martin, "A torque ripple minimization method for six-phase switched reluctance motor drives," in *2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, 2016, pp. 955–961, DOI: [10.1109/ICELMACH.2016.7732641](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732641).
- [15] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, and S. L. Ho, "Optimization and Evaluation of Torque-Sharing Functions for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 2076–2090, Sep. 2009, DOI: [10.1109/TPEL.2009.2019581](https://doi.org/10.1109/TPEL.2009.2019581).
- [16] H. Liu, P. C. Loh, X. Wang, Y. Yang, W. Wang, and D. Xu, "Droop Control With Improved Disturbance Adaption for a PV System With Two Power Conversion Stages," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6073–6085, Oct. 2016, DOI: [10.1109/TIE.2016.2580525](https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2580525).
- [17] Y. Denisov *et al.*, "Switch operation power losses of quasi-resonant pulse converter with parallel resonant circuit," in *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2016, pp. 327–332, DOI: [10.1109/ELNANO.2016.7493078](https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493078).
- [18] I. Verbytskyi, O. Bondarenko, and D. Vinnikov, "Multicell-type current regulator based on Cuk converter for resistance welding," in *2017 IEEE 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*, 2017, pp. 1–6, DOI: [10.1109/RTUCON.2017.8124844](https://doi.org/10.1109/RTUCON.2017.8124844).
- [19] I. Galkin, A. Blinov, I. Verbytskyi, and D. Zinchenko, "Modular Self-Balancing Battery Charger Concept for Cost-Effective Power-Assist Wheelchairs," *Energies*, vol. 12, no. 8, p. 1526, Apr. 2019, DOI: [10.3390/en12081526](https://doi.org/10.3390/en12081526).

UDC 621.3

# Control Strategy of the Electric Drive for a Switched Reluctance Motor with Improved Performance

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

Faculty of Electronics

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

**Abstract** — The switched-reluctance motor due to its advantages can be used in vehicles of low and medium power, as a replacement for permanent magnet motors. However, at the moment, due to significant torque ripple, insufficient power density and driver complexity, it is not widespread. The article describes the structure of the switched-reluctance motor with a special C-shaped tooth structure of the poles of the stator and rotor located in a non-magnetic body, which has improved characteristics in comparison to the traditional structure, where the rotor and stator are completely made of soft magnetic materials. A special technique for the formation of the magnetic flux, by which a constant torque is achieved, is proposed for this switched-reluctance motor structure. The form of the stator winding current is given to ensure a given magnetic flux. Due to the high-frequency current generation, the dimensions of the motor are minimized. As a result, the basic requirements for the electric drive converter were formed. An analysis was made of popular solutions that can provide a given current shape with a steep edge and having high efficiency. As a result, the optimal structure and the algorithm for generating the current of the converter were determined. Since the engine operates at an increased frequency, a resonant converter was selected, which provides soft key switching, ensuring high efficiency.

Also, to increase the torque and engine efficiency, a two-section pole structure with the same number of sections on the rotor and stator using additional windings is proposed. The proposed structure and algorithm of the motor operation implies the operation of only one pole of the stator at a time, and as a result, only one electric drive can be used for the entire motor, which will switch between the poles using two-way keys. As a result, the proposed driver consists of only four resonant converters. The results of the switched-reluctance motor electric drive control system were tested in the MATLAB® Simulink® environment and, as expected in theory, the total force has no ripples.

As a result, the developed electric drive has a simple structure with a minimized number of converter modules and requires only four modules, regardless of the number of stator poles. Due to the high-frequency method of forming the stator magnetic flux, the dimensions of the motor are minimized. As a result of using a resonant bridge converter, the dynamic losses are minimal.

**Keywords** — switched reluctance motor; modular electric driver; constant torque; high frequency control; resonance converter.

