

Bogdan FABIAŃSKI*

PORÓWNANIE METOD POMIARU KĄTOWEGO ROZKŁADU INDUKCYJNOŚCI PASMA W SILNIKU RELUKTANCYJNYM PRZEŁĄCZALNYM

W artykule porównano dwie metody identyfikacji rozkładu kąтового indukcyjności pasma w silniku reluktancyjnym przełączalnym. Funkcja reprezentująca profil indukcyjności w zależności od kąta obrotu wału stanowi istotny składnik obwodowego modelu matematycznego silnika przekładając się na późniejszą zbieżność wyników badań symulacyjnych – w tym ewaluacji sterowania w napędzie – z eksperymentem. Publikacja opisuje metodykę postępowania przy agregacji danych pomiarowych z wykorzystaniem szczególnych właściwości stanowiska laboratoryjnego. Przedstawiono zastosowane urządzenia pomiarowe, wyniki pośrednie oraz uzyskane rezultaty. Wyznaczone rozkłady indukcyjności poddano analizie pod kątem jakości aproksymacji funkcją kosinus. Artykuł podsumowano i przedstawiono wizję dalszych badań z uwzględnieniem uzyskanych wyników.

SŁOWA KLUCZOWE: silnik reluktancyjny przełączalny, obwodowy model matematyczny, identyfikacja parametrów, rozkład kątowy indukcyjności, metodyka pomiarowa.

1. WPROWADZENIE

1.1. Cel i motywacja

Artykuł stanowi efekt realizacji prac ukierunkowanych na rozwój algorytmów detekcji uszkodzeń (ang.: FDS, *Fault Detection System*) oraz algorytmów sterowania w warunkach uszkodzeń (ang. FTC, *Fault Tolerant Control*) w napędzie z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym (ang. SRMd, *Switched Reluctance Motor Drive*). Podobne prace są aktualnie wyraźnie zaznaczającym się trendem począwszy od artykułów przeglądowych [1, 2, 3, 4] na publikacjach traktujących o metodach detekcji uszkodzeń w napędzie z silnikiem SRM [5] (w zakresie uszkodzeń mechanicznych silnika), [6, 7] – w zakresie detekcji uszkodzeń w elementach przekształtnika na uszkodzeniach części elektrycznej silnika skończywszy [8]. Niewiele jednak artykułów traktuje o zaawansowanych metodach detekcji uszkodzeń w napędzie z silnikiem reluktancyjnym przełączalnym z wykorzysta-

* Politechnika Poznańska

niem modelu matematycznego, na czym chciałby się skupić autor. Podstawą takiego podejścia jest jednak odpowiednio zdefiniowany model matematyczny – dający możliwie zbliżone z eksperymentem wyniki, jak i realny (pod kątem złożoności obliczeniowej) do implementacji w systemie wbudowanym sterownika. Ogólne równania różniczkowe ruchu silnika SRM stanowiące podstawę ewaluacji każdego modelu, zaprezentowane wraz z wyprowadzeniem np. w [9] zostały przekształcone do postaci, w której funkcja generowanego momentu elektromagnetycznego zależna od kąta obrotu wału oraz prądu fazowego realizowana jest poprzez iloczyn dwóch niezależnych funkcji dla każdej zmiennej z osobna [10, 11, 12, 13]. Ze względu na istotę dla dalszych rozważań, podstawowe elementy powyżej opisywanych formuł zostaną przytoczone w kolejnym punkcie opracowania.

W pracach [14, 15] opisano metody adaptacji parametrów przyjętego, uproszczonego modelu matematycznego z założeniem, iż składnik kątownego rozkładu indukcyjności ma postać funkcji kosinusoidalnej (zerowy kąt położenia wału w relacji do danego pasma silnika odpowiada maksimum indukcyjności) [13]. Motywacją dla przeprowadzonych badań staje się więc weryfikacja tego założenia przez bezpośrednią identyfikację rozkładu kątownego indukcyjności. Najprostszą metodą dla osiągnięcia powyższego celu będzie zastosowanie multimetru z możliwością pomiaru tej wielkości. Taki pomiar może być jednak kwestionowany, ponieważ z punktu widzenia układu sterowania istotny jest parametr wyznaczony w warunkach pracy operacyjnej tj. z prądem o istotnej wartości w stosunku do znamionowego (nie mikroprądem) oraz przy wymuszeniu impulsowym (nie sinusoidalnym), jak ma to miejsce w układzie z typowym przekształtnikiem energoelektronicznym. Badanie ma na celu weryfikację wiarygodności pomiarów multimetrem w konfrontacji z metodą pośrednią, poprzez analizę zmian wartości prądu na napięciowe wymuszenie impulsowe.

1.2. Model matematyczny

Jak wskazano wcześniej, ze względu na istotę dla rozważań w temacie profilu kątownego indukcyjności pasma silnika, poniżej zostaną przedstawione równania modelu bazujące na podstawowych równaniach ruchu.

Począwszy od równania napięciowego pasma silnika:

$$u_p(\theta_p) = i_p R_p + \frac{d}{dt} \Psi(i_p, \theta_p) \quad (1)$$

gdzie: p – numer pasma ($p = \{1, 2, 3\}$), θ_p – pozycja wału silnika w relacji do pasma silnika numer p , i_p – prąd pasma silnika, R_p – rezystancja pasma, Ψ_p – strumień skojarzony.

Jeśli założyć, iż druga ze składowych równania (1) to siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu:

$$v_{fp} = \frac{d\Psi(i_p, \theta_p)}{dt} = \frac{\partial\Psi(i_p, \theta_p)}{\partial i_p} \frac{di_p}{dt} + \frac{\partial\Psi(i_p, \theta_p)}{\partial \theta_p} \frac{d\theta_p}{dt}. \quad (2)$$

W powyższym istotne będzie zdefiniowanie funkcji strumienia. W artykułach [10, 11] zaproponowano rozwiązanie bazujące na dwóch nieliniowych funkcjach zależnych – każda – od jednej zmiennej. Ideę tę nieco zmodyfikowano w publikacji [12], a autor uwzględnił powyższe koncepcje w propozycji uproszczonego modelu silnika SRM w zastosowaniach do obliczeń w czasie rzeczywistym [13] (w szczególności na potrzeby adaptacji parametrów modelu) [15]:

$$\Psi_p(i_p, \theta_p) = L_p(\theta_p) \text{sat}(i_p) \quad (3)$$

gdzie: $\text{sat}(i_p)$ – funkcja nasycenia zależna od wartości prądu pasmowego, $L_p(\theta_p)$ – funkcja rozkładu indukcyjności pasma w zależności od położenia wału.

Rolą elementu $\text{sat}(i_p)$ z równania (3) jest uwzględnienie zjawiska nasycenia obrotu magnetycznego.

W ogólnej, sformalizowanej formie powyższe można zapisać:

$$\Psi_p(i_p, \theta_p) = F_1(\theta_p) F_2(i_p) \quad (4)$$

co z uwzględnieniem równań (1), (2) prowadzi do równania stanu prądu pasma silnika reluktancyjnego przełączalnego:

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{u_p - R_p i_p - \omega F_1'(\theta_p) F_2(i_p)}{F_1(\theta_p) F_2'(i_p)} \quad (5)$$

Drugie istotne równanie modelu silnika stanowi równanie momentowe. Wychodząc z założenia, iż moc mechaniczna równa jest pochodnej tzw. koenergii po czasie:

$$P_m = \frac{dE_c}{dt} \quad (6)$$

oraz że:

$$P_m = T_e \omega_r \quad (7)$$

Po połączeniu (6) oraz (7) uzyskujemy:

$$T_e = \frac{dE_c}{d\theta_p} \quad (8)$$

Ponieważ:

$$dE_c = \Psi_p(i_p, \theta_p) di_p \quad (9)$$

Wykorzystując ogólną formułę funkcji strumienia skojarzonego (4) i podstawiając do (9), a tę z kolei do (8):

$$T_e(\theta_p, i_p) = F_1'(\theta_p) + \int_{\tau=0}^{i_p} F_2(\tau) d\tau \quad (10)$$

Równanie (10) w połączeniu z (5) stanowi podstawę stosowanego modelu matematycznego silnika. Widać z nich, iż kluczowymi elementami są funkcje: F_1 oraz F_2 , przy czym F_1 jest analizowaną w publikacji funkcją rozkładu kąтового indukcyjności (3), (4):

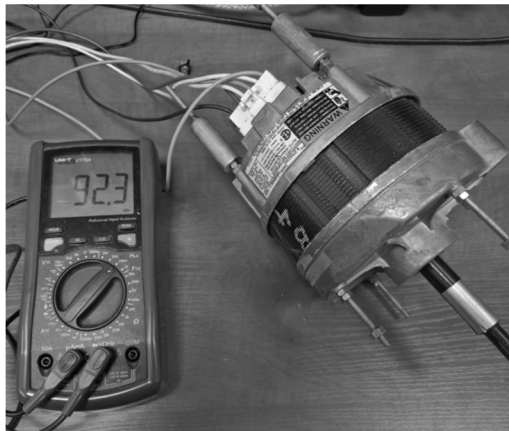
$$F_1(\theta_p) = L_p(\theta_p) \quad (11)$$

1.3. Badany silnik reluktancyjny przełączalny

Zgodnie z informacjami przedstawionymi w tabeli 1.1 (danych znamionowych [16, 17, 18]), badanym silnikiem jest konstrukcja trójpasmowa w układzie biegunów 12/8. Zarówno stojan, jak i wirnik wykonano z pakietu blach walcowanych (zdjęcie silnika przedstawiono na rysunku 1).

Tabela 1. Dane znamionowe badanego silnika SRM.

model	Emerson Motors H55BMBJL
moc znamionowa	300 W
napięcie znamionowe (fabryczne)	110 V
ilość pasm	3
ilość biegunów stojana	12
liczba biegunów wału	8
Rezystancja uzwojenia pasma	2,5 Ω
Indukcyjność maksymalna	52 mH
Indukcyjność minimalna	9,5 mH
Maksymalny prąd uzwojenia pasma	4 A
Moment bezwładności	0,00107 kgm ²



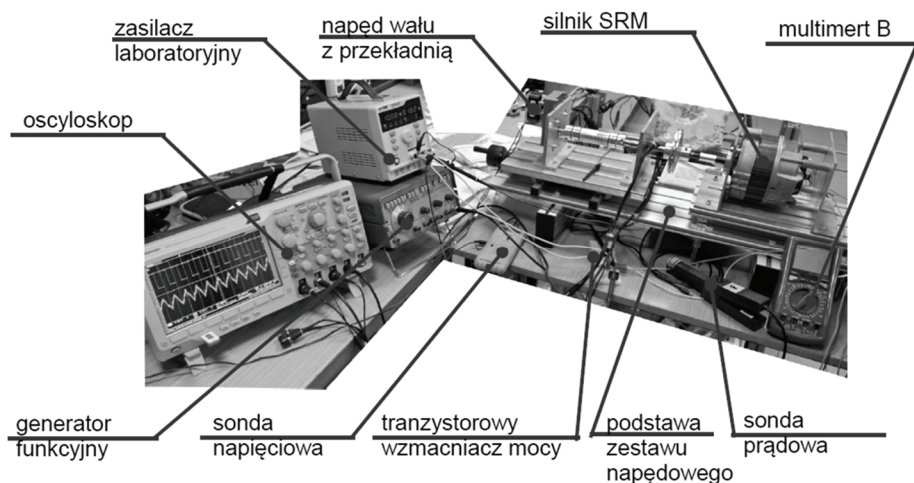
Rys. 1. Badany silnik SRM z pomiarem indukcyjności w pozycji wyrównanej wału do stojana

2. METODYKA

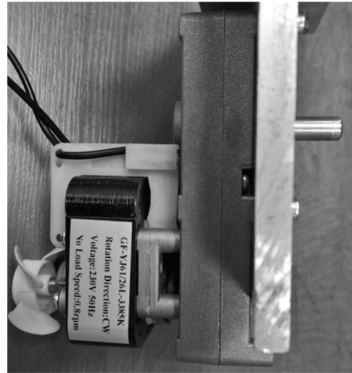
2.1. Stanowisko laboratoryjne

Na rysunku 2 przedstawiono zdjęcie stanowiska laboratoryjnego użytego do wykonania pomiarów z zaznaczeniem głównych jego elementów. Bazą mechaniczną stanowiska jest płyta aluminiowa z podporami, do której przymocowane zostały dwie platformy. Pierwsza jest z silnikiem SRM firmy Emerson Motors model H55BMBJL-1820 poddanemu modyfikacji polegającej na połączeniu każdej pary uzwojenia pasma w szereg zamiast w fabrycznym układzie równoległym (zwiększając tym samym znamionowe napięcie pracy do poziomu 230 V z 110 V). Drugą platformę stanowi momentomierz wraz z napędem AC oraz przekładnią redukcyjną 3385:1 umożliwiającą precyzyjny obrót/ustalenie pozycji wału silnika [19], rysunek 3.

Na elementy pomiarowe składały się: oscyloskop Tektronix DPO 3014, za pomocą którego dokonywano równoległe akwizycji prądu i napięcia uzwojenia pasma z eksportem danych numerycznych do pliku, sondy prądowej Tektronix A622, izolowanej sondy napięciowej Tektronix o paśmie 50 MHz. Uzwojenie pasma wymuszano przebiegiem prostokątnym w układzie generatora funkcyjnego Unitra 5621 oraz wzmacniacza tranzystorowego (MOSFET) zasilanego za pośrednictwem Atten PPS3005S. Do pomiaru indukcyjności przy użyciu multimetra zastosowano dwa modele: UNI-T UT70A oraz miernik Escort ELC-133A.



Rys. 2. Stanowisko laboratoryjne do badania rozkładu indukcyjności pasma silnika SRM



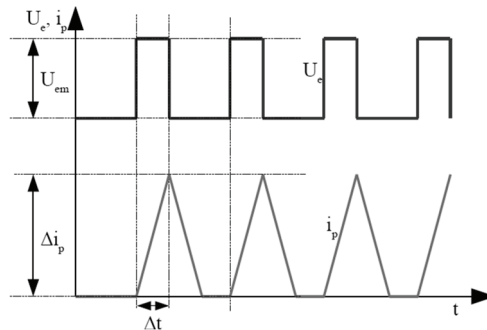
Rys. 3. Przekładnia do precyzyjnego pozycjonowania wału silnika

2.2. Pomiary

Pomiar realizowano poprzez ustalenie pozycji wału, dokonanie akwizycji przebiegu prądu oraz napięcia dla wymuszenia prostokątnego o zadanej częstotliwości, zapisaniu danych numerycznych na pamięć masową celem eksportu do programu komputerowego dokonującego obróbki i wyznaczenia indukcyjności z tak przeprowadzonej akwizycji technicznej. Dla tego samego położenia dokonywano pomiaru przy pomocy dwóch mierników elektronicznych opisanych w poprzednim punkcie, dane po odczycie zapisywano manualnie do arkusza.

2.3. Obliczenia

Pomiar realizowano poprzez ustalenie pozycji wału, dokonanie akwizycji przebiegu prądu oraz napięcia dla wymuszenia prostokątnego o zadanej częstotliwości, zapisaniu danych numerycznych na pamięć masową celem eksportu do programu komputerowego dokonującego obróbki i wyznaczenia indukcyjności z tak przeprowadzonej akwizycji technicznej.



Rys. 4. Schemat przebiegu sygnałów prądu oraz napięcia uzwojenia użytych w celu wyznaczenia indukcyjności w danej pozycji wału silnika

Na rysunku 4 przedstawiono schematycznie przebiegi prądu uzwojenia silnika przy wymuszeniu napięciem o profilu prostokątnym (PWM) wraz z zaznaczeniem charakterystycznych parametrów tych przebiegów. W przypadku, w którym wirnik maszyny jest unieruchomiony w danej pozycji można wyznaczyć równanie napięciowe wysterowanego pasma silnika:

$$U_p(t) = L_p(\theta_p) \frac{di_p(t)}{dt} + R_p i_p(t) \quad (12)$$

gdzie: t – czas, p – numer pasma ($p = \{1,2,3\}$), U_p – napięcie wysterowania pasma, L_p – indukcyjność uzwojenia pasma, θ_p – pozycja wału silnika w relacji do pasma silnika numer p , i_p – prąd uzwojenia pasma silnika, R_p – rezystancja uzwojenia pasma.

Dla powyższego równania można wyprowadzić uproszczony wzór bazujący na różnicach, co pozwala na łatwiejsze zastosowanie metod bazujących na fizycznych pomiarach tj.:

$$L_p = (U_{em} - R_p I_s) \frac{\Delta t}{\Delta i_p} \quad (13)$$

gdzie: U_{em} – wartość napięcia wysterowania (wymuszenie PWM), I_s – uśredniony prąd uzwojenia pasma silnika ($\Delta i_p / 2$), R_p – rezystancja uzwojenia pasma, Δt – okres wysterowania PWM, Δi_p – zmiana wartości prądu uzwojenia w czasie Δt , parametry zgodne z rysunkiem 4).

Można rozważyć, czy zasadnym będzie przyjęcie dalszego uproszczenia, zwłaszcza w przypadku, w którym:

$$U_p(t) \gg R_p i_p(t) \quad (14)$$

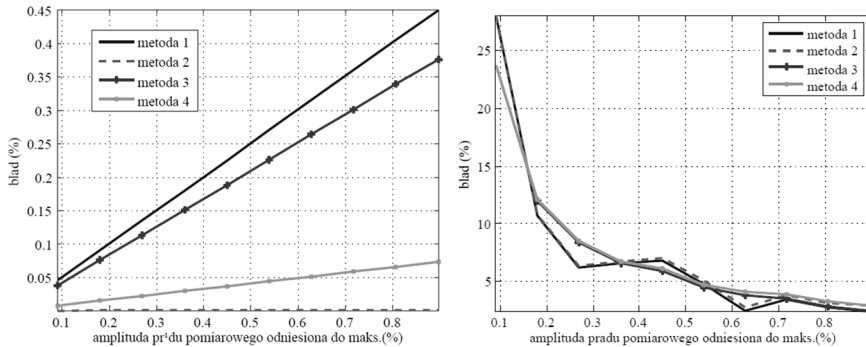
dla wybranych metod wyznaczania współczynnika $k = \Delta t / \Delta i_p$, kiedy to wzór (13) zostanie zredukowany do postaci:

$$L_p = U_{em} \frac{\Delta t}{\Delta i_p} \quad (15)$$

Celem zbadania takich okoliczności wyznaczono rezystancję uzwojenia metodą techniczną, w zakresie prądów 0,8 – 3,19 A uzyskując zbieżne wyniki dla każdego z 6-ciu pomiarów i średnią tak wyznaczonej wartości na poziomie 1,81 Ω . Biorąc pod uwagę maksymalne wartości średnich prądów uzyskiwanych w eksperymencie na poziomie 100 mA, przybliżony stosunek składowych równania napięciowego (12) w warunkach eksperymentu to 0,016, co oznacza iż spełnione jest (14). Aby zbadać ilościowo wpływ metody wyznaczania współczynnika k oraz wyboru samej formuły określającej indukcyjność wykonano serię symulacji procesu. Symulację przeprowadzono dla czterech metod wyznaczania indukcyjności stanowiących kombinację dwóch wzorów (13) i (15) oraz dwóch sposobów obliczenia

stromości prądu (współczynnika k) tj. (a) z wykorzystaniem pomiaru początkowego i końcowego w trakcie wysterowania oraz (b) z wykorzystaniem regresji liniowej na serii pomiarów. Cztery metody to kolejno metoda 1: sposób (a) w połączeniu ze wzorem (15), metoda 2: sposób (a) wzór (13), metoda 3: (b) wzór (15), metoda 4: (b) wzór (13).

Wyniki symulacji zaprezentowano na rysunku 5. Z lewej strony przedstawiono wykresy uzyskanych błędów względnych w zależności od amplitudy prądu pomiarowego w warunkach idealnych (pomiar bezszumowy). W tym przypadku bardzo dobrą jakość wyznaczenia indukcyjności zapewnia metoda 2, tj. wg pełnego wzoru z uwzględnieniem rezystancji (13) z dwupunktowym wyznaczeniem współczynnika zmian wartości prądu.

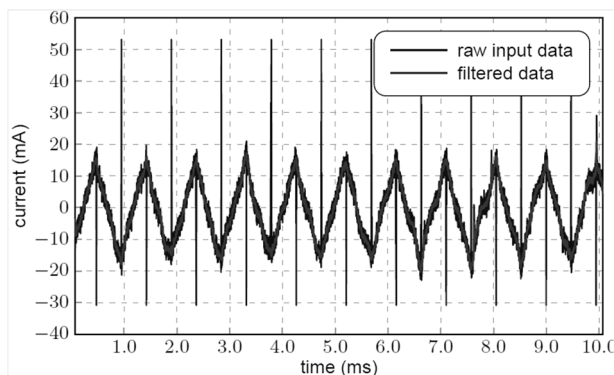


Rys. 5. Wykresy wskaźnika jakości wyznaczenia indukcyjności na podstawie zdefiniowanych czterech metod, w zależności od wartości mierzonego prądu; z lewej strony przypadek idealny (bez zakłóceń pomiarowych), z prawej uwzględnieniem zakłóceń pomiarowych; przyjęto zakres mierzonych prądów 0,1–0,9 % wartości ustalonej U/R (w pomiarach eksperymentalnych około 0,5 %)

W przypadku danych eksperymentalnych pojawia się istotny problem zakłóceń. Jeśli w modelu samego pomiaru uwzględnić obserwowany w praktyce szum pomiarowy z maksymalną wartością 3 mA (przyjęto rozkład szumu białego) to okazuje się, iż zakłócenia w istotny sposób wpływają na jakość otrzymanych rezultatów (co zaprezentowano na rysunku 5 z prawej strony). W badanym zakresie mierzonych prądów (około 0,5 % wartości ustalonej U/R), to właśnie zakłócenia wpływają w istotny sposób na jakość pomiaru (znacznie bardziej niż wybrana metoda). Ponieważ metody regresji liniowej dają większą pewność jakości wyniku (mniejsze wahania w tendencji widoczne na wykresie z rysunku 5), a wśród nich lepsze wyniki uzyskano dla metody nr 3 – to właśnie tę zastosowano ostatecznie w wyznaczaniu profilu indukcyjności.

Na omawianym wykresie daje się zaobserwować tendencję do zmniejszania błędu pomiaru wraz ze wzrostem wartości mierzonego prądu (zwiększa się relacja sygnału użytecznego do szumu). Przy większych wartościach prądów dominować

będzie błąd wynikający z uproszczenia regresją liniową (w szerokim zakresie widoczne jest minimum błędu każdej metody). Dokładniejsza analiza zagadnienia w kierunku poszukiwania optymalnych parametrów pomiarowych wykracza poza ramy niniejszej publikacji.

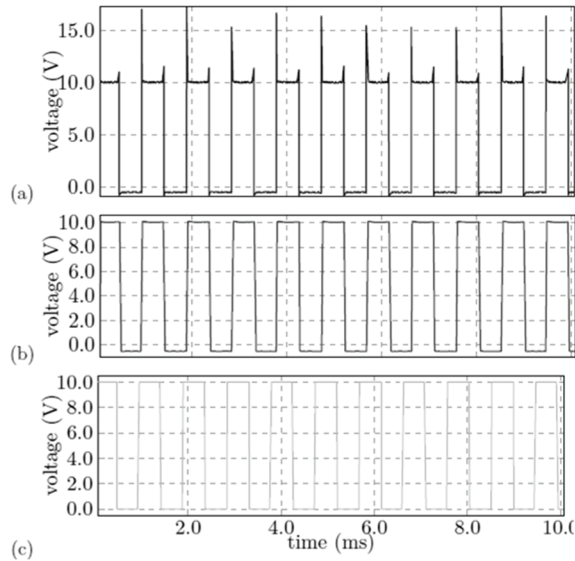


Rys. 6. Wykres przykładowego, eksperymentalnego przebiegu prądu (*raw input data*) z nałożonym przebiegiem odfiltrowanym (*filtered data*)

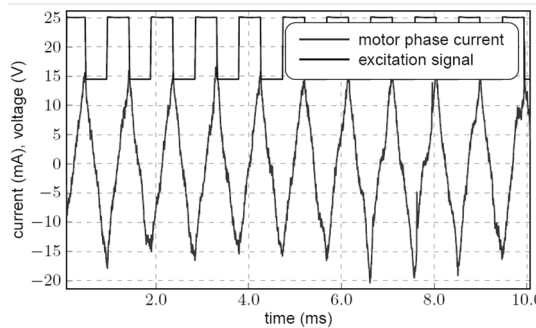
Jak wspomniano wyżej, problem wpływu zakłóceń na pewność pomiaru zredukowano z wykorzystaniem oprogramowania komputerowego przy zastosowaniu odpowiednich algorytmów: filtracji medianowej, progowania oraz regresji liniowej. Oprogramowanie to umożliwiło także automatyzację obliczeń na dużych objętościowo danych numerycznych.

Przy równoległej akwizycji prądów i napięć przyjęto następujący proces obróbki. W pierwszej kolejności wyznaczono okresy wymuszenia napięciem 10 V poprzez odfiltrowanie przebiegu napięcia algorytmem medianowym (celem eliminacji zakłóceń impulsowych powszechnie występujących w układach przełączalnych), a następnie dokonując progowania uzyskując sygnał dwustanowy (stanowiący znacznik okresu wymuszenia). Wynik tego procesu przedstawia rysunek 7.

Na rysunku 8 zaprezentowano efekt filtracji medianowej przebiegów prądu i napięcia. Tak przygotowane sygnały są dzielone na fragmenty wg klucza binarnego stanu wymuszenia (z rysunku 7). Finalnie uzyskuje się przebieg z rysunku 9, na którym dodatkowo uwidoczniiono funkcję regresji liniowej której parametry mogą być bezpośrednio użyte w procesie wyznaczania indukcyjności wg wzoru (15).



Rys. 7. Kolejne etapy algorytmu klasyfikacji stanu wymuszenia; (a) – sygnał wejściowy, (b) – sygnał po filtracji medianowej, (c) – sygnał po progowaniu (stan 0/10)



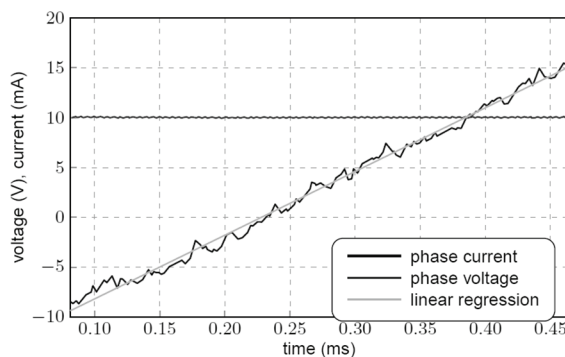
Rys. 8. Efekt filtracji przebiegów sygnałów napięcia i prądu

Jeśli przyjąć funkcję liniową wg wzoru:

$$i_r(t) = \beta_1 t + \beta_0 \quad (16)$$

to okaże się, iż jeden ze współczynników wyniku regresji przekłada się bezpośrednio na element równania wyznaczającego wartość indukcyjności tj.:

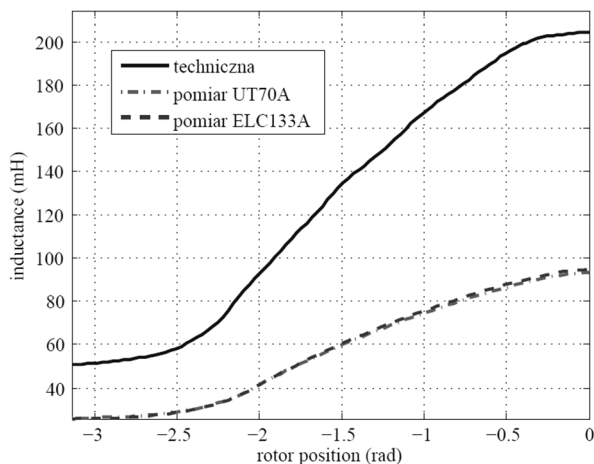
$$\frac{\Delta t_i}{\Delta i_i} = \frac{1}{\beta_1} \quad (17)$$



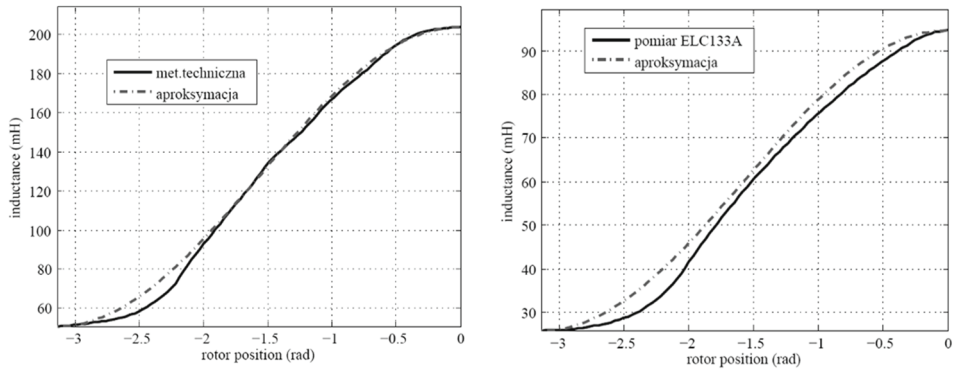
Rys. 9. Nałożenie funkcji wynikającej z regresji liniowej na przebieg prądu uzwojenia pasma w stanie wymuszenia napięciem około 10 V

Drugi z elementów równania (15) wynika z uśrednienia próbek napięcia w badanym zakresie. Jak można zauważyć (np. na rysunku 6), w każdym przypadku akwizycji danych pomiarowych uzyskiwano około 10 cykli wymuszeń. Wartość indukcyjności wyznaczano na bazie 10 wyliczeń, a ostateczny wynik dla danej pozycji wału ustalono wg średniej z tej serii.

3. WYNIKI I ANALIZA



Rys. 10. Wykres uzyskanych rezultatów pomiarów indukcyjności: z wykorzystaniem danych pomiarowych jako efekt pomiaru stromości narastania prądu uzwojenia pasma (*techniczna*) oraz dwa pomiary bezpośrednie z użyciem mierników UT10A oraz ELC133A



Rys. 11. Wykresy uzyskanych rezultatów pomiarów indukcyjności dwoma metodami (techniczna po lewej, pomiar bezpośredni miernikiem ELC133A po prawej) z nałożonymi aproksymacjami funkcją kosinus

Na rysunku 10 przedstawiono wyniki obliczeń oraz pomiarów bezpośrednich w postaci zestawienia zależności indukcyjności względem kąta obrotu wału silnika (ze zerowy kąt przyjęto maksimum indukcyjności). Rysunek 11 przedstawia natomiast zestawienie pomiarów z aproksymacją w postaci funkcji kosinus.

Jak łatwo zaobserwować na bazie powyższych wykresów, różnice w pomiarach pomiędzy metodą z wymuszeniem skokowym a bezpośrednią z użyciem multimetrów są bardzo duże. Można więc przyjąć, iż jedna z metod nie daje prawidłowych rezultatów i jej wyniki nie powinny stanowić podstawy dla dalszych rozważań (np. w zakresie ewaluacji algorytmów sterownia z wykorzystaniem wiedzy o modelu). Odnosząc się jednak do danych maszyny, potwierdzonych kilkoma publikacjami [14,15] w tym wynikiem modelowania połowego [13], dla silnika z konfiguracją równoległą uzwojeń (fabryczna, przeznaczona dla sieci 120 VAC) maksymalna indukcyjność pasma to 52 mH, minimalna 9,5 mH. Pomiar multimetrem UT90A w tych dwóch punktach (minimalnej i maksymalnej indukcyjności dla fabrycznie skonfigurowanego silnika) dał wyniki odpowiednio: 29,4 mH oraz 7,9 mH znacząco odbiegające od oczekiwanych. Na tej podstawie można stwierdzić, iż pomiar bezpośredni indukcyjności multimetrami obarczony jest bardzo dużym błędem i bardziej wiarygodne wyniki daje przedstawiona w artykule metoda z pomiarem stromości prądów dla wymuszenia zadaną wartością napięcia. Dodatkowo, przyjmując przybliżoną zależność kwadratową indukcyjności od ilości zwojów (np. solenoidu), przy rekonfiguracji uzwojeń na połączenie w szereg skutkujące dwukrotnym wzrostem ilości zwojów na wspólnym rdzeniu należałoby spodziewać się około 4 razy większej indukcyjności maksymalnej. W takim wypadku jeśli uznać publikowane dane znamionowe silnika w konfiguracji fabrycznej za prawdziwe, tj. indukcyjność maksymalną równą 52 mH, dla połączenia w szereg uzwojeń powinno uzyskać się 208 mH. Daje to dobrą zbieżność

z uzyskanym wynikiem 204 mH metodą pomiaru stromości prądu na wymuszenie stałym napięciem.

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono zestawienie dwóch różnych sposobów wyznaczania profilu indukcyjności w rozkładzie kątowym. Jak wykazano przybliżając równania modelu matematycznego, funkcja tego rozkładu stanowi istotny element dla wartości generowanego momentu elektromagnetycznego, jak i dla przebiegu wartości prądów pasmowych. Z tego względu prawidłowo wyznaczona zależność indukcyjności w relacji do położenia wirnika stanowi podstawę dla dalszych prac nad ewaluacją sterowania z wykorzystaniem modelu, w tym sterowania odpor- nego na uszkodzenia. Wstępne rezultaty przeprowadzonych prac pozwalają na postawienie tezy, iż stosowanie elektronicznych mierników w wyznaczaniu indukcyjności uzwojeń pasma silnika prowadzi do nieprawidłowych wyników.

Wskazano na dwa aspekty stosowania uproszczonych formuł opartych na aproksymacji funkcją liniową w kontekście pomiarów w warunkach rzeczywistych. Wraz ze wzrostem wartości mierzonego prądu rośnie błąd uproszczenia, ale maleje ten spowodowany szumami pomiarowymi. Dla danych warunków i parametrów pracy systemu akwizycji można wyznaczyć zakres prądów, przy których wyznaczenie wartości indukcyjności obarczone jest relatywnie małym błędem.

W kontekście stosowanych funkcji aproksymacji (funkcją kosinus) lepsze rezultaty osiągane są w przypadku profilu wyznaczonego metodą pośrednią (pomiaru kąta nachylenia przebiegu prądu pasmowego przy wysterowaniu stałym napięciem).

W dalszych pracach przewiduje się weryfikację symetrii rozkładu indukcyjności w różnych pasmach i dla całego zakresu kąta obrotu wału, oraz zbadanie wpływu aproksymacji tego rozkładu różnymi funkcjami pod kątem jakości modelowania generowanego momentu oraz złożoności obliczeniowej. W tym celu zostanie wykorzystany system napędu obrotu wału badanego silnika z wykorzystaniem silnika krokowego z dedykowanym dla tego zadania sterownikiem.

Artykuł powstał w wyniku realizacji grantu finansowanego ze środków Narodowego Centrum Nauki (ncn.gov.pl) pod tytułem: „Nieliniowy model referencyjny w odpornym na uszkodzenia napędzie z silnikiem reluktancyjnym przelączalnym” na podstawie umowy numer UMO-2016/23/N/ST7/03798.

LITERATURA

- [1] Betin F., Capolino G., Casadei D., Kawkabani B., Bojoi R.I., Harnefors L., et al., Trends in Electrical Machines Control: Samples for Classical, Sensorless, and Fault-Tolerant Techniques, IEEE Industrial Electronics Magazine 2014, 8:43–55, <https://doi.org/10.1109/MIE.2014.2313752>.

- [2] Orłowska-Kowalska T, Dybkowski M., Industrial drive systems. Current state and development trends, *Power Electronics and Drives* 2016, Vol. 1 (36), No. 1.
- [3] Zagirnyak M., Melnykov V., Kalinov A., The review of methods and systems of the fault-tolerant control of variable-frequency electric drives, *Przegląd Elektrotechniczny* 2019, R. 95, nr 1.
- [4] Witczak M., Pazera M., Fault Tolerant-Control: Solutions and Challenges, *Pomiary Automatyka Robotyka* 2016, R. 20, nr 1.
- [5] Lorencki J., Radkowski S., Badania diagnostyczne silnika reluktancyjnego, *Przegląd Elektrotechniczny* 2017, R. 93, nr 2.
- [6] Zagirnyak Ali N., Gao Q., Cai X., Makys P., Stulrajter M., High-frequency current injection-based online fault diagnosis for power converter in SRM drives, 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2018, p. 1859–64, <https://doi.org/10.1109/ICIEA.2018.8398011>.
- [7] Power Transistor Fault Diagnosis in SRM Drives Based on Indexes of Symmetry – IEEE Conference Publication n.d., <https://ieeexplore.ieee.org/document/8600966> (accessed March 15, 2020).
- [8] Khayam Hoseini S.R., Farjah E., Ghanbari T., Givi H., Extended Kalman filter-based method for inter-turn fault detection of the switched reluctance motors, *IET Electric Power Applications* 2016, 10:714–22, <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2015.0602>.
- [9] Krishnan R., Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications, CRC press, 2001.
- [10] Filicori F., Lo Bianco C.G., Tonielli A., Modeling and control strategies for a variable reluctance direct-drive motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 1993, 40:105–15, <https://doi.org/10.1109/41.184827>.
- [11] Husain I., Minimization of torque ripple in SRM drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 2002, 49:28–39, <https://doi.org/10.1109/41.982245>.
- [12] Deskur J., Maciejuk A., Modelling of switched reluctance motor drive, *Proceedings of XIX Symposium on EPNC*, p.159–60, 2006.
- [13] Fabiański B., Zawirski K., Simplified model of Switched Reluctance Motor for real-time calculations, *Przegląd Elektrotechniczny* 2016, R. 92, nr 7, <https://doi.org/10.15199/48.2016.07.03>.
- [14] Fabianski B., Zawirski K. On-line parameters adaptation of switched reluctance motor nonlinear model, p.125-126, *Electromagnetic Phenomena in Electromagnetic Circuit (EPNC), XXIV Symposium Materials*, ISBN 978-83-62712-04-05, 2016.
- [15] Fabianski B., Zawirski K., Parameter adaptation of simplified switched reluctance motor model using Newton and Gauss-Newton signal fitting methods, *COMPEL – The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* 2017, 36, <https://doi.org/10.1108/COMPEL-10-2016-0446>.
- [16] Przybylski M., Modelling and analysis of the low-power 3-phase switched reluctance motor, *Archives of Electrical Engineering* 2019, Vol. 68.
- [17] Kennedy E.P., Control of switched reluctance machines. Doctoral, Dublin City University, 2005.

- [18] Nagel N.J., Lorenz R.D., Complex rotating vector method for smooth torque control of a saturated switched reluctance motor, Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370), vol. 4, 1999, p. 2591–8, vol. 4, <https://doi.org/10.1109/IAS.1999.799204>.
- [19] DiscoTech n.d. <http://discotech.pl/2017/01/15/seria-vf-yj/> (accessed March 16, 2020).

COMPARISON OF DIFFERENT METHODS FOR MEASURING ANGLED DISTRIBUTION OF BAND INDUCTIVITY IN A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

The article compares two methods of identifying the angular distribution of band inductance in a switched reluctance motor. As the function representing the inductance profile depending on the shaft rotation angle is an important component of the mathematical model of the motor, this identification proces is the essence of motor modeling. Moreover, proper set of phase inductance profile results in convergence of the simulation and experimental tests including evaluation of control algorithms of motor drive. The publication describes the methodology of using the special features of the laboratory stand. The measuring devices used, electrical circuits scheme then intermediate and final results are presented. The inductance distributions obtained were analyzed in terms of their impact on the generated electromagnetic torque obtained by running the simulation model. The article is summarized and the vision of further research is presented, taking into account the obtained results.

(Received: 04.12.2019 , revised: 17.12.2019)