

Analiza wpływu uszkodzeń falownika na trajektorie pojazdu mobilnego z silnikami PM BLDC

Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę wpływu wybranych uszkodzeń falownika na położenie i orientację dwusilnikowego pojazdu mobilnego z silnikami PM BLDC. Opisano model układu napędowego i kinematyki pojazdu. Przedstawiono sposób sterowania prędkością pojazdu za pośrednictwem drążka sterowniczego oraz wybrane wyniki symulacji wpływu uszkodzeń falownika na trajektorie pojazdu.

Abstract. This paper presents an analysis of the impact of selected inverter failures to the location and orientation of the mobile vehicle with two PM BLDC motors. The vehicle kinematic model and PM BLDC motor principles were described. The control method of the speed the vehicle via the joystick was demonstrated and the results of simulation the effect of failures were shown. (**Analysis of inverter faults influence on trajectories of mobile vehicle powered by PM BLDC motors**).

Słowa kluczowe: dwusilnikowy pojazd mobilny, kinematyka ruchu, silnik PM BLDC, uszkodzenia falownika.

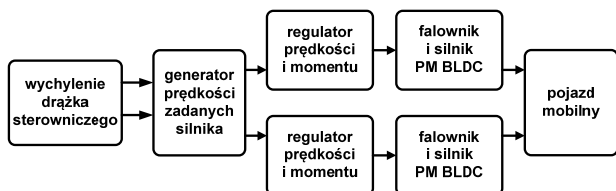
Keywords: two motors mobile vehicle, mobile vehicle kinematics, brushless DC motor, inverter faults.

doi:10.12915/pe.2014.06.26

Wstęp

Atrakcyjna cena nowych, wydajnych mikrokontrolerów z rozbudowaną ilością układów we/wy, czujników, przetworników, układów półprzewodnikowych mocy, takich jak tranzystory IGBT czy MOSFET skutkuje pojawieniem się wielu profesjonalnych i amatorskich konstrukcji, służących zarówno do transportu osobowego (np. elektryczne wózki inwalidzkie, pojazdy typu Segway itp.), jak i towarowego. Aby umożliwić płynne sterowanie prędkością i momentem napędowym pojazdów, wyposaża się je najczęściej w mikroprocesorowe układy sterujące falownikami silnikowymi (lub mostkami H) na podstawie informacji z odpowiednich czujników. Uwaga konstruktorów skupia się w równej mierze na zapewnieniu płynności sterowania, komfortu użytkownika, intuicyjnego interfejsu użytkownika, jak i na zapewnieniu bezpieczeństwa w momencie zaistnienia uszkodzenia.

Badania przedstawione w tym referacie mają na celu zobrazowanie wpływu wybranych uszkodzeń na trajektorie położenia i orientacji prostego dwusilnikowego pojazdu mobilnego w porównaniu do sprawnego układu przy niezmiennym sposobie sterowania. W tym celu w kolejnych sekcjach przedstawiono elementy składowe rozważanego układu (rys.1): model pojazdu z opisem przyjętych uproszczeń, układ napędowy z silnikami PM BLDC, metodę sterowania prędkościami pojazdu, sposób symulacji wybranych uszkodzeń. W końcowej części zaprezentowano wyniki symulacji oraz ich analizę.



Rys.1. Schemat układu napędowego

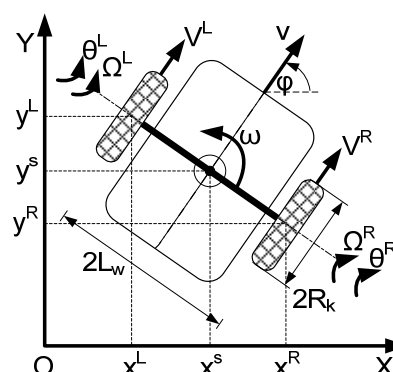
Model pojazdu mobilnego

Punktem wyjścia opisu modelu pojazdu mobilnego są równania jego kinematyki, które posłużą w dalszej części do wykreślania jego położenia i orientacji na płaszczyźnie [1, 2, 3]. Przedmiotem badań jest dwusilnikowy pojazd mobilny, o dwóch kołach napędzanych (rys.2). Pozostałe dwa koła pełnią rolę podporową i zostaną pominięte w dalszym opisie. Najpierw zdefiniowane zostaną tzw. współrzędne uogólnione q opisujące stan pojazdu (1), a następnie l

niezależnych ograniczeń ruchu, którym będą one podlegać. Równania (1) i dalsze w ogólności zależą od czasu, natomiast dla przejrzystości zapisu zostanie to pominięte.

$$(1) \quad \mathbf{q} = \mathbf{q}(t) = [x^S, y^S, \varphi, \theta^L, \theta^R]^T_{n \times 1}$$

gdzie x^S, y^S – położenie (środka) pojazdu na płaszczyźnie, φ – jego orientacja na płaszczyźnie, θ^L, θ^R – kąt obrotu odpowiednio lewego i prawego koła.



Rys.2. Widok pojazdu na płaszczyźnie X-Y

Ograniczenia zapisywane są w postaci macierzy Pfaffa $A(q)$ (2), przy czym $\dot{\mathbf{q}}$ oznacza prędkości uogólnione. Pojazd może być sterowany w przypadku braku poślizgu wzdłużnego kół (3) oraz braku poślizgu poprzecznego w stosunku do kierunku ruchu (4). Dokonując odpowiednich przekształceń na podstawie rysunku 2 otrzymać można ograniczenia zapisane w formie macierzowej (5).

$$(2) \quad \mathbf{A}(q)\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$$

$$(3) \quad V^d = R_k \dot{\theta}^d, \quad d \in \{L, R\}$$

$$(4) \quad \dot{x}^S \sin \varphi = \dot{y}^S \cos \varphi$$

$$(9) \quad \mathbf{A}(q) = \begin{bmatrix} \sin \varphi & -\cos \varphi & 0 & 0 & 0 \\ \cos \varphi & \sin \varphi & -L_w & -R_k & 0 \\ \cos \varphi & \sin \varphi & L_w & 0 & -R_k \end{bmatrix}_{l \times n}$$

gdzie: V^d – prędkość liniowa koła, R_k – promień koła, L_w – połowa szerokości pojazdu (rys.2).

Ograniczenia (5) są nieholonomiczne, tzn. n współrzędnych uogólnionych zależnych jest od $m=n-l$ sterowań, co oznacza, że nie można osobno sterować każdej ze współrzędnych. Można zdefiniować bezdryfowy układ sterowania (6), gdzie macierz G spełnia warunek (7), a u jest wektorem $m=n-l=5-3=2$ sterowań.

$$(6) \quad \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{G}(\mathbf{q})_{n \times (n-l)} \mathbf{u}_{(n-l) \times 1}$$

$$(7) \quad \mathbf{A}(\mathbf{q})\mathbf{G}(\mathbf{q}) \equiv \mathbf{0} \quad \forall q$$

Jeśli macierz G zdefiniować jako (8), wtedy wektor sterowań u będzie składał się z prędkości obrotowych kół (9). Podstawiając zależności (8) i (9) do (6), otrzymujemy (10). Całkowanie tego ostatniego prowadzi do (11), co zostało wykorzystane do wykreślenia trajektorii pojazdu w dalszej części pracy.

$$(8) \quad \mathbf{G}(\mathbf{q}) = \begin{bmatrix} R_k/2 \cos \varphi & R_k/2 \sin \varphi & -R_k/2L_w & 1 & 0 \\ R_k/2 \cos \varphi & R_k/2 \sin \varphi & R_k/2L_w & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$(9) \quad \mathbf{u} = [\Omega^L \quad \Omega^R]^T = [\dot{\theta}^L \quad \dot{\theta}^R]^T$$

$$(10) \quad \dot{\mathbf{q}} = [\dot{x}^S, \dot{y}^S, \dot{\varphi}, \dot{\theta}^L, \dot{\theta}^R]^T = [R_k/2 (\Omega^L + \Omega^R) \cos \varphi, R_k/2 (\Omega^L + \Omega^R) \sin \varphi, R_k/2L_w (-\Omega^L + \Omega^R), \Omega^L, \Omega^R]^T$$

$$(11) [x^S, y^S, \varphi]^T = [x_0^S + \int \dot{x}^S dt, y_0^S + \int \dot{y}^S dt, \varphi_0 + \int \dot{\varphi} dt]^T$$

Korzystając z rysunku 2 należy ustalić pozostałe związki pomiędzy zmiennymi. Równanie (12) pozwala obliczyć prędkość liniową danego koła w przypadku braku poślizgu, (13) prędkość liniową całego pojazdu, (14) prędkość obrotową względem środka osi łączącej koła. Na podstawie (13) i (14) wyznaczyć można również zależność (15). Potrzebne jest jeszcze (16), jako że koła napędzane są przez silniki elektryczne wyposażone w przekładnie mechaniczne.

$$(12) \quad V_p^d = \Omega_p^d \cdot R_k, \quad d \in \{L, R\}, \quad p \in \{m, z\}$$

$$(13) \quad v_p = 1/2 (V_p^L + V_p^R) = 1/2 R_k (\Omega_p^L + \Omega_p^R), \quad p \in \{m, z\}$$

$$(14) \quad \dot{\varphi}_p = \omega_p = R_k/2L_w (\Omega_p^R - \Omega_p^L), \quad p \in \{m, z\}$$

$$(15) \quad \Omega_p^d = 1/R_k (v_p + L_w \omega_p), \quad d \in \{L, R\}, \quad p \in \{m, z\}$$

$$(16) \quad \omega_p^d = i \cdot \Omega_p^d, \quad d \in \{L, R\}, \quad p \in \{m, z\}$$

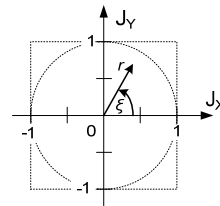
gdzie indeks p – określa, czy równanie dotyczy wartości zadanych (z), czy też symulowanych (m), a indeks d – określa, do którego silnika odnosi się wartość: strony lewej (L) czy prawej (R).

Sterowanie prędkościami i położeniem pojazdu

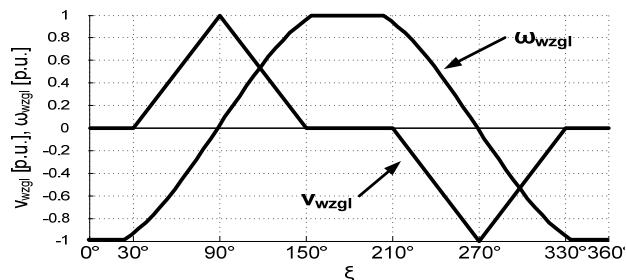
W referacie przyjęto, że interfejs użytkownika będzie stanowił dwuosiowy drążek sterowniczy. Jego wychylenie można traktować jako pozycję w dwuwymiarowej przestrzeni (J_x, J_y). Odczyty każdej z osi mieszczą się w umownym przedziale jednostkowym, a wypadkowe położenie zawiera się w kole jednostkowym (rys.3). Na tej podstawie oblicza się ξ oraz r (17), a następnie wyznacza (wg rys.4) względną prędkość postępową v_{wzgl} i obrotową pojazdu ω_{wzgl} (jak w [3]).

$$(17a) \quad r = \sqrt{(J_x)^2 + (J_y)^2}$$

$$(17b) \quad \xi = \arctg\left(\frac{J_y}{J_x}\right)$$



Rys.3. Położenie drążka sterującego



Rys.4. Względne prędkości zadane pojazdowi: postępową v_{wzgl} i obrotową ω_{wzgl}

Kolejnym krokiem jest obliczenie prędkości zadanych poszczególnych silników BLDC (18). Zatem zmiana wychylenia drążka powoduje wygenerowanie nowych wartości zadanych prędkości obrotowych silników, w szczególności wybranie położenia neutralnego ($J_x=0, J_y=0$, w konsekwencji $r=0, \xi=0^\circ$) zapewnia zatrzymanie pojazdu.

$$(18a) \quad \omega_z^L = (v_{wzgl} - L_w \omega_{wzgl}) \cdot r \cdot \omega_{mN}$$

$$(18b) \quad \omega_z^R = (v_{wzgl} + L_w \omega_{wzgl}) \cdot r \cdot \omega_{mN}$$

gdzie ω_{mN} – oznacza nominalną (maksymalną) prędkość obrotową silnika BLDC danego typu, r – określone przez (17a).

Układ napędowy z silnikiem BLDC

Jako silniki napędowe pojazdu zastosowano bezszczotkowe silniki prądu stałego (BLDC). Rozwiązanie to cechuje się brakiem komutatora mechanicznego, dłuższą żywotnością, większym stosunkiem uzyskiwanego momentu przy tej samej masie co silnik komutatorowy i lepszym odprowadzaniem ciepła. Równocześnie wzrasta komplikacja układu zasilająco-sterującego, gdyż potrzebny jest komutator elektroniczny, najczęściej o topologii wielofazowego falownika oraz układ detekcji położenia do wyznaczania chwil komutacji.

W symulacjach przyjęto uproszczony model idealnego, symetrycznego trójfazowego silnika BLDC (zasilanego z przekształtnika napięciowego, rys.5), który można opisać równaniami (19)-(22) [4]. Dla celów przejrzystości zapisu w oznaczeniach w tej części pominięto indeksy górne określające, do którego silnika odnosi się dana wielkość, gdyż zakładamy, że są one tego samego typu.

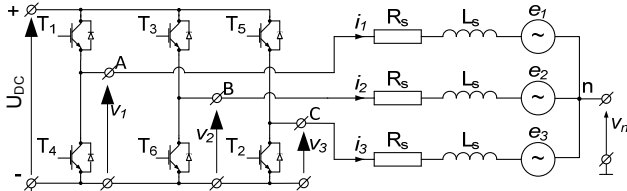
$$(19) \quad u_k = R_s i_k + L_s \frac{di_k}{dt} + e_k, \quad k \in \{1,2,3\}$$

$$(20) \quad u_k = v_k - v_n, \quad k \in \{1,2,3\}$$

$$(21) \quad e_k = k_e \omega_m f_k(\theta_e), \quad k \in \{1,2,3\}$$

$$(22) \quad v_n = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 v_k - \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 e_k$$

gdzie: u_k – napięcie fazowe silnika BLDC względem jego punktu neutralnego, i_k – prąd fazowy silnika, e_k – fazowa siła elektromotoryczna, v_k – napięcia wyjściowe komutatora elektronicznego (rys.5), v_n – napięcie punktu gwiazdowego silnika BLDC, f_k – fazowy względny współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej, θ_e – elektryczny kąt położenia wirnika, R_s – rezystancja fazowa, L_s – zastępcza indukcyjność fazowa, k_e – współczynnik wzbudzenia siły elektromotorycznej.



Rys.5. Uproszczony model silnika BLDC wraz z przekształtnikiem

Do modelu matematycznego silnika BLDC należy dołączyć opis części mechanicznej (23-25) [4]:

$$(23) \quad m_e = \sum_{k=1}^3 k_t i_k f_k(\theta_e)$$

$$(24) \quad J \frac{d\omega_m}{dt} = m_e - m_L - B\omega_m$$

$$(25) \quad \frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m, \quad \omega_e = p\omega_m, \quad \theta_e = p\theta_m$$

gdzie: m_e – moment elektromagnetyczny, k_t – współczynnik momentu, m_L , J – określone równaniem (27) i (32), B – współczynnik strat proporcjonalnych do prędkości obrotowej silnika, p – liczba par biegunów, ω_m , θ_m – odpowiednio symulowane prędkość i położenie mechaniczne wirnika, ω_e , θ_e – symulowane prędkość i położenie elektryczne wirnika.

Obecne w wyrażeniu (24) wielkości zostaną poniżej wyprowadzone, przy założeniu symetrii symetrii pojazdu i uproszczeniu polegającym na podzieleniu oporów ruchu symetrycznie na każdą stronę. Równanie (26) pochodzi z porównania energii kinetycznych części ruchomych [5]. Uwzględniając (12) i (16) po przekształceniach otrzymujemy (27).

$$(26) \quad \frac{1}{2} J (\omega_m^d)^2 = \frac{1}{2} J_s (\omega_m^d)^2 + \frac{1}{2} J_k (\Omega_m^d)^2 + \frac{1}{2} [\frac{1}{2} (M_w + M_{cz})] v^2$$

$$(27) \quad J = J_s + \frac{J_k}{i^2} + [\frac{1}{2} (M_w + M_{cz})] \cdot \frac{R_k^2}{i^2}$$

gdzie: J – zastępczy moment bezwładności sprowadzony na wał silnika, J_s – moment bezwładności silnika, J_k – moment bezwładności koła z przekładnią, M_w , M_{cz} – masy pojazdu i pasażera.

W tym referacie uwzględniano jedynie kinematykę pojazdu. By przybliżyć symulacje do rzeczywistości, uwzględniono opory ruchu pojazdu (28), traktując je jak moment obciążający silnika [6]. W równaniach (28) i (32) pominięto sprawność przekładni mechanicznej.

$$(28) \quad F_L = F_{tarcia} + F_{pow} + F_{bezw} + F_{wzn}$$

$$(29) \quad F_{tarcia} = f [\frac{1}{2} (M_w + M_{cz})] \cdot g \cos \alpha \cdot \text{sgn}(\Omega_m)$$

$$(30) \quad F_{bezw} = [\frac{1}{2} (M_w + M_{cz})] \cdot \frac{dv}{dt}$$

$$(32) \quad F_{wzn} = [\frac{1}{2} (M_w + M_{cz})] \cdot g \sin \alpha$$

$$(32) \quad m_L = \frac{R_k}{i} F_L$$

gdzie: m_L – zastępczy moment obciążenia sprowadzony na wał silnika, F_L – suma oporów ruchu działająca na jeden silnik, F_{tarcia} – opór związany z tarciem tocznym, F_{pow} – opór powietrza (dalej pominięty), F_{bezw} – siła bezwładności przy przyspieszaniu, F_{wzn} – opory jazdy na wzniesieniu o kącie nachylenia α , f – współczynnik tarcia tocznego, g – przyspieszenie ziemskie.

W przedstawionym modelu zastosowano kaskadowy układ regulacji prędkości i momentu elektromagnetycznego. Regulator prędkości typu PI (33a) na podstawie uchybu prędkości wylicza zadaną amplitudę prądu I_r , która po uwzględnieniu położenia wirnika (34, 35) stanowi wartość zadaną prądu dla fazowych regulatorów prądu typu PI (33b) wyliczających współczynnik wypełnienia impulsu D_k dla modulatora PWM o częstotliwości $f_s=10\text{kHz}$.

$$(33a) \quad I_r = K_{P\omega} (\omega_z - \omega_m) + K_{I\omega} \int (\omega_z - \omega_m) dt$$

$$(33b) \quad D_k = K_{Pi} (I_{k,ref} - I_k) + K_{Ii} \int (I_{k,ref} - I_k) dt$$

$$(34) \quad I_{k,ref} = I_r \cdot i_{ref,k}, \quad k \in \{1,2,3\}$$

$$(35) \quad \begin{aligned} i_{ref,1} &= \bar{H}_3 \cap H_2 - H_3 \cap \bar{H}_2 \\ i_{ref,2} &= \bar{H}_1 \cap H_3 - H_1 \cap \bar{H}_3 \\ i_{ref,3} &= \bar{H}_2 \cap H_1 - H_2 \cap \bar{H}_1 \end{aligned}$$

gdzie: H_1 , H_2 , H_3 – sygnały logiczne kodujące położenie elektryczne wirnika, potrzebne do procesu komutacji, $i_{ref,k}$ – znak prądu referencyjnego k -tej fazy, D_k – współczynnik wypełnienia impulsu w k -tej fazie.

Model symulacyjny – symulacja uszkodzeń

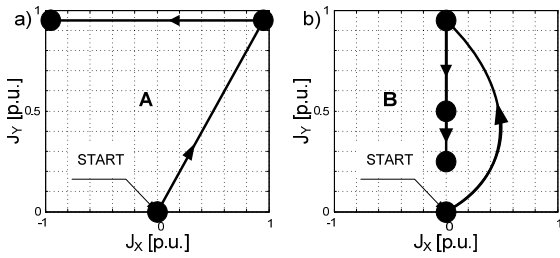
Badania symulacyjne zrealizowano w programie *Matlab* firmy *The Mathworks* z wykorzystaniem dodatku *Simulink* i toolboku *SimPowerSystems*. Obliczenia wykonywane były z użyciem metody całkowania *ode1* z krokiem 5 μ s, przy wykorzystaniu autorskiego modelu symulacyjnego silnika. Symulację układu napędowego przygotowano w ten sposób, by umożliwić badania w przypadku:

1. braku działania wybranych tranzystorów (tj. sygnał sterujący tranzystorem zostaje w *Simulinku* wyzerowany, co w układzie rzeczywistym odpowiada zanikowi sygnału sterującego lub uszkodzeniu tranzystora typu rozwarcie, ze sprawną w dalszym ciągu diodą),
2. uszkodzenia jednego z czujników kodujących położenie wirnika, skutkującego stałym poziomem logicznym (wysokim lub niskim), niezależnie od położenia wirnika.

W badaniach wykorzystano silnik BN34-55AF-01 firmy MOOG o następujących danych technicznych: napięcie zasilające $U_{DC}=24$ V, $p=4$, $K_e=0,0876$ V/(rad/s), $K_t=0,0876$ Nm/A, $R_s=0,043$ Ω , $J_s=169,37 \cdot 10^{-6}$ kg \cdot m 2 , $L_s=0,135$ mH, $\omega_{mN}=2410$ obr/min, znamionowy moment elektromagnetyczny $M_{eN}=1,82$ Nm, prąd znamionowy $I_N=23,3$ A, $B=0,00005$ Nm/(rad/s). Przyjęto ograniczenie prądowe na poziomie $\pm 2I_N$ oraz następujące dane pojazdu: $R_k=0,2$ m, $L_w=0,3$ m, $i=30$, $J_k=1$ kg \cdot m 2 , $M_w=21,5$ kg, $M_{cz}=80$ kg. Założono, że ruch symulowanego pojazdu odbywa się na płaskim terenie, bez wzniesień ($\alpha=0^\circ$), z pozycji początkowej: $x_0^S=0,1$ m, $y_0^S=0,1$ m, $\varphi_0=45^\circ$.

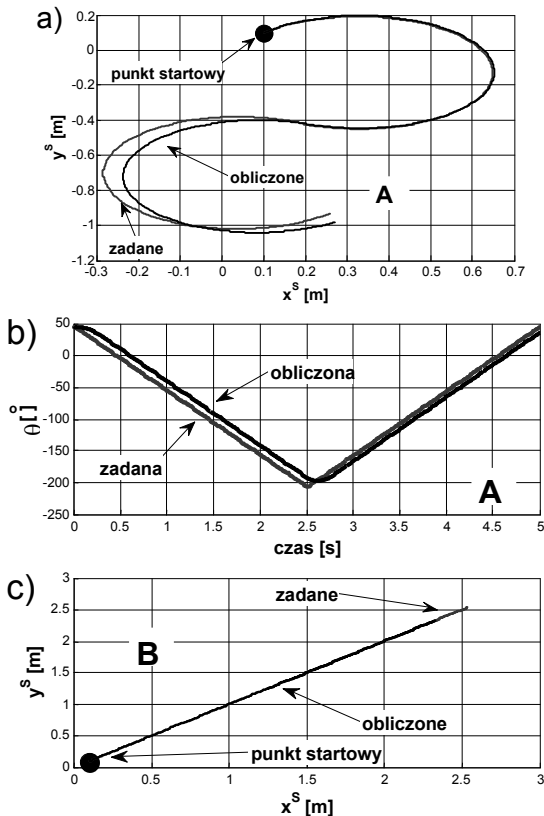
Wyniki badań

Wyniki badań symulacyjnych zostaną przedstawione dla dwóch przykładowych tras zadanych drążkiem sterującym (rys. 6), dla następujących przypadków (w nawiasie oznaczenie uszkodzenia na rysunkach): układ całkowicie sprawny (*sprawni*), uszkodzenie górnego tranzystora w fazie A w lewym (*otwT1L*) i prawym (*otwT1R*) silniku, uszkodzenie dolnego tranzystora w fazie A w lewym (*otwT4L*) i prawym (*otwT4R*) silniku, uszkodzenie czujnika położenia wirnika H_1 w prawym silniku, polegające na ciągłym wskazywaniu stanu niskiego (*rozwh1R*) lub wysokiego (*zwh1R*). Zadawano różne czasy wystąpienia uszkodzeń t_{uszk} .

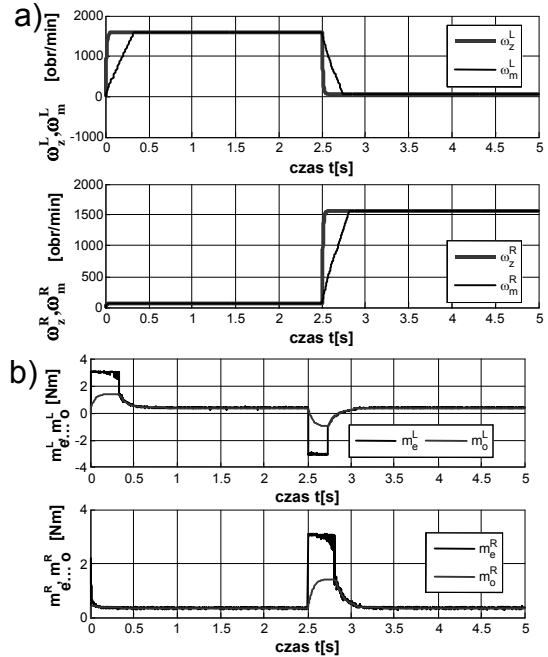


Rys.6. Kolejne położenia drążka sterującego dla symulowanych trajektorii: a) trasa A – jazda po łukach, b) trasa B – jazda na wprost do przodu z różnymi zadanymi prędkościami. Punkty odpowiadają następującym po sobie położeniom drążka, natomiast kolejność ich zmian wskazują strzałki, zaczynając od punktu oznaczonego jako START

Wybrane wyniki symulacji przedstawiono na rysunkach 7-12. Wynika z nich, że w proponowanym układzie sterowania obliczone przebiegi położenia i orientacji pojazdu na płaszczyźnie nie podążają idealnie za przebiegami zadanymi (rys. 7a-d). Takie zachowanie spowodowane jest określonym czasem osiągnięcia prędkości zadanymi przez silniki (rys. 8), co związane jest z dynamiką pojazdu.

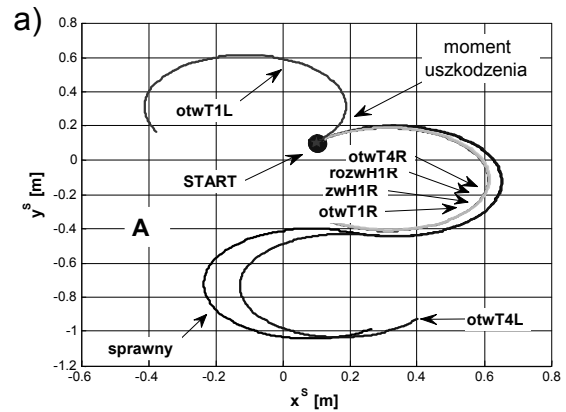


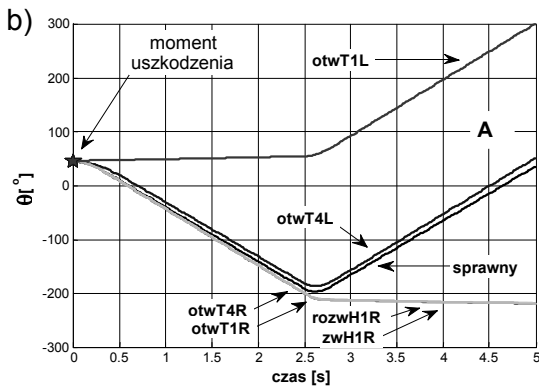
Rys.7. Przebieg położenia a,c) i orientacji pojazdu b,d) na płaszczyźnie w przypadku sprawnego układu (bez uszkodzeń) dla różnych wersji tras (A, B) – porównanie przebiegów zadaných i obliczonych. 7



Rys.8. Dla trasy A: przebiegi prędkości zadaných i obliczonych a) oraz momentu elektromagnetycznego i obciążenia b), górne wykresy dla lewego silnika, dolne dla prawego, napęd sprawny

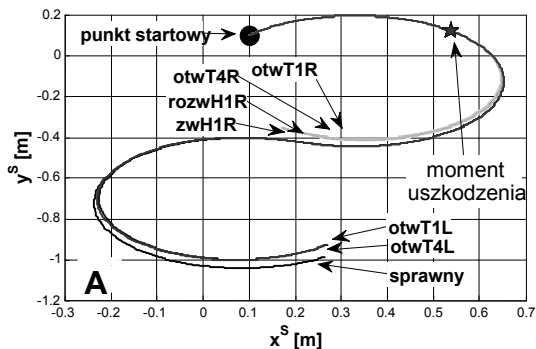
Analizując wybrane wyniki symulacji w układzie uwzględniającym uszkodzenia (rys. 9, 10, 11), można zauważyć, że największe rozbieżności pomiędzy przebiegami osiąganymi w sprawnym układzie a tymi uzyskiwanymi w uszkodzonych układach (przy niezmiennym sposobie sterowania) występują dla przypadku startu uszkodzonego pojazdu. Prezentowane trajektorie zależą od rodzaju uszkodzenia oraz położenia początkowego wirnika (w pewnych jego pozycjach uszkodzenie uniemożliwia rozruch silnika pod obciążeniem).



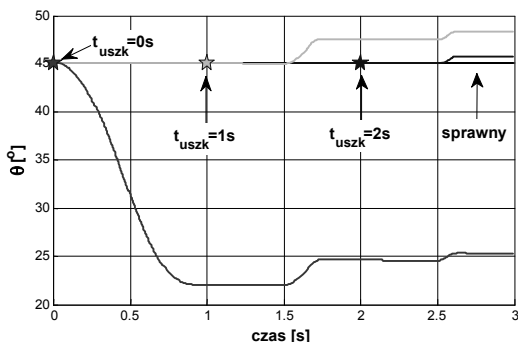


Rys.9. Dla trasy A: położenie a) i orientacja b) pojazdu przy starcie z uszkodzeniem, w zależności od rodzaju uszkodzenia

Natomiast jeśli uszkodzenie wystąpi w czasie jazdy (rys. 10, 11), to jego wpływ zależy od zadanych prędkości i momentu obciążenia. Po wystąpieniu uszkodzenia falownika, standardowy układ sterowania nie jest w stanie sobie z nim poradzić, czego efektem są oscylacje prądu i w konsekwencji momentu elektromagnetycznego rozwijanego przez silnik (rys. 12).



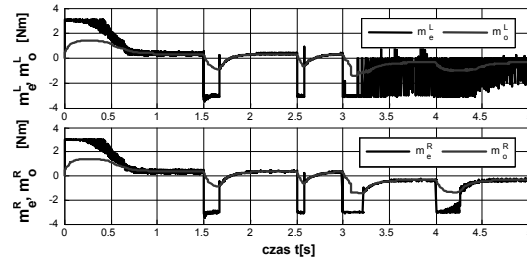
Rys.10. Dla trasy A: położenie pojazdu przy uszkodzeniach występujących w chwili $t_{uszk}=1s$



Rys.11. Dla trasy B: orientacja pojazdu przy uszkodzeniu jednego czujnika położenia wirnika ($zwH1R$), występującym w różnych chwilach czasowych

Specyficzne są błędy w działaniu czujników położenia wirnika. Jeśli wszystkie wskazują ten sam stan, to układ sterowania w pewnych położeniach nie jest w stanie stwierdzić, które uzwojenia zasilać w następnej kolejności, w związku z tym wyłącza wtedy falownik, co może skutkować zatrzymaniem koła. Podobne objawy występują przy błędnej kolejności podłączenia czujników położenia wirnika – komutator elektroniczny działa wtedy na

podstawie sprzecznych informacji, przez co może nie dojść do rozruchu silnika.



Rys.12. Dla trasy B: momenty elektromagnetyczne i obciążające (w chwili $t_{uszk}=3s$ następuje uszkodzenie tranzystora T_4 w falowniku lewego silnika)

Podsumowanie

W referacie przedstawiono model dwukołowego pojazdu mobilnego wraz ze sposobem sterowania jego prędkością ruchu. Omówiono również układ napędowy z silnikami PM BLDC. Skupiono się na pokazaniu wpływu uszkodzeń w falowniku na osiągnięte przez układ trajektorie położenia. Z badań symulacyjnych wynika, że nie wszystkie awarie mają identyczny wpływ. Można nawet stwierdzić, że pewna grupa rozważanych uszkodzeń może zostać niezauważona przez pewien czas przez osobę kierującą, np. z powodu zaledwie kilkustopniowej odchyłki położenia kąтового pojazdu po wystąpieniu uszkodzenia w porównaniu do stanu poprawnej pracy. Inna grupa błędów w działaniu komutatora elektronicznego z kolei nie pozwala nawet na ograniczone użytkowanie pojazdu po wystąpieniu uszkodzenia, bo nie jest w stanie osiągnąć prędkości zadanej przy danym momencie obciążenia lub wręcz zostaje w stanie zatrzymanym, wskutek czego pojazd np. zaczyna jechać po łuku, mimo sygnałów nakazujących jazdę na wprost. Należy więc wykrywać w/w usterki, by zapewnić bezpieczeństwo użytkownikowi pojazdu, jak i otoczeniu, np. w momencie wykrycia uszkodzenia czujnika pozycji wirnika przełączyć się w tryb pracy bezczujnikowej.

Praca została wykonana z wykorzystaniem Infrastruktury PL-Grid.

LITERATURA

- [1] Raimondi F. M., Raimondi T., Barretta P., *Neural Petri Control: an application on a mobile robot*, 10th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation ETFA 2005, vol. 1, 151-158
- [2] Atesoglu Ö., *Nearly Time-Optimal Point to Point Navigation Control Design for Power Wheelchair Dynamics*, Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Control Applications, Munich, Germany, October 4-6, 2006, 953-959
- [3] Jun-Uk Ch., In-Hyuk M., Gi-Won Ch., Jei-Cheong R., Mu-Seong M., *Design of BLDC Motor Controller for Electric Power Wheelchair*, Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics, 2004, 92-97
- [4] Krykowski K., *Silnik PM BLDC w napędzie elektrycznym. Analiza, właściwości, modelowanie*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2011
- [5] Zawirski K., Deskur J., Kaczmarek T., *Automatyka napędu elektrycznego*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań, 2012
- [6] Fischer A., Seibt P., *Development trends in the electric mobility*, *Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne*, 100 (2013), nr 4, cz. II, 143-147

Autor: mgr inż. Marcin Skóra, Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, ul. Smoluchowskiego 19, 50-372 Wrocław, E-mail: Marcin.Skora@pwr.wroc.pl.