

Maciej ROSÓŁ, Bogdan SAPIŃSKI, Łukasz JASTRZĘBSKI

AGH AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA,
Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków

Badania obwodu sterującego amortyzatora MR zasilanego ze wzmacniacza mocy PWM

Dr inż. Maciej ROSÓŁ

Jest pracownikiem w Katedrze Automatyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Zainteresowania: sterowanie układami nieliniowymi w czasie rzeczywistym, „inteligentne” algorytmy sterowania, regulacja w otwartych środowiskach sterowania, wykorzystanie mikrokontrolerów jednocuklowych oraz sterowników PLC w pomiarach i sterowaniu, sterowanie rozproszone z wykorzystaniem magistrali CAN, sieci Ethernet i LonWorks.

e-mail: mr@agh.edu.pl



Mgr inż. Łukasz JASTRZĘBSKI

Jest doktorantem Wydziału Inżynierii Mechanicznej i Robotyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Zainteresowania i obszary badań: modelowanie układów elektromechanicznych, techniki pomiarowe, układy redukcji drgań mechanicznych z odzyskiem energii, programowanie mikrokontrolerów.

e-mail: lukasz.jastrzebski83@gmail.com



Prof. dr hab. inż. Bogdan SAPIŃSKI

Jest pracownikiem w Katedrze Automatyki Procesów Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Działalność naukowa w zakresie automatyki i robotyki. Zainteresowania i obszary badań: sterowanie w układach mechanicznych, semiaktywne i aktywne układy redukcji drgań, odzyskiwanie energii drgań, materiały i konstrukcje inteligentne, zastosowanie cieczy magneto-reologicznych do tłumienia drgań w układach dyskretnych i ciągłych.

e-mail: deep@agh.edu.pl



Streszczenie

W artykule przedstawiono wyniki badań obwodu sterującego amortyzatora magneto-reologicznego (MR) zasilanego ze wzmacniacza mocy PWM. Opisano układ pomiarowo-sterujący, identyfikację modelu obwodu sterującego i dobór nastaw regulatora prądu. Przeanalizowano wyniki eksperymentów przeprowadzonych w otwartym i zamkniętym układzie sterowania.

Słowa kluczowe: amortyzator MR, wzmacniacz mocy PWM, identyfikacja, pomiary, sterowanie.

Experimental investigation of MR shock absorber control circuit driven by PWM power driver

Abstract

The paper presents results of experimental investigation of MR shock absorber control circuit driven by a PWM power driver. The measurement-control system, the identification of the control circuit model and current regulator settings were described. The experimental results in the open loop and feedback system were analyzed.

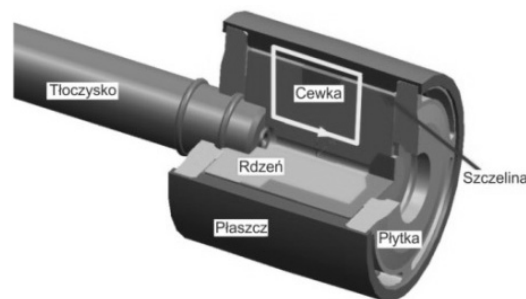
Keywords: MR shock absorber, PWM power driver, identification, control.

1. Wstęp

Obiektem badań był obwód sterujący amortyzatora MR stosowanego w zawieszeniach typu Magnetic Ride samochodów marki Audi TT [6, 7].

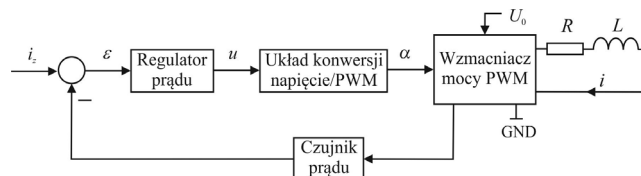
Na rys. 1 pokazano budowę tłoka typowego amortyzatora MR. Obwód sterujący (cewka sterująca) jest zabudowany wewnątrz rdzenia tłoka. Przepływ prądu w obwodzie wzbudza pole magnetyczne w amortyzatorze, które powoduje zmianę lepkości pozornej cieczy MR w szczelinie roboczej i w rezultacie zmianę siły tłumienia wytwarzanej przez urządzenie. Obwód sterujący amortyzatora jest zwykle zasilany ze wzmacniacza mocy PWM. Częstotliwość sygnału PWM wynosi od 10 do 20 kHz.

W przedstawionych badaniach, do zasilania cewki amortyzatora wykorzystano wzmacniacz mocy typu VNH2SP30-E [9]. Ten wzmacniacz, nazywany mostkiem H, jest stosowany w układach elektronicznych samochodów. Napięcie zasilania wzmacniacza VNH2SP30-E nie przekracza 16 V, a natężenie prądu dostarczanego do obciążenia wynosi 30 A (w praktycznych zastosowaniach do około 17 A).



Rys. 1. Budowa tłoka amortyzatora MR
Fig. 1. Structure of MR shock absorber piston

Z literatury wynika, że z wystarczającą z technicznego punktu widzenia dokładnością, można przyjąć model obwodu sterującego (cewki sterującej) amortyzatora MR w postaci dwójnika RL [2, 3, 4]. Sterowanie prądem w obwodzie polega na zmianie współczynnika wypełnienia sygnału PWM. Obwód ten może pracować w układzie otwartym lub zamkniętym sterowania. Schemat zamkniętego układu sterowania przedstawiono na rys. 2. Przyjęto przy tym następujące oznaczenia: i_z – zadane natężenie prądu, i – zmierzony natężenie prądu, ε – uchyb regulacji, u – sterowanie, α – współczynnik wypełnienia sygnału PWM.

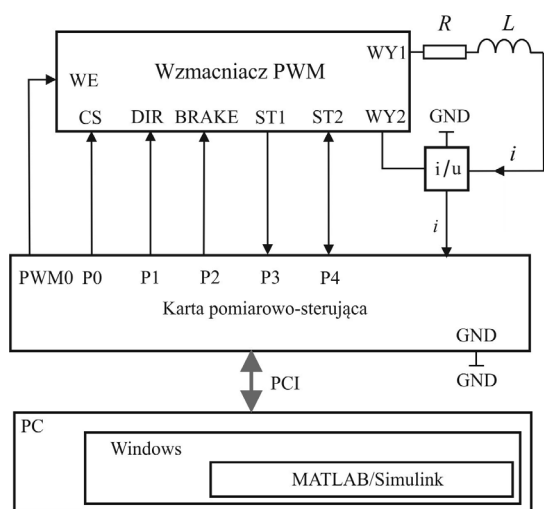


Rys. 2. Schemat zamkniętego układu sterowania
Fig. 2. Diagram of feedback system

2. Układ pomiarowo-sterujący

Schemat blokowy układu pokazano na rys. 3. W skład układu wchodzi: komputer PC, uniwersalna karta we-wy AC/CA typu RT-DAC4 [8], pakiet MATLAB/Simulink. Częstotliwość prób-

kowania sygnałów przez kartę RT-DAC4 wynosi 1 kHz. Napięcie zasilania wzmacniacza mocy wynosi 12 V. Prawidłowe działanie wzmacniacza wymaga ustawienia wejść cyfrowych: CS (aktywacja wzmacniacza), DIR (zmiana kierunku przepływu prądu), BRAKE (rozładowanie energii w cewce). Na wejście WE wzmacniacza należy podać sygnał typu PWM o częstotliwości nie przekraczającej 20 kHz. Współczynnik wypełnienia sygnału PWM α wyznacza wartość natężenia prądu i w cewce (wyjście WY1). Wzmacniacz jest wyposażony w czujnik prądu typu ACS712T [5], który jest przetwornikiem prąd-napięcie (i/u) z zakresu $(-5, +5)$ A na zakres $(0, +5)$ V.



Rys. 3. Schemat układu pomiarowo-sterującego
Fig. 3. Diagram of measurement-control system

Regulator prądu (rys. 2) zrealizowano programowo przy użyciu pakietu MATLAB/Simulink. Wyznaczone przez regulator sterowanie u , jest ograniczane w przedziale $(-1, +1)$. Kierunek przepływu prądu i w obwodzie sterującym zależy od znaku sterowania u , które zmienia ustawienie wartości wejść cyfrowych DIR i BRAKE. Współczynnik wypełnienia α sprzętowego generatora sygnału PWM karty pomiarowo-sterującej jest ustawiany zgodnie z wartością bezwzględną sterowania u w przedziale $(0, 1)$.

3. Regulator prądu

Do sterowania natężeniem prądu w obwodzie użyto regulatora PI, który na podstawie uchybu regulacji ε wyznacza wartość sterowania u (rys. 2). Aby zapewnić prawidłową pracę zamkniętego układu sterowania, dobrano nastawy regulatora PI. Wykorzystano do tego model matematyczny cewki sterującej. Model ten i procedurę identyfikacji parametrów opisano w pkt 3.1, a dobór nastaw regulatora w pkt 3.2.

3.1. Model obwodu sterującego

Przyjmuje się, że model obwodu sterującego, przedstawiający zależność prądu i od sterowania u , ma postać transmitancji operatorowej:

$$G(s) = \frac{I(s)}{U(s)} = \frac{K}{T_s + 1} \quad (1)$$

gdzie: $K = \frac{1}{R}$, $1/\Omega$ i $T = \frac{L}{R}$, s.

Do identyfikacji parametrów K oraz T wykorzystano metodę optymalizacji parametrycznej [1], przyjmując wskaźnik jakości w postaci:

$$J(\varepsilon) = T_0 \sum_{k=0}^n (i(k) - i_m(k))^2 \quad (2)$$

gdzie:

$$\varepsilon(k) = i(k) - i_m(k), \quad \tau = nT_0$$

T_0 – okres próbkowania,

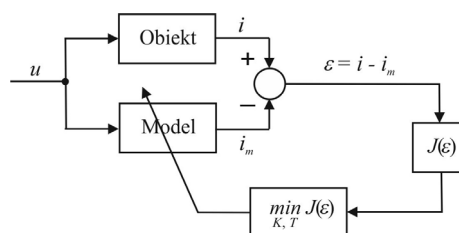
$i(k)$ – wartość natężenia prądu uzyskana z pomiarów w chwili kT_0 ,

$i_m(k)$ – wartość natężenia prądu uzyskana z modelu symulacyjnego w chwili kT_0 ,

$\varepsilon(k)$ – różnica pomiędzy zmierzoną i wyznaczoną z modelu wartością natężenia prądu w chwili kT_0 ,

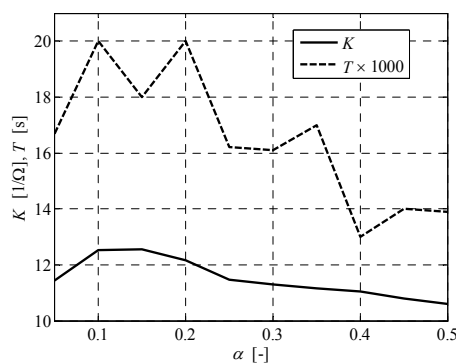
t – szerokość czasowa okna identyfikacji.

Schemat procedury optymalizacji przedstawiono na rys. 4. Bloki „Obiekt” i „Model” zwracają na wyjście, odpowiednio dane pomiarowe natężenia prądu i oraz dane o natężeniu prądu i_m wyznaczone z modelu symulacyjnego. Następnie są obliczane wartości błęd ε oraz wskaźnika jakości $J(\varepsilon)$. Zadaniem procedury optymalizacji jest taka zmiana parametrów K i T , która prowadzi do minimalizacji wartości wskaźnika $J(\varepsilon)$. W procedurze zastosowano funkcję `fminsearch.m` przybiornika `Optimization` programu MATLAB.



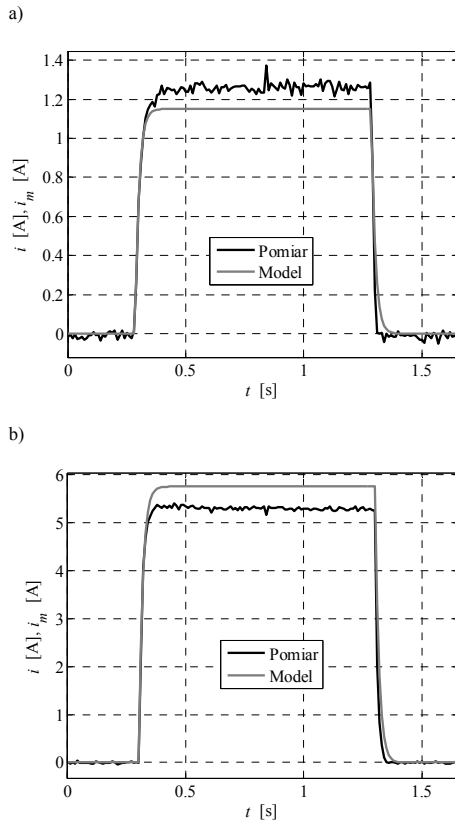
Rys. 4. Schemat procedury optymalizacji
Fig. 4. Diagram of identification procedure

W procedurze identyfikacji wykorzystano dane pomiarowe natężenia prądu i w cewce sterującej oraz sterowania u (rejestrowano odpowiedź prądową na napięciowy prostokątny sygnał wymuszający). Eksperyment identyfikacyjny uruchamiano wielokrotnie dla różnych wartości współczynnika wypełnienia α . Uzyskane wyniki wskazują, że parametry K oraz T zależą od współczynnika α (rys. 5).



Rys. 5. Zależność parametrów K oraz T od współczynnika wypełnienia α
Fig. 5. Parameters K and T vs. duty cycle α

Wyznaczone wartości parametrów K oraz T uśredniono metodą średniej arytmetycznej. Przyjmując tak uśrednione wartości K oraz T przeprowadzono symulacje modelu w układzie otwartym przy różnych wartościach współczynnika α . Uzyskane z symulacji i pomiarów wyniki dla $\alpha=0.1$ i $\alpha=0.5$ pokazano na rys. 6. Jak widać, gdy $\alpha=0.1$, wartość ustalona prądu $i_m < i$, natomiast gdy $\alpha=0.5$ wartość ustalona prądu $i_m > i$. Pozostaje to w zgodzie z przyjętą metodą uśredniania parametrów K i T (najlepsze wyniki osiąga się przy $\alpha=0.25$, co odpowiada średnim wartościom K oraz T).



Rys. 6. Natężenie prądu i przy współczynniku wypełnienia α : a) 0.1, b) 0.5
 Fig. 6. Current i vs. duty cycle α : a) 0.1, b) 0.5

3.2. Nastawy regulatora

Przy doborze parametrów K_p oraz T_i regulatora PI wykorzystano procedurę optymalizacji parametrycznej z kwadratowym wskaźnikiem jakości:

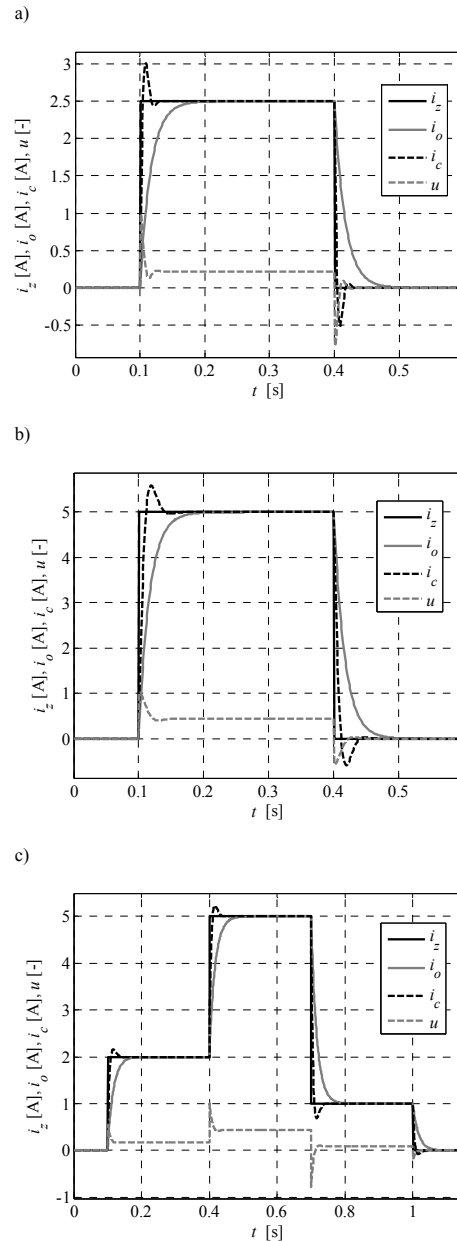
$$J_{PI}(\varepsilon) = T_0 \sum_{k=0}^n (i_z(k) - i_m(k))^2 \quad (3)$$

Zadanie optymalizacji polegało na takim doborze K_p oraz T_i , dla których wskaźnik jakości (3) osiągnie minimum. Eksperyment identyfikacyjny uruchamiano wielokrotnie dla trzech zadanych (zmieniających się skokowo) wartości natężenia prądu i_z : 1, 2.5, 5 A w obwodzie sterującym (układ zamknięty) oraz dla zadanej funkcji schodkowej $i_z=var$. Wyliczone wartości parametrów regulatora podano w tab. 1.

Tab. 1. Parametry K_p oraz T_i regulatora PI
 Tab. 1. Parameters K_p and T_i of PI regulator

Parametr	$i_z=1A$	$i_z=2.5A$	$i_z=5A$	$i_z=var$
K_p	0.99995	0.3999	0.1979	0.3
T_i	138.89	125.93	30.897	37.29

Obliczone czasy ustalania natężenia prądu w obwodzie sterującym zamieszczono w tab. 2. W obliczeniach założono, że ten czas wyznacza się od momentu zmiany wartości zadanej i_z do momentu osiągnięcia wartości $i=0.95 \times i_z$. Na tej podstawie można stwierdzić, że czas odpowiedzi prądowej znacznie się zmniejszył. Można zauważyć, że najkorzystniejsze działanie regulatora PI ma miejsce przy $i_z=1$ A oraz $i_z=2.5$ A (10-krotne zmniejszenie).



Rys. 7. Natężenie prądu i oraz sterowanie u w układzie otwartym i zamkniętym:
 a) $i_z=2.5$ A, b) $i_z=5$ A, c) $i_z=var$
 Fig. 7. Current i and control u in open loop and feedback system:
 a) $i_z=2.5$ A, b) $i_z=5$ A, c) $i_z=var$

Tab. 2. Czas ustalania zadanej wartości natężenia prądu i_z
 Tab. 2. Setting time of reference current i_z

Układ	$i_z=1$ A	$i_z=2.5$ A	$i_z=5$ A
Otwarty	50.5 ms	50.5 ms	50.5 ms
Zamknięty	4.16 ms	5.3 ms	11.5 ms

4. Wyniki badań

Badania przeprowadzono w układzie zamkniętym dla przypadku $i_z=1$ A, $i_z=2.5$, $i_z=5$ A oraz $i_z=var$. Na rys. 8 porównano odpowiedzi prądowe uzyskane z pomiarów i z modelu (dla parametrów regulatora PI w przypadku $i_z=var$, patrz tab. 1).

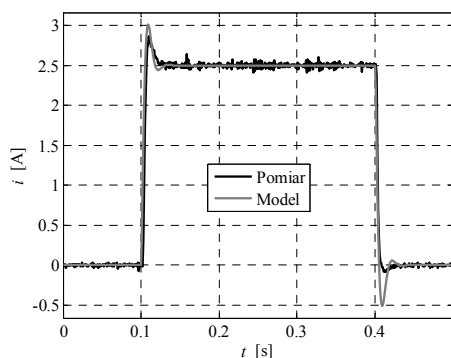
Jak można zauważyć, lepszą zgodność wyników pomiarów i symulacji uzyskano przy skokowych zmianach wartości zadanej 2,5 A.

W celu określenia górnej częstotliwości granicznej układu otwartego i zamkniętego (maksymalnej częstotliwości przełączania prądu w obwodzie sterującym), przeprowadzono eksperymenty mające na celu wyznaczenie charakterystyk częstotliwościowych. Na wejście tych układów podawano sygnał PWM o stałej amplitudzie (odpowiadającej wartości zadanej $i_z=2,5\text{A}$ oraz $i_z=5\text{A}$) i częstotliwości zmieniającej się w przedziale (0,1, 100) Hz. Sygnałem wyjściowym było natężenie prądu i w obwodzie sterującym. Do obliczeń wykorzystano następujący wzór.

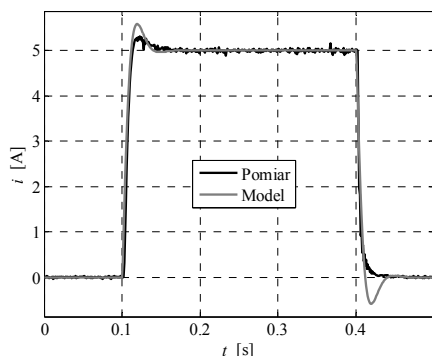
$$|M_g| = 20 \log_{10} \left(\frac{I(f)}{I_z(f)} \right) \quad (4)$$

gdzie: $I(f)$ oraz $I_z(f)$ są wartościami skutecznymi odpowiednio natężenia prądu $i(t)$ oraz $i_z(t)$.

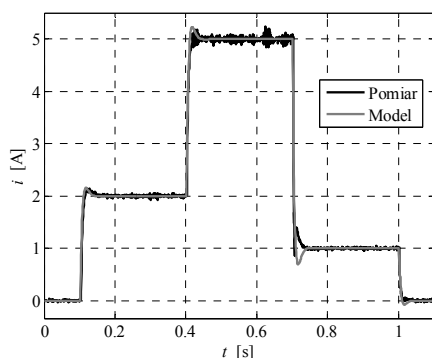
a)



b)



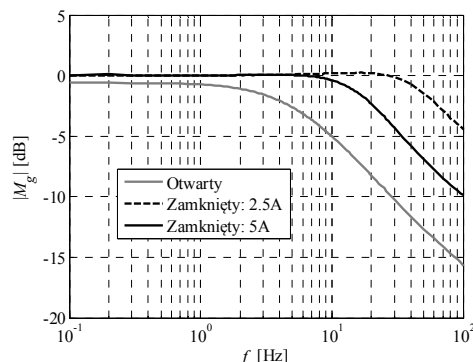
c)



Rys. 8. Natężenie prądu i w układzie zamkniętym: a) $i_z=2,5\text{ A}$, b) $i_z=5\text{ A}$, c) $i_z=\text{var}$
Fig. 8. Current i and control u in feedback system: a) $i_z=2,5\text{ A}$, b) $i_z=5\text{ A}$, c) $i_z=\text{var}$

Wyniki badań pokazały, że zastosowanie regulatora PI powoduje zwiększenie częstotliwości granicznej z 6,8 Hz (układ otwarty) do 74 Hz (układ zamknięty: 2,5 A). Potwierdzeniem tego są charakterystyki częstotliwościowe wyznaczone dla $i_z=2,5\text{ A}$ oraz $i_z=5\text{ A}$ i parametrów regulatora PI wyznaczonych przy $i_z=\text{var}$

(rys. 9). Można zauważyć, że częstotliwość graniczna zmalała przy większej wartości i_z .



Rys. 9. Charakterystyki częstotliwościowe obwodu sterującego
Fig. 9. Frequency characteristics of control system

5. Wnioski

Przeprowadzone badania obwodu sterującego amortyzatora MR zasilanego ze wzmacniacza mocy PWM umożliwiły poznanie jego właściwości dynamicznych. Uzyskane, w otwartym i zamkniętym układzie sterowania, wyniki pokazały nieliniowy charakter zależności prądu w cewce sterującej od sterowania PWM. Wskazały również na konieczność użycia metod przybliżania tej zależności modelem liniowym, w przypadku syntezy liniowych algorytmów sterowania (PID). W dalszych badaniach przewiduje się użycie algorytmów sterowania uwzględniających tę nieliniowość np. poprzez harmonogramowanie wzmocnienia regulatora PI (gain scheduling). Na podstawie charakterystyk częstotliwościowych obwodu sterującego określono górną częstotliwość graniczną w układzie otwartym i zamkniętym. Umożliwia to określenie maksymalnej częstotliwości próbkowania algorytmu sterowania.

Pracę wykonano w ramach Badań Statutowych AGH nr 11.11.130.958.

6. Literatura

- [1] Lagarias J.C., Reeds J. A., Wright M. H., and Wright P. E.: Convergence Properties of the Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions. *SIAM Journal of Optimization*, Vol. 9 Number 1, pp. 112-147, 1998.
- [2] Sapiński B: Real-time control of magnetorheological dampers in mechanical systems. AGH University of Science and Technology Press, Cracow, 2008.
- [3] Spencer B., Dyke S., Sain M. K., Carlson J.: Phenomenological model of a magnetorheological damper. *Journal of Engineering*, 1996.
- [4] Yang G., Spencer B. F. Jr., Carlson J., Sain M. K.: Large-scale MR fluid modeling and dynamic performance considerations. *Engineering Structures*, 24, 2002, 309-323.
- [5] Allegro MicroSystems Inc., ACS712 Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor, Data Sheet, 2009.
- [6] Delphi, MagneRide Performance and Challenges, Vehicle Dynamics Expo 2008, Stuttgart, Germany, 06 May 2008.
- [7] <http://www.audi.co.uk/new-cars>
- [8] Inteco Ltd., RT-DAC4/PCI Multi I/O Board. User's Guide, <http://www.inteco.com.pl>, Poland, 2002.
- [9] STMicroelectronics, VN12SP30-E Automotive fully integrated H-bridge motor driver, Data Sheet, <http://www.st.com>, September 2013.

otrzymano / received: 12.07.2014

przyjęto do druku / accepted: 01.10.2014

artykuł recenzowany / revised paper