

Sterowanie ślizgowe przetwornicy DC-DC ze słabo tłumionym filtrem wejściowym LC

Streszczenie. Artykuł przedstawia wyniki badań struktury i analizę doboru parametrów regulatora ślizgowego sterującego przetwornicą DC-DC ze słabo tłumionym filtrem wejściowym LC. Autorzy zamieścili rozważania teoretyczne, których efektem było opracowanie regulatora ślizgowego, eliminującego skłonność układu sterowania do oscylacji napięcia na kondensatorze filtra wejściowego. W pracy zostały przedstawione wyniki badań symulacyjnych oraz wyniki badań laboratoryjnych.

Abstract. The article presents results of research concerning the analysis of sliding-mode control strategy for DC-DC buck converter with poorly damped input LC filter. Authors depict theoretical approach which led to the synthesis of sliding-mode controller capable of reducing input filter capacitance oscillation. Both simulation and laboratory outcome is shown. (**Sliding mode control of DC-DC converter with low damped input filter**)

Słowa kluczowe: sterowanie ślizgowe, przetwornica DC-DC, słabo tłumiony filtr LC

Keywords: sliding-mode control, DC-DC converter, low damped LC filter

Wstęp

Powszechnie stosowany we współczesnych układach przetwarzania energii, wejściowy filtr LC, jest odpowiedzialny za ograniczenie niekorzystnych oddziaływań urządzeń energoelektronicznych na sieć zasilającą. Zapewnia również stałe napięcie, które jest niezbędnym elementem w procesie przetwarzania większości przetwornic DC-DC, o różnych topologiach. Sam filtr, jako praktycznie bezstratny element drugiego rzędu, jest niestety elementem skłonny do oscylacji. W przypadku realizacji algorytmów sterowania zakładających pracę przetwornicy w roli stabilizatora napięcia wyjściowego, część przetwarzająca odbiera z filtra, niezależnie od wartości napięcia wejściowego, moc o stałej wartości. Taki charakter obciążenia filtra LC powoduje pojawienie się ujemnej, dynamicznej impedancji wejściowej powodującej pojawienie się skłonności układu do oscylacji, która ostatecznie prowadzi do niestabilności całej struktury sterowania [3]-[7]. Przeprowadzono i opublikowano wiele prac badawczych opisujących to zjawisko. Najczęściej układy sterowania przetwornic pracujących jako stabilizatory napięcia przyjmują postać regulatora kaskadowego, w którym pętla wewnętrzna jest pętlą regulacji prądu, a zewnętrzna pętlą regulacji napięcia [3]. Do zapewnienia stabilności pracy urządzenia używa się zarówno układów tłumiących o charakterze pasywnym [1][2] jak i aktywnym [11].

Stabilizatory pasywne wykonywane są w postaci dodatkowej gałęzi RC. Na temat doboru parametrów elementów pasywnego stabilizatora powstało szereg prac, w których uwzględnia się zarówno strukturę dynamiczną układu jak i zapewnienie odpowiedniej jakości tłumienia [1]-[2]. Zastosowanie tego typu rozwiązania niesie za sobą zwiększenie strat mocy w układzie oraz zwiększenie jego wagi i rozmiarów.

Stabilizatory aktywne to nic innego jak odpowiednia strategia sterowania umożliwiająca dodanie do sygnału sterującego odpowiedniego sygnału kompensatora. Tutaj również najczęściej sygnał kompensujący jest dodawany do pętli napięciowej lub prądowej [3]. Innym sposobem stabilizacji pracy przetwornicy DC-DC z wejściowym filtrem LC jest kontrola wszystkich zmiennych stanu (tj. kontrola napięć na kondensatorach i prądów w dławikach). Taki typ podejścia zaprezentowano w [10] i [14]. Autorzy publikacji używają modelu zlinearyzowanego oraz metody lokacji biegunów. W celu redukcji ilości czujników potrzebnych w trakcie sterowania, używającego wszystkich zmiennych

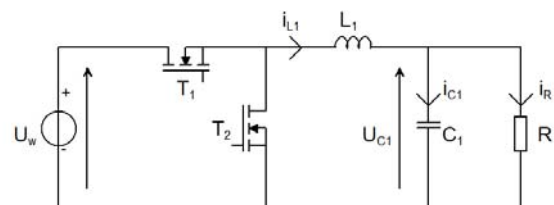
stanu, często stosuje się obserwatory, czego dobrym przykładem jest [12]-[13]. W związku z faktem, że przetwornice napięcia DC-DC jako obiekt dynamiczny, można zakwalifikować do układów o zmiennej strukturze, powstało wiele prac opisujących dobór strategii sterowania ślizgowego [1]-[2],[6]-[7],[9].

Autorzy publikacji [7] przeprowadzili wnikliwą analizę zastosowania sterowania ślizgowego i stabilności układu przetwornicy DC-DC obniżającej napięcie, wyposażonej w wejściowy filtr LC. W artykułach [1]-[2] autorzy również rozważają układ zawierający wejściowy filtr LC, ale z jego oscylacyjnością radzą sobie poprzez dodanie dodatkowego pasywnego stabilizatora w postaci gałęzi RC występującej za dławikiem wejściowym układu.

Celem niniejszej pracy jest dokonanie analizy wpływu różnych algorytmów regulacji ślizgowej na skłonność do oscylacji przetwornicy DC-DC, obniżającej napięcie ze słabo tłumionym wejściowym filtrem LC. Zaprezentowana została nowa powierzchnia ślizgowa, której współczynniki różnicują tłumienie oscylacji napięcia na kondensatorze wejściowego filtra LC.

Synteza regulatora ślizgowego dla przetwornicy DC-DC ze słabo tłumionym filtrem wejściowym LC

Przyjęcie uproszczonej struktury przetwornicy z obciążeniem w postaci rezystora, bez uwzględnienia obecności filtra wejściowego, prowadzi do syntezy regulatora ślizgowego dla układu o topologii przedstawionej na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat przetwornicy DC-DC obniżającej napięcie

Dla przypadku przewodzenia ciągłego dławika L_1 , obiekt można opisać równaniami:

$$(1) \quad \frac{di_{L1}}{dt} = \begin{cases} \frac{1}{L_1}(U_w - U_{C1}) & \text{dla } T_{ON} \\ -\frac{1}{L_1}U_{C1} & \text{dla } T_{OFF} \end{cases}$$

$$\frac{dU_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_{L1} - \frac{U_{C1}}{R})$$

$$(2) \quad \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(\delta U_w - U_{C1}) \\ \frac{dU_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1}(i_{L1} - \frac{U_{C1}}{R}) \end{aligned}$$

gdzie: T_{ON} - czas w którym tranzystor T_1 jest załączony a T_2 wyłączony, T_{OFF} - czas w którym tranzystor T_1 jest wyłączony a T_2 załączony, δ - współczynnik wypełnienia, U_w - napięcie wejściowe, L_1, C_1 - wartości parametrów obwodu, i_{L1}, U_{C1} - wartości prądu i napięcia na elementach obwodu.

Dobór zmiennych stanu jest dowolny, natomiast zasadne jest opisanie układu poprzez przyjęcie za zmienne stanu, uchybu regulacji (różnicy pomiędzy wartością zadaną a wartością rzeczywistą) oraz jego kolejnych pochodnych. Dla układu z rysunku 1, w którym wartością zadaną jest stałe napięcie na kondensatorze C_1 zmienne stanu, przy takim założeniu, przyjmują postać:

$$(3) \quad \begin{aligned} x_1 &= U_{zad} - U_{C1} \\ x_2 &= \frac{dx_1}{dt} = -\frac{dU_{C1}}{dt} = -\frac{i_{C1}}{C_1} \end{aligned}$$

gdzie i_{C1} - prąd kondensatora C_1 , $U_{zad} = const$.

W takim przypadku prostą ślizgową można wybrać, jako kombinację liniową zmiennych stanu.

$$(4) \quad \sigma(x) = x_1 + c_2 x_2 = C^T x = 0$$

gdzie $C^T = [1, c_2]$ jest wektorem parametrów prostej ślizgowej. Przy tak dobranej prostej ślizgowej układ w czasie ruchu ślizgowego opisuje się dynamiką.

$$(5) \quad \sigma(x) = x_1 + c_2 \frac{dx_1}{dt}$$

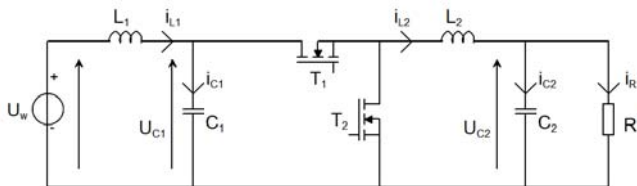
Dodatni znak współczynnika c_2 gwarantuje stabilność systemu a o dynamice układu decyduje jego wartość (im mniejsza wartość współczynnika tym układ jest szybszy). Prawo sterowania przyjmuje postać:

$$(6) \quad u = \begin{cases} 0 & \text{gdy } \sigma(x) < 0 \\ 1 & \text{gdy } \sigma(x) > 0 \end{cases}$$

gdzie $u = 0$ oznacza wyłączenie tranzystora T_1 i załączenie tranzystora T_2 , $u = 1$ oznacza załączenie tranzystora T_1 i wyłączenie tranzystora T_2 .

Uwzględnienie w strukturze obecności filtra LC (rysunek 2) prowadzi do zdecydowanie bardziej złożonego opisu dynamiki.

Uwzględnienie obecności dodatkowych elementów struktury układu w procesie syntezy regulatora ślizgowego, wymaga wzięcia pod uwagę faktu, że wejściowy filtr LC jest obiektem, dla którego załączenie tranzystora spowoduje wzbudzenie się drgań (gasnących lub niegasnących w zależności od parametrów zastępczych wybranych elementów gromadzących energię).



Rys.2. Schemat przetwornicy DC-DC obniżającej napięcie z wejściowym filtrem LC

Należałoby, zatem wybrać taką powierzchnię ślizgową, która zapewniłaby tłumienie powstających drgań, a jednocześnie nie wpłynęłaby znacząco na dynamiczne zachowanie obiektu. Równania dynamiki w takim przypadku można zapisać jako

$$(7) \quad \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(U_w - U_{C1}) \\ \frac{dU_{C1}}{dt} &= \begin{cases} \frac{1}{C_1}(i_{L1} - i_{L2}) & \text{dla } T_{ON} \\ \frac{1}{C_1}i_{L1} & \text{dla } T_{OFF} \end{cases} \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \begin{cases} \frac{1}{L_2}(U_{C1} - U_{C2}) & \text{dla } T_{ON} \\ -\frac{1}{L_2}U_{C2} & \text{dla } T_{OFF} \end{cases} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}(i_{L2} - i_r) = \frac{1}{C_2}\left(i_{L2} - \frac{U_{C2}}{R}\right) \end{aligned}$$

$$(8) \quad \begin{aligned} \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(U_w - U_{C1}) \\ \frac{dU_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1}(i_{L1} - \delta i_{L2}) \\ \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2}(\delta U_{C1} - U_{C2}) \\ \frac{dU_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}(i_{L2} - i_r) = \frac{1}{C_2}\left(i_{L2} - \frac{U_{C2}}{R}\right) \end{aligned}$$

gdzie L_1, L_2, C_1, C_2 - wartości parametrów obwodu, $i_{L1}, i_{L2}, i_r, U_{C1}, U_{C2}$ - wartości prądów oraz napięć występujących na elementach obwodu.

W czasie prowadzenia badań symulacyjnych zauważono, że załączenie tranzystora w chwili, gdy napięcie na kondensatorze wejściowym C_1 jest mniejsze od napięcia zasilania źródła zasilania U_w , powoduje wzmocnienie drgań, natomiast załączenie w chwili, gdy napięcie na kondensatorze wejściowym C_1 jest większe od napięcia źródła zasilania U_w powoduje ich wygaszenie. Spostrzeżenie to oraz podejście przedstawione dla układu z rysunku 1 pozwoliło na założenie następującej powierzchni ślizgowej:

$$(9) \quad \sigma = (U_{zad} - U_{C2}) + c_2(-\dot{U}_{C2}) + c_3(U_{C1} - U_w)$$

Dla tak wybranej powierzchni ślizgowej, korzystając z założenia, że w trakcie ruchu ślizgowego zarówno zmienna ślizgowa, jak i jej pochodna powinny wynosić zero, wyznaczono sterowanie równoważne w postaci współczynnika δ . Następnie otrzymaną zależność podstawiono do równań obiektu i zlinearyzowano w okolicy zadanego punktu pracy. Ujemne wartości biegunów wielomianu charakterystycznego układu świadczą o jego stabilności. Przykładowy zakres parametrów c_2, c_3 , dla których układ zlinearyzowany zachowuje się stabilnie pokazano na rysunku 3.

Aby rozwiązać problem tzw. chatteringu, a także, aby móc zastosować modulator PWM, wybrano dobrze znane prawo sterowania:

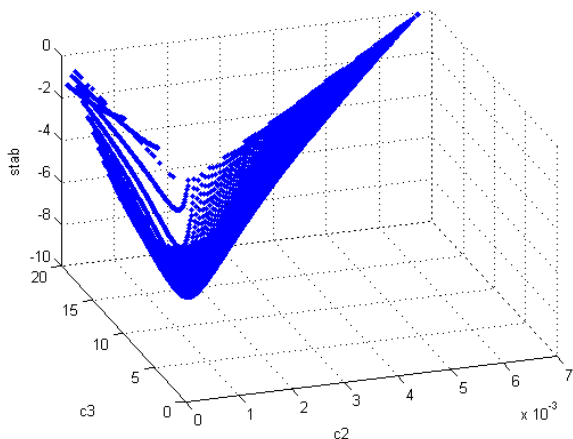
$$(10) \quad u = \text{sat}(\sigma, \varepsilon) = \frac{\sigma}{|\sigma| + \varepsilon}$$

Niestety, w takim przypadku, układ regulacji cechuje się pojawieniem się uchybu w stanie ustalonym, wynikającym z wprowadzenia ciągłego prawa sterowania. Można go wyeliminować dodając człon całkujący do powierzchni

ślizgowej. W takim przypadku powierzchnia ślizgowa ma postać:

$$(11) \quad \sigma = (U_{zad} - U_{c2}) + c_2(-\dot{U}_{c2}) + c_3(U_{c1} - U_w) + T_i \int (U_{zad} - U_{c2})$$

Obecność członu całkującego, ze względu na oddziaływanie jedynie na sygnały wolnozmiennne, odbiegające zdecydowanie od częstotliwości istotnych z punktu widzenia stabilności układu, można uznać, że zakres współczynników, dla których układ będzie się zachowywał stabilnie nie ulegnie zmianie, a ich wartości wyliczone dla powierzchni ślizgowej z równania (9) będą również zasadne dla powyższej.



Rys.3. Zakres zmian współczynników c_2, c_3 , dla których układ zlinearyzowany o wartościach parametrów $L_1=100 \mu\text{H}$, $C_1=600 \mu\text{F}$, $L_2=990 \mu\text{H}$, $C_2=1000 \mu\text{F}$, $U_w=48 \text{ V}$, $U_{zad}=24 \text{ V}$, $R=8 \Omega$ jest stabilny. W osi z wykresu przedstawiono wartość dominującego bieguna zlinearyzowanego obiektu

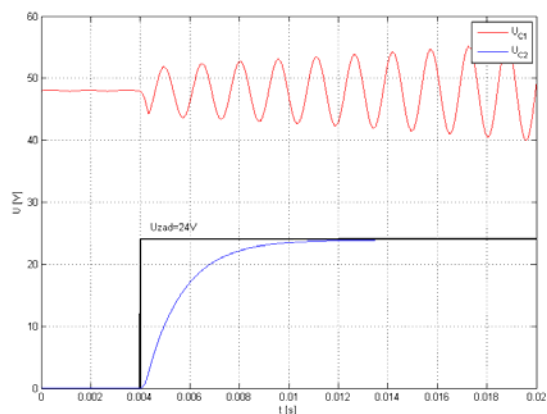
Badania symulacyjne układu regulacji ślizgowej przetwornicy DC-DC ze słabo tłumionym wejściowym filtrem LC.

Rozważania teoretyczne przedstawione w poprzednim rozdziale zweryfikowano symulacyjnie w środowisku Matlab/Simulink, dla dwóch przypadków, w których przetwornica jest zasilana ze źródła napięcia stałego o znikomej rezystancji wewnętrznej oraz dla przypadku, gdy napięciem wejściowym jest wyjście prostownika 6D zasilanego z trójfazowej sieci prądu przemienne. W pierwszym przypadku parametry elementów przetwornicy przedstawiono w tabeli 1.

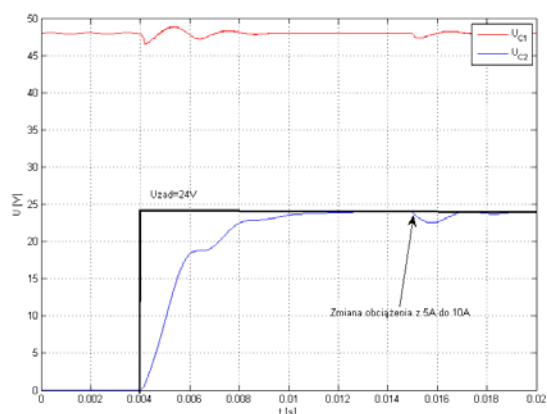
Tabela 1. Parametry przetwornicy z wejściowym filtrem LC, z rysunku 2, zasilanej z źródła napięcia stałego

Parametr	Wartość
L_1	100 μH
C_1	600 μF
L_2	990 μH
C_2	1000 μF
U_w	48 V
U_{zad}	24 V
R	4.8 Ω – 2.4 Ω

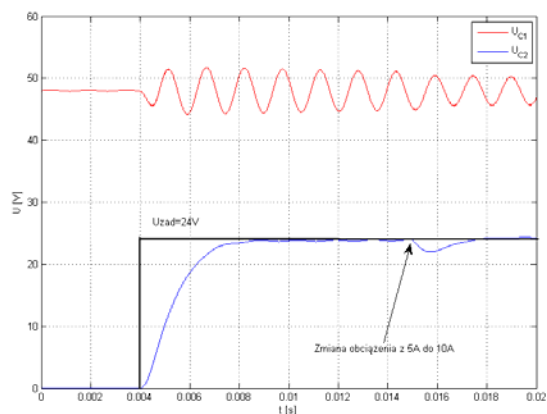
Na rysunku 4 pokazano przebiegi napięcia na kondensatorze wejściowym i wyjściowym, zarejestrowane podczas startu przetwornicy, dla sterowania zaczerpniętego z układu bez wejściowego filtra LC. Prawo sterowania w tym przypadku jest nieciągłe, a częstotliwość przełączeń w stanie ustalonym może być ograniczona, dzięki zastosowaniu elementu z histerezą.



Rys.4. Start przetwornicy przy sterowaniu prostą ślizgową z równania (9) oraz prawa sterowania z równania (6) dla współczynnika $c_2 = 0.0015$ oraz $c_3 = 0$



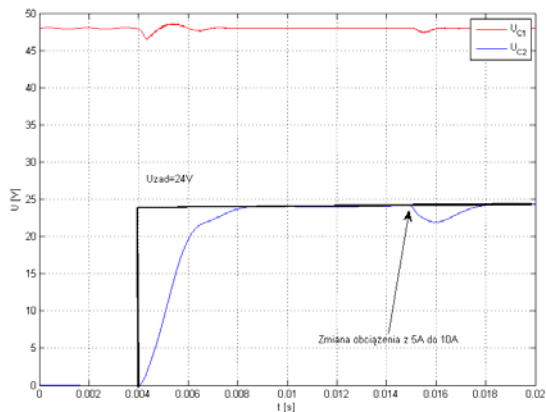
Rys.5. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (9) oraz prawa sterowania z równania (6) dla współczynników $c_2 = 0.0015$ oraz $c_3 = 7$. Dynamiczna zmiana obciążenia z 4.8 Ω do 2.4 Ω następuje w 0.015 s symulacji



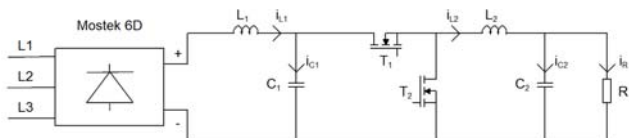
Rys.6. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (11) oraz prawa sterowania z równania (10) dla współczynników $c_2 = 0.0015$, $c_3 = 0$ oraz $T_i = 250$. Częstotliwość modulacji 65 kHz. Dynamiczna zmiana obciążenia z 4.8 Ω do 2.4 Ω następuje w 0.015 s symulacji

Wzbudzone oscylacje prowadzą do niestabilności, dlatego też pominięto w badaniach symulacyjnych dynamiczną zmianę obciążenia. Na rysunku 5 pokazano analogiczny przypadek, w którym zastosowano to samo prawo sterowania, natomiast do powierzchni sterującej dodano człon odpowiedzialny za tłumienie oscylacji. Dla

tego przypadku dokonano w trakcie symulacji zmiany obciążenia. Rysunki 6 oraz 7 ilustrują przypadki, w których prawo sterowania opisane jest zależnością z równania (10), natomiast powierzchnia ślizgowa zawiera w sobie człon całkujący. Jak wynika z wszystkich przeprowadzonych badań symulacyjnych układ, którego powierzchnia ślizgowa jest opisana równaniami (9) oraz (11) zachowuje się stabilnie.



Rys.7. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (11) oraz prawa sterowania z równania (10) dla współczynników $c_2 = 0.0015$, $c_3 = 7$ oraz $T_i = 250$. Częstotliwość modulacji 65kHz. Dynamiczna zmiana obciążenia z 4.8Ω do 2.4Ω następuje w 0.015 s symulacji



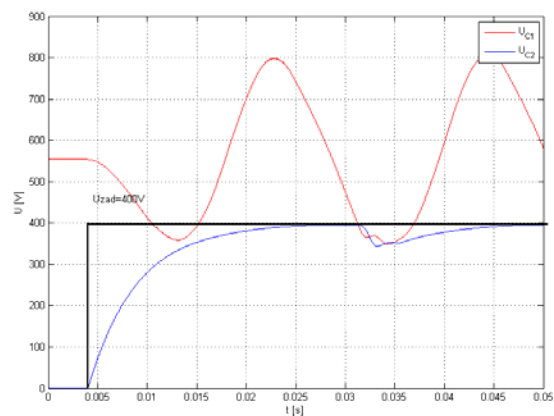
Rys.8. Schemat przetwornicy DC-DC obniżającej napięcie z wejściowym filtrem LC, zasilanej z mostka 6D

W przypadku przetwornicy z rysunku 8, której napięcie wejściowe jest uzyskiwane z prostownika 6D, wartości parametrów symulacyjnych przyjęto zgodnie z tabelą 2.

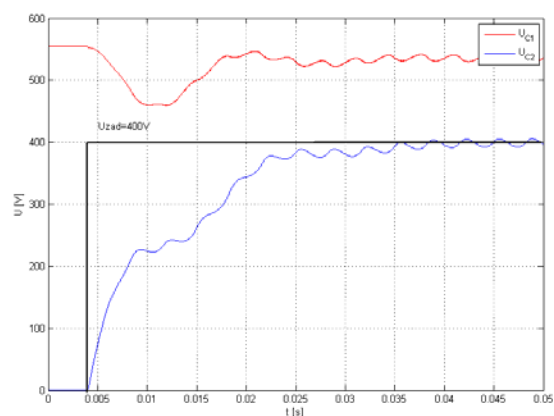
Tabela 2. Parametry przetwornicy z wejściowym filtrem LC zasilanej z mostka 6D

Parametr	Wartość
L_1	10 mH
C_1	1000 μ F
L_2	300 μ H
C_2	1000 μ F
U_w	560 V
U_{zad}	400 V
R	5 Ω

Na rysunku 8 pokazano przebiegi napięcia na kondensatorze wejściowym i wyjściowym, startu przetwornicy zasilanej z mostka 6D, dla sterowania zaczerpniętego z układu bez wejściowego filtra LC. Wzbudzone oscylacje prowadzą do niestabilności układu. Rysunek 9 prezentuje analogiczną sytuację, jeśli chodzi o prawo sterowania, natomiast powierzchnia ślizgowa zawiera człon odpowiedzialny za tłumienie powstałych oscylacji. Widoczna jest zdecydowana poprawa i układ zachowuje się stabilnie. Napięcie wyjściowe oscyluje w zakresie zależnym od doboru parametrów systemu sterowania, dzięki czemu na etapie projektu można podjąć decyzję o „podziale” dopuszczalnych oscylacji na obwód wejściowy i wyjściowy.



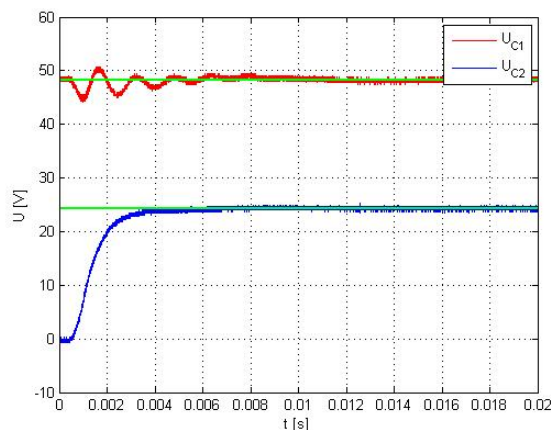
Rys.9. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (9) oraz prawa sterowania z równania (6) dla współczynnika $c_2 = 0.005$ oraz $c_3 = 0$



Rys.10. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (9) oraz prawa sterowania z równania (6) dla współczynnika $c_2 = 0.005$ oraz $c_3 = 2$

Badania laboratoryjne

Dla przetwornicy z rysunku 2 opisanej parametrami z tabeli 1, dokonano badań rzeczywistych, wykorzystując stanowisko laboratoryjne z przetwornicą DC-DC oraz kartą dSpace. Fotografia 1 przedstawia stanowisko laboratoryjne. Wyniki pokazano na rysunkach 11 i 12.



Rys.11. Start przetwornicy z zastosowaniem powierzchni ślizgowej z równania (11) oraz prawa sterowania z równania (10) dla współczynników $c_2 = 0.0015$, $c_3 = 0$ oraz $T_i = 250$. Częstotliwość modulacji 65 kHz, częstotliwość obiegu pętli sterującej 10 kHz



Fot.1. Stanowisko laboratoryjne z przetwornicą DC-DC obniżającą napięcie i kartą dSpace

Autorzy: mgr inż. Karol Tatar, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, 90-924 Łódź, ul. B. Stefanowskiego 18/22, E-mail: karol.tatar@dokt.p.lodz.pl; dr inż. Piotr Leśniewski, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, 90-924 Łódź, ul. B. Stefanowskiego 18/22, E-mail: piotr.lesniewski@p.lodz.pl; dr inż. Piotr Chudzik, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, 90-924 Łódź, ul. B. Stefanowskiego 18/22, E-mail: piotr.chudzik@p.lodz.p

LITERATURA

- [1] Lingi R., Maksimovic D., Leyva R., Second-order sliding-mode controller for higher-order DC-DC converters, *IEEE Transaction on Power Electronics*, V. 31, 2016.
- [2] Lingi R., Maksimovic D., Leyva R., State-machine realization of second-order sliding-mode control for synchronous buck DC-DC converter, Proc. IEEE Energy conversion congress and exposition, Denever, USA, 2014.
- [3] Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J-P, Nahid-Mobarakkeh B., Riedinger P., Lyapunov-based control and observer of a boost converter with LC input filter and stability analysis, Proc. IEEE Electrical systems for aircraft, ship propulsion and road vehicle & international transportation electrification conference (ESARS-ITEC), Toulouse, Francja, 2016.
- [4] Gavagsaz-Ghoachani R., Phattanasak M., Zadni M., Martin J-P., Nahid-Mobarakkeh B., Pierfederici S., Stability issue of DC-DC converters with input LC filter via flatness-based control, Proc. IEEE Transportation electrification conference and expo (ITEC), Dearborn, USA, 2016.
- [5] Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J-P, Nahid-Mobarakkeh B., Riedinger P., Improved performance of a control using switching command based on Lyapunov functions of a boost converter with LC input filter, Proc. IEEE Electrical systems for aircraft, ship propulsion and road vehicle & international transportation electrification conference (ESARS-ITEC), Toulouse, Francja, 2016.
- [6] Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J-P, Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J-P, Nahid-Mobarakkeh B., Riedinger P., Nahid-Mobarakkeh B., Comparative study of two control methods for a boost converter with LC input filter: indirect sliding-mode and flatness based control, Proc. IEEE Renewable energy research and applications (ICRERA), Palermo, Włochy, 2015
- [7] Dominguez F., Fossas E., Martinez L., Stability analysis of a buck converter with input filter via sliding-mode approach, Proc. IEEE Industrial electronics, control and instrumentation (IECON), Bolonia, Włochy, 1994.
- [8] Sosa J.M., Silva-Vera E. D., Martinez-Rodrigues P.R., Valdez-Fernandez A. A., Control design for a quadratic buck converter with LC input filter, Proc. IEEE International conference on power electronics (CIEP), Guanajuato, Meksyk, 2016.
- [9] Sira-Ramirez H., Sliding motions in bilinear switched networks, *IEEE Transaction on circuits and systems*, Vol. 34, No. 8, 1987.
- [10] Cespedes M., Xing L., Sun J., Constant-power load system stabilization by passive damping, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 7, pp. 1832-1836, Lipiec 2011.
- [11] Iftikhar M. U., Godoy E., Lefranc P., Sadarnac D., Karimi C., A control strategy to stabilize PWM dc-dc converters with input filters using state-feedback and pole-placement, Proc. IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 14-18 Wrzesień 2008, pp. 1-5.
- [12] Hauroigne P., Riedinger P., lung C., Switched Affine Systems Using Sampled-Data Controllers: Robust and Guaranteed Stabilization, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 56, no. 12, pp. 2929-2935, Grudzień 2011.
- [13] Renaudineau H., Martin J. P., Nahid-Mobarakkeh B., Pierfederici S., DC-DC Converters Dynamic Modeling With State Observer-Based Parameter Estimation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 6, pp. 3356-3363, Lipiec 2015.
- [14] Huangfu Y.; Pang S., Nahid-Mobarakkeh B., L. Guo; Rathore A. K., Gao F., Stability Analysis and Active Stabilization of On-board DC Power Converter System with Input Filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 1, pp.790-799, Styczeń 2018.