



Politechnika Łódzka



wydział  
elektrotechniki  
elektroniki  
informatyki  
i automatyki

# Streszczenie pracy doktorskiej

**Karol Tatar**

**Synteza regulatorów ślizgowych dla przetworników  
energoelektronicznych ze słabo tłumionymi wejściowymi  
filtrami LC**

Promotor

Prof. dr hab. inż. Andrzej Bartoszewicz

Promotor pomocniczy

Dr inż. Piotr Chudzik

Łódź, 2019

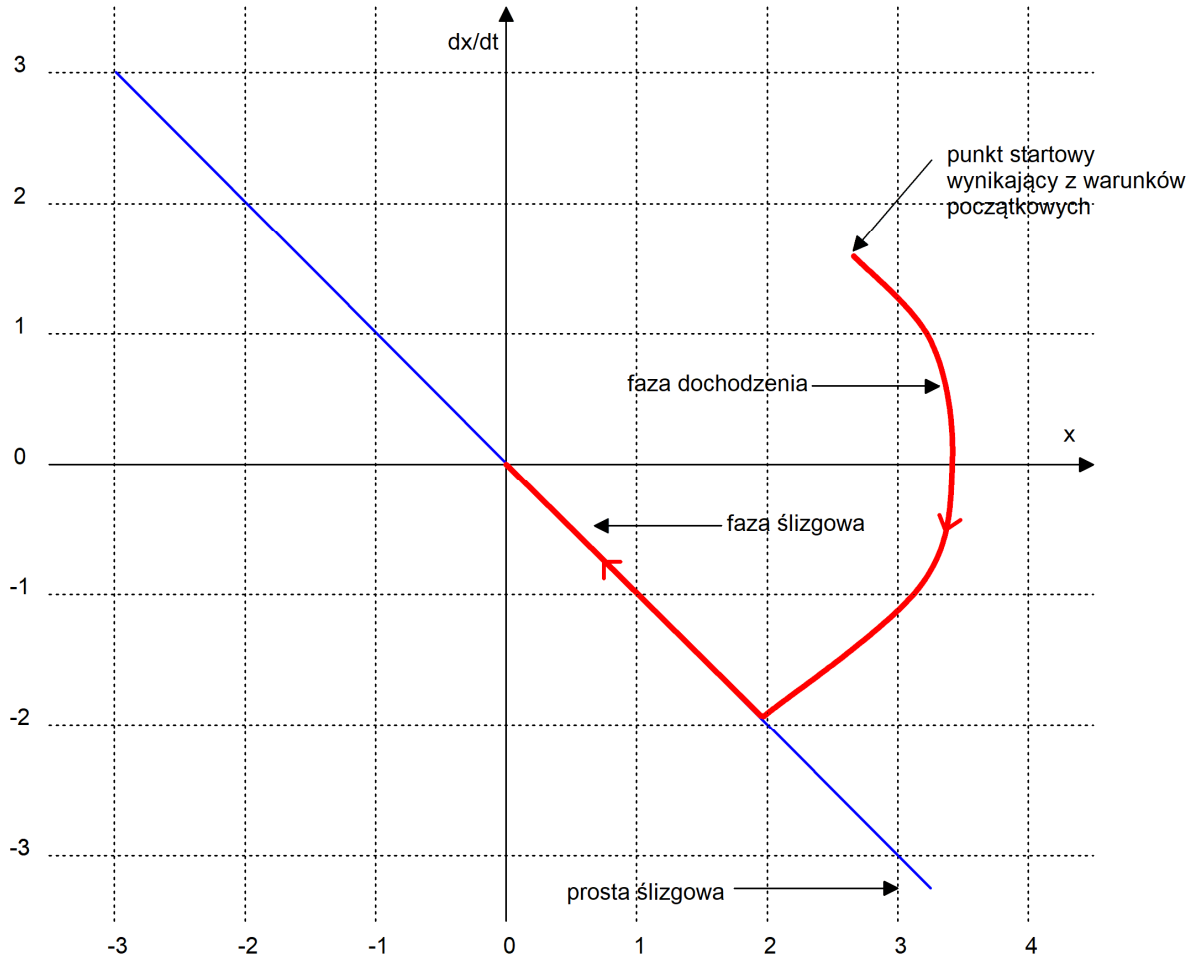
## 1. Wstęp

Powszechnie stosowany we współczesnych układach przetwarzania energii, wejściowy filtr LC, odpowiada za ograniczenie niekorzystnego oddziaływania urządzeń energoelektronicznych na sieć zasilającą. Zapewnia również stałe napięcie, które jest niezbędnym elementem w procesie przetwarzania większości przetworników DC-DC o różnych topologiach. Sam filtr, jako praktycznie bezstratny układ drugiego rzędu jest elementem skłonnym do oscylacji, co rzutuje bezpośrednio na stabilność całej struktury regulacji przetwornika DC-DC. Celem rozprawy jest opracowanie nowych struktur regulacji ślizgowej dla potrzeb sterowania układów przetwornika napięcia stałego współpracującego z obiektami o dynamice zdeterminowanej przez słabo tłumione filtry LC.

### 1.1. Sterowanie ślizgowe układów o zmiennej strukturze

Technika regulacji układów o zmiennej strukturze (VSC – ang. *Variable Structure Control*) z ruchem ślizgowym (SMC – ang. *Sliding Mode Control*) pojawiła się już w latach 50. oraz 60. XX wieku. Wczesne prace na ten temat pochodzą od autorów rosyjskich [24, 82, 83, 84] i posiadają wyłącznie charakter teoretyczny. Z publikacji tych wynika, że syntezę układu sterowania ślizgowego dla konkretnego procesu lub obiektu można podzielić na dwa etapy. Pierwszym z nich jest wybór odpowiedniej hiperpłaszczyzny przełączeń, której zadaniem będzie sprowadzenie punktu opisującego dynamikę obiektu do konkretnego miejsca w przestrzeni stanów. Wybór tej hiperpłaszczyzny jest kluczowy ze względu na fakt, iż determinuje ona zachowanie układu zamkniętego w czasie trwania ruchu ślizgowego. Należy zauważyć, że najczęściej stan początkowy obiektu nie należy do wybranej hiperpłaszczyzny, dlatego też niezbędny jest dodatkowy etap projektowania, polegający na doborze odpowiedniego regulatora (prawa sterowania), który zagwarantuje, że trajektoria obiektu będzie zbiegać w skończonym czasie do hiperpłaszczyzny ślizgowej oraz zapewni, że do końca trwania procesu regulacji pozostanie na niej. Dzięki takiemu podejściu punkt opisujący dynamikę układu porusza się („ślizga”) w przestrzeni stanu po wybranej hiperpłaszczyźnie ślizgowej. Stąd też pochodzi nazwa samej techniki regulacji jaką jest sterowanie ślizgowe.

Proces sterowania obiektem również można podzielić na dwa etapy. Pierwszy z nich nazywamy fazą dochodzenia lub fazą osiągnięcia ruchu ślizgowego. Jest to przedział czasu, w którym punkt opisujący dynamikę obiektu w przestrzeni stanów przesuwa się od punktu opisującego warunki początkowe obiektu do hiperpłaszczyzny ślizgowej. W tej fazie, ruch po trajektorii stanu zależy od równań obiektu oraz jest narażony na zakłócenia. Drugim etapem jest faza ruchu ślizgowego, w której dynamika obiektu jest ściśle uzależniona od wybranej hiperpłaszczyzny ślizgowej. Należy przy tym zauważyć, że od chwili rozpoczęcia ruchu ślizgowego zamknięty układ regulacji jest niewrażliwy na szeroką klasę zakłóceń zewnętrznych i niedokładność modelu jego dynamiki [20]. Opisany powyżej proces sterowania dla obiektu drugiego rzędu, prezentuje rysunek 1.



Rysunek 1. Proces sterowania obiektem II rzędu (rysunek poglądowy).

Dla przypadku zilustrowanego na rysunku 1, hiperpłaszczyzna ślizgowa staje się prostą ślizgową. Od chwili rozpoczęcia fazy ruchu ślizgowego, zamknięty układ regulacji jest opisany równaniem pierwszego rzędu, mimo że sam obiekt regulacji jest rzędu drugiego. Ilustruje to zjawisko redukcji rzędu układu, które jest niewątpliwą zaletą tego rodzaju algorytmu sterowania.

## 1.2. Zastosowanie sterowania ślizgowego w układach przetworników DC-DC

Jedną z pierwszych publikacji odnoszących się do sterowania ślizgowego przetworników DC-DC jest praca [77]. Autor pracy w krótkim wstępie odnosi się do dorobku swych poprzedników (Utkin, Itkis, Emelyanow, Filippow). W artykule zauważony zostaje fakt, że układy przetwarzania energii stanowią specjalną klasę systemów o zmiennej strukturze, w których każda zmiana sygnału sterującego odpowiada zmianie w topologii przetwornika DC-DC. Pierwszą część swojej pracy autor poświęca wzorcowemu opisowi modelu matematycznego, za pomocą którego można przedstawić sieci o dualnej strukturze. Ma on postać:

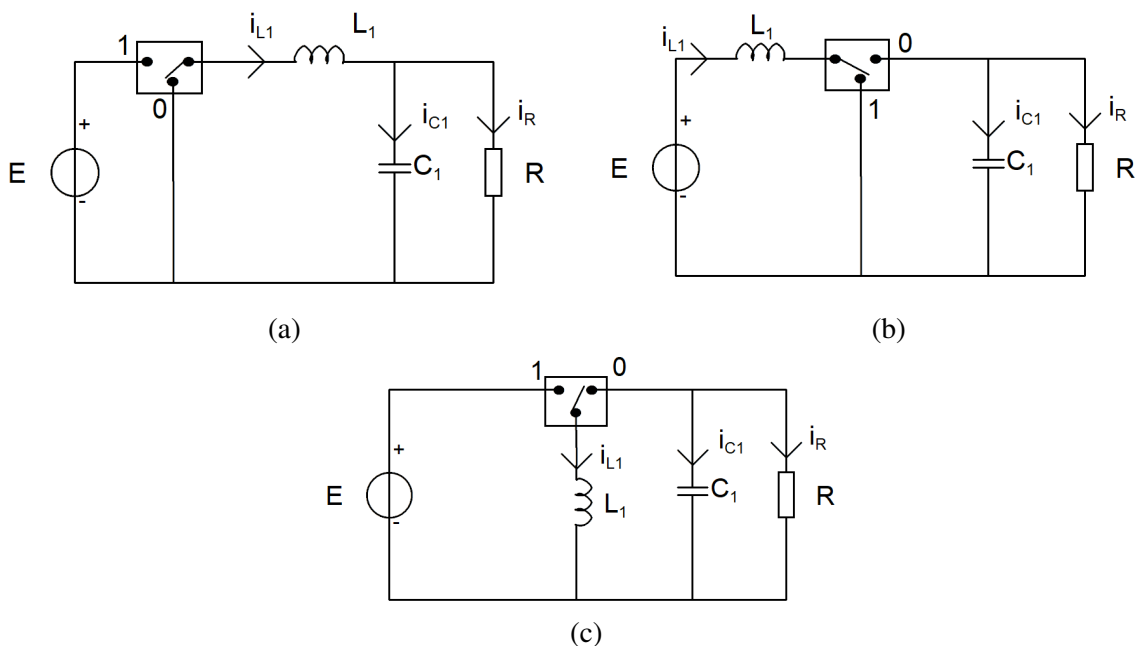
$$\frac{d}{dt}x = f(x) + ug(x) + h = Ax + u(Bx + \gamma) + \delta \quad (1.1)$$

gdzie  $A$ ,  $B$  macierze kwadratowe zawierające stałe,  $x$  wektor zmiennych stanu,  $\delta$  oraz  $\gamma$  wektory odpowiadające za źródła energii. Autor zauważa, że głównym celem sterowania w układach energoelektronicznych jest doprowadzenie do uzyskania jednej stałej pożądanej wartości spośród zmiennych stanu. Generalizując zakłada, że zmienna ślizgowa może przyjmować postać:

$$s(x) = x_i - K \quad (1.2)$$

gdzie  $x_i$  stanowi wybrany element wektora stanu, natomiast  $K$  jest odpowiednio wybraną stałą. Dla tak dobranych założeń początkowych wyprowadza zależności na sterowanie równoważne oraz warunek osiągnięcia płaszczyzny ślizgowej. Formułuje dwa wnioski dotyczące globalnego oraz lokalnego warunku istnienia ruchu ślizgowego. Kolejną część pracy stanowi opis konkretnych układów, w których dokonuje się transferu energii. Są one złożone z cewek, kondensatorów oraz elementów przełączających topologię układu, które imitują funkcjonalność łączników energoelektronicznych.

Po pierwszych przykładach, które w sposób ideowy przedstawiają koncepcję sterowania ślizgowego w obwodach elektrycznych, w których dokonywany jest transfer energii, autor przedstawia kolejno przetworniki DC-DC: obniżający, podwyższający oraz obniżająco-podwyższający napięcie. W każdym z analizowanych przypadków obciążenie ma charakter rezystancyjny oraz przetwornik pracuje w trybie z ciągłym prądem dławika (CCM - ang. *Continuous Current Mode*). Topologie układów wraz z zaproponowanymi przez autora zmiennymi ślizgowymi przedstawia rysunek 2 oraz równania 1.3.



Rysunek 2. Topologie przetworników a) obniżającego napięcie, b) podwyższającego napięcie, c) obniżająco-podwyższającego napięcie.

$$\begin{aligned} s &= i_{L1} - K \\ s &= U_{C1} - K \end{aligned} \quad (1.3)$$

Autor, dla każdej z prezentowanych topologii układu, proponuje zmienną ślizgową zawierającą niepełny wektor stanu. Za pomocą odpowiedniego aparatu matematycznego wyprowadza zależności na sterowanie równoważne oraz warunek osiągnięcia płaszczyzny ślizgowej. Pokazuje, że nie każda z zaprezentowanych zmiennych ślizgowych, dla każdej z topologii, zapewnia stabilność. Artykuł jest zakończony analizą możliwości wykorzystania sterowania ślizgowego dla przetwornicy Cuka.

W pracy [79] skupiono się na sterowaniu ślizgowym przetworników DC-DC z wykorzystaniem rozszerzonej linearyzacji. Procedura ta była już znana wcześniej w literaturze, natomiast w tej pracy autorzy postanowili ją zaadaptować do układów przetworników DC-DC. Autorzy w pierwszej części pracy prezentują, z użyciem odpowiedniego aparatu matematycznego, proces rozszerzonej linearyzacji, następnie przedstawiają sposób transformacji tak otrzymanego systemu do sterowalnej formy kanonicznej. Kolejnymi częściami pracy są opisy uzyskiwania nieliniowej powierzchni ślizgowej i

sterowania równoważnego oraz synteza logiki przełączeń. W kolejnym rozdziale, wszystkie z powyższych kroków są zobrazowane na przykładzie przetworników podwyższającego oraz obniżająco-podwyższającego napięcie. Praca została zakończona prezentacją wyników badań symulacyjnych przeprowadzonych na wcześniej wspomnianych topologiach przetworników.

Z kolei w pracy [50] autorzy skupili się na małosygnałowej analizie układów przetworników DC-DC sterowanych ślizgowo. W pierwszej części swojej pracy autorzy wprowadzają założenie, że zmienną ślizgową tworzy się jako liniową kombinację uchybów liczonych jako różnice pomiędzy zmiennymi stanu a wartościami referencyjnymi. Zaproponowana płaszczyzna ślizgowa ma postać:

$$s = C^T (\tilde{x} - \tilde{x}^*) \approx 0 \quad (1.4)$$

Następnie przedstawiają aparat matematyczny pozwalający na uśrednienie modelu w przestrzeni stanów. Dokonują badań symulacyjnych dla przetwornika Sepic, dla którego do tworzenia zmiennej ślizgowej używają dwóch spośród czterech zmiennych stanu oraz przetwornika podwyższającego napięcie, w przypadku którego (do tworzenia zmiennej ślizgowej) używają pełnego wektora stanu. W obu przypadkach wartości referencyjne prądu są uzyskiwane poprzez zastosowanie filtracji wartości rzeczywistej. W wynikach badań symulacyjnych można znaleźć wykresy przedstawiające porównanie pomiędzy rzeczywistą a przewidywaną impedancją wyjściową dla układu otwartego oraz zamkniętego.

W artykule [13] opisano sposób sterowania ślizgowego przetwornika DC-DC z korekcją współczynnika mocy, wykonaną za pomocą sieci neuronowej. Model obiektu jest układem przetwornika obniżająco-podwyższającego napięcie z wejściowym korektorem współczynnika mocy. Jest to obiekt czwartego rzędu z dwoma kluczami sterowanymi niekomplementarnie. Układ posiada dwa wejścia sterujące. Autorzy proponują następujące powierzchnie ślizgowe:

$$s = \begin{bmatrix} C_1^T \\ C_2^T \end{bmatrix} (\tilde{x} - \tilde{x}^*) \approx 0 \quad (1.5)$$

w których elementy wektorów  $C_1$  oraz  $C_2$  dane są nieliniowymi zależnościami. Następnie prezentują sieć neuronową, która zapewnia korekcję współczynnika mocy. Cała praca jest zakończona prezentacją zarówno wyników badań symulacyjnych jak i doświadczalnych wykonanych na zbudowanym przez autorów stanowisku laboratoryjnym.

Prace [46] oraz [47] zostały poświęcone sterowaniu ślizgowemu drugiego rzędu, przetwornika DC-DC obniżającego napięcie z wejściowym filtrem LC oraz elementem tłumiącym w postaci szeregowej gałęzi RC dołączonej równolegle między wejściowy filtr LC a właściwy przetwornik DC-DC. W artykule [46] zaprezentowano układ piątego rzędu, posiadający jedno wejście sterujące odpowiadające za komplementarne sterowanie kluczami przetwornika obniżającego napięcie obciążonego rezystorem. Autorzy jako zmienne stanu przyjmują uchyb rozumiany jako różnicę pomiędzy wartością zadaną napięcia, a tą występującą na kondensatorze wyjściowym przetwornika, oraz jego pierwszą pochodną. Następnie prezentują maszynę stanu odpowiadającą za implementację sterowania ślizgowego drugiego rzędu, która została szczegółowo opisana w pracy [47]. Kolejną istotną częścią artykułu jest rozdział poświęcony projektowaniu wejściowego filtra LC oraz szeregowej gałęzi RC odpowiadającej za tłumienie oscylacji. Cały artykuł prezentuje koncepcję w której przetwornik jest sterowany w sposób nie uwzględniający obecności filtra LC, natomiast sam filtr LC wraz z gałęzią RC tłumiącą oscylacje jest projektowany oddzielnie. Autorzy pracy już na samym wstępie zaznaczają, że zaprezentowane przez nich rozwiązanie działa tylko w przypadku odpowiednio zaprojektowanego (dobrze tłumionego) filtra wejściowego. Wyniki otrzymane w publikacji zostają potwierdzone badaniami symulacyjnymi opisanego przetwornika.

W referacie [49] skupiono się na sterowaniu ślizgowym przetwornika DC-DC podwyższającego napięcie. Zauważono tutaj podobnie jak w pracy [77], że dla tej topologii przetwornika zamknięty układ regulacji wykorzystujący zmienną ślizgową uwzględniającą uchyb napięcia zadanego jest niestabilny. Użycie zmiennej ślizgowej będącej funkcją uchybu prądu zadanego gwarantuje stabilność zamkniętego układu regulacji. Ze względu na fakt, że w układach tego typu pożądaną wielkością, która podlega regulacji jest najczęściej napięcie, autorzy proponują kaskadowe połączenie członu kompensacyjnego napięcia i ślizgowego regulatora prądu. Wartość referencyjna prądu dla regulatora ślizgowego, jest uzyskiwana jako wartość wyjściowa kompensatora napięcia, poprzez który zadawana jest wartość pożądanego napięcia wyjściowego. Następnie autorzy prezentują sposób doboru stałych wspomnianego kompensatora będącego zmodyfikowanym regulatorem PI. Praca zostaje zakończona prezentacją wyników badań symulacyjnych przedstawionej struktury sterowania.

Praca [33] zawiera krótki przewodnik teoretyczny dotyczący sterowania ślizgowego układów przetworników DC-DC. Autorzy skupiają się na dwóch topologiach: przetworniku obniżającym napięcie oraz przetworniku podwyższającym napięcie. Analizę rozpoczynają od przetwornika obniżającego napięcie z obciążeniem rezystancyjnym. Opisują układ przyjmując za zmienne stanu uchyb, rozumiany jako różnicę między napięciem zadanym a wartością występującą na kondensatorze wyjściowym przetwornika oraz jego pierwszą pochodną. Zmienną ślizgową wybierają jako liniową kombinację zmiennych stanu. Pokazują w jaki sposób dobierać współczynniki zmiennej ślizgowej aby uzyskać odpowiedni przebieg prądu dławika. Następnie analizują przypadek przetwornika podwyższającego napięcie. Układ opisują przyjmując za zmienne stanu uchyb napięcia zadanego oraz prąd dławika. W celu uzyskania wartości referencyjnej prądu, potrzebnej do utworzenia zmiennej ślizgowej, sygnał pomiarowy poddają filtracji filtrem dolnoprzepustowym. W swojej pracy zwracają również uwagę na potrzebę ograniczenia prądu dławików w przetwornikach. Prace teoretyczne potwierdzają odpowiednimi badaniami symulacyjnymi.

W referacie [32] autorzy przedstawiają koncepcję sterowania ślizgowego układu przetwornicy rezonansowej LLC. Topologia zamieszczona w pracy wskazuje, że autorzy zajmują się obiektem piątego rzędu z jednym wejściem. Proponują wykorzystanie algorytmu sterowania ślizgowego drugiego rzędu (tzw. super-twisting). Jako zmienną ślizgową proponują funkcję zależną od uchybu regulacji napięcia. Przedstawiają w formie symulacji porównanie pomiędzy algorytmem ślizgowym a klasycznym regulatorem PID. Zaprezentowane wyniki świadczą na korzyść regulatora ślizgowego.

W pracy [88] skupiono się na sposobie projektowania sterowania typu  $H_\infty$  dla przetworników obniżającego oraz podwyższającego napięcie. Po krótkim wstępie teoretycznym, autorzy opisują aparat matematyczny, którego użycie skutkuje uzyskaniem regulatora  $H_\infty$  dla obu typów przetwornika. Następnie wykonują badania symulacyjne oraz rzeczywiste z wykorzystaniem układów, które stworzono na potrzeby projektu. Końcowa część pracy ilustruje porównanie sterowania typu  $H_\infty$  z klasycznym regulatorem ślizgowym oraz klasycznym regulatorem prądu. Przedstawione wykresy sugerują, że zaproponowany przez autorów algorytm sterowania, gwarantuje krótszy czas odpowiedzi układu na zaburzenie w postaci zmiany obciążenia, niż pozostałe wspomniane rozwiązania.

W referacie [19] omówiono sterowanie ślizgowe przetwornika DC-DC obniżającego napięcie posiadającego w torze wejściowym filtr LC. Obciążenie w analizowanym przypadku ma charakter rezystancyjny. Autorzy pracy już na samym wstępie zauważają, że przetworniki DC-DC posiadają ujemną impedancję wejściową dla małych częstotliwości i w połączeniu z wejściowym filtrem LC taka sytuacja może skutkować niestabilnością całej struktury sterowania. W pierwszej części pracy przedstawiają model matematyczny przetwornika DC-DC obniżającego napięcie z wejściowym filtrem LC. Jest to obiekt czwartego rzędu z jednym wejściem. Za zmienne stanu przyjmują prądy płynące w

dławikach i napięcia występujące na kondensatorach po znormalizowaniu. Początkowo proponują oni zmienną ślizgową w postaci:

$$s(x) = \alpha x_1 + \beta x_2 + \gamma x_3 + \delta x_4 - k, \quad (1.6)$$

gdzie  $x_{1...4}$  oznaczają kolejno znormalizowane prądy płynące w dławikach i napięcia występujące na kondensatorach układu, natomiast  $k, \alpha, \beta, \gamma, \delta$  - odpowiednio dobrane stałe. Na jej podstawie wyprowadzają zależność na sterowanie równoważne i uzyskują opis dynamiki, który jest niestety nieliniowy. Następna część pracy jest poświęcona analizie kilku zmiennych ślizgowych powstałych na skutek eliminacji niektórych zmiennych stanu z równania 1.6. Pierwszą z analizowanych zmiennych ślizgowych jest:

$$s(x) = x_2 + \gamma x_3. \quad (1.7)$$

Zmienna ta uwzględnia prąd dławika ( $x_2$ ) stopnia wykonawczego przetwornika DC-DC oraz napięcie kondensatora filtrującego ( $x_3$ ) wejściowego modułu LC. Dla tak dobranej zmiennej ślizgowej, opis dynamiki w czasie ruchu ślizgowego jest liniowy, a za pomocą kryterium Routha można udowodnić, że układ jest asymptotycznie stabilny.

Kolejną analizowaną zmienną ślizgową jest:

$$s(x) = x_2 + \delta x_4 - k, \quad (1.8)$$

w której uwzględniony jest prąd płynący w dławiku ( $x_2$ ) oraz napięcie występujące na kondensatorze ( $x_4$ ) stopnia wykonawczego przetwornika DC-DC. Opis modelu dynamiki w czasie trwania ruchu ślizgowego jest nieliniowy i po zlinearyzowaniu posiada dodatnie bieguny, co skutkuje niestabilnością tej struktury.

Ostatnią z analizowanych zmiennych ślizgowych jest :

$$s(x) = x_3 + \delta x_4 - k. \quad (1.9)$$

Jest ona funkcją napięcia na kondensatorze ( $x_3$ ) wejściowego filtra LC oraz napięcia na kondensatorze ( $x_4$ ) stopnia wykonawczego przetwornika DC-DC. Opis modelu dynamiki w czasie ruchu ślizgowego jest nieliniowy. Po jego linearyzacji udaje się uzyskać warunki asymptotycznej stabilności układu. Dla omawianej zmiennej ślizgowej, przeprowadzono badania symulacyjne przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC w stanach dynamicznych, tj. startu oraz skokowej zmiany obciążenia.

W referatach [31, 68, 69, 70] autorzy opisują proces syntezy regulatora dla układu przetwornika DC-DC podwyższającego napięcie, z wejściowym filtrem LC, pracującego w mikrosieci prądu stałego. Podobnie jak w poprzednio omawianych pracach autorzy zauważają, że słabo tłumione wejściowe filtry LC mogą powodować niestabilności całej struktury sterowania, w szczególności gdy mamy do czynienia z wieloma przetwornikami pracującymi w mikrosieci DC. We wszystkich czterech pracach można znaleźć informacje o kryteriach podziału sposobów w jaki dokonuje się kompensacji obecności filtrów LC w obwodach wejściowych przetworników DC-DC. Sygnał kompensujący może być uwzględniony w:

- pętli regulacji napięcia,
- pętli regulacji prądu,
- bezpośrednio w sygnale sterującym tranzystorami wykonawczymi.

W referatach [68, 69] twórcy proponują algorytm sterowania, wykorzystujący funkcje Lapunowa oraz obserwatory sygnałów występujących w układzie. Dzięki zastosowaniu teorii obserwatorów udaje się zminimalizować liczbę czujników, niezbędnych do uzyskania informacji o wartościach mierzonych

sygnałów, przy jednoczesnym zachowaniu stabilności całej struktury regulacji. Prace zawierają prezentację wyników badań doświadczalnych, przeprowadzonych na modelowej mikrosieci DC z przetwornikami DC-DC podwyższającymi napięcie posiadającymi w torze wejściowym filtr LC. Analizowane przez autora układy są obciążone rezystancyjnie.

W pracy [70] autorzy dokonują porównania dwóch metod sterowania: pośredniego sterowania ślizgowego oraz tzw. „flatness based control”. W dwóch pierwszych rozdziałach przedstawiają proponowaną płaszczyznę ślizgową oraz teorię sterowania pozwalającą na wykorzystanie „flatness based control”, która została szczegółowo opisana w referacie [31]. Wymieniona płaszczyzna ślizgowa została stworzona jako liniowa kombinacja uchybu zadanego prądu oraz jego całki. Sam zaproponowany algorytm sterowania ślizgowego jest rzędu drugiego. Przedstawiony algorytm sterowania wykorzystujący „flatness based control” ma następujące założenia:

- napięcie wyjściowe przetwornika jest wolnozmiennie a jego dynamikę można pominąć,
- prąd płynący przez indukcyjność filtra wejściowego LC jest przyjęty jako tzw. „wyjście płaskie”,
- wszystkie zmienne stanu zostają opisane jako pochodne „wyjścia płaskiego”.

Należy przy tym zauważyć, że w zaproponowanym modelu przyjęte są trzy zmienne stanu, mimo że obiekt jest czwartego rzędu. Dzieje się tak ze względu na fakt, że pominięta zostaje dynamika napięcia wyjściowego. Sygnał sterujący dla tej struktury jest funkcją przyjętego tzw. „wyjścia płaskiego” oraz jego trzech kolejnych pochodnych, a samo prawo sterowania jest kombinacją liniową wyżej wymienionych zmiennych oraz jednej całki. Ponadto do uzyskania wartości referencyjnych poszczególnych zmiennych stanu zostaje wykorzystany filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu. Pracę kończy analiza badań eksperymentalnych przetwornika DC-DC podwyższającego napięcie z wejściowym filtrem LC dla dwóch wymienionych wyżej struktur sterowania. Wnioski są następujące: algorytm sterowania ślizgowego prowadzi do niestabilnego działania przetwornika od chwili przekroczenia parametrów granicznych wzbudzających oscylacje filtra wejściowego, natomiast algorytm wykorzystujący „flatness based control” nie wykazuje tych tendencji. Należy jednak podkreślić, że autorzy dokonali porównania algorytmu sterowania ślizgowego nie kompensującego w swojej strukturze obecności filtra, z algorytmem, który taką kompensację posiadał.

### **1.3. Metody tłumienia oscylacji w wejściowych filtrach LC układów energoelektronicznych**

Istotą stosowania wejściowych filtrów w układach przetworników energoelektronicznych jest zmniejszenie niekorzystnego oddziaływania przetworników na sieć, zapewnienie kompatybilności elektromagnetycznej i odpowiedniej jakości napięcia bezpośrednio zasilającego elementy energoelektroniczne.

Współczesne metody tłumienia oscylacji prądów i napięć w wejściowych filtrach LC układów energoelektronicznych [13, 14, 19, 36, 38, 40, 46, 47, 48, 49, 55, 56, 59, 68, 69, 70, 71, 76, 80] można podzielić na dwie grupy: metody pasywne oraz metody aktywne.

Metody pasywne, polegają najczęściej na włączeniu do toru wejściowego przetwornika energoelektronicznego dodatkowej równoległej gałęzi RC, odpowiadającej za tłumienie. Kolejną równie często stosowaną metodą jest znaczne przewymiarowanie filtra wejściowego, tak aby jego parametry graniczne były znacznie oddalone od częstotliwości mogących powodować powstanie oscylacji. Przy wykorzystaniu metod pasywnego tłumienia najczęściej algorytm regulacji nie uwzględnia obecności filtra LC i metoda sterowania jest dostosowana do obiektu rzędu drugiego (jakim jest przetwornik obniżający, podwyższający, obniżająco-podwyższający napięcie w podstawowej konfiguracji), a nie czwartego (przetwornik z uwzględnieniem filtra).



Metody aktywne, to nic innego jak odpowiednio dobrane strategie sterowania, uwzględniające w swojej strukturze odpowiednie zmienne stanu odpowiedzialne nie tylko za pożądane wielkości wyjściowe, ale także te związane z wejściowym filtrem LC. Najczęściej aktywne metody tłumienia oscylacji polegają na uwzględnieniu sygnału kompensującego właściwości filtru w pętli regulacji prądu dławika lub napięcia kondensatora wyjściowego przetwornika DC-DC. Takie metody można nazwać również pośrednimi metodami aktywnymi. Do bezpośrednich metod aktywnych można zaliczyć algorytmy, w których sygnał kompensujący wpływa bezpośrednio do modulatora PWM lub oddziałuje bezpośrednio na stan kluczy w przypadku, gdy nie korzysta się z modulatora.

## 2. Cel i tezy pracy

Przeprowadzony przez autora przegląd literatury wskazuje jednoznacznie, że zarówno aktywne jak i pasywne metody tłumienia oscylacji w obwodach wejściowych przetworników i przekształtników energoelektronicznych są bieżącym oraz istotnym problemem automatyki. Celowe wydaje się więc poszukiwanie nowych struktur regulacji, w których eliminacja skłonności do powstawania drgań jest jednym z zadań stawianych algorytmowi sterowania. Ważne jest również zapewnienie możliwości łatwej implementacji sprzętowej w rzeczywistych układach przetworników. Kryteria te spełniają aktywne metody tłumienia oscylacji w obwodach wejściowych przetworników energoelektronicznych, wykorzystujące do tego celu teorię sterowania ślizgowego. W ramach rozprawy postanowiono udowodnić następujące tezy:

1. **Dla rozważanego w pracy obniżającego napięcie przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC, możliwy jest wybór gwarantującej stabilność układu funkcji przełączającej, której argumentami są jedynie wybrane zmienne stanu.**
2. **Zaproponowany w ten sposób rodzaj regulacji pozwala na aktywne tłumienie oscylacji wejściowego filtra LC, przy nieznacznym pogorszeniu dynamiki uzyskiwanego napięcia wyjściowego.**

Rozwiązania, które zostaną zaprezentowane w kolejnych rozdziałach pracy umożliwią regulację napięcia wyjściowego przetwornika przy jednoczesnej redukcji oscylacji pojawiających się w wejściowym filtrze LC. Przedstawione tezy zostaną udowodnione analitycznie oraz potwierdzone badaniami symulacyjnymi i laboratoryjnymi. Zaprezentowane struktury regulacji oraz wyniki badań stanowią oryginalny dorobek autora.

## 3. Synteza układu regulacji ślizgowej dla przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC

W tym rozdziale zostały przedstawione, zaproponowane przez autora rozprawy, dwie płaszczyzny ślizgowe dedykowane dla układów przetworników energoelektronicznych z wejściowym filtrem LC. W przekonaniu autora, rozwiązania te zapewniają stabilną pracę układu oraz tłumienie niepożądanych oscylacji prądu w dławiku oraz napięcia na kondensatorze wejściowego filtra LC. W każdym z proponowanych rozwiązań zostaje wykorzystana zmienna ślizgowa będąca funkcją niepełnego wektora stanu. Dla obu badanych przypadków została przeprowadzona, na drodze obliczeń matematycznych, synteza sterowania równoważnego. Uzyskane w ten sposób sterowanie równoważne jest opisane zależnością nieliniową. Podstawienie otrzymanej postaci sterowania równoważnego do równań układu prowadzi do opisu dynamiki obiektu, który jest również nieliniowy. Przy wykorzystaniu operacji linearyzacji oraz iteracji układu przez zestaw parametrów brzegowych, determinowanych przez wartość obciążenia, udaje się pokazać jakie parametry zaproponowanych zmiennych ślizgowych zapewniają stabilność układu regulacji w szerokim spektrum punktów pracy (obciążeń).

### 3.1. Zmienna ślizgowa z członem tłumiącym uwzględniającym wartość napięcia na kondensatorze $C_1$

Analiza układu wykazała, że załączenie tranzystora  $T_1$  i komplementarne wyłączenie  $T_2$ , w chwili gdy napięcie na kondensatorze  $C_1$  jest większe od napięcia wejściowego spowoduje wytłumienie powstałych oscylacji, natomiast sytuacja odwrotna, tzn. wyłączenie tranzystora  $T_1$  i komplementarne załączenie  $T_2$ , w chwili gdy napięcie na kondensatorze  $C_1$  jest mniejsze od napięcia wejściowego spowoduje ich wzbudzenie. Powyższe rozważania oraz analiza układu bez wejściowego filtra LC doprowadziły do wyboru następującej zmiennej ślizgowej:

$$s = (U_{C2zad} - U_{C2}) + c_2 (-\dot{U}_{C2}) + c_3 (U_{C1} - U_w) \quad (3.1)$$

### 3.2. Zmienna ślizgowa z członem tłumiącym uwzględniającym wartość energii kondensatora $C_1$

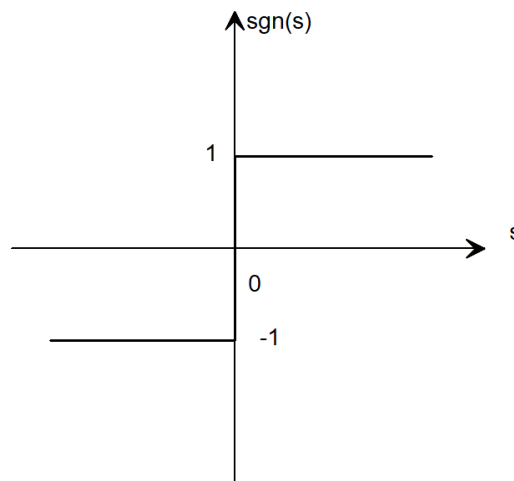
Analiza układu wykazała, że załączenie tranzystora  $T_1$  i komplementarne wyłączenie  $T_2$ , w chwili gdy energia zgromadzona w kondensatorze  $C_1$  jest większa od energii dostarczonej przez źródło zasilania spowoduje wytłumienie powstałych oscylacji. Sytuacja odwrotna, tzn. wyłączenie tranzystora  $T_1$  i komplementarne załączenie  $T_2$ , w chwili gdy energia zgromadzona w kondensatorze  $C_1$  jest mniejsza od energii dostarczonej przez źródło zasilania spowoduje ich wzbudzenie. Powyższe rozważania oraz analiza układu bez wejściowego filtra LC doprowadziły do przyjęcia następującej zmiennej ślizgowej:

$$s = (U_{zad} - U_{C2}) + c_2 (-\dot{U}_{C2}) + c_3 (E - E_{zad}) \quad (3.2)$$

### 4. Badania symulacyjne - analiza przypadku z nieciągłym sygnałem sterującym

Najbardziej znanym prawem sterowania dotyczącym metod regulacji ślizgowej jest to wykorzystujące funkcję  $sgn(\cdot)$ , odwzorowującą nieciągły przekaźnik idealny, który można opisać wzorem

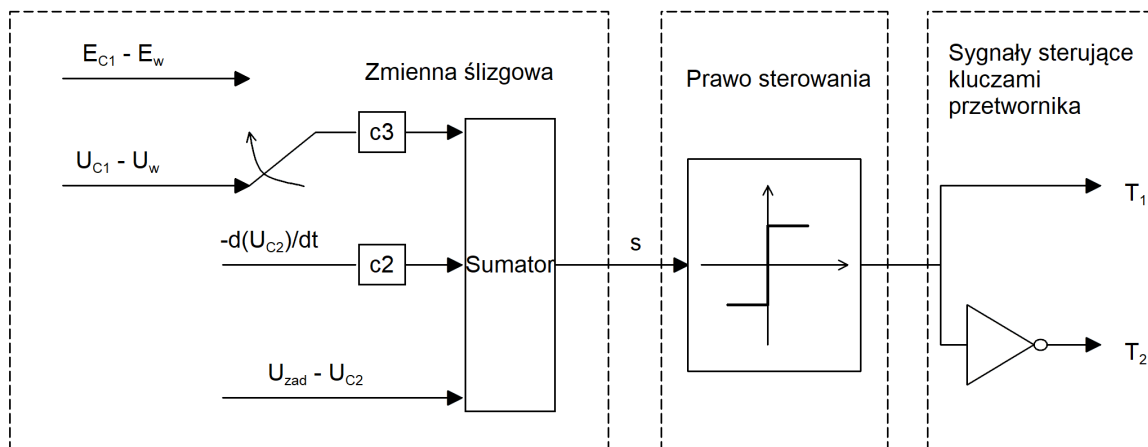
$$u = sgn(s) = \begin{cases} -1 & \text{gdy } s(x) < 0 \\ 1 & \text{gdy } s(x) > 0 \end{cases} \quad (4.1)$$



Rysunek 3. Funkcja  $sgn(s)$

Funkcję tę wykorzystuje się powszechnie do sformułowania prawa sterowania dla układów regulacji ślizgowej, o czym świadczą liczne publikacje [3, 4, 7, 57, 62, 63]. Przypadek opisany równaniem 4.1 i zobrazowany na rysunku 24 realizuje idealną sytuację w której częstotliwość przełączeń dąży do nieskończoności. Ze względów praktycznych często funkcja  $sgn(\cdot)$  zostaje wzbogacona o histerezę. Dzięki takiemu zabiegowi ogranicza się częstotliwość przełączeń.

Biorąc po uwagę równanie 4.1 jako prawo sterowania, regulator ślizgowy dla opisanych w rozdziale czwartym płaszczyzn, przyjmuje postać pokazaną na rysunku

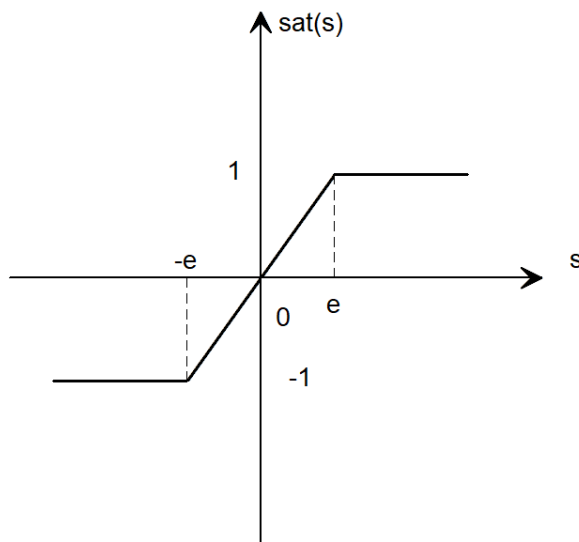


Rysunek 4. Regulator ślizgowy dla przypadku z nieciągłym sygnałem sterującym.

#### 4.1. Badania symulacyjne - analiza przypadku z ciągłym sygnałem sterującym i modulacją szerokości impulsu

Aby rozwiązać problem tzw. chatteringu, a także aby móc zastosować modulator PWM, wybrano dobrze znane i często stosowane [77, 82, 83, 84, 85, 86] prawo sterowania z funkcją nasycenia.

$$u = sat(s) = \begin{cases} -1 & \text{dla } s < -e \\ \frac{1}{e}s & \text{dla } |s| \leq e \\ 1 & \text{dla } s > e \end{cases} \quad (4.2)$$



Rysunek 5. Funkcja  $sat(s)$

Niestety, w takim przypadku, w układzie regulacji pojawia się uchyb w stanie ustalonym, wynikający z wprowadzenia ciągłego prawa sterowania. Można go wyeliminować dodając człon całkujący do zmiennej ślizgowej. Zmienne ślizgowe z członem tłumiącym uwzględniającym napięcie na kondensatorze  $C_1$  oraz z członem tłumiącym uwzględniającym energię kondensatora  $C_1$  przybierają postać

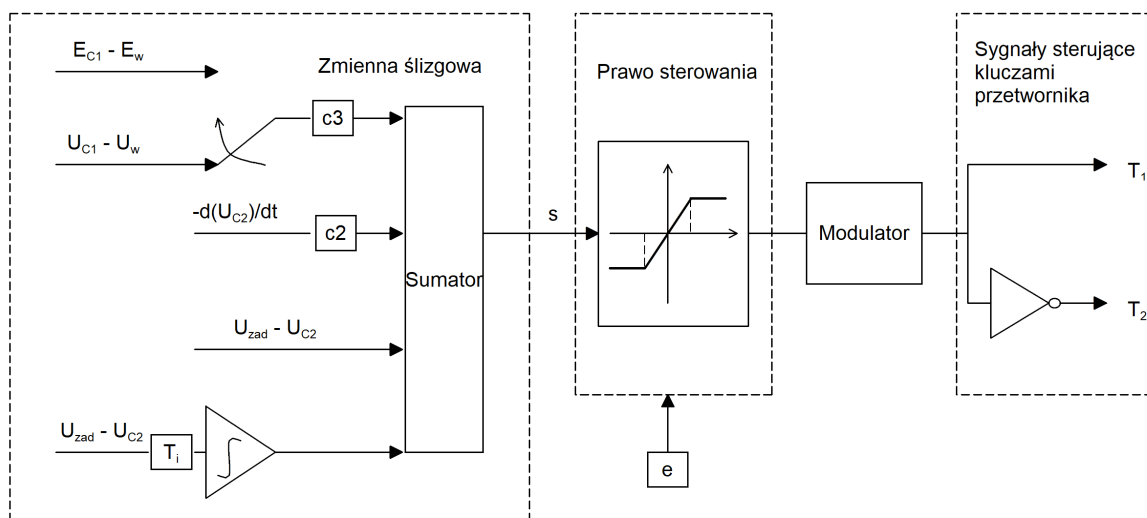
$$s = (U_{zad} - U_{C2}) + c_2 (-\dot{U}_{C2}) + c_3 (U_{C1} - U_w) + T_i \int (U_{zad} - U_{C2}) \quad (4.3)$$

oraz

$$s = (U_{zad} - U_{C2}) + c_2 (-\dot{U}_{C2}) + c_3 (E - E_{zad}) + T_i \int (U_{zad} - U_{C2}) \quad (4.4)$$

Zakładając że stała  $T_i$  członu całkującego jest ograniczona oraz to, że sam człon oddziałuje jedynie na sygnały wolnozmiennie, odbiegające zdecydowanie od częstotliwości istotnych z punktu widzenia stabilności układu, można uznać, że zakres współczynników, dla których zamknięty układ regulacji jest stabilny nie ulegnie zmianie. Wartości parametrów wyliczone dla zmiennych ślizgowych oraz obiektów z rozdziału czwartego, będą również zasadne dla omawianych przypadków.

Biorąc pod uwagę zmienne ślizgowe 4.3 i 4.4 oraz przyjmując ciągłe prawo sterowania z równania 4.2, regulator ślizgowy ma postać pokazaną na rysunku 6.



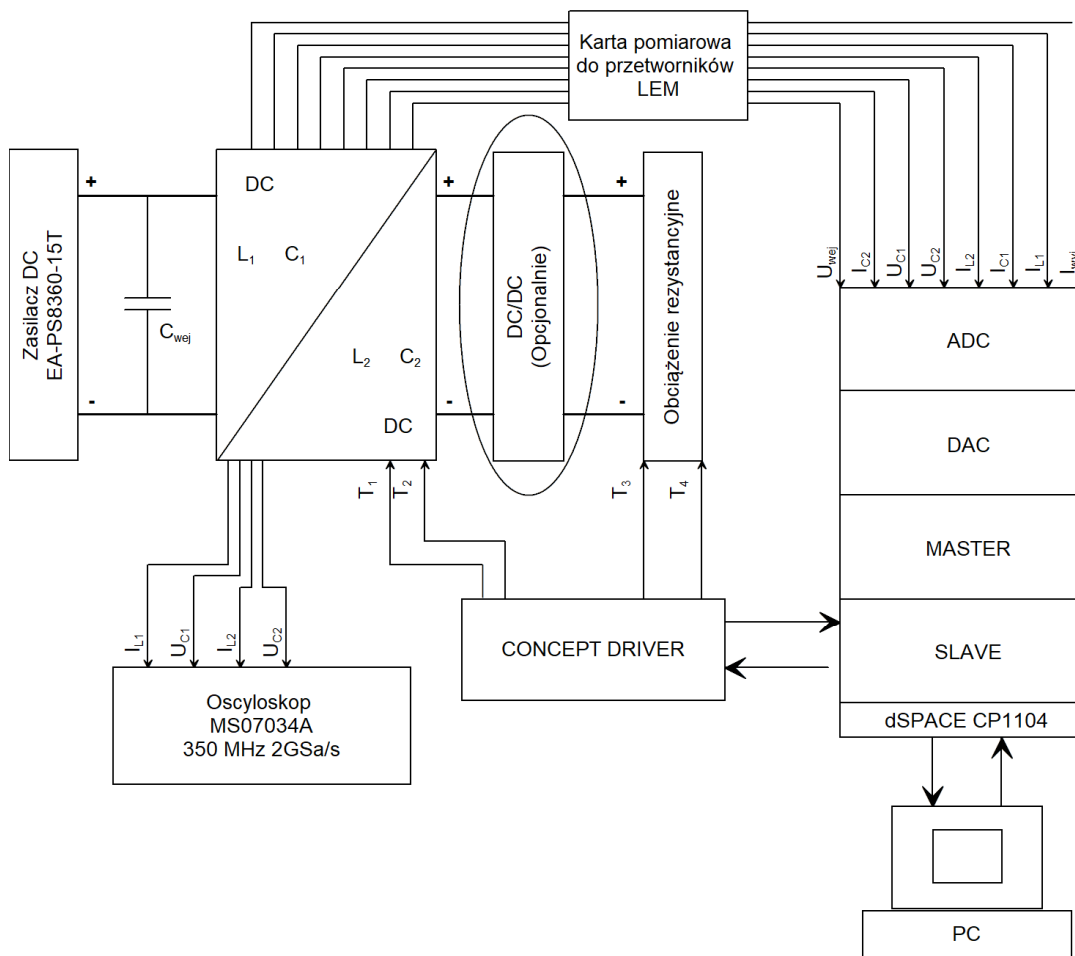
Rysunek 6. Regulator ślizgowy z ciągłym sygnałem sterującym oraz modulatorem PWM.

## 5. Badania laboratoryjne układów regulacji ślizgowej przetworników DC-DC z wejściowym filtrem LC

Ten rozdział pracy poświęcono badaniom rzeczywistego układu przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC. W kolejnych podrozdziałach opisano budowę stanowiska laboratoryjnego wraz z systemem kontrolno-pomiarowym oraz wyniki badań obejmujące dwa typy obciążeń: rezystancyjne i obciążenie o charakterze stałej mocy.

### 5.1. Budowa stanowiska laboratoryjnego

Poglądowy schemat stanowiska laboratoryjnego wykonanego na potrzeby pracy doktorskiej przedstawia rysunek 7.



Rysunek 7. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego z przetwornikiem DC-DC obniżającym napięcie z wejściowym filtrem LC.

Na rysunku 7 można wyróżnić kilka podstawowych elementów układu:

- karta dSPACE DS1104, która wraz z komputerem PC z zainstalowanym oprogramowaniem Matlab/Simulink oraz ControlDesk, stanowi część akwizycyjno sterującą,
- zasilacz DC wraz z pojemnością, stanowiący źródło zasilania układu,
- przetwornik DC-DC obniżający napięcie z wejściowym filtrem LC wykonany w postaci obwodu umieszczonego na płycie drukowanej,
- karta pomiarowa współpracująca z przetwornikami LEM prądu oraz napięcia, dostosowująca poziom napięć dla karty dSPACE,
- sterowniki 2SC0108T2A0 odpowiadające za wysterowanie tranzystorów samego przetwornika, jak i konfigurowalnego obciążenia rezystancyjnego,
- opcjonalny przetwornik DC-DC obniżający napięcie, symulujący obciążenie o charakterze stałej mocy,
- oscyloskop z 4 kanałami pomiarowymi umożliwiający pomiar napięć oraz prądów elementów gromadzących energię.

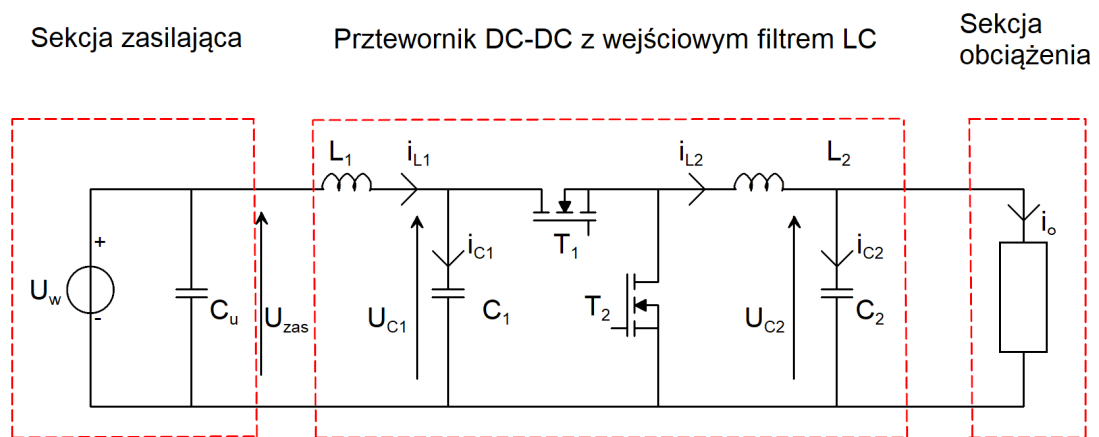
Fotografia 1 przedstawia wygląd stanowiska laboratoryjnego wraz z osprzętem.



Fotografia 1. Stanowisko laboratoryjne z przetwornikiem DC-DC obniżającym napięcie z wejściowym filtrem LC.

## 5.2. Podsumowanie wyników badań laboratoryjnych

W celu oceny jakości zaproponowanych algorytmów postanowiono wykorzystać wskaźnik ISE (z ang. *Integral Square Error*). Dla wygody czytelnika przypominamy topologię układu przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC. Na rysunku uwidocznione są między innymi sygnały niezbędne do wykonania obliczeń wskaźników jakości.



Rysunek 8. Topologia obniżającego napięcie przetwornika DC-DC z wejściowym filtrem LC.

Wielkościami dla których zostały wyznaczone wskaźniki jakości są:

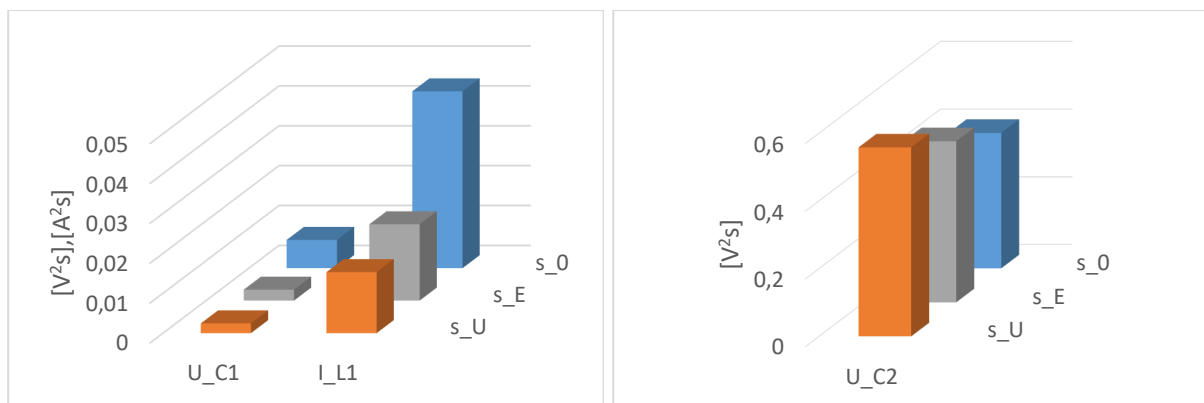
- uchyb napięcia wejściowego rozumiany, jako różnica między wartością napięcia zasilania ( $U_{zas}$ ) i napięciem kondensatora  $C_1$  ( $U_{C1}$ ), który jest miarą oscylacji napięcia w filtrze wejściowym,
- uchyb prądu wejściowego, rozumiany jako różnica między przeliczonym na stronę pierwotną prądem dławika  $L_2$  ( $i_{L2}$ ) i prądem dławika  $L_1$  ( $i_{L1}$ ), który jest miarą oscylacji prądu w filtrze wejściowym,

- uchyb napięcia wyjściowego, rozumiany jako różnica między wartością zadaną i rzeczywistym napięciem występującym na kondensatorze  $C_2$  ( $U_{C2}$ ), który jest miarą odstępstwa napięcia wyjściowego od zadanego.

W dalszej sekcji tej rozprawy dokonano analizy wartości uzyskanych wskaźników jakości. W celu zapewnienia wysokiej jakości uzyskanych wyników, pomiary kluczowych wartości sygnałów przetwornika (napięcia i prądy elementów gromadzących energię) zrealizowano za pomocą oscyloskopu MS07034A. Następnie stworzono skrypt w języku Matlab ułatwiający interpretację otrzymanych danych pomiarowych. W przedstawionych wynikach obowiązują następujące oznaczenia

- $s_0$  – oznacza zmienną ślizgową, w której nie uwzględniono członu tłumiącego oscylacje wejściowego filtra LC (kolor niebieski),
- $s_U$  – oznacza zmienną ślizgową, w której uwzględniono człon tłumiący oscylacje z napięciem kondensatora  $C_1$  (kolor pomarańczowy),
- $s_E$  – oznacza zmienną ślizgową, w której uwzględniono człon tłumiący oscylacje z energią kondensatora  $C_1$  (kolor szary).

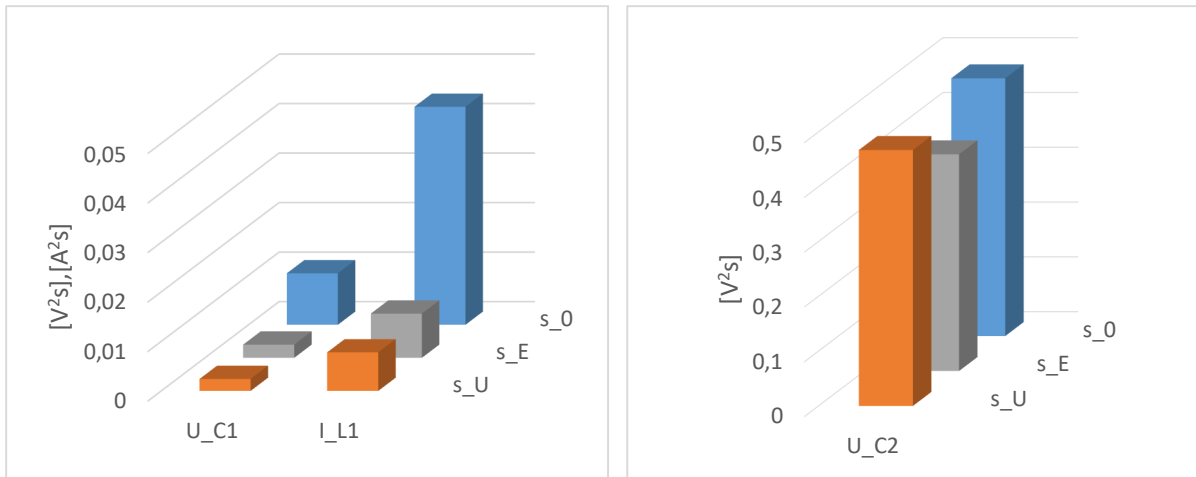
Rysunki od 9 do 12 prezentują wartości wskaźników dla przeprowadzonych badań układu rzeczywistego, dla przypadku przetwornika pracującego z obciążeniem rezystancyjnym. Na rysunku 9 przedstawiono wartości wskaźników dla prób startu przetwornika z rozwartymi zaciskami wyjściowymi.



Rysunek 9. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia na kondensatorze  $C_1$ , prądu indukcyjności  $L_1$  oraz uchybu napięcia wyjściowego.

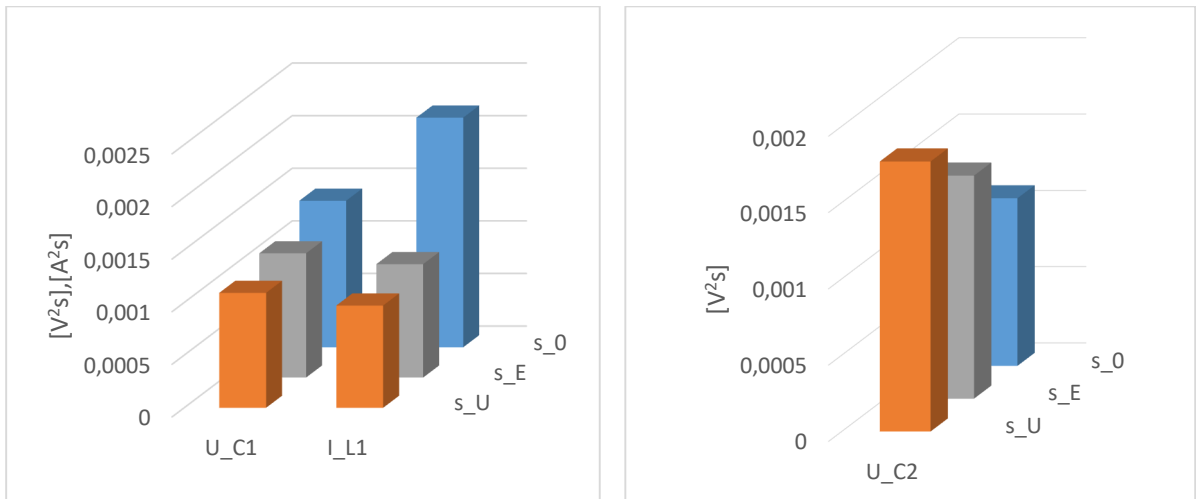
Porównanie wartości wskaźników uzyskanych dla badań startu przetwornika pod obciążeniem zamieszczono na rysunku 10.





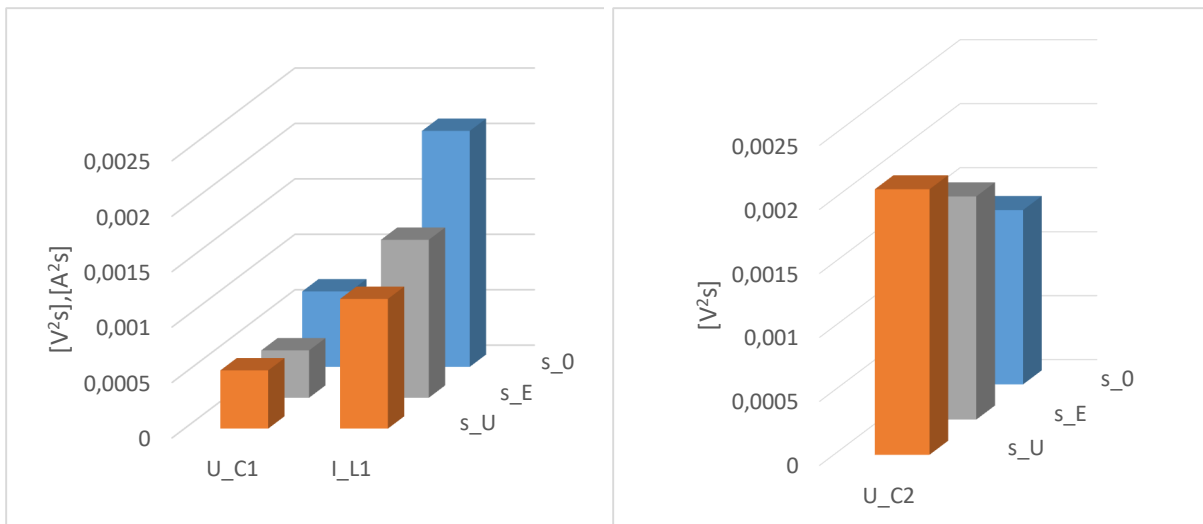
Rysunek 10. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia na kondensatorze C<sub>1</sub>, prądu indukcyjności L<sub>1</sub> oraz uchybu napięcia wyjściowego. Start przetwornika z obciążeniem 8 Ω.

Na rysunku 11 zaprezentowano wartości wskaźników jakości dla przypadku prób skokowej zmiany obciążenia z 4 Ω do 8 Ω.



Rysunek 11. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia na kondensatorze C<sub>1</sub>, prądu indukcyjności L<sub>1</sub> oraz uchybu napięcia wyjściowego. Skokowa zmiana obciążenia z 4 Ω do 8 Ω.

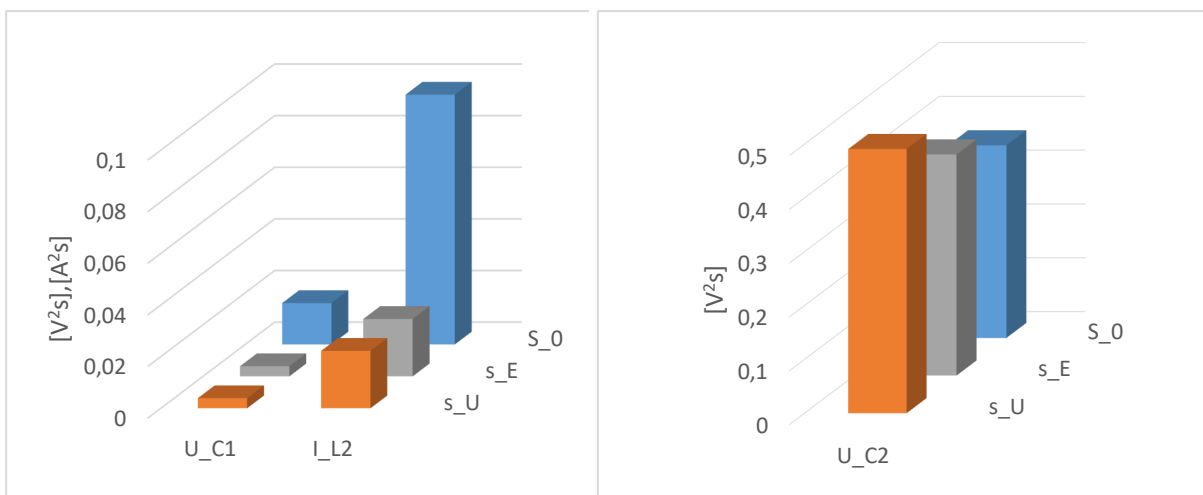
Ostatnimi wskaźnikami jakości, odnoszącymi się do przetwornika obciążonego rezystancyjnie, są wartości zaprezentowane na rysunku 12. Prezentowane dane uzyskano w wyniku przeprowadzonych prób skokowej zmiany obciążenia z 8 Ω do 4 Ω.



Rysunek 12. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia na kondensatorze  $C_1$ , prądu indukcyjności  $L_1$  oraz uchybu napięcia wyjściowego. Skokowa zmiana obciążenia z  $8 \Omega$  do  $4 \Omega$ .

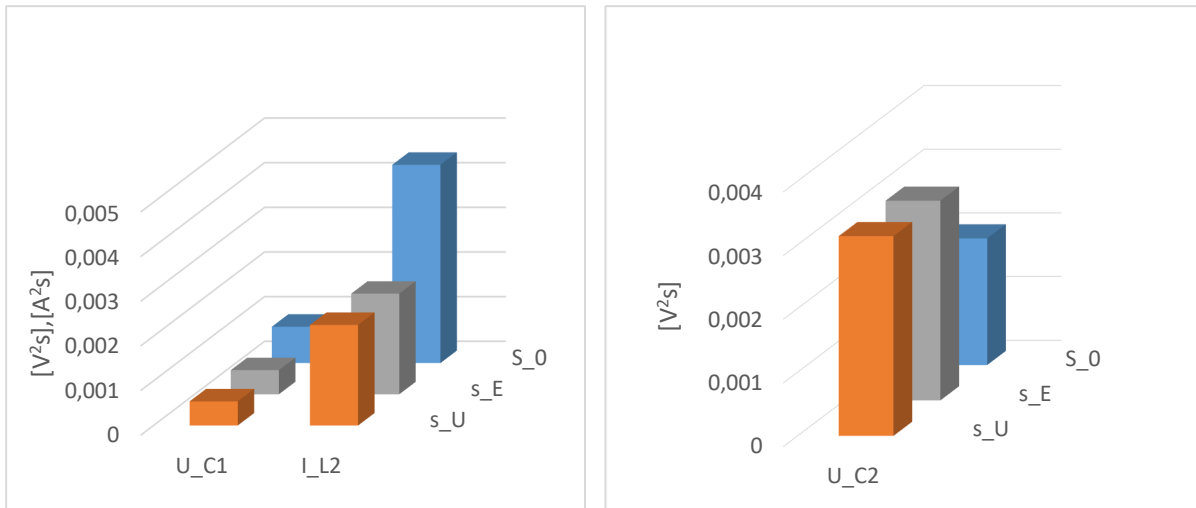
Dokonując analizy wartości poszczególnych wskaźników zaprezentowanych na rysunkach od 9 do 12 można dojść do wniosku, że zaproponowane algorytmy sterowania przetwornikiem DC-DC z wejściowym filtrem LC, tłumią w znacznym stopniu oscylacje prądu w indukcyjności  $L_1$  oraz napięcia na kondensatorze  $C_1$ . Należy przy tym zauważyć, że znaczna redukcja oscylacji nie wiąże się ze znaczącym pogorszeniem wartości wskaźnika napięcia wyjściowego. Ponadto algorytm sterowania ze zmienną ślizgową z członem tłumiącym uwzględniającym energię kondensatora  $C_1$ , w większości przypadków przynosi lepsze rezultaty pod względem wartości wskaźników jakości jak i przebiegów sygnałów przetwornika, niż algorytm ze zmienną ślizgową z członem tłumiącym uwzględniającym wartość napięcia na kondensatorze  $C_1$ .

Rysunki od 13 do 15 prezentują wartości wskaźników dla szeregu przeprowadzonych badań dla przypadku przetwornika pracującego z obciążeniem o charakterze stałej mocy. Wartości wskaźników dla prób startu przetwornika z rozwartymi zaciskami wyjściowymi zaprezentowano na rysunku 13.



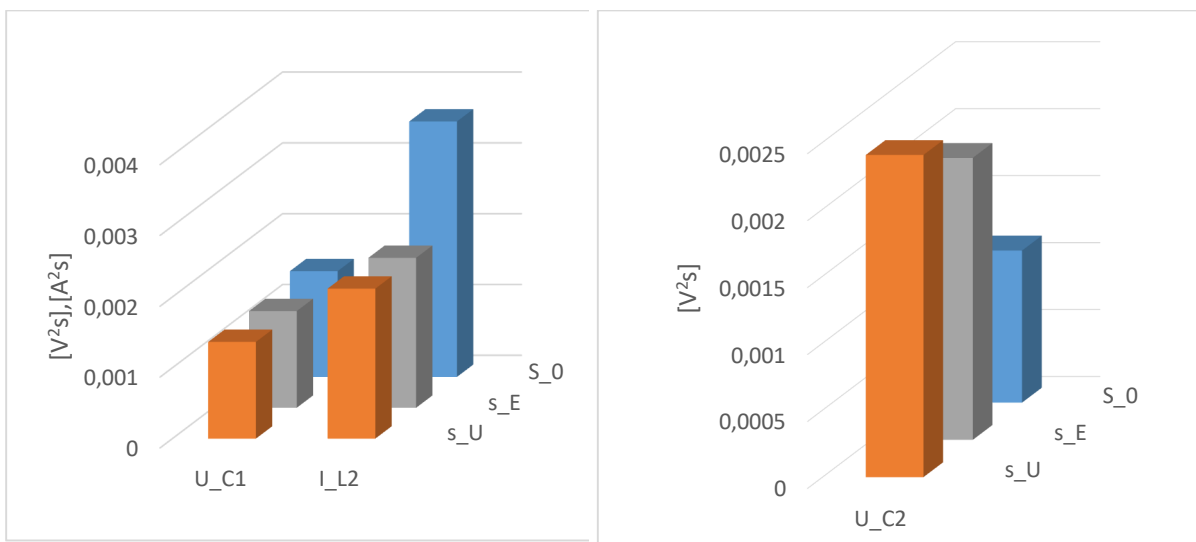
Rysunek 13. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia kondensatora  $C_1$ , prądu indukcyjności  $L_1$  oraz uchybu napięcia wyjściowego. Start przetwornika z rozwartymi zaciskami wyjściowymi

Na rysunku 14 pokazano wartości wskaźników uzyskane w wyniku przeprowadzonych prób skokowej zmiany obciążenia z  $72 \text{ W}$  do  $144 \text{ W}$ .



Rysunek 14. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia kondensatora  $C_1$ , prądu indukcyjności  $L_1$  oraz uchybu napięcia wyjściowego. Skokowa zmiana obciążenia z 72 W do 144 W.

Ostatnie z zaprezentowanych wskaźników odnoszą się do przetwornika z obciążeniem o charakterze stałej mocy. Zostały one zilustrowane na rysunku 15. Prezentują wyniki uzyskane dla szeregu badań skokowej zmiany obciążenia przetwornika ze 144 W do 72 W.



Rysunek 15. Wskaźniki jakości ISE uchybu napięcia kondensatora  $C_1$ , prądu indukcyjności  $L_1$  oraz uchybu napięcia wyjściowego. Skokowa zmiana obciążenia ze 144 W do 72 W.

Wnioski wyciągane z analizy wskaźników jakości, dotyczących pracy przetwornika DC-DC z obciążeniem o charakterze stałej mocy, z rysunków od 13 do 15 są zbieżne z wnioskami wyciągniętymi dla analizy przypadku pracy przetwornika DC-DC z obciążeniem rezystancyjnym. Zaproponowane algorytmy sterowania przetwornikiem DC-DC z wejściowym filtrem LC tłumią w znacznym stopniu oscylacje prądu w dławiku i napięcia na kondensatorze wejściowego filtra LC, przy jednoczesnym nieznanym pogorszeniu dynamiki regulacji napięcia wyjściowego. Należy ponadto zauważyć, że zaproponowane struktury sterowania są w pewnym stopniu niezależne od typu analizowanego obciążenia, a niewielki nakład obliczeniowy potrzebny do uzyskania sygnałów sterujących daje duże możliwości aplikacyjne.

## 6. Podsumowanie

Celem rozprawy było przeprowadzenie syntezy regulatora ślizgowego, dla obniżającego napięcie przetwornika DC-DC, z wejściowym filtrem LC, dla obciążenia rezystancyjnego oraz obciążenia o charakterze stałej mocy. Zaprezentowano dwie płaszczyzny ślizgowe, które można zastosować w przypadku realizacji algorytmów regulacji przetwornika pracującego z obciążeniem o charakterze rezystancyjnym, jak i stałej mocy. Stabilność pokazanych struktur regulacji, dzięki procesowi linearyzacji została udowodniona dla szerokiego zakresu obciążeń. Przeprowadzona analiza udowadnia pierwszą tezę pracy mówiącą o możliwości wyboru funkcji przełączającej, której argumentami są jedynie wybrane zmienne stanu, gwarantującej stabilność przetwornika DC-DC obniżającego napięcie z wejściowym filtrem LC.

Następnym elementem rozprawy było przeprowadzenie badań symulacyjnych zaproponowanych struktur regulacji dla przetwornika DC-DC obniżającego napięcie z wejściowym filtrem LC. Badania przeprowadzono dla dwóch typów obciążeń (obciążenia o charakterze rezystancyjnym oraz obciążenia o charakterze stałej mocy) oraz dwóch typów sygnału sterującego. Pierwszym z analizowanych przypadków było prawo sterowania, które realizuje strategię nieciągłego sygnału sterującego. W tym przypadku nie ma możliwości zastosowania regulatora PWM, a o przełączeniu zestawu kluczy w danej chwili decyduje sam algorytm. Drugim z analizowanych przypadków było prawo sterowania gwarantujące ciągły sygnał sterujący. Tu z kolei, było możliwe zastosowanie modulatora PWM. W ramach prowadzonych badań symulacyjnych przeprowadzono próbę startu przetwornika pod obciążeniem oraz próbę skokowej zmiany obciążenia

Zakończone pozytywnie badania symulacyjne potwierdziły słuszność przeprowadzonej analizy teoretycznej stabilności zaprezentowanych struktur regulacji. W wynikach tych badań można zauważyć elementy, które potwierdzają zarówno pierwszą tezę rozprawy jak i drugą, mówiącą o tym, że zaproponowany sposób regulacji z aktywnym tłumieniem oscylacji wejściowego filtra LC, jedynie w nieznacznym stopniu pogarsza dynamikę napięcia wyjściowego przetwornika.

W celu sprawdzenia jak proponowane struktury regulacji zachowują się w przypadku rzeczywistego przetwornika, przygotowano stanowisko laboratoryjne z przetwornikiem DC-DC obniżającym napięcie z wejściowym filtrem LC. Stanowisko wyposażono w kartę dSPACE, niezbędne elementy zasilające oraz kontrolno – pomiarowe. Następnie przeprowadzono badania rzeczywistego przetwornika z zaimplementowanymi strukturami regulacji, dla dwóch typów obciążeń (obciążenia rezystancyjnego oraz obciążenia o charakterze stałej mocy). Wykonano pomiary dla przypadku sygnału sterującego o charakterze ciągłym. Analiza otrzymanych wyników, potwierdziła zarówno pierwszą jak i drugą tezę rozprawy.

## 7. Bibliografia

1. Ackerman J., Utkin V. I., Sliding mode control design based on Ackerman's formula, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, nr 2, str. 234-237, 1998.
2. Aroudi E. A., Robert B., Leyva R., Sliding mode control of a high voltage DC-DC buck converter, *Proceedings of IEEE 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*, vol. 3, str. 55-59, Irlandia, 2005.
3. Bartolini G., Ferrara A., Usai E., Chattering avoidance by second order sliding mode control, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 43, nr 2, str. 241-246, 1998.
4. Bartoszewicz A., Sterowanie ślizgowe wykorzystujące niestacjonarne powierzchnie przełączeń, *Zeszyty Naukowe nr 849, Politechnika Łódzka*, 2000.
5. Bartoszewicz A., Time varying sliding modes for second-order systems, *Proceedings of the IEE Part D: Control Theory and Applications*, vol. 143, nr 5, str. 455-462, 1996.
6. Bartoszewicz A., A new reaching law for discrete-time variable structure systems, *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 4, str. 4044-4054, 1997.
7. Bartoszewicz A., Discrete-time quasi-sliding-mode control strategies, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, nr 4, str. 633-637, 1998.
8. Bartoszewicz A., Remarks on "Discrete time variable structure control systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, nr 1, str. 235-238, 1996.
9. Bartoszewicz A., Chattering attenuation in sliding mode control systems, *Control and Cybernetics*, vol. 29, nr 2, str. 585-594, 2000.
10. Bartoszewicz A., Nowacka A., Optimal design of the shifted switching planes for VSC of the third order system, *The Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 28, nr 4, str. 335-352, 2006.
11. Bartoszewicz A., Nowacka-Leverton A., *Time-Varying Sliding Modes for Second and Third Order Systems*, Springer, 2009.
12. Betin F., Pinchon D., Capolini G., A time varying sliding surface for robust control of a DC motor drive, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, nr 2, str. 462-473, 2002.
13. Carrasco M. J., Quero M. J., Ridalo F. P., Perales A. M., Franqueolo G. L., Sliding mode control of a DC/DC PWM converter with PFC implemented by neural networks, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 44, nr 8, str. 743-749, 1997.
14. Cespedes M., Xing L., Sun J., Constant-power load system stabilization by passive damping, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, nr 7, str. 1832-1836, 2011.
15. Choi S. B., Park D. W., Moving sliding surface for fast tracking control of second order system, *Transactions of ASME - Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, vol. 116, nr 1, str. 154-158, 1994.
16. Chudzik P., Tatar K., Lisowski G., Kowalski M., Zastosowanie uśredniania wielkości sinusoidalnych metodą najmniejszych kwadratów w algorytmach sterowania i redukcji zakłóceń, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 5, str. 141-145, 2016.
17. Dannehl J., Liserre M., Fuchs F. W., Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nr 8, str. 3623-3633, 2011.
18. DeCarlo R. A., Žak S. H., Matthews G. P., Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial, *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, nr 3, str. 212-232, 1988.
19. Dominguez F., Fossas E., Martinez L., Stability analysis of a buck converter with input filter via sliding-mode approach, *Proceedings of IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation Conference (IECON)*, vol. 3, str. 1438-1442, Włochy, 1994.
20. Drazenovic B., The invariance conditions in variable structure control systems, *Automatica*, vol. 5, nr 3, str. 287-295, 1969.
21. Edwards C., Spurgeon S., *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, Taylor & Francis, Londyn, 1998.
22. Erickson R. W., Optimal single resistor damping of input filter, *Proceedings of 14th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, vol. 2, str. 1073-1079, USA, 1999.
23. Erich S. Y., Polvika W. M., Input filter criteria for current-programmed regulators, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 7, nr 1, str. 143-151, 1992.
24. Emelyanov S. V., *Variable Structure Control Systems*, Nauka, Moskwa, 1967.
25. Filippov A. F., *Differential Equations with Discontinuous Righthand Sides*, Springer, Holandia, 1988.
26. Forsyth A. J., Modelling and control of dc-dc converters, *Power Engineering Journal*, vol. 12, nr 5, str. 229-236, 1998.
27. Fossi V., Giantomassi A., Ippoliti G., Longhi S., Orlando G., Corradini M.L., Discrete time sliding mode control of robotic manipulators: development and experimental validation, *Proceedings of ETFA*, str. 1-8, 2011.

28. Furuta K., Sliding mode control of discrete systems, *Systems & Control Letters*, vol. 14, nr 2, str. 145-152, 1990.
29. Gao W., Hung J. C., Variable structure control of nonlinear systems: a new approach, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, nr 1, str. 45-55, 1993.
30. Gao W., Wang Y., Homaifa A., Discrete-time variable structure control systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, nr 2, str. 117-122, 1997.
31. Gavagsaz-Ghoachani R., Phattanasak M., Martin J. P., Nahid-Mobarakeh B., Stability issues of DC-DC converters with input LC filter via flatness-based control, *Proceedings of IEEE Electrical systems for Aircraft, Ship Propulsion and Road Vehicle & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, str. 1-6, Francja, 2016.
32. Geng S., Zhao Y., Sun S., Wu X., Zheng Y., Liu J., Sliding mode control of LLC resonant DC-DC converters, *Proceedings of IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, str. 1034-1037, USA, 2016.
33. Guldemir H., Study of sliding mode control of DC-DC buck converter, *Energy and Power Engineering*, vol. 3, str. 401-406, 2011.
34. Guldemir H., Sliding mode control of DC-DC boost converter, *Journal of Applied Science*, vol. 5, nr 3, str. 588-592, 2005.
35. Hanif M., Kaddikar V., Xiao W., Kirtley J. M., Two degrees of freedom active damping technique for LCL filter-based grid connected PV systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, nr 6, str. 2795-2803, 2014.
36. Huangfu Y., Pang S., Nahid-Mobarakeh B., Guo L., 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, nr 1, str. 790-799, 2017.
37. Hung J. Y., Gao W., Hung J. C., Variable structure control: a survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, nr 1, str. 2-22, 1993.
38. 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, *Proceedings of IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, str. 1-5, USA, 2008.
39. Itkis U., *Control Systems of Variable Structure*, Wiley, Nowy York, 1976.
40. Jang Y., Erickson R. W., Physical origins of input filter oscillations in current programmed converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, nr 4, str. 725-733, 1992.
41. Julean A., Active damping of LCL filter resonance in grid connected applications - praca magisterska, AALBORG Universitet, 2009.
42. Kotta U., Comments on "On the stability of discrete-time sliding mode control systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, nr 9, str. 1021-1022, 1989.
43. Leśniewski P., Dyskretne sterowanie ślizgowe wybraną klasą obiektów z opóźnieniem w torze wejściowym - rozprawa doktorska, Politechnika Łódzka, Łódź, 2016
44. Levaggi L., Punta E., Analysis of second-order sliding-mode algorithm in presence of delays, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 51, nr 8, str. 1325-1332, 2006.
45. Levant A., Higher order sliding modes, differentiation and output-feedback control, *International Journal of Control*, vol. 76, nr 9, str. 924-941, 2009.
46. Ling R., Maksimovic D., Leyva R., Second-order sliding-mode controller for higher-order DC-DC converters, *Proceeding of IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, str. 1-7, Hiszpania, 2014.
47. Ling R., Maksimovic D., Leyva R., State-machine realization of second-order sliding-mode control for synchronous buck DC-DC converters, *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, str. 125-132, USA, 2013.
48. Malinowski M., Bernet S., A simple voltage sensorless active damping schemes for three-phase PWM converters with LCL filter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, nr 4, str. 1876-1880, 2008.
49. Martinez-Salamero L., Cid-Pastor A., Aroudi E., Giral R., Calvente J., Ruiz-Magaz G., Sliding-mode control of DC-DC switching converter, *Proceedings of IFAC World Congress*, str. 1910-1916, Włochy, 2011.
50. Mattavelli P., Rossetto L., Spiazzi G., Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, nr 1, str. 96-102, 1997.
51. McLyman W. T., *Transformer and Inductor Design Handbook*, CRC Press, USA, 2004.
52. Middlebrook R. D., Modelling current-programmed buck and boost regulators, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, nr 1, str. 36-52, 1989.
53. Middlebrook R. D., Topics in multiple-loop regulators and current-mode programming, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 2, nr 2, str. 109-124, 1987.

54. Middlebrook R. D., Null double injection and the extra element theorem, *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, nr 3, str. 167-180, 1989.
55. Middlebrook R. D., Input filter consideration in design and application of switching regulators, *Proceedings of IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, str. 366-382, USA, 1976.
56. Middlebrook R. D., Design techniques for preventing input filter oscillation in switched-mode regulators, *Proceedings of National Solid State Power Conversion Conference (POWERCON)*, vol. 3, str. 1-16, USA, 1978.
57. Milosavljević Č., Peruničić-Draženić B., Veselić B., Mitić D., A new design of servomechanisms with digital sliding mode, *Electrical Engineering*, vol. 89, nr 3, str. 233-234, 2007.
58. Mingfei W., Dylan D. L., A novel stabilization method of LC input filter with constant power loads without load performance compromise in DC microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nr 7, str. 4552-4562, 2015.
59. Mitchell D. M., Power line filter design consideration for DC-DC converters, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 5, nr 6, str. 16-26, 1999.
60. Mo O., Hernes M., Ljokelsoy K., Active damping of oscillation in LC-filter for line connected, current controlled, PWM voltage source converters, *Proceedings of 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, str. 1-10, Francja, 2003.
61. Neves F. A. S., Menezes B. R., Silva S. R., Discrete-time sliding mode control : a new design strategy applied to induction motor drives, *Proceedings of American Control Conference*, str. 125-130, 1998.
62. Nowacka A., Bartoszewicz A., Ślizgowe sterowanie obiektem trzeciego rzędu z ograniczeniami sygnału sterującego i prędkości, *Materiały Konferencyjne VII Krajowej Konferencji Naukowej Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym - SENE*, str. 393-402, Łódź, 2005.
63. Nowacka-Leverton A., Zastosowanie niestacjonarnych płaszczyzn przełączeń w układzie ślizgowego sterowania obiektem trzeciego rzędu - rozprawa doktorska, *Politechnika Łódzka*, Łódź, 2007.
64. Orłowska – Kowalska T., Tarchała G. J., Ślizgowe sterowanie prędkością silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu zmiennej w czasie prostej przełączającej, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 5, str. 8-13, 2014.
65. Orłowska – Kowalska T., Tarchała G. J., Dybkowski M., Sliding-mode direct torque control and sliding-mode observer with a magnetizing reactance estimator for the field-weakening of the induction motor drive, *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 98, str. 31-45, 2014.
66. Orłowska – Kowalska T., Tarchała G. J., Unified approach to the sliding-mode control and state estimation – application to the induction motor drive, *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 61, nr 4, str. 837-846, 2013.
67. Pappala R., Input Filter Design to prevent line oscillations in buck converter – praca magisterska, *Blekinge Institute of Technology*, 2012.
68. Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J. P., Nahid-Mobarakeh B., Riedinger P., Lyapunov-based control and observer of a boost converter with LC input filter and stability analysis, *Proceedings of IEEE Electrical Systems for Aircraft, Ship Propulsion and Road Vehicle & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, str. 1-6, Francja, 2016.
69. Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J-P, Nahid-Mobarakeh B., Riedinger P., Improved performance of a control using switching command based on Lyapunov functions of a boost converter with LC input filter, *Proceedings of IEEE Electrical Systems for Aircraft, Ship Propulsion and Road Vehicle & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC)*, str. 1-6, Francja, 2016.
70. Phattanasak M., Gavagsaz-Ghoachani R., Martin J. P., Comparative study of two control methods for a boost converter with LC input filter: indirect sliding-mode and flatness based control, *Proceedings of IEEE Renewable energy research and applications (ICRERA)*, str. 1201-1206, Włochy, 2015.
71. Renaudineau H., Martin J. P., Nahid-Mobarakeh B., Pierfederici S., DC-DC converters dynamic modelling with state observer-based parameter estimation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, nr 6, str. 3356-3363, 2015.
72. Sabanovic A., Variable structure systems with sliding modes in motion control - a survey, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, nr 2, str. 212-223, 2011.
73. Sabanovic A., Fridman L, Spurgeon S., *Variable Structure Systems: From Principles to Implementation*, IEE Book Series, Londyn, 2004.
74. Samantaray J., Chakrabarty S., Digital implementation of sliding mode controllers with DC-DC buck converter system, *Proceedings of 15th International Workshop on Variable Structure Systems*, str. 255-260, Austria, 2018.
75. Sarpturk S. Z., Istefanopulos Y., Kaynak O., On the stability of discrete-time sliding mode control systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 32, nr 10, str. 930-932, 1987.

76. Shang F., Yan Y., Start-up process and step response of DC-DC converter loaded by constant power loads, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, nr 1, str. 298-304, 2015.
77. Sira-Ramirez H., Sliding motions in bilinear switched networks, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 34, nr 8, str. 919-933, 1987.
78. Sira-Ramirez H., Dynamic second-order sliding mode control of hovercraft vessel, *IEEE Transactions on Control System Technology*, vol. 10, nr 6, str. 860-865, 2002.
79. Sira-Ramirez H., Rios-Bolivar M., Sliding mode control of DC-to-DC power converter via extended linearization, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 41, nr 10, str. 652-661, 1994.
80. 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, *Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics (CIEP)*, str. 149-154, Meksyk, 2016.
81. Tatar K., Leśniewski P., Chudzik P., Sterowanie ślizgowe przetwornicy DC-DC ze słabo tłumionym wejściowym filtrem LC, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 3, str. 106-110, 2018.
82. Utkin V. I., Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 22, nr 2, str. 212-222, 1977.
83. Utkin V. I., *Sliding Modes and their Applications in Variable Structure Systems*, MIR, Moskwa, 1978.
84. Utkin V. I., Variable structure systems: present and future, *Automation Remote Control*, vol. 44, nr 9, str. 1105-1119, 1983.
85. Utkin V. I., Guldner J., Shi J., *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Taylor&Francis, Londyn, 1999.
86. Utkin V. L., Sabanovic A., Sliding mode application in power electronics and motion control systems, *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 1, str. 22-31, Słowacja, 1999.
87. Veselić B., Peruničić-Draženić B., Milosavljević Č., Improved discrete-time sliding-mode position control using euler velocity estimation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, nr 11, str. 3840-3847, 2010.
88. Vidal-Idiarte E., Martinez-Salamero L., Valderrama-Blavi H., Guinjoan F., Maixe J., Analysis and design of  $H_{\infty}$  control of nonminimum phase-switching converters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 50, nr 10, str. 1316-1323, 2003.
89. Weichel R., Wang G., Mayer J., Hofman H., Active stabilization of DC-DC converters with LC filters via current-mode control and input voltage feedback, *Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, str. 3409-3413, USA, 2010.
90. Wu M., Lu D., A novel stabilization method of LC input filter with constant power loads without load performance compromise in microgrids, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, nr 7, str. 4552-4562, 2015.
91. Young K. D., Utkin V. I., Ozguner U., A control engineer's guide to sliding mode control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, nr 3, str. 328-342, 1999.
92. Zhang X., Sun L., Zhao K., Sun L., Nonlinear speed control for PMSM system using sliding-mode control and disturbance compensation techniques, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, nr 3, str. 1358-1365, 2013.
93. Zinober D., *Variable Structure and Lyapunov Control*, Springer-Verlag, Londyn, 1994.
94. Application Report SNVA801, Analysis and Design of Input Filter for DC-DC Circuit, Texas Instruments, 2017.
95. Application Report SNVA538, Input Filter Design for Switching Power Supplies, National Semiconductor Corporation, 2010.