

**ANALIZA I STEROWANIE UKŁADÓW
ELEKTRYCZNYCH I ENERGETYCZNYCH**

**ANALYSIS AND CONTROL OF ELECTRICAL
AND ENERGY SYSTEMS**

Monografia naukowa pod redakcją
Stefana Paszka

Wydawnictwo Politechniki Śląskiej

Gliwice 2023

REDAKTOR MONOGRAFII: Prof. dr hab. Stefan PASZEK
RECENZENCI: Prof. dr hab. inż. Marian ŁUKANISZYN
Dr hab. inż. Adrian Nocoń, prof. PŚ

REDAKCJA TECHNICZNA: Grażyna WEGIERA

Kolegium redakcyjne

REDAKTOR NACZELNY – Dr hab. inż. Barbara KULESZ, prof. PŚ
REDAKTOR DZIAŁU – Dr hab. inż. Adam GAŁUSZKA, prof. PŚ
SEKRETARZ REDAKCJI – Mgr Monika MOSZCZYŃSKA-GŁOWACKA

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Śląskiej

DOI. 10.34918/85350
e-ISBN 978-83-7880-896-1

Wydawnictwo
Politechniki Śląskiej
ul. Akademicka 5, 44-100 Gliwice
tel. (32) 237 18 48, (32) 237 17 26
<https://wydawnictwopolitechniki.pl/>

Spis treści

Wstęp.....	5
Dariusz Grabowski, Agnieszka Jakubowska-Ciszek, Michał Lewandowski, Seweryn Mazurkiewicz, Anna Piwowar, Piotr Świszcz Analiza, synteza i optymalizacja wybranych klas układów elektrycznych	6
Piotr Pruski, Stefan Paszek Określenie zespołów wytwórczych najbardziej wpływających na stabilność kątową systemu elektroenergetycznego	18
Stefan Paszek, Adrian Nocoń, Piotr Pruski Metody wyznaczania wybranych parametrów stabilizatorów systemowych PSS2A.....	27
Adrian Nocoń, Stefan Paszek, Piotr Pruski Weryfikacja parametrów stabilizatorów systemowych pss2a w sieci średniego napięcia zawierającej rozproszone źródła energii	45
Piotr Zientek Napięcia wałowe i prądy łożyskowe w maszynach elektrycznych dużej mocy	53
Dawid Mańka, Mateusz Wolniewicz, Patryk Tylutki, Jarosław Michalak, Paweł Lasek, Dariusz Grabowski Układ ładowania baterii kondensatorów w zastosowaniu wyrzutni elektromagnetycznych	64
Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Korski Aproksymująca charakterystyki napięciowej baterii litowo jonowej funkcjami optymalizowanymi rojem cząstek.....	73

Contents

Foreword	5
Dariusz Grabowski, Agnieszka Jakubowska-Ciszek, Michał Lewandowski, Seweryn Mazurkiewicz, Anna Piwowar, Piotr Świszcz Analysis, synthesis and optimization of selected classes of electrical systems	6
Piotr Pruski, Stefan Paszek Determination of generating units most affecting the angular stability of the power system.....	18
Stefan Paszek, Adrian Nocoń, Piotr Pruski The methods for determining selected parameters of pss2a power system stabilizers	27
Adrian Nocoń, Stefan Paszek, Piotr Pruski Verification of the PSS2A power system stabilizers parameters in a medium voltage network containing distributed energy sources	45
Piotr Zientek Shaft voltages and bearing currents in high power electric machine	53
Dawid Mańka, Mateusz Wolniewicz, Patryk Tylutki, Jarosław Michalak, Paweł Lasek, Dariusz Grabowski Capacitor battery charging system applied in electromagnetic launchers	64
Tadeusz Białoń, Roman Niestrój, Wojciech Korski Aproximation of the lithium ion battery voltage characteristic with particle swarm optimized functions	73

Wstęp

W skład monografii wchodzi siedem artykułów przedstawiających najnowsze wyniki badań, realizowanych przez zespoły badawcze oparte głównie na pracownikach Katedry Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Śląskiej. W realizacji badań opisanych w jednym artykule (siódmym w kolejności) brali też udział pracownicy Instytutu Technik Innowacyjnych EMAG, a w przypadku innego artykułu (szóstego) w badaniach byli zaangażowani także studenci.

Monografię rozpoczyna artykuł byłych doktorantów Profesora Janusza Walczaka, w którym przedstawiono szeroki zakres tematów, związanym z analizą, syntezą i optymalizacją różnych układów elektrycznych i elektronicznych.

Trzy następne artykuły związane są z zagadnieniem tłumienia kołysań elektromechanicznych w systemie elektroenergetycznym (SEE). W pierwszym z nich opisano metodę wyznaczania zespołów wytwórczych, pracujących w SEE, które najbardziej wpływają na stabilność kątową układu (bazującą na analizie przebiegów mocy chwilowej w stanach nieustalonych). W drugim artykule z tej serii przedstawiono szczegółowe badania związane z metodami wyznaczania parametrów stabilizatorów systemowych typu PSS2, stosowanych do tłumienia tych kołysań. A w następnym artykule przedstawiono weryfikację tych obliczeń, dotyczącą zastosowania takich stabilizatorów w sieci średniego napięcia zawierającej rozproszone źródła energii.

W piątym artykule opisano ważny problem związany z powstawaniem napięcia wałowego i prądów łożyskowych i ich wpływu na uszkodzenia łożysk w silnikach elektrycznych dużych mocy.

W kolejnym artykule Autorzy przedstawili wyniki badań praktycznych i symulacyjnych dotyczących systemu ładowania (wraz z analizą algorytmów sterowania prądu ładowania) baterii kondensatorów elektrolitycznych wyrzutni elektromagnetycznej.

Ostatni artykuł opisuje badania dotyczące aproksymacji charakterystyki napięciowej baterii litowo-jonowej przy zastosowaniu metody roju cząstek.

Mam nadzieję, że wyniki badań zaprezentowane w monografii, wzbudzą zainteresowanie czytelników i przyczynią się do dalszych badań w prezentowanych tematach.

Stefan Paszek

Dariusz GRABOWSKI, Agnieszka JAKUBOWSKA-CISZEK, Michał LEWANDOWSKI,
Seweryn MAZURKIEWICZ, Anna PIWOWAR, Piotr ŚWISZCZ

Politechnika Śląska

ANALYSIS, SYNTHESIS AND OPTIMIZATION OF SELECTED CLASSES OF ELECTRICAL SYSTEMS

ANALIZA, SYNTEZA I OPTYMALIZACJA WYBRANYCH KLAS UKŁADÓW ELEKTRYCZNYCH

Streszczenie. Artykuł zawiera przegląd problemów naukowych, którymi zajmował się prof. Janusz Walczak we współpracy ze swoimi doktorantami w latach 1993-2020 i stanowi krótkie podsumowanie działalności wybitnego naukowca, który odszedł niespodziewanie w dniu 12.02.2020 r. Problemy naukowe przedstawione w artykule obejmują: optymalizacyjne metody syntezy układów elektrycznych, analizę układów nieliniowych, filtrację sygnałów elektrycznych, a także modelowanie układów parametrycznych, układów o parametrach rozmytych, układów z przebiegami chaotycznymi i losowymi oraz analizę układów ułamkowego rzędu. Warto zwrócić uwagę na szerokie spektrum działalności naukowej prof. Janusza Walczaka, które obejmowało z jednej strony tematy z pogranicza elektrotechniki i elektroniki, a z drugiej przetwarzania sygnałów i telekomunikacji.

Słowa kluczowe: analiza obwodów elektrycznych, analiza sygnałów, synteza obwodów elektrycznych, metody optymalizacyjne.

Wstęp

W roku 2021 minęło 35 lat, odkąd prof. Janusz Walczak obronił doktorat w dyscyplinie naukowej elektrotechnika. Można zatem stwierdzić, że większość swojego życia zawodowego poświęcił pracy naukowej i dydaktycznej. Pracę doktorską zatytułowaną „Zagadnienie stosowalności pewnych metod analitycznych wyznaczania parametrów skupionych RLC ” obronił z wyróżnieniem w 1986 roku. Promotorem w przewodzie doktorskim był prof. Marek Brodzki, którego z kolei promotorem pracy doktorskiej był prof. Zygmunt Nowomiejski, Dziekan Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej i współtwórca konferencji Seminarium Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów SPETO. W 1993 roku prof. Janusz Walczak uzyskał stopień doktora habilitowanego, publikując monografię pt. „Optymalizacja energetyczno-jakościowych właściwości obwodów elektrycznych w przestrzeniach Hilberta”. W 2003 roku Profesor otrzymał tytuł profesora nadany przez Prezydenta Rzeczypospolitej Polski Aleksandra Kwaśniewskiego.

Prof. Janusz Walczak intensywnie pracował naukowo, wydając w latach 1983-2020, jako autor i współautor, ponad 433 publikacji (zgodnie z bazą Dorobek), w tym: 304 referaty na konferencjach i rozdziały w monografiach pokonferencyjnych, 101 artykułów w czasopismach, 16 podręczników i skryptów dydaktycznych, 3 monografie oraz 2 patenty. Ostatni patent został przyznany Profesorowi kilka miesięcy po jego śmierci, w 2020 roku.

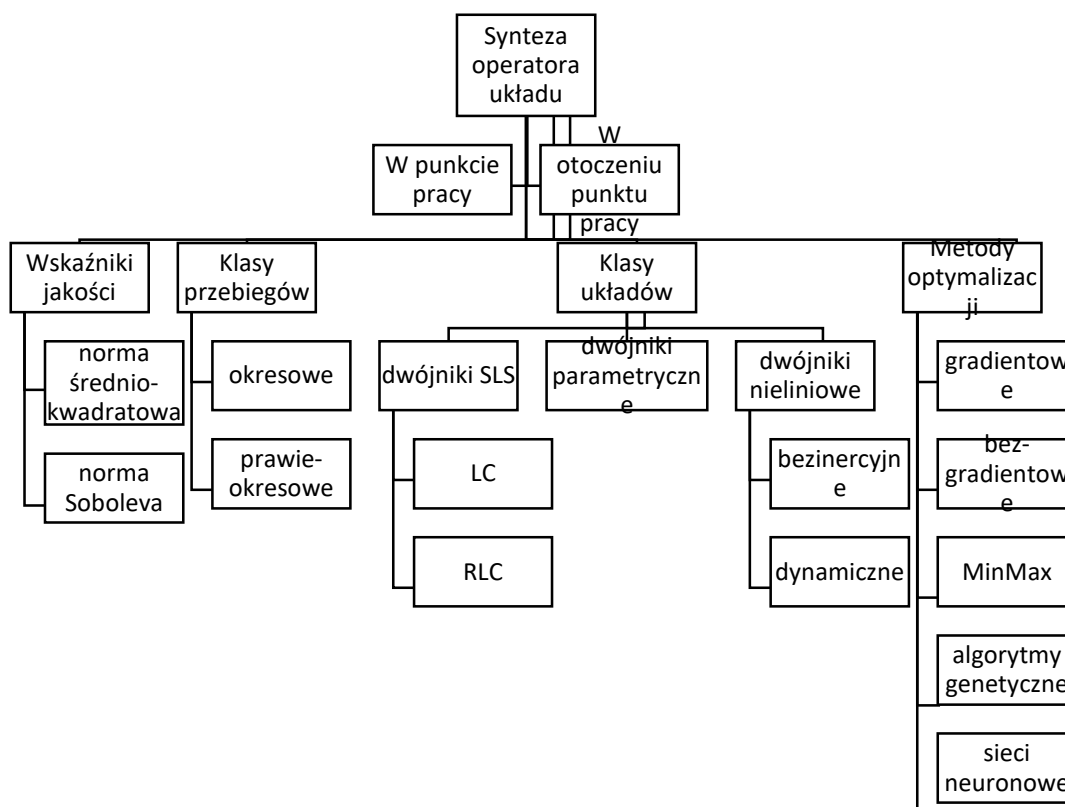
Wiele z tych prac było związanych z badaniami nad rozprawami doktorskimi jego doktorantów. Do jego dorobku naukowego można zaliczyć 9 otwartych przewodów doktorskich, z czego 7 doktorantów obroniło swoje prace, w tym 5 uzyskało wyróżnienie. Ponadto, warto wspomnieć, że prof. Janusz Walczak był cenionym dydaktykiem i opiekunem prac dyplomowych, kilkakrotnie otrzymując nagrodę „Złotej Kredy” od społeczności studenckiej Wydziału Elektrycznego.

Artykuł przedstawia przegląd prowadzonych wspólnie z prof. Januszem Walczakiem badań jego doktorantów. Warto zwrócić uwagę na szerokie spektrum zainteresowań naukowych Profesora, które obejmowały tematy z zakresu elektroniki, elektrotechniki, telekomunikacji, przetwarzania sygnałów i dziedzin pokrewnych.

Synteza liniowych i nieliniowych układów elektrycznych metodami optymalizacyjnymi

Praca doktorska [1] realizowana pod opieką prof. Janusza Walczaka w latach 1995-1999 dotyczy syntezy dwójników elektrycznych metodami optymalizacyjnymi. W przeciwieństwie do klasycznych metod syntezy wymagających znajomości funkcji układowej (operatora) układu. Zaproponowane w pracy metody syntezy wymagają jedynie znajomości opisu transmisyjnego układu w punkcie pracy lub w jego otoczeniu. W przypadku, gdy funkcje układowe stanowiące model matematyczny układu są nieznane, a ich identyfikacja jest trudna lub nawet niemożliwa, opracowane metody syntezy stanowią skuteczną alternatywę w stosunku do metod klasycznych. Praca ma charakter teoretyczny, tym niemniej opracowane w niej metody syntezy dwójników mogą znaleźć zastosowanie w przypadku, gdy konieczne jest stosowanie dwójników o zadanych właściwościach transmisyjnych. Jednym z zastosowań optymalizacyjnych metod syntezy dwójników jest możliwość ich wykorzystania w projektowaniu kompensatorów w układach z przebiegami niesinusoidalnymi, co było jedną z inspiracji powstania pracy [1].

Opracowane metody syntezy polegają w istocie na doborze układów, których odpowiedzi stanowią aproksymację odpowiedzi układu o zadanym opisie transmisyjnym. W zależności od przyjętej dokładności aproksymacji, uzyskiwane w wyniku syntezy struktury drabinkowe dwójników mogą posiadać niewielką liczbę elementów, co wpływa na koszt ich realizacji.



Rys. 1. Zagadnienia rozpatrywane w pracy [1]

Rozpatrywane w pracy metody syntezy można podzielić na dwie grupy. Pierwsza z nich, nazywana metodami krokowymi syntezy, polega na adaptacyjnym doborze liczby elementów projektowanej struktury drabinkowej dwójników w kolejnych krokach, których liczba zależna jest od założonej dokładności aproksymacji. Druga grupa metod, nazywana bezpośrednimi, polega na optymalizacji parametrów ustalonych struktur projektowanych dwójników. W pracy przyjęto, że klasy realizacji projektowanych struktur drabinkowych dwójników zawierają: elementy skupione R , L , C , elementy parametryczne $R(t)$, $L(t)$, $C(t)$, a także bezinercyjne i inercyjne elementy nieliniowe o charakterystykach opisywanych wielomianami.

W pracy [1] zostały rozwiązane następujące problemy (rys. 1):

Synteza dwójników reaktancyjnych LC i dwójników SLS metodą krokową i bezpośrednią. Opracowane metody syntezy umożliwiają realizację dwójników LC i dwójników SLS w strukturach kanonicznych Fostera, a także w przypadku dwójników SLS w strukturach stanowiących uogólnienie tych struktur.

1. Synteza dwójników parametrycznych trzema metodami. Pierwsza z nich dotyczy układów realizowanych w strukturach równoległych $R(t)$, $L(t)$, $C(t)$, druga układów realizowanych w postaci sekcji parametrycznych pierwszego rzędu, trzecia natomiast układów o zadanej impulsowej funkcji przejścia.
2. Synteza dwójników nieliniowych bezinercyjnych i dynamicznych w punkcie pracy oraz w jego otoczeniu metodą krokową i bezpośrednią. Dwójniki te realizowane mogą być w strukturach drabinkowych zawierających bezinercyjne i dynamiczne elementy dwuzakresowe o charakterystykach opisanych wielomianami.

Do efektywnego rozwiązania wymienionych problemów syntezy opracowano:

- klasyczne algorytmy optymalizacji gradientowej i bezgradientowej, po ich odpowiednim przystosowaniu,
- metody sztucznych sieci neuronowych (Hopfielda), po ich adaptacji do warunków rozwiązywanych problemów,
- metody poszukiwania minimum wykorzystujące teorię algorytmów genetycznych.

Wszystkie wymienione powyżej metody syntezy oraz zastosowane w nich algorytmy optymalizacji zostały zaimplementowane w dedykowanym oprogramowaniu zrealizowanym w ramach pracy [1], a także w dużej mierze opisane w 22 artykułach naukowych opublikowanych w latach 1995-1999. Współautorem znaczącej większości tych artykułów (18) był prof. Janusz Walczak.

Analiza układów rlc z nieliniowymi elementami bezinercyjnymi

Praca doktorska [2] była realizowana pod opieką prof. Janusza Walczaka w latach 1997-2001. Wynikiem badań jest rozprawa poświęcona analizie układów RLC z nieliniowymi elementami bezinercyjnymi, a w szczególności analizie stabilności różnego typu drgań występujących w takich obwodach.

Opracowane w ramach pracy metody analizy pozwalają na określenie przy jakich wartościach parametrów elementów obwodów mogą wystąpić w nich stabilne drgania okresowe lub prawie okresowe o częstotliwości wymuszenia, bądź też o częstotliwości będącej nadwielokrotnością lub podwielokrotnością częstotliwości wymuszenia. Zastosowana w pracy metoda uśrednienia analizy stabilności drgań stanowi kontynuację i rozszerzenie metod analizy drgań w układach liniowych. Badanie stabilności sprowadza się tu do określenia znaków wartości własnych zlinearyzowanego i uśrednionego równania stanu obwodu. Dla obwodów zawierających elementy nieliniowe o charakterystykach zapisywanych wielomianami, metoda uśredniania umożliwia określenie warunków stabilności drgań w postaci jawnych wzorów. Efektywne wykorzystanie tych wzorów wymaga jednak wspomaganie komputerowego. Przyjęta w pracy koncepcja opisu elementów nieliniowych z wykorzystaniem wielomianów pozwala na

zastosowanie opracowanej metody analizy drgań dla obwodów zawierających bezinercyjne elementy nieliniowe bez pamięci o praktycznie dowolnych charakterystykach, a ograniczenie maksymalnego stopnia wielomianów aproksymujących charakterystyki elementów nieliniowych wynika jedynie z możliwości dostępnego sprzętu komputerowego i oprogramowania. W zakres pracy doktorskiej i rozwiązanych w niej problemów wchodzi następujące zagadnienia:

1. Opracowanie metody analizy stabilności drgań w obwodach dynamicznych pierwszego rzędu, należących do klas (e, R, L, R_N) , (e, R, C, G_N) .
2. Opracowanie metody analizy stabilności drgań w obwodach dynamicznych drugiego rzędu, będących reprezentantami klas: (e, R, L, C, R_N) , (e, R, L, C, G_N) obejmującą analizę przypadków: drgań nierezonansowych, rezonansu podstawowego, drgań ultraharmonicznych i drgań subharmonicznych.
3. Wskazanie możliwości zastosowania opracowanych metod analizy drgań w układach pierwszego i drugiego rzędu do analizy drgań w wybranych klasach układów trójfazowych.
4. Opracowanie i wykonanie badań uniwersalnego elementu nieliniowego – uogólnionej diody Chuy.
5. Opracowanie pakietu programów stanowiących implementację stosowanych w badaniach metod i uzyskanych wyników, służących do jakościowej i ilościowej analizy drgań.
6. Formalizacja, normalizacja i unifikacja równań stanu układów nieliniowych trzeciego rzędu, których analiza jest możliwa metodą uśredniania.
7. Formalizacja, normalizacja i unifikacja równań stanu nieliniowych obwodów trójfazowych ze sprzężeniami magnetycznymi oraz zaproponowanie alternatywnej metody analizy takich układów, polegającej na dekompozycji układów trójfazowych.

Wszystkie opracowane w ramach pracy metody analizy oraz stosowane w nich algorytmy zostały zaimplementowane w postaci programów komputerowych napisanych w językach Delphi, Mathematica i w języku symbolicznym symulatora Insite.

W oparciu o uzyskane w pracy [2] wyniki możliwe jest uogólnienie opracowanych metod analizy dotyczące:

- analizy drgań w układach nieliniowych trzeciego oraz wyższych rzędów, a także w układach trójfazowych ze sprzężeniami magnetycznymi,
- analizy drgań w układach zawierających niesinusoidalne, okresowe lub prawie okresowe źródła energii,
- analizy drgań w układach zawierających nieliniowe elementy indukcyjne lub kondensatory bez pamięci.

Idea opracowanych i stosowanych w pracy [2] metod może być wykorzystywana do rozwiązywania tych problemów po odpowiedniej modyfikacji równań stanu układów, zgodnie z koncepcją metody uśredniania.

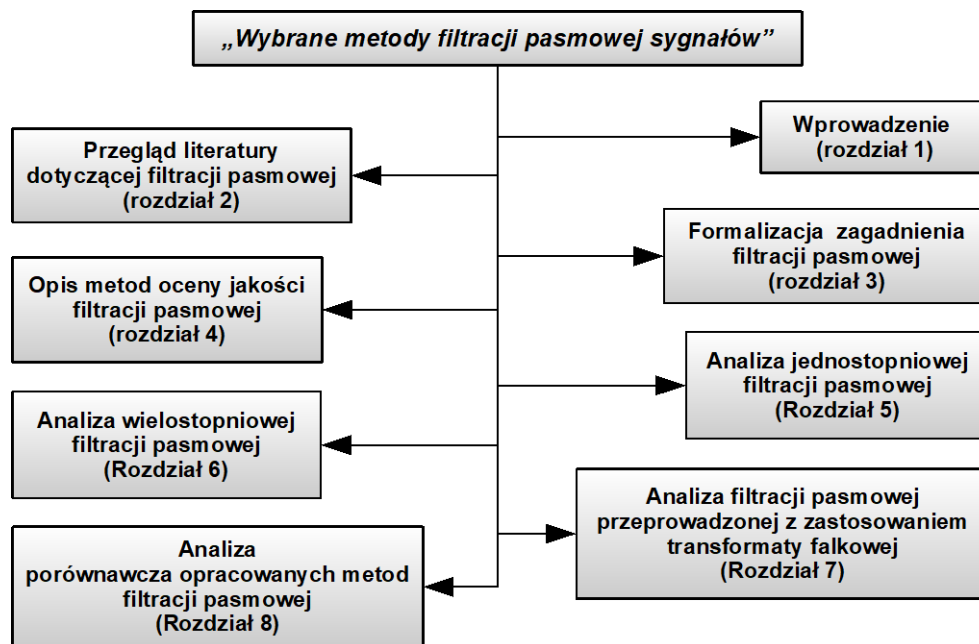
Wszystkie badania dotyczące pracy [2], zostały opisane w 19 artykułach naukowych i materiałach konferencyjnych opublikowanych w latach 1995-2001. Prof. Janusz Walczak był współautorem znacznej większości (13) tych artykułów i prac badawczych.

Wybrane metody filtracji pasmowej sygnałów

Praca doktorska [3] realizowana pod opieką prof. Janusza Walczaka w latach 2003-2009 dotyczy wybranych metod filtracji pasmowej sygnałów. Filtracja pasmowa dotyczy sygnałów o ograniczonym widmie Fouriera i polega na dekompozycji widma na skończoną liczbę podpasm. W zależności od sposobu realizacji procesu filtracji wyróżnić można filtrację jednostopniową i wielostopniową. Filtracja jednostopniowa polega na przefiltrowaniu sygnału

przez zespół równolegle pracujących filtrów, na wyjściach których uzyskuje się pożądane podpasma. Filtracja wielostopniowa jest znamienna tym, że poszczególne podpasma są uzyskiwane na drodze kaskadowej filtracji sygnałów przez banki odpowiednio zaprojektowanych filtrów. Ponadto pewną grupę metod alternatywnych do filtracji w klasycznym rozumieniu tego słowa, stanowią metody bazujące na transformatach sygnałów, na przykład te oparte na transformacie falkowej. Podział na poszczególne podpasma jest tutaj przeprowadzany w dziedzinie danej transformaty, co często pozwala uzyskać pożądane cechy przeprowadzanej ekstrakcji pasm lub też wydatnie ją uprościć.

Filtrację pasmową stosuje się dla sygnałów o złożonym i często niejednoznacznym opisie matematycznym. Analiza właściwości sygnałów o wyodrębnionych podpasmach umożliwia często identyfikację tych cech sygnału, których określenie na podstawie analizy sygnału pierwotnego (nie poddawanego filtracji pasmowej) jest trudne, a czasem wręcz niemożliwe. Zakres zagadnień omawianych w pracy [3] przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Zagadnienia rozpatrywane w pracy [3]

Praca [3] poświęcona jest jedno- i wielostopniowej filtracji pasmowej sygnałów z wykorzystaniem klasycznych filtrów LTI o charakterystykach aproksymowanych w sensie Butterwortha, Czebyszewa, Jacobiego (eliptycznych) oraz FIR o liniowej fazie, pewnej klasy filtrów parametrycznych, kilku klas filtrów falkowych, a także porównania efektywności metod filtracji pasmowej z zastosowaniem wymienionych typów filtrów. Porównania dokonano w oparciu o zaproponowane w pracy wskaźniki jakości filtracji (rys. 2). Jako sygnały testowe wykorzystano sygnały EEG (elektroencefalograficzne), których analiza opiera się na obserwacji zjawisk zachodzących w pewnych charakterystycznych podpasmach: delta (0,3-3 Hz), theta (4-7 Hz), alpha (8-13 Hz) i beta (14-30 Hz). Każde z wymienionych podpasm odpowiada za pewne charakterystyczne stany aktywności mózgu. Sygnały wykorzystane w pracy pochodzą z rutynowych badań pacjentów, u których nie stwierdzono żadnych zaburzeń (pacjenci zostali sklasyfikowani przez lekarza jako zdrowi).

W pracy [3] zostały rozwiązane następujące problemy:

1. Konstrukcja wskaźników jakości procesów filtracji pasmowej w ujęciu układowym i sygnałowym. Wskaźniki te umożliwiają ocenę porównawczą układów filtracji pasmowej zbudowanych z różnych typów filtrów cyfrowych (Butterwortha, Czebyszewa,

- eliptycznych, FIR, o zerowej fazie, klasy LTI-reduktor częstotliwości, falkowych) i ocenę zniekształceń wprowadzanych przez opracowane systemy filtracji.
2. Opracowanie metody linearyzacji fazy w układach jednostopniowej filtracji pasmowej z wykorzystaniem wszechprzepustowych korektorów fazowych.
 3. Opracowanie układu filtracji wielostopniowej klasy filtr LTI-reduktor częstotliwości i algorytmu sprowadzania tego układu do postaci jednostopniowej, co umożliwia wykorzystanie wymienionych w punkcie pierwszym wskaźników do oceny jego właściwości.
 4. Analizę metod redukcji zniekształceń stosowanych w układach banków lustrzanych filtrów kwadraturowych i banków filtrów o perfekcyjnej rekonstrukcji.
 5. Opracowanie dwóch niezależnych metod redukcji zniekształceń filtracji w układach wielostopniowej filtracji pasmowej, tzn. metody modyfikacji filtrów oraz metody filtrów dołączonych.
 6. Opracowanie układu filtracji wielostopniowej bazującego na algorytmie Mallata szybkiej transformaty falkowej z ortogonalnymi filtrami falkowymi FIR.
 7. Badania doświadczalne opracowanych układów filtracji pasmowej zastosowanych do filtracji sygnałów EEG. Z badań tych wynika, że najmniejsze zniekształcenia filtracji w sensie zastosowanych wskaźników jakości zapewniają układy jednostopniowe. Najlepsze wykorzystanie zasobów systemu DSP (cyfrowego przetwarzania sygnałów) oraz największe możliwości korekcji zniekształceń zapewniają układy wielostopniowe klasy filtr LTI-reduktor częstotliwości. Dodatkowo układy wielostopniowe tej klasy umożliwiają najbardziej elastyczne kształtowanie charakterystyk częstotliwościowych filtrów każdego z podpasem.
- Wszystkie opracowane w ramach pracy układy filtracji pasmowej zostały zaimplementowane w postaci programów komputerowych napisanych w języku Matlab, a wyniki badań symulacyjnych z wykorzystaniem tych programów zostały zamieszczone w pracy [3], a także w dużej mierze opisane w kilkunastu artykułach naukowych opublikowanych w latach 2003-2010. Współautorem dziewięciu spośród tych artykułów był prof. Janusz Walczak.

Analiza układów parametrycznych złożonych z sekcji pierwszego i drugiego rzędu

Praca doktorska [4] pod opieką prof. Janusza Walczaka realizowana była w latach 2005-2011. Wynikiem badań jest rozprawa poświęcona konstrukcji modeli analitycznych układów parametrycznych o parametrach zmiennych nieokresowo i analizie właściwości tych modeli. Rozpatrywane modele układów parametrycznych opisane są pierwotnie liniowymi równaniami różniczkowymi zwyczajnymi o zmiennych współczynnikach, pierwszego i drugiego rzędu. Układy te nazywane są sekcjami parametrycznymi pierwszego i drugiego rzędu. Praca dotyczy układów pierwszego i drugiego rzędu, dla których możliwe jest opracowanie modeli analitycznych i istnieje ponadto jasna interpretacja fizykalna ich zmiennych parametrów. Wymienione cechy na ogół nie występują dla układów opisywanych równaniami wyższych rzędów. Połączenia sekcji pierwszego i drugiego rzędu (podobnie jak w syntezy układów stacjonarnych LTI – ang. *linear time invariant*) umożliwiają uzyskiwanie szerokiej klasy układów parametrycznych wyższych rzędów.

Opracowanie modeli analitycznych sekcji parametrycznych pierwszego i drugiego rzędu stanowi pierwszy krok na drodze do ich syntezy, projektowania i optymalizacji z punktu widzenia konkretnych zastosowań. Układy parametryczne nazywane także krótko układami LTV (ang. *linear time varying*) stanowią szeroką klasę układów elektrycznych i elektronicznych o licznych zastosowaniach w technice, w tym między innymi:

- eliminację składowej stałej z sygnałów biomedycznych,
- przetwarzanie sygnału mowy i obrazu i detekcja zakłóceń,

- separację i redukcję szumów w układach modulacji i demodulacji,
- filtrację silnie zaszumionych sygnałów,
- generację niestacjonarnych procesów losowych.

Zawarte w pracy badania dotyczą konstrukcji modeli analitycznych liniowych układów o nieokresowo zmiennych w czasie parametrach oraz analizy właściwości tych modeli. Cechą znaną rozpatrywanych modeli były ich właściwości asymptotyczne związane z tym, że po dostatecznie długim czasie analizowane układy parametryczne podlegały ewolucji do odpowiadających im układów o stałych parametrach (LTI). Podstawowe charakterystyki dynamiczne liniowych układów stacjonarnych takie jak: odpowiedź skokowa, odpowiedź impulsowa i charakterystyka częstotliwościowa można uogólnić na układy niestacjonarne. Zastosowane w ramach pracy metody analizy pozwalają na badanie właściwości dynamicznych i częstotliwościowych układów niestacjonarnych.

Rozpatrywane w pracy modele dolnoprzepustowych sekcji parametrycznych pierwszego i drugiego rzędu umożliwiają wyznaczanie odpowiedzi impulsowych oraz odpowiedzi sekcji na dowolne wymuszenie w postaci sygnału o ograniczonej mocy lub o skończonej energii. Analiza układów LTV w dziedzinie czasu polegała na rozwiązywaniu parametrycznych równań różniczkowych pierwszego i drugiego rzędu opisujących układy, co umożliwiło wyznaczanie odpowiedzi układów na dowolne wymuszenia. Jeżeli współczynniki równań opisujących układy LTV zmieniają się w czasie, to odpowiedzi tych układów zależą od momentu podania sygnału wymuszającego na ich wejścia. Powyższy efekt jest charakterystyczny dla układów niestacjonarnych i nie występuje w układach LTI.

Badanie właściwości częstotliwościowych układów parametrycznych było możliwe dzięki znajomości w postaci jawnej impulsowych funkcji przejścia układów, w efekcie wyznaczono charakterystyki czasowo-częstotliwościowe badanych układów. Charakterystyki częstotliwościowe układów niestacjonarnych są transformatami Fouriera odpowiedzi impulsowych i są funkcjami nie tylko częstotliwości (jak w przypadku układów LTI), ale także czasu.

Szczegółowa analiza sekcji pierwszego i drugiego rzędu umożliwiła konstrukcję układów parametrycznych wyższych rzędów zbudowanych na bazie kaskadowego i równoległego połączenia tych sekcji.

Badane układy zostały podzielone ponadto na dwie klasy, ze względu na charakter przebiegu zmienności ich parametrów. Pierwsza z nich obejmuje układy z parametrami zmiennymi eksponencjalnie, do drugiej klasy należą układy o nieokresowych funkcjach parametryzujących będących sumą składowej stałej i funkcji o skończonej energii. Funkcje takie można aproksymować z dowolną dokładnością uogólnionymi szeregami Fouriera z bazą funkcji wykładniczych, co pozwala na uogólnienie wyników badań przeprowadzonych dla pierwszej z wymienionych klas.

W trakcie prac zostały rozwiązane następujące problemy:

1. Opracowanie metody konstrukcji analitycznych modeli transmisyjnych układów LTV pierwszego rzędu o parametrach zmiennych eksponencjalnie lub nieokresowo oraz układów LTV drugiego rzędu o parametrach zmiennych eksponencjalnie. Modele te w postaci splotu parametrycznego umożliwiają wyznaczanie odpowiedzi wymienionych układów na dowolne wymuszenie w postaci zamkniętej.
2. Opracowanie metody analityczno-numerycznej konstrukcji modeli transmisyjnych układów LTV drugiego rzędu o parametrach zmiennych nieokresowo.
3. Analiza stabilności i warunków stabilności układów parametrycznych pierwszego i drugiego rzędu metodą uogólnionych wartości własnych.
4. Opracowanie metody wyznaczania charakterystyk czasowo-częstotliwościowych elementarnych sekcji parametrycznych pierwszego i drugiego rzędu na bazie znajomości ich impulsowych funkcji przejścia.

5. Analiza właściwości połączeń równoległych i kaskadowych sekcji parametrycznych pierwszego i drugiego rzędu oraz opracowanie algorytmów wyznaczania równań różniczkowych, impulsowych funkcji przejścia i charakterystyk czasowo-częstotliwościowych sekcji zastępczych.
6. Opracowanie na bazie procesora sygnałowego przykładowej realizacji parametrycznego filtra o zmiennej w czasie częstotliwości granicznej i przeprowadzenie jego badań doświadczalnych.

Wszystkie zaproponowane w ramach pracy metody analizy układów LTV zostały zaimplementowane komputerowo z wykorzystaniem symulatora PSpice, programu Mathematica i mogą być wykorzystywane do badania właściwości układów parametrycznych. Wyniki analizy matematycznej i symulacji zamieszczono w pracy jako ilustrację rozpatrywanych problemów. W oparciu o uzyskane w pracy wyniki możliwe jest uogólnienie opracowanych metod badania układów LTV, dotyczące:

1. Analizy w dziedzinie czasu i częstotliwości szerokich klas układów niestacjonarnych dowolnych rzędów o nieokresowo zmiennych parametrach.
2. Syntezy układów LTV wyższych rzędów z wykorzystaniem sekcji parametrycznych z wykorzystaniem sekcji pierwszego i drugiego rzędu.
3. Optymalizacji parametrów układów LTV z punktu widzenia zadanej funkcji celu i konkretnych zastosowań np. redukcji szumów w sygnałach, poprawy dynamiki układów i wielu innych.
4. Rozszerzenia klasy funkcji parametryzujących na funkcje okresowe i prawie okresowe.

Opracowane w pracy modele zostały następnie wykorzystane do konstrukcji filtrów parametrycznych pod kątem ich praktycznych zastosowań. Rezultatem wspólnie prowadzonych badań w tej dziedzinie było 38 publikacji do roku 2012, w tym 33 publikacje były współautorskie z prof. Januszem Walczakiem.

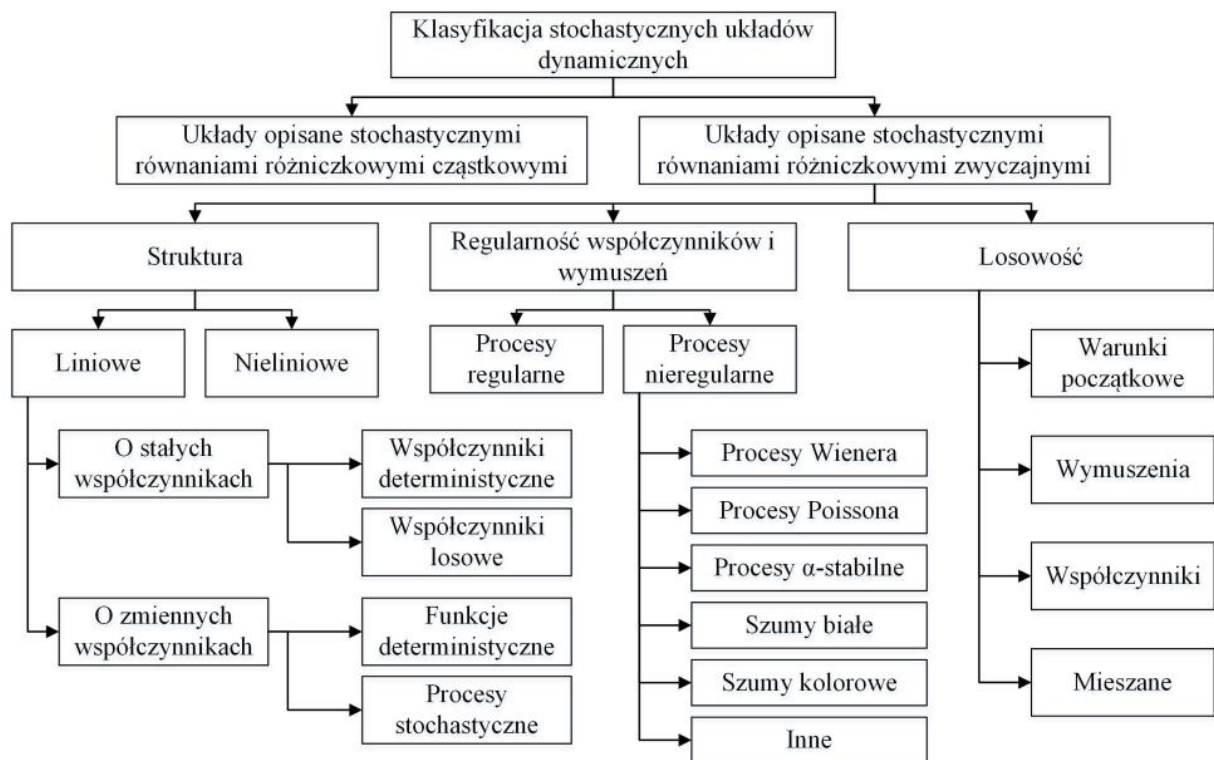
Analiza dynamicznych układów stochastycznych metodą momentów

Praca doktorska „Analiza dynamicznych układów stochastycznych metodą momentów” była realizowana pod opieką prof. Janusza Walczaka w latach 2011-2017. Praca została zrealizowana prawie w całości, a jej wyniki opublikowane w wielu artykułach naukowych m.in. [5, 6]. Jednakże ostatecznie nie została złożona i obroniona.

Praca skupiała się na analizie stochastycznych układów dynamicznych, zwłaszcza układów pierwszego i drugiego rzędu. Do rozwiązywania równań różniczkowych zastosowano metodę momentów. Stochastyczne układy dynamiczne można najogólniej podzielić na dwa rodzaje: układy opisane stochastycznymi równaniami różniczkowymi liniowymi oraz układy opisane stochastycznymi równaniami różniczkowymi cząstkowymi. W badaniach podjęto analizę układów pierwszego typu. W ramach tej analizy wyszczególniono układy o strukturze liniowej o stałych i zmiennych współczynnikach, które mogą być dobrane w sposób deterministyczny lub losowy. Badania dotyczyły układów pierwszego i drugiego rzędu, natomiast opracowana metoda pozwala na rozszerzenie analizy na układy różniczkowe n -tego stopnia.

W stochastycznych układach liniowych należy uwzględnić pewne parametry procesu, które mogą przyjąć wartości losowe, np. warunki początkowe, wymuszenia, współczynniki (np. wartości rezystancji, indukcyjności, pojemności) lub też kombinację tych losowych parametrów. W ramach pracy zbadano regularność losowych współczynników i wymuszeń. wzięto pod uwagę zachodzące w takich układach procesy regularne i procesy nieregularne (stochastyczne), np. procesy Wienera, procesy Poissona, α -stabilne, czy też szумы białe i kolorowe. W badaniach przeanalizowano również właściwości i charakterystyki stochastycznych modeli elementów pasywnych, takich jak m.in. rezystor, cewka, czy cewki sprzężone magnetycznie [6].

Zakres badań przeprowadzonych w ramach pracy doktorskiej przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Zagadnienia rozpatrywane w pracy [5]

Badania nad tą tematyką zostały opisane łącznie w około 27 artykułach naukowych opublikowanych w latach 2012-2016, z których 25 jest współautorstwa prof. Janusza Walczaka.

Analiza układów liniowych ułamkowego rzędu

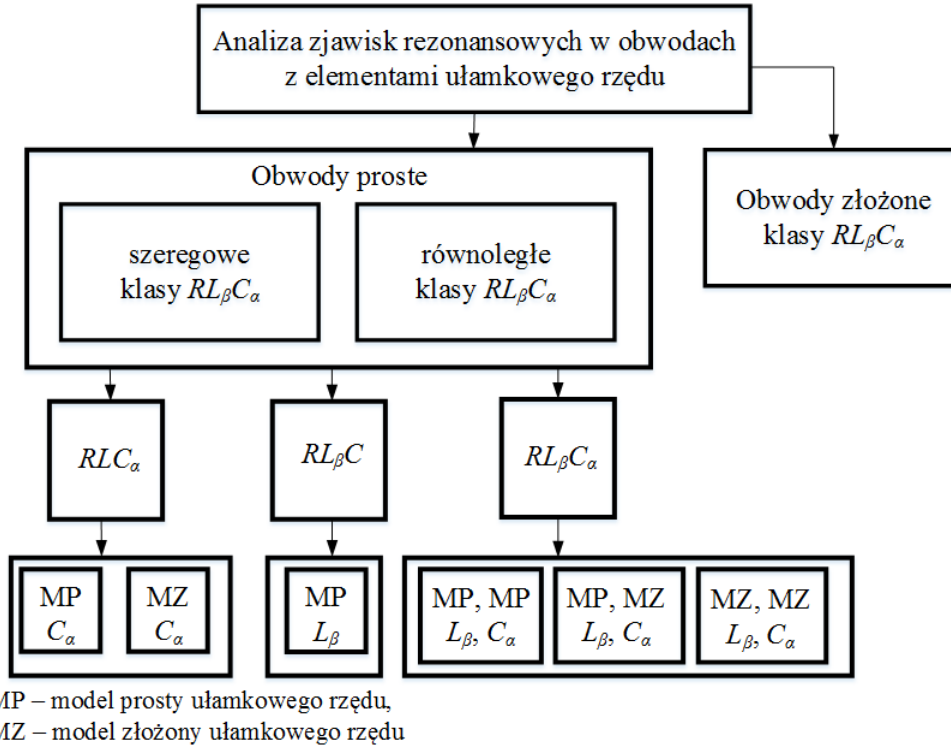
Praca doktorska [7] realizowana była pod opieką prof. Janusza Walczaka w latach 2012-2017. Rozprawa poświęcona jest analizie prostych i złożonych układów ułamkowego rzędu, a szczególnie analizie zjawisk rezonansowych i analizie stanów nieustalonych w tych układach, a także syntezie nowych elementów i układów ułamkowego rzędu.

Do najważniejszych osiągnięć pracy można zaliczyć rozwiązanie następujących problemów:

1. Przeprowadzenie analizy zjawisk rezonansu fazy i amplitudy w prostych szeregowych i równoległych obwodach klasy $RL_\beta C_\alpha$, z wykorzystaniem prostego i złożonego modelu impedancji superkondensatora ułamkowego rzędu.
2. Opracowanie metody analizy stanów przejściowych w obwodach klasy RC_α , RL_β oraz w szeregowych i równoległych obwodach klasy $RL_\beta C_\alpha$. Uzyskano rozwiązania w postaci analitycznej dla wymuszeń stałych, przemiennych, okresowych, prawie okresowych i pewnej klasy wymuszeń dowolnych, których całka splotowa może być obliczona w postaci zamkniętej.
3. Opracowanie metody syntezy nowych elementów ułamkowego rzędu z użyciem uogólnionego konwertera impedancji GIC i co najmniej jednej impedancji rzędu ułamkowego dołączonej do jego struktury.
4. Przeprowadzenie symulacyjnych i doświadczalnych badań opracowanych elementów ułamkowego rzędu (por. punkt 3). Zaproponowano nowy sposób modelowania elementów ułamkowego rzędu w symulatorze PSpice, z wykorzystaniem uogólnionych źródeł sterowanych.
5. Zaprojektowanie, wykonanie i uruchomienie stanowiska badawczego do analizy układów z elementami ułamkowego rzędu.

6. Przeprowadzenie wstępnej weryfikacji eksperymentalnej zjawisk rezonansowych i stanów nieustalonych w rozpatrywanych w pracy układach klasy $RL_{\beta}C_{\alpha}$.

Badania zjawisk rezonansowych w obwodach klasy $RL_{\beta}C_{\alpha}$ przeprowadzono dla szerokiego zakresu możliwych typów obwodów, zawierających klasyczne cewki i kondensatory oraz elementy ułamkowego rzędu, zarówno superkondensatory C_{α} , jak i cewki L_{β} ułamkowego rzędu. Na rys. 4 przedstawiono klasyfikację zakresu przeprowadzonych badań.



Rys. 4. Klasyfikacja zakresu badań dotyczących zjawisk rezonansowych [7]

Do analizy przyjęto dwa modele ułamkowego rzędu: model prosty oraz model złożony, który w literaturze często nazywa się modelem opartym o bieguny i zera ułamkowego rzędu, z dwoma parametrami ułamkowego rzędu [7].

Badania stanów nieustalonych w układach z elementami ułamkowego rzędu zostały przeprowadzone dla czterech typów układów: obwodu prostego klasy RC_{α} z superkondensatorem, obwodu prostego klasy RL_{β} z cewką ułamkowego rzędu, złożonego szeregowego i równoległego obwodu klasy $RL_{\beta}C_{\alpha}$ z dwoma elementami ułamkowego rzędu. W ramach analizy otrzymano odpowiedzi układu w postaci zamkniętej dla różnych typów wymuszeń napięciowych lub prądowych: stałego, monoharmonicznego (sinusoidalnego), poliharmonicznego oraz dowolnego. Wybrane wyniki analityczne zostały zweryfikowane przykładami symulacyjnymi w trzech pakietach symulacyjnych: Mathematica, Maple oraz PSpice.

Trzecim problemem rozpatrzonym w pracy [7] była synteza nowych elementów ułamkowego rzędu. Metoda użyta w pracy opiera się na wykorzystaniu układów elektronicznych realizujących transformacje impedancji elementów naturalnych C_{α} , L_{β} . Do tego celu wykorzystano uogólniony konwerter impedancji GIC (ang. *Generalized Impedance Converter*). Zaprezentowana w pracy idea syntezy nowych elementów ułamkowego rzędu, o dowolnej wartości wykładnika α , β , opiera się na transformacji impedancji elementów naturalnych z wykorzystaniem uogólnionych konwerterów impedancyjnych. Dalszym etapem prac nad analizą układów liniowych ułamkowego rzędu, było opracowanie metody wyznaczania parametrów ułamkowego rzędu, bazującej na zjawisku rezonansu fazy w szeregowym obwodzie klasy RLC_{α} .

lub $RL_{\beta}C$. Opracowana metoda stała się przedmiotem patentu, który został przyznany w maju 2020 roku.

Wszystkie powyższe badania zostały opisane łącznie w około 40 artykułach naukowych opublikowanych w latach 2013-2020 na konferencjach, w czasopiśmie oraz jako rozdziały w monografiach. Współautorem znaczącej większości tych prac (32) był prof. Janusz Walczak.

Podsumowanie

Niniejszy artykuł stanowi krótkie podsumowanie wybranych obszarów działalności naukowej prof. Janusza Walczaka, wieloletniego pracownika Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej, zasłużonego naukowca i wybitnego dydaktyka. Obszary te stały się tematami prac doktorskich realizowanych przez jego doktorantów, a później współpracowników, na przestrzeni lat 1995-2017.

Ze względu na szeroki zakres działalności naukowej prof. Janusza Walczaka, który obejmował problemy z pogranicza elektrotechniki, elektroniki, przetwarzania sygnałów i telekomunikacji, już samo sformułowanie wspólnego tematu niniejszego artykułu stanowiło wyzwanie. W każdym z rozdziałów wskazano szacunkową liczbę artykułów opublikowanych z danej tematyki badań. Są to jednak tylko publikacje do momentu obrony pracy doktorskiej, których było łącznie około 145. Jak wskazano we wstępie, dorobek naukowy prof. Janusza Walczaka liczy ponad 430 publikacji, więc współpraca z doktorantami stanowiła tylko pewną część jego pracy naukowej. Po obronie każdej z prac doktorskich, których był promotorem, prof. Janusz Walczak dalej chętnie współpracował ze swoimi byłymi doktorantami i kontynuował prace w podjętych obszarach naukowych, jednak równie chętnie proponował nowe kierunki i obszary badań. Dlatego pełen obraz dorobku naukowego prof. Janusza Walczaka wymaga zapoznania się także z innymi pracami, które nie zostały ujęte w niniejszym artykule.

Literatura

1. Grabowski D.: *Synteza liniowych i nieliniowych układów elektrycznych metodami optymalizacyjnymi*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 1999.
2. Świszcz P.: *Analiza układów RLC z nieliniowymi elementami bezinercyjnymi*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2001.
3. Lewandowski M.: *Wybrane metody filtracji pasmowej sygnałów*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2009.
4. Piwowar A.: *Analiza układów parametrycznych złożonych z sekcji pierwszego i drugiego rzędu*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2011.
5. Walczak J., Mazurkiewicz S., Grabowski D.: Analysis of RLC elements under stochastic conditions using the first and the second moments, *Advances in electrical and computer engineering*, vol. 15 iss. 4, 2015, pp. 75-80.
6. Walczak J., Mazurkiewicz S.: *Random models of coupled inductors, Computer applications in electrical engineering*. Poznan University of Technology 2013, vol. 11. pp. 321-327.
7. Jakubowska-Ciszek A.: *Analiza układów liniowych ułamkowego rzędu*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2017.

Summary. The paper presents an overview of the scientific problems conducted by prof. Janusz Walczak in cooperation with his Ph.D. students between the years 1993-2020. As former PhD students and closest associates, we wanted to summarize the scientific activity of prof. Janusz Walczak, who left us unexpectedly on February 12, 2020. The scientific problems presented in the paper include: optimization methods for the synthesis of electrical systems, analysis of non-linear systems, filtering of electrical signals, modeling of parametric systems, analysis of fractional-order systems, systems with fuzzy parameters and systems with chaotic and random waveforms.

Dr hab. inż. Dariusz Grabowski, prof. PŚ
Dr inż. Agnieszka Jakubowska-Ciszek
Dr inż. Michał Lewandowski
Mgr inż. Seweryn Mazurkiewicz
Dr inż. Anna Piwowar
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Katedra Elektrotechniki i Informatyki
ul. Akademicka 10
44-100 Gliwice
dr inż. Piotr Świszcz
Auto-Mes-Con Sp. z o.o.

E-mail: dariusz.grabowski@polsl.pl
agnieszka.jakubowska-ciszek@polsl.pl
michal.lewandowski@polsl.pl
seweryn.mazurkiewicz@botere.com
anna.piwowar@polsl.pl
piotr.swiszcz@gmail.com

Piotr PRUSKI, Stefan PASZEK

Politechnika Śląska

DETERMINATION OF GENERATING UNITS MOST AFFECTING THE ANGULAR STABILITY OF THE POWER SYSTEM

OKREŚLENIE ZESPOŁÓW WYTWÓRCZYCH NAJBARDZIEJ WPŁYWAJĄCYCH NA STABILNOŚĆ KĄTOWĄ SYSTEMU ELEKTROENERGETYCZNEGO

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodę określenia lokalizacji zespołów wytwórczych najbardziej wpływających na stabilność kątową systemu elektroenergetycznego (SEE) na podstawie analizy przebiegów nieustalonych mocy chwilowej generatorów synchronicznych. Wyznaczono wartości własne macierzy stanu SEE związane ze zjawiskami elektromechanicznymi. Wykorzystano metodę obliczeń tych wartości własnych polega na aproksymacji przebiegów mocy chwilowej przebiegami będącymi superpozycją składowych modalnych, których parametry zależą od poszukiwanych wartości własnych i wektorów własnych. W przebiegach mocy chwilowej zespołów najbardziej wpływających na stabilność kątową SEE dominują najsłabiej tłumione lub nietłumione składowe modalne związane z wartościami własnymi o największych wartościach części rzeczywistych. Przykładowe obliczenia przeprowadzono dla rozbudowanego modelu Krajowego Systemu Elektroenergetycznego.

Słowa kluczowe: system elektroenergetyczny, elektromechaniczne wartości własne, stany nieustalone, stabilność kąтова.

Wstęp

System elektroenergetyczny (SEE) jest stabilny kątowno, jeżeli zachowuje synchronizm wszystkich generatorów synchronicznych pracujących w zespołach wytwórczych SEE [1, 2]. Ta stabilność wiąże się bezpośrednio ze zjawiskami elektromechanicznymi. Zakłócenia pojawiające się podczas pracy SEE powodują wystąpienie kołysań elektromechanicznych, czyli wolnozmiennych, oscylacyjnych zmian prędkości wirowania generatorów synchronicznych. Kołysania te ujawniają się także w przebiegach mocy chwilowej i kątów mocy generatorów synchronicznych w różnych miejscach SEE. W niektórych zespołach kołysania te mogą być słabo tłumione, a nawet narastać. Może to doprowadzić do utraty stabilności kątowej SEE, powodującej wystąpienie braku zasilania odbiorców na dużym obszarze.

Konieczna jest więc lokalizacja zespołów wytwórczych, które najbardziej wpływają na stabilność kątową SEE i mogą doprowadzić do jej utraty. Te zespoły nazwano w artykule zespołami wytwórczymi krytycznymi dla stabilności kątowej SEE. W tych zespołach należy szczególnie zadbać o prawidłowe działanie różnych środków ochrony i poprawy stabilności kątowej [1, 3, 4, 5].

W artykule przedstawiono metodę określenia lokalizacji zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej SEE na podstawie analizy przebiegów nieustalonych mocy chwilowej generatorów synchronicznych. Przykładowe obliczenia przeprowadzono dla rozbudowanego modelu Krajowego Systemu Elektroenergetycznego (KSE).

Badania przeprowadzono przy założeniu występowania małych zakłóceń stanu ustalonego, dla których można zastosować zlinearyzowaną postać równań stanu i równań wyjścia układu.

Zlinearyzowany model SEE

Zlinearyzowany w ustalonym punkcie pracy model SEE można przedstawić w postaci następujących równań stanu i równań wyjścia [2, 6, 7, 8, 9]:

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u, \quad (1a)$$

$$\Delta y = C \Delta x + D \Delta u, \quad (1b)$$

gdzie: Δ oznacza odchyłkę od wartości ustalonych odpowiednich wielkości, A , B , C i D – macierz stanu i pozostałe macierze o stałych współczynnikach zależnych od modeli i parametrów elementów SEE [2, 7, 8, 9].

Zgodnie z twierdzeniem Hartmana-Grobmana, nieliniowy model SEE może być w ustalonym punkcie pracy zastąpiony modelem zlinearyzowanym (1) tylko wtedy, gdy model zlinearyzowany jest układem hiperbolicznym, czyli wszystkie wartości własne macierzy stanu A mają niezerowe części rzeczywiste [10]. Takie założenie wprowadzono w badaniach dotyczących niniejszego artykułu.

Na podstawie równań (1) można określić odpowiedź na impuls Diraca oraz transmitancję wyjściowo-wejściową systemu w postaci operatorowej Laplace'a [11]:

$$y(t) = C e^{At} B, \quad Y(s) = C(sI - A)^{-1} B, \quad (2a)$$

Wyrażenie (2) można rozwinąć w szereg, uzyskując:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{\infty} Y_k \frac{t^k}{k!}, \quad Y(s) = \sum_{k=1}^{\infty} Y_{k-1} s^{-k}, \quad (2b)$$

gdzie:

$$Y_k = C A^k B, \quad (2c)$$

to stałe macierze, nazywane w literaturze *parametrami Markova* [11].

Układ równań systemu liniowego (1), który daje określone odpowiedzi na konkretne wymuszenia, można zapisać za pomocą nieskończenie wielu zbiorów macierzy $\{A, B, C\}$. Każdemu z tych zbiorów odpowiadają jednak te same parametry Markova Y_k , na podstawie których można określić odpowiedź systemu na dowolne wymuszenie [11].

System nazywamy *całkowicie sterowalnym względem stanu*, jeśli dowolny stan systemu $x(t_f)$ może być osiągnięty z dowolnego stanu początkowego $x(t_0)$, w skończonym czasie, poprzez podanie odpowiedniego wymuszenia [11].

System jest nazywany *całkowicie obserwowalnym*, jeśli każda zmiana w wektorze stanu $x(t)$ wywołuje zmianę w wektorze wyjścia $y(t)$ [11].

Należy więc na podstawie danych pomiarowych stworzyć system minimalnego rzędu, który jest w pełni sterowalny i obserwowalny [11].

Przebiegi czasowe wielkości wyjściowych w SEE można także obliczyć na podstawie wartości własnych i wektorów własnych macierzy stanu A . Przebieg każdej wielkości wyjściowej modelu stanowi superpozycję składowych modalnych zależnych od wartości własnych i wektorów własnych macierzy A [2, 7, 8, 9].

W przypadku wymuszenia w postaci impulsu Diraca j -tej wielkości wejściowej $\Delta u_j(t) = \Delta U \delta(t)$, przy założeniu $D = 0$ i występowania tylko jednokrotnych wartości własnych, przebieg i -tej wielkości wyjściowej dla $t \geq t_0$ można przedstawić w postaci [2, 7, 8, 9]:

$$\Delta y_i(t) = \sum_{h=1}^m F_{ih} e^{\lambda_h(t-t_0)}, \quad (3)$$

gdzie: λ_h – h -ta wartość własna macierzy \mathbf{A} ; m – liczba wartości własnych macierzy \mathbf{A} ; t_0 – chwila wystąpienia wymuszenia; F_{ih} – czynnik udziału h -tej wartości własnej w przebiegu i -tej wielkości wyjściowej:

$$F_{ih} = C_i V_h W_h^T B_j \Delta U, \quad (4)$$

gdzie: B_j – j -ta kolumna macierzy \mathbf{B} ; C_i – i -ty wiersz macierzy \mathbf{C} ; V_h , W_h – h -ty prawostronny i lewostronny wektor własny macierzy \mathbf{A} (odpowiadający h -tej wartości własnej).

Odpowiedź układu na wymuszenie w postaci krótkotrwałego impulsu prostokątnego, o odpowiednio dobranej wysokości i czasie trwania, jest zbliżona do odpowiedzi tego układu na wymuszenie w postaci impulsu Diraca określonej równaniem (3) [2, 7, 8, 9].

Wartość czynnika udziału (4) zależy od miejsca wprowadzenia wymuszenia w SEE. Moduł czynnika udziału $|F_{ih}|$ określa, jak duży jest wpływ składowej modalnej, związanej z h -tą wartością własną, na przebieg i -tej wielkości wyjściowej.

Czynniki udziału można także obliczyć w przybliżony sposób za pomocą analizy wrażliwości wartości własnych na zmianę elementów macierzy stanu systemu, wywołaną przez niewielkie zakłócenie w SEE [1, 9]. Można tę zmianę uwzględnić w macierzy stanu \mathbf{A} , zamiast w wektorze wymuszeń $\Delta \mathbf{u}$. Wrażliwość wartości własnej λ_h na zmianę dowolnego parametru q wyraża równanie [1, 8, 9]:

$$\frac{\partial \lambda_h}{\partial q} = \frac{\partial}{\partial q} (\mathbf{W}_h^T \mathbf{A} \mathbf{V}_h) = \mathbf{W}_h^T \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial q} \mathbf{V}_h, \quad (5)$$

Jeśli zmiana parametru q powoduje zmianę tylko jednego elementu a_{kk} macierzy stanu \mathbf{A} , otrzymuje się:

$$\frac{\partial \lambda_h}{\partial q} = (\mathbf{W}_{kh}^T \mathbf{V}_{kh}) \frac{\partial a_{kk}}{\partial q} = p_{kh} \frac{\partial a_{kk}}{\partial q}, \quad (6)$$

gdzie:

$$p_{kh} = \mathbf{W}_{kh}^T \mathbf{V}_{kh}, \quad (7)$$

określa wpływ k -tej zmiennej stanu w h -tej składowej modalnej.

W celu odróżnienia od czynnika udziału (4), czynnik udziału (7) będzie nazywany w dalszej części artykułu *współczynnikiem korelacji*.

Czynniki udziału (4) zależą od miejsca wprowadzenia wymuszenia i miejsca obserwacji przebiegów. Na współczynniki korelacji (7) wpływają tylko elementy wektorów własnych. Związku z tym te wielkości nigdy nie są takie same i czynników udziału jest znacznie więcej. Jednak, jeżeli składowa modalna związana z h -tą wartością własną ma znaczący wpływ na przebieg mocy w konkretnym zespole wytwórczym, to odbija się to na względnie dużych wartościach odpowiednich czynników udziału i współczynników korelacji, a co za tym idzie wielkości te są związane ze sobą [9].

W modelu SEE często prędkości kątowe zespołów wytwórczych są zmiennymi stanu, a moce chwilowe tych zespołów są zmiennymi wyjściowymi. Te elektromechaniczne wielkości w obrębie tego samego zespołu wytwórczego są ze sobą silnie związane [8, 9].

W przypadku badania stabilności kątowej SEE i analizowania przebiegów wielkości elektromechanicznych określa się współczynniki korelacji p_{kh} pomiędzy prędkościami kątowymi generatorów pracujących w kolejnych zespołach wytwórczych (k -ta zmienna w wektorze stanu) i poszczególnymi (h -tymi) elektromechanicznymi wartościami własnymi. W związku z tym w zależności (7) występuje zwykle iloczyn k -tych składowych lewostronnego i prawostronnego wektora własnego h -tej elektromechanicznej wartości własnej [8, 9].

W przypadku, gdy i -te wielkości wyjściowe są jednocześnie k -tymi zmiennymi stanu układu, czynniki udziału F_{ih} są także w przybliżeniu proporcjonalne do k -tych elementów h -tych prawostronnych wektorów własnych macierzy stanu V_{kh} [8, 9].

Określenie zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej SEE

Część rzeczywista wartości własnej jest związana z tłumieniem lub brakiem tłumienia odpowiadającej jej składowej modalnej. Część urojona wartości własnej jest równa pulsacji oscylacji związanej z nią składowej modalnej [1, 2, 7, 8, 9].

W przebiegach wielkości elektromechanicznych poszczególnych zespołów wytwórczych pracujących w SEE dominują składowe modalne związane z elektromechanicznymi wartościami własnymi. Są to zespolone, parami sprzężone wartości własne o częściach urojonych z przedziału $(0,63 \div 12,6)$ rad/s. Można orientacyjnie ocenić, że zadowalająco szybkie zanikanie kołysań elektromechanicznych w systemie uzyskuje się, jeśli części rzeczywiste wszystkich wartości własnych są mniejsze od $-0,3$ [2, 7, 8, 9].

Znając elektromechaniczne wartości własne macierzy stanu SEE, a także ich czynniki udziału, współczynniki korelacji lub elementy prawostronnych wektorów własnych, można określić, które składowe modalne mają największy wpływ na poszczególne przebiegi wielkości elektromechanicznych w zespołach wytwórczych SEE. Można też określić zespoły wytwórcze, w których występują przebiegi wielkości elektromechanicznych zawierające dominujące, słabo tłumione składowe modalne związane z wartościami własnymi o największych częściach rzeczywistych. Te zespoły wytwórcze mają największy wpływ na stabilność kątową SEE [9].

Metoda obliczeń wartości własnych

W przedstawionych badaniach obliczenia przeprowadzono na podstawie przebiegów zakłóceń mocy chwilowej zespołów wytwórczych pojawiających się po wprowadzeniu krótkotrwałego zakłócenia impulsowego w układzie regulacji napięcia jednego z zespołów.

Wykorzystana metoda obliczeń polega na aproksymacji przebiegów mocy chwilowej poszczególnych zespołów przebiegami obliczonymi na podstawie zależności (3), stanowiącymi superpozycję składowych modalnych określonych przez poszukiwane wartości własne i ich czynniki udziału. Przy użyciu tych wartości własnych i ich czynników udziału można zdefiniować bezpośrednio parametry funkcji celu (8). Parametry te dobierane są iteracyjnie, aby zminimalizować wartość funkcji celu ε zdefiniowanej, jako błąd średniokwadratowy między przebiegiem aproksymowanym, a aproksymującym [2, 7, 8, 9]:

$$\varepsilon(\lambda, \mathbf{F}) = \sum_{l=1}^N (\Delta P_{m,l} - \Delta P_{a,l}(\operatorname{Re}\{\lambda\}, \operatorname{Im}\{\lambda\}, |\mathbf{F}|, \arg(\mathbf{F})))^2, \quad (8)$$

gdzie: λ – wektor wartości własnych, \mathbf{F} – wektor czynników udziału, ΔP – analizowany przebieg odchyłki mocy chwilowej, l – numer próbki przebiegu, N – ilość próbek przebiegu, indeks “m” oznacza przebieg aproksymowany, a indeks “a” – przebieg aproksymujący. W obliczeniach przebiegu aproksymującego uwzględnia się tylko kilka dominujących składowych modalnych. Wektory będące argumentami funkcji celu składają się z części rzeczywistych i urojonych wartości własnych, oraz modułów i argumentów czynników udziału.

Do minimalizacji funkcji celu w badaniach wykorzystano hybrydowy algorytm optymalizacyjny, będący połączeniem algorytmów genetycznego oraz gradientowego Newtona [2, 5, 7, 8, 9, 12, 13].

Do wstępnego określenia, które wartości własne ingerują znacząco w przebiegu mocy chwilowej analizowanego zespołu, oraz wyznaczenia zakresów poszukiwań parametrów

funkcji celu można wykorzystać model SEE opracowany na podstawie znanych w przybliżeniu parametrów zespołów wytwórczych [2, 7, 8, 9].

Przy obliczeniach wartości własnych z zależności (8) w celu eliminacji wpływu szybko zanikających składowych modalnych (nie związanych ze zjawiskami elektromechanicznymi), przebiegi mocy chwilowej analizowane są po pewnym czasie t_p , od chwili wystąpienia zakłócenia t_0 , przy czym czas t_p dobierany jest doświadczalnie w celu osiągnięcia zadowalającej dokładności obliczeń [2, 7, 8, 9]. Metoda ta jest podobna do metody zastosowanej w [14], jednak nie jest w tym przypadku konieczna analiza macierzy w równaniach systemu zlinearyzowanego (1). Poprzez doświadczalny dobór czasu t_p możliwa jest eliminacja (w zadowalającym stopniu) oddziaływania szybko zanikających składowych modalnych na analizowane przebiegi. Po czasie t_p wpływ na przebiegi wielkości elektromechanicznych systemu mają już przede wszystkim elektromechaniczne wartości własne. W ten sposób rząd systemu zostaje znacząco zredukowany, co ułatwia obliczenia elektromechanicznych wartości własnych.

W niniejszym artykule wykorzystano metodę redukcji rzędu modelu systemu polegającą na odrzuceniu wartości własnych związanych z szybko zanikającymi składowymi modalnymi, a nie związanych ze zjawiskami elektromechanicznymi. Otrzymany w ten sposób system jest w pełni sterowalny i obserwowalny z punktu widzenia zjawisk elektromechanicznych.

Otrzymany zredukowany system powinien mieć wartości własne i wektory własne zbliżone do wartości własnych i wektorów własnych pierwotnego systemu [14].

Aby dodatkowo zmniejszyć ryzyko utknięcia algorytmu optymalizacyjnego w minimum lokalnym funkcji celu, obliczenia na podstawie każdego przebiegu mocy chwilowej wykonywane są wielokrotnie. Wyniki o wartościach funkcji celu wyższych, niż określona wartość graniczna, są odrzucane. Jako wynik końcowy obliczeń poszczególnych parametrów funkcji celu na podstawie analizowanego przebiegu, przyjmowane są wartości średnie nieodrzuconych wyników obliczeń odpowiednich parametrów [2, 7, 8, 9].

Ponieważ dokładność obliczeń jest większa, gdy liczba optymalizowanych jednocześnie parametrów jest mniejsza, obliczenia wartości własnych przeprowadzane są wieloetapowo. Na początku obliczane są wartości własne związane z najslabiej tłumionymi składowymi modalnymi. W kolejnych etapach obliczane są wartości własne związane z silniej tłumionymi składowymi modalnymi, przy uwzględnieniu znajomości wcześniej obliczonych wartości własnych. Czynniki udziału są obliczane dla wszystkich elektromechanicznych wartości własnych i poszczególnych przebiegów mocy chwilowej zespołów wytwórczych [2, 7, 8, 9].

Przykładowe obliczenia

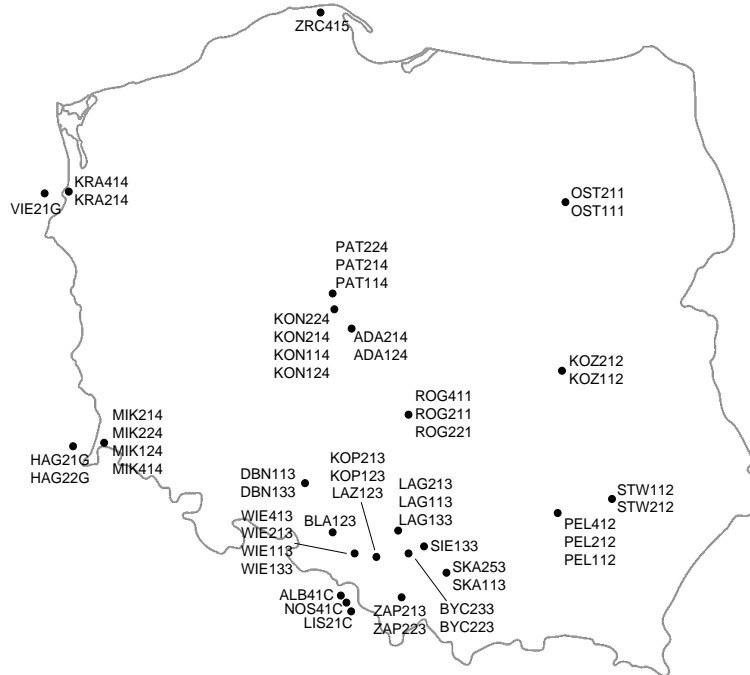
Przykładowe obliczenia przeprowadzono dla modelu Krajowego Systemu Elektroenergetycznego (KSE) [2, 7, 9]. Jest to nieliniowy model opracowany w środowisku programu Matlab-Simulink, uwzględniający 49 wybranych zespołów wytwórczych pracujących w sieciach wysokich i najwyższych napięć oraz 8 zastępczych zespołów wytwórczych reprezentujących oddziaływanie SEE sąsiednich państw (rys. 1).

W modelu KSE uwzględniono następujące modele elementów zespołu wytwórczego: generatora synchronicznego GENROU [15, 16], statycznego [16] lub elektromaszynowego [15, 16] układu wzbudzenia pracującego w KSE, turbiny parowej IEEEG1 [15, 16] lub turbiny wodnej HYG0V [15, 16] oraz stabilizatora systemowego PSS3B [15, 16]. Zastępcze zespoły wytwórcze zostały opisane tylko przez uproszczony model generatora synchronicznego GENCLS [15].

Wartości własne macierzy stanu zlinearyzowanego w punkcie pracy modelu SEE można obliczyć bezpośrednio na podstawie struktury i parametrów modelu nieliniowego w programie Matlab-Simulink. Tak obliczone wartości własne nazwano w artykule *oryginalnymi wartościami własnymi*.

W przedstawionych przykładowych obliczeniach wykorzystywane są przebiegi mocy chwilowej, uzyskane z symulacji przy użyciu nieliniowego modelu KSE.

Porównanie wartości własnych obliczonych na podstawie przebiegów mocy chwilowej oraz oryginalnych wartości własnych przyjęto w badaniach jako miarę dokładności obliczeń. Macierz stanu modelu KSE ma 56 elektromechanicznych wartości własnych. Zostały one posortowane malejąco względem części rzeczywistych i ponumerowane od λ_1 to λ_{56} . W tab. 1 zestawiono oryginalne elektromechaniczne wartości własne λ macierzy stanu KSE związane z najmniej tłumionymi składowymi modalnymi oraz błędy bezwzględne $\Delta\lambda$ obliczeń tych wartości własnych na podstawie przebiegów mocy chwilowej.



Rys. 1. Zespoły wytwórcze uwzględnione w modelu KSE [7]

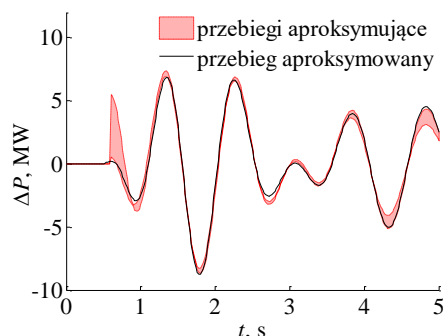
Tabela 1. Oryginalne wartości własne macierzy stanu KSE oraz błędy bezwzględne ich obliczeń na podstawie przebiegów mocy chwilowej

h	1	2	3
$\lambda_h, 1/s$	$-0,084 \pm j5,628$	$-0,171 \pm j4,978$	$-0,417 \pm j8,093$
$\Delta\lambda_h, 1/s$	$-0,075 \pm j0,409$	$-0,034 \pm j0,144$	$0,014 \pm j0,098$
h	4	5	6
$\lambda_h, 1/s$	$-0,449 \pm j6,654$	$-0,479 \pm j7,665$	$-0,496 \pm j7,301$
$\Delta\lambda_h, 1/s$	$-0,028 \pm j0,009$	$0,069 \pm j0,111$	$0,029 \mp j0,212$

Na rys. 2 przedstawiono przykładowy przebieg odchyłki mocy chwilowej oraz pasmo przebiegów aproksymujących. Pasma to określa zakres zmian mocy chwilowej, w którym zawierają się wszystkie przebiegi aproksymujące odpowiadające poszczególnym nieodrzuconym wynikom obliczeń.

W celu określenia zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej SEE przeanalizowano czynniki udziału, współczynniki korelacji i prawostronne wektory własne wybranych wartości własnych. Uwzględniono elektromechaniczne wartości własne λ_1 oraz λ_2 o częściach rzeczywistych większych od $-0,3$, mające znaczący wpływ na przebiegi zespołów wytwórczych fizycznie występujących w KSE. Analizując czynniki udziału wartości własnych λ_1 oraz λ_2 wybrano przebiegi zespołów, w których dominowały składowe modalne związane z

tymi wartościami własnymi. Założono, że dominujące są te składowe, których moduły czynników udziału wynoszą co najmniej 70% największego modułu czynnika udziału elektromechanicznej wartości własnej w analizowanym przebiegu. W badaniach pominięto zastępcze zespoły wytwórcze.



Rys. 2. Przebiegi odchyłki mocy chwilowej zespołu ZRC415 przy zakłóceniu w zespole ADA214

W tab. 2 dla tak wybranych zespołów zestawiono względne moduły współczynników korelacji $|p|_{\text{rel}}$ oraz elementów prawostronnych wektorów własnych $|V_{ih}|_{\text{rel}}$ w odniesieniu odpowiednio do największych modułów $|p|$ lub $|V_{ih}|$ poszczególnych wartości własnych. Te względne moduły współczynników korelacji wartości własnych i zespołów wytwórczych fizycznie występujących w SEE wyznacza się następująco:

$$|p_{kh}|_{\text{rel}} = \frac{|p_{kh}|}{\max_k(|p_{kh}|)}. \quad (9)$$

Tabela 2. Względne moduły współczynników korelacji oraz elementów prawostronnych wektorów własnych wartości własnych λ_1 oraz λ_2

	zespół	$ p _{\text{rel}}$	$ V_{ih} _{\text{rel}}$	zespół	$ p _{\text{rel}}$	$ V_{ih} _{\text{rel}}$
λ_1	KRA214	1	1	ROG411	0,586	0,746
	ZRC415 *	1	1	KOZ112	0,164	0,193
λ_2	KOZ212 *	0,425	0,540	PEL412 *	0,159	0,265
	ROG411 *	0,377	0,608	OST211	0,154	0,217
	ROG221 *	0,275	0,365	PEL212	0,135	0,208
	PAT214	0,227	0,296	KON124 *	0,095	0,139
	PAT114	0,190	0,228	PAT224	0,072	0,097
	ADA214 *	0,183	0,219	ADA124	0,068	0,077
	ROG211 *	0,168	0,236	KON114 *	0,028	0,039

W celu kwalifikacji zespołów wytwórczych jako krytycznych dla stabilności kątowej SEE sformułowano następujące kryteria:

1. Występuje co najmniej jeden z przypadków:
 - w przebiegach ΔP zespołu dla co najmniej dwóch różnych miejsc wprowadzenia zakłócenia występuje dominująca składowa modalna związana z uwzględnioną wartością własną,
 - wprowadzenie zakłócenia w tym zespole powoduje wystąpienie dominujących składowych związanych z uwzględnioną wartością własną w przebiegach ΔP co najmniej dwóch różnych zespołów wytwórczych.
2. W zespole dla uwzględnionej wartości własnej $|p|_{\text{rel}} > 0,2$ lub $|V_{ih}|_{\text{rel}} > 0,2$.
3. W zespole dla uwzględnionej wartości własnej $|p|_{\text{rel}} > 0,5$ lub $|V_{ih}|_{\text{rel}} > 0,5$.

Spełnienie przez zespół powyższych kryteriów dla więcej, niż jednej wartości własnej zwiększa jego znaczenie dla stabilności kątowej SEE.

Zespoły wytwórcze spełniające kryterium 1 oznaczono gwiazdką w tab. 2.

Na podstawie przedstawionych kryteriów ostatecznie wybrano i posortowano malejąco według znaczenia dla stabilności kątowej KSE zespoły wytwórcze, które zestawiono w tab. 3.

Tabela 3. Zespoły wytwórcze krytyczne dla stabilności kątowej KSE

Lp.	Zespół	Spełnione kryteria nr:		
		1	2	3
1	ROG411	λ_2	λ_1, λ_2	λ_1, λ_2
2	KRA214		λ_1	λ_1
3	ZRC415	λ_2	λ_2	λ_2
4	KOZ212	λ_2	λ_2	λ_2
5	ROG221	λ_2	λ_2	
6	PEL412	λ_2	λ_2	
7	ROG211	λ_2	λ_2	
8	ADA214	λ_2	λ_2	

Wnioski

Przeprowadzone badania pozwoliły stwierdzić, że:

- Możliwe jest określenie zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej SEE, obliczając elektromechaniczne wartości własne macierzy stanu SEE i określając na podstawie sformułowanych kryteriów, w przebiegach których zespołów wytwórczych ingerują w znaczący sposób wartości własne o największych częściach rzeczywistych.
- Na podstawie analizy rzeczywistych przebiegów wielkości elektromechanicznych zespołów wytwórczych można obliczyć elektromechaniczne wartości własne i ich czynniki udziału z zadowalającą dokładnością. Najlepsza dokładność obliczeń jest zazwyczaj osiągana dla wartości własnych o największych częściach rzeczywistych, odpowiadających najslabiej tłumionym składowym modalnym.
- Zastosowana metoda obliczeń elektromechanicznych wartości własnych zakłada redukcję rzędu modelu w celu wyeliminowania w zadowalającym stopniu wpływu wartości własnych nie związanych ze zjawiskami elektromechanicznymi. Redukcja ta polega na odpowiednim doborze chwili początkowej analizy przebiegów, na podstawie których obliczane są wartości własne.
- Wyniki lokalizacji zespołów krytycznych dla stabilności kątowej SEE na podstawie analizy czynników udziału, współczynników korelacji i elementów prawostronnych wektorów własnych pokrywają się częściowo.
- Zaletą proponowanej metody lokalizacji zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej SEE jest bazowanie na rzeczywistych przebiegach pomiarowych w celu obliczenia elektromechanicznych wartości własnych i ich czynników udziału.

Literatura

1. Machowski J., Białek J., Bumby J.: *Power System Dynamics. Stability and Control*. John Wiley & Sons, Chichester, New York, 2008.
2. Pruski P., Paszek S.: *Analiza modalna wybranych przebiegów zakłóceń w systemie elektroenergetycznym. Wyznaczanie wskaźników stabilności kątowej*. Monografia, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice, 2016.

3. Kazemi A., Andami H.: *FACTS Devices in Deregulated Electric Power Systems, A Review*. Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT 2004), April 2004, Hong Kong, pp. 337–342.
4. Hemeida A. M., El-Saady G.: *Damping power system oscillations using FACTS combinations*. UPEC, September 2004, vol. 1, pp. 333–337.
5. Belazzoug M., Boudour M., Sebaa K.: *FACTS location and size for reactive power system compensation through the multi-objective optimization*. Archives of Control Sciences, 2010, vol. 4, pp. 473–489.
6. Ogata K.: *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2010.
7. Pruski P., Paszek S.: *Assessment of Polish Power System angular stability based on analysis of different disturbance waveforms*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences, 2015, vol. 63, no. 2, pp. 435–441.
8. Pruski P., Paszek S.: *Calculations of power system electromechanical eigenvalues based on analysis of instantaneous power waveforms at different disturbances*. Applied Mathematics and Computation, 2018, vol. 319, pp. 104–114.
9. Pruski P., Paszek S.: *Określenie zespołów wytwórczych krytycznych dla stabilności kątowej systemu elektroenergetycznego*. Przegląd Elektrotechniczny, 2021, R. 97, nr 3, s. 51–55.
10. Guckenheimer J., Holmes P. J.: *Nonlinear Oscillations, Dynamical Systems, and Bifurcations of Vector Fields*. Springer-Verlag, New York, 1983.
11. Rossen R. H., Lapidus L.: *Minimum Realization and System Modeling: I. Fundamental Theory and Algorithms*. AIChE Journal, 1972, vol. 18(4), pp. 673–684.
12. Paszek S., Nocoń A.: *Optimisation and Polyoptimisation of Power System Stabilizer Parameters*. LAMBERT Academic Publishing, Saarbrücken, 2014.
13. Wörner L., Kulig S., Willing M., Winzer P.: *Genetic Algorithm Embedded into a Quality-Oriented Workflow of Methods for the Development of a Linear Drive used in Intralogistic Systems*. Archives of Electrical Engineering, vol. 63, 2014, no. 4, pp. 647–665.
14. Davison E. J.: *A Method for Simplifying Linear Dynamic Systems*. IEEE Transactions on Automatic Control AC-11, 1966, vol. 1, pp. 93–101.
15. Power Technologies, a Division of S&W Consultants Inc.: *Program PSS/E Application Guide*. Siemens Power Technologies Inc., 2002.
16. Paszek S., Boboń A., Berhausen S., Majka Ł., Nocoń A., Pruski P.: *Synchronous generators and excitation systems operating in a power system. Measurements methods and modeling*. Monograph, series: Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 631, Springer, 2020.

Abstract. The paper presents the method of determination of generating units most affecting the angular stability of a power system (PS) based on analysis of transient waveforms of instantaneous power of synchronic generators. The PS state matrix eigenvalues associated with electromechanical phenomena were determined. The method of calculating the eigenvalues consists in approximation of the instantaneous power waveforms with waveforms being a superposition of modal components, which parameters depend on the searched eigenvalues and eigenvectors. In the instantaneous power waveforms of the PS generating units most affecting the angular stability dominate the least damped or not damped modal components associated with the eigenvalues with the biggest real part values. Exemplary calculations were performed for an extensive Polish Power System model.

Dr inż. Piotr Pruski
 Prof. dr hab. inż. Stefan Paszek
 Politechnika Śląska
 Wydział Elektryczny
 Katedra Elektrotechniki i Informatyki
 ul. Akademicka 10
 44-100 Gliwice
 E-mail: piotr.pruski@polsl.pl
 stefan.paszek@polsl.pl

THE METHODS FOR DETERMINING SELECTED PARAMETERS OF PSS2A POWER SYSTEM STABILIZERS

METODY WYZNACZANIA WYBRANYCH PARAMETRÓW STABILIZATORÓW SYSTEMOWYCH PSS2A

Abstract. This paper describes the issue of damping of electromechanical swings in a distribution medium-voltage network with a distributed generation by the use of a PSS2A type power system stabilizer. This stabilizer was installed in a generating unit with the highest rated power. Time constants of correction blocks and the main gain were determined by analyzing a single-machine system, generating unit – infinite bus. The time constants were calculated on the basis of frequency-phase transfer functions both of the electromagnetic torque to the voltage regulator reference voltage and of the generator armature voltage to the voltage regulator reference voltage. The main stabilizer gain was calculated by analyzing the position, on the complex plane, of eigenvalues of the state matrix of the single-machine system, linearized around a steady operating point, at the changed value of this gain.

Keywords: power system, electromechanical swings, power system stabilizers, distributed generation, distribution network.

Introduction

One of the methods of improving the operating conditions of sources may be the use of systems stabilizing the operation of low power generating units, including power system stabilizers (PSSs) [1, 2, 3]. Another solution is to include low-power sources in the so-called virtual power plant and include them in group stabilization [4]. This paper presents a different approach to stabilizing the operation of small generating units. Namely, for their stabilization, a source with a higher rated power and a power system stabilizer with appropriately selected parameters was used in the same part of the system.

Regardless of where the PSS is installed, it requires proper tuning to operate properly. The literature on the subject describes various methods of selecting the parameters of power system stabilizers [3, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16]. Most of them are complicated and difficult to apply in the case of stabilization of low power generating units. These methods usually require many measurements and knowledge of a number of mathematical model parameters, including reliable parameters of mathematical models of other electricity sources. There are also simplified methods [3, 17] that could be used in the case of distributed sources. The first part of the paper (Sections 2 and 3) presents the theoretical basis of one of the methods for selecting the settings of the dual input power system stabilizer PSS2A. Section 3 introduces, among other things, the newly derived relationships which show that the frequency-phase transfer functions: generator electromagnetic torque to the voltage regulator reference voltage and the generator voltage to the reference voltage are in some cases close to each other. When determining the time constants of the stabilizer corrector, these transfer functions can then be used interchangeably, with a preference for the latter, which is much easier to measure. It should be emphasized, however, that on the basis of the derived dependencies, it is possible to estimate

the case when the PSS selected on the basis of the transfer function of the generator voltage to the reference voltage may not meet the requirements set for it.

Section 4 contains simulation calculations for a single-machine system, generating unit – infinite bus, the determined parameters of the PSS2A stabilizer corrector and appropriate waveforms for the system without and with a correctly operating PSS.

The summary and conclusions are given in Section 5.

The research presented in Sections 3 and 4 is the authors' primary contribution to the development of the discussed topic.

The use of PSS2A stabilizers for damping electromechanical swings

Power system stabilizers included in excitation systems are designed to damp slowly changing swings of the rotors of synchronous generators. These swings, called electromechanical swings (with a frequency in the range 0.1÷2 Hz), appear in the power system after various disturbances of the steady state. PSSs damp electromechanical swings by appropriate control of the field voltage and indirectly the electromagnetic torque of the synchronous generator. Traditional power system stabilizers have one input signal, proportional to the deviation of the angular speed or active power of the generator [5, 6, 17]. Power system stabilizers with an input proportional to active power (single input stabilizers) do not operate properly in the case of large disturbances, e.g. short-circuits. During a short-circuit, the measurement of active power is disturbed by the reaction of the measurement algorithm to a sudden change in voltage and current of the generator. When using a single input stabilizer with an input proportional to the angular speed deviation, there are problems with a reliable measurement of this value, especially for turbogenerators with a long rotor shaft. Additional torsion vibrations occurring in the system disturb the measurement of the instantaneous angular speed.

Currently, dual input PSS2A stabilizers are preferred. In these stabilizers, it is possible to work out a signal close to the deviation of the generator angular speed, free from torsion disturbances. With the right selection of their parameters, they can better damp swings in complex power systems. By zeroing the appropriate gains in the PSS2A stabilizer, it is also possible to obtain stabilizers with one active input (from active power or generator angular speed deviation). The structure of the PSS2A stabilizers results from the derivation below.

The equation of motion of the rotor of a synchronous generator, in relative units, can be written as follows [7, 10]:

$$\frac{d\omega}{dt} = 2H(T_m - T_e), \quad (1a)$$

where: ω, T_m, T_e – angular speed, turbine mechanical torque, electromagnetic torque, respectively, H – inertia time constant of the generating unit.

Since the approximate relations hold for relative quantities:

$$M_m \approx P_m, \quad M_e \approx P, \quad (1b)$$

where P_m, P – mechanical and instantaneous (active) power of the generator, Eq. (1a) can be written as:

$$\frac{d\omega}{dt} \approx \frac{1}{2H}(P_m - P) = \frac{1}{2H}P_a, \quad (1c)$$

where $P_a = P_m - P$ – accelerating power. Linearizing Eq. (1c) around the steady operating point one obtains:

$$\Delta\omega = \frac{1}{2H} \int (\Delta P_m - \Delta P) dt = \frac{1}{2H} \int \Delta P_a dt, \quad (1d)$$

The integral of the deviation of the turbine mechanical power can be determined from the relationship:

$$\int \Delta P_m dt = 2H\Delta\omega_{mes} + \int \Delta P dt, \quad (1e)$$

where $\Delta\omega_{mes}$ is the deviation of the angular speed measured at the generator shaft end. The signal $\Delta\omega_{mes}$ contains components of relatively high frequency resulting from torsional oscillations. The waveforms of the mechanical power deviation and the integral of this quantity change slowly and they should not contain components of higher frequencies. To eliminate these components, the signal of the integral of the mechanical power deviation is passed through a suitable low-pass filter. This filter is shown in Fig. 1 as a block of transfer function $F(s)$. To determine the signal of the angular speed deviation without disturbances $\Delta\omega$, one can use Eq. (1d). The signal proportional to the integral of the generator active power is subtracted from the filter output quantity (Fig. 1) [7, 10].

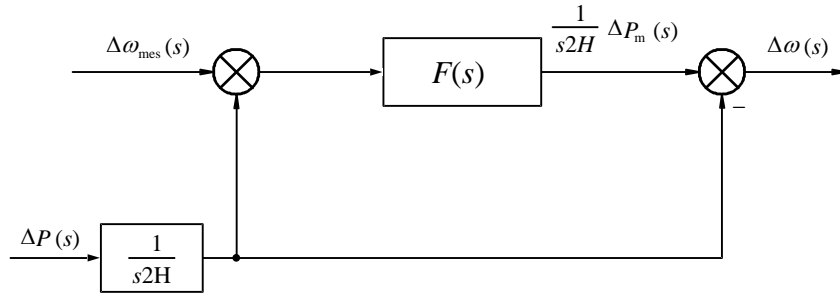


Fig. 1. Block diagram of the system determining the undisturbed generator speed deviation signal, $F(s)$ – low-pass filter transfer function

Applying Laplace transform to the relationship (1c) gives the following operational equation [7, 10]:

$$\frac{P_m(s)}{1+s2H} = \frac{s2H\omega(s)}{1+s2H} + \frac{P(s)}{1+s2H}. \quad (2)$$

Eq. (2) can be the basis for construction of the structural scheme of the PSS2A dual-input power system stabilizer.

As the input signals of the stabilizer, the signals of active power and angular speed of the generator should not be used, but the deviations from their steady values. This can be realized by inserting additional blocks of the transfer function $\frac{sT}{1+sT}$ in both control channels. These blocks eliminate the DC component, transforming the active power signal P (or the angular speed signal ω) into a signal close to the deviation ΔP (or $\Delta\omega$). Moreover, in each control channel, after the deviation signal ΔP (or $\Delta\omega$), there should be the main differentiating block of the PSS.

To eliminate the torsional disturbances (oscillations), the output signal is passed through a low-pass filter of transfer function [7, 9, 10]:

$$F(s) = \left(\frac{1+sT_8}{(1+sT_9)^M} \right)^N. \quad (3)$$

The time constants in the filter transfer function (3) should be chosen in such a way that the filter damps the signals of frequencies higher than 4 Hz (among others, the signals connected

with torsional oscillations) but passes through the signals of lower frequencies (among others, the signals connected with electromechanical swings). The integer exponents N and M in Eq. (3) determine the damping of the filter. Their values are assumed to be between 1 and 5.

If the low-pass filter parameters are correctly designed, the filter output signal $\frac{\Delta P_m(s)}{1+s2H}$ is noise-free. From this signal, after subtracting the signal $\frac{\Delta P(s)}{1+s2H}$, one obtains the signal $\frac{\Delta P_a(s)}{1+s2H}$. In consequence, the block diagram shown in Fig. 1 is transformed into the one shown in Fig. 2. It can be noted that for relatively large values of the inertia time constant H of the generating unit, the following approximated relationship holds:

$$\frac{\Delta P_a(s)}{1+s2H} \approx \frac{\Delta P_a(s)}{s2H} = \Delta\omega(s). \quad (4)$$

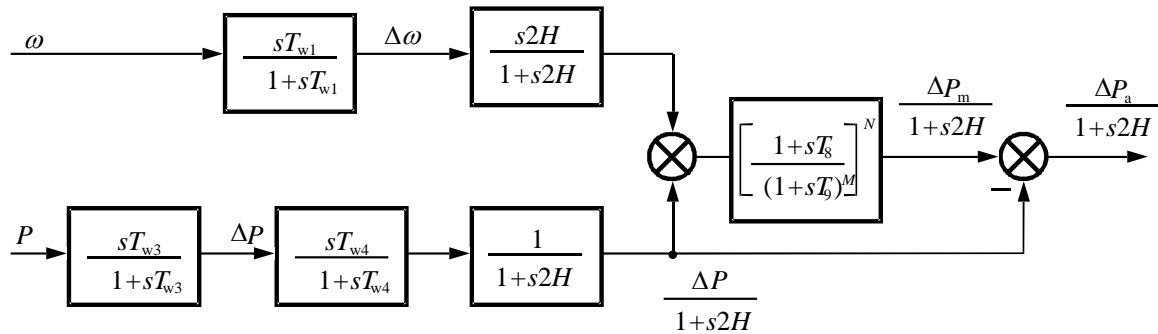


Fig. 2. Block diagram of the system damping torsional oscillations

The output signal from the system of Fig. 2 approximates the signal $\Delta\omega(s)$, which can be used to form a corrector (correction blocks) and the appropriate output signal of the PSS.

In the case of distributed sources, torsional disturbances are of significantly less importance due to the significantly shorter shaft of synchronous machines compared to that of machines installed in power plants. However, the system for damping torsional disturbances in the case of distributed sources is aimed to damp other disturbances of higher frequency, e.g. disturbances from the internal combustion engine used in cogeneration units.

The main task of power system stabilizers is to apply a signal to the excitation control system, creating an additional component of the electromagnetic torque in the synchronous generator. In the frequency range of electromechanical swings, this component should have character of a damping torque, i.e. a torque proportional to the deviation of the angular speed of the synchronous generator rotor, with the appropriate phase angle (argument) [5, 6, 7, 8, 10].

The operator transfer function of the PSS corrector results from separation of the electromagnetic torque components of the generator in the generating unit. They are shown in Fig. 3.

The electromagnetic torque ΔT_e (Fig. 3) has two components depending on the change in the angular speed of the rotor $\Delta\omega(s)$:

- component $\Delta T_{e\delta}(s)$, related to the generator load angle change $\Delta\delta(s)$ and to the transfer function $G_{T\delta}(s)$,
- component $\Delta T_{e\omega}(s)$, related to the operation of the system stabilizer corrector through the voltage regulator and excitation system, and to the transfer function $G_{T\omega}(s) = G_{TV}(s) \cdot G_{SC}(s)$.

Transfer functions:

$$G_{T\delta}(s) = \frac{\Delta T_e(s)}{\Delta \delta(s)}, \quad (5a)$$

$$G_{TV}(s) = \frac{\Delta T_e(s)}{\Delta V_{ref}(s)}. \quad (5b)$$

(where V_{ref} – voltage regulator reference voltage) are determined under the conditions of switching off the power system stabilizer and assuming an infinitely large value of the time constant of inertia of the synchronous generator, which corresponds to the cut-off of the control signals between the electromagnetic torque and the angular speed of the generator in the block diagram of Fig. 3.

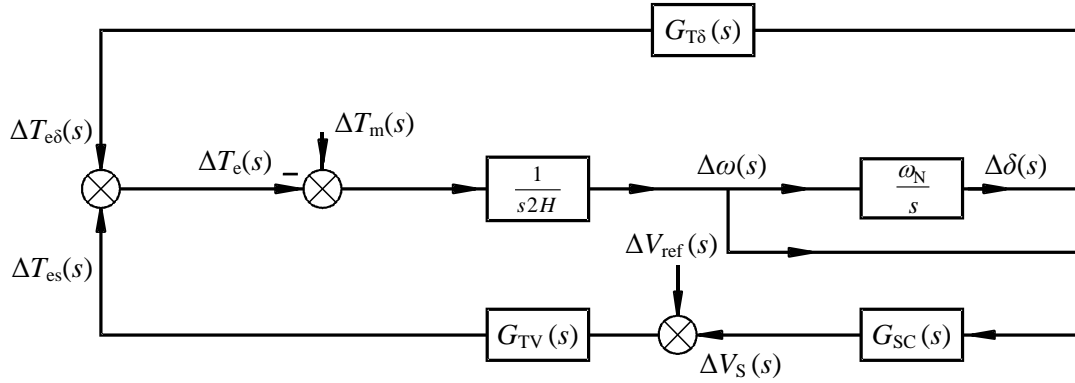


Fig. 3. Block diagram of electromagnetic torque components of the synchronous generator, ω_N – rated angular speed of the generator

The power system stabilizer should control the additional electromagnetic torque damping component, proportional to the rotor speed deviation [5, 6, 7, 8, 10, 11, 17]:

$$\Delta T_{es}(s) = D \cdot \Delta \omega(s), \quad (6)$$

where D is the damping coefficient of the generator. The generator electromagnetic torque component controlled by the PSS can be expressed by the relationship [10, 11]:

$$\Delta T_{es}(s) = G_{TV}(s) \cdot G_{SC}(s) \cdot \Delta \omega, \quad (7)$$

where $G_{SC}(s)$ is the transfer function of the corrector of the PSS.

The transfer function of the corrector of the PSS, resulting from Eqs. (5)÷(7), is as follows:

$$G_{SC}(s) = \frac{D}{G_{TV}(s)}. \quad (8)$$

This function can be realized by introducing several, most often three, correction blocks (constituting the PSS corrector), each with the transfer function $\frac{1+sT_i}{1+sT_j}$, and the gain K_{S1} .

In consequence, the structural diagram of the dual input PSS2A stabilizer recommended by the IEEE committee is obtained [7]. In this diagram (Fig. 4), there are additional gains in each of the control channels which can be used, if necessary, to amplify or block individual signals. Limitation of the output signal of the stabilizer to the range $V_{SMAX} \div V_{SMIN}$ aims at eliminating the significant influence of the PSS on the voltage control channel (preventing the excessive forcing or reversing of the field voltage).

The general structure of the PSS2A stabilizer shown in Fig. 4 can be used in specific implementations to design a different type of power system stabilizer [10].

The structure of the PSS2A stabilizer, shown in Fig. 4, is nowadays used in different power systems. This structure is realized as a system operating on digital signals. In this system, all parameters can be directly set.

Calculations of the basic parameters of the PSS can be carried out in two stages. In the first step, time constants of the PSS corrector are calculated by approximating the frequency characteristics of the phase angle (argument) of the transfer function

$$G_{TV}(s = j2\pi f) = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_{ref}}(s = j2\pi f),$$

determined for the linearized model of the system, by the phase angle of the stabilizer corrector transfer function. The time constants of the power system stabilizer corrector should meet the following compensation condition in the frequency range of electromechanical swings:

$$\arg\{G_{SC}(j2\pi f)\} + \arg\{G_{TV}(j2\pi f)\} = 0. \quad (9)$$

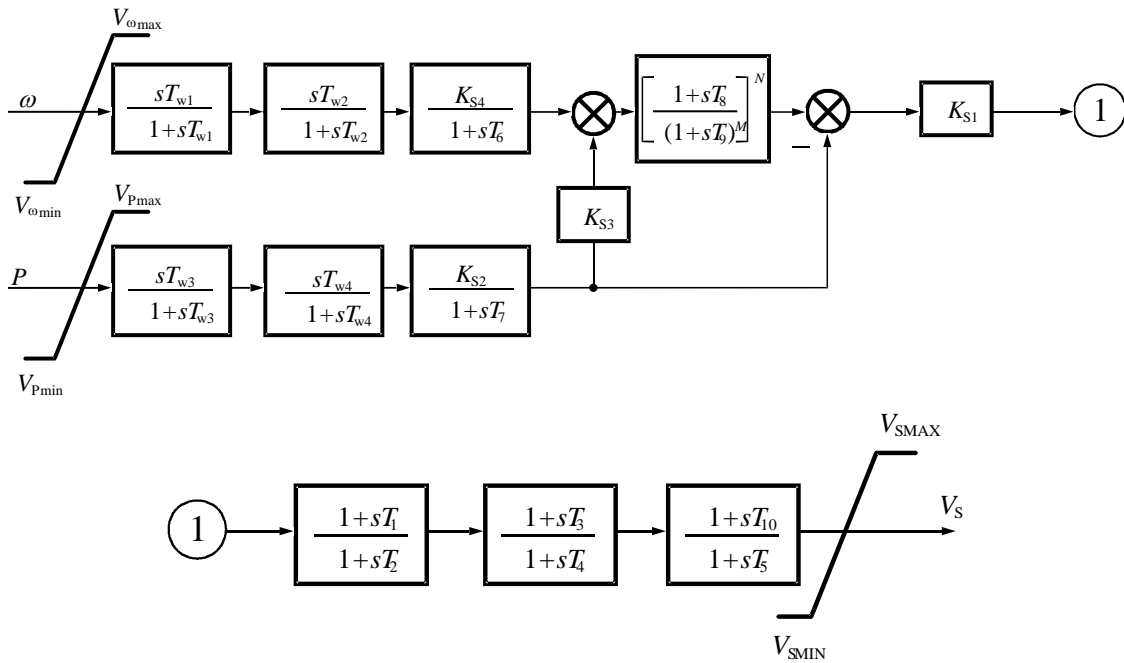


Fig. 4. Structural diagram of the dual input PSS2A stabilizer

In the second stage of calculations, the value of the main gain K_{S1} of the stabilizer is determined. The calculation of gain is made by analyzing the position of the eigenvalues of the state matrix of the linearized system (around the steady operating point), when changing the value of K_{S1} . Introducing the PSS to the system with a properly selected gain K_{S1} should shift the electromechanical eigenvalues to the left on the complex plane. It should be noted, however, that an incorrect selection of the gain may lead to a shift of other eigenvalues to the right. This worsens the generator voltage control waveforms and, in extreme cases, may lead to the loss of generator stability.

The alternative method of determining the parameters of the PSS2A stabilizer correction blocks

As presented above, the time constants of the PSS2A stabilizer corrector can be calculated by approximating the frequency characteristics of the phase angle of the transfer function

$G_{TV} = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_{ref}}$ by the phase angle of the stabilizer corrector transfer function, when assuming an infinitely large value of the inertia time constant of the synchronous generator. The transfer function G_{TV} can be determined having a reliable model of the generating unit and the set of real parameters of this model. Fig. 5 shows a block diagram of the generating unit with input and output signals of its elements. When determining the parameters of the power system stabilizer corrector, models and parameters of the synchronous generator and its excitation system are decisive. The monograph [18] present effective methods of estimating the parameters of the models of the above mentioned elements of the generating unit. However, these reliable parameters of the models are not always available when determining the parameters of the PSS, e.g. when starting new generating units or after their repairs.

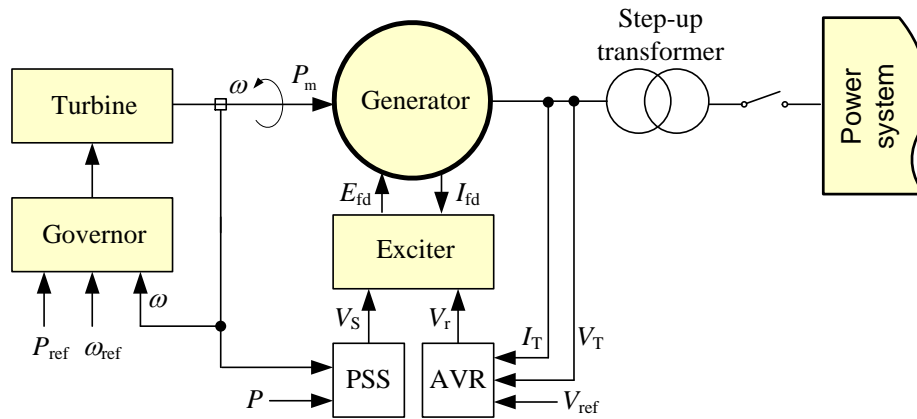


Fig. 5. General block diagram of the generating unit with input and output signals of its elements, AVR – Automatic Voltage Regulator, denotations of symbols not explained in the text: E_{fd} , I_{fd} – field voltage and current, V_T , I_T – generator stator voltage and current, V_r – regulator output voltage, P_{ref} , ω_{ref} – reference power and reference angular speed of the turbine

Direct or indirect (by determining the axial components of stator voltage, stator current and generator angular speed) measurement of the generator electromagnetic torque in order to determine the transfer function G_{TV} is difficult.

However, other easily measurable measurement signals, e.g. generator stator voltage or current, can be used to obtain a good effect in determining the time constants of the stabilizer correction blocks. This will be explained later in this section.

When modeling a synchronous generator operating in PS, the GENROU model described below is often used.

The GENROU model of a synchronous generator

In the GENROU model, the stator transformation voltage is neglected as small compared to the generator rotational voltage [18, 19]:

$$\frac{d\Psi_d}{dt} \ll \omega\Psi_q, \quad \frac{d\Psi_q}{dt} \ll \omega\Psi_d. \quad (10)$$

The differential and algebraic equations in the d axis (in relative units for $\omega = 1$):

$$V_d = -\Psi_q - I_d R_a = -\Psi_q'' + X_q'' I_q - I_d R_a, \quad (11a)$$

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{do}} (E_{fd} - X_{ad} I_{fd}), \quad (11b)$$

$$\frac{d\Psi_{kd1}}{dt} = \frac{1}{T''_{do}} (E'_q - \Psi_{kd1} - I_d (X'_d - X_1)), \quad (11c)$$

$$\Psi''_d = E'_q \frac{X''_d - X_1}{X'_d - X_1} + \Psi_{kd1} \frac{X'_d - X''_d}{X'_d - X_1}, \quad (11d)$$

$$X_{ad} I_{fd} = E'_q + (X_d - X'_d) \left(I_d + T'_{do} \frac{d\Psi_{kd1}}{dt} \frac{X'_d - X''_d}{(X'_d - X_1)^2} \right) + f(X_{ad} I_{fd}) \frac{\Psi''_d}{|\underline{\Psi}''|}. \quad (11e)$$

The differential and algebraic equations in the q axis (in relative units for $\omega = 1$):

$$V_q = \Psi_d - I_q R_a = \Psi''_d - X''_d I_d - I_q R_a, \quad (12a)$$

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{1}{T'_{qo}} (-I_{kq1} X_{aq}), \quad (12b)$$

$$\frac{d\Psi_{kq1}}{dt} = -\frac{1}{T''_{qo}} (-E'_d + \Psi_{kq1} + I_q (X'_q - X_1)), \quad (12c)$$

$$\Psi''_q = E'_d \frac{X''_q - X_1}{X'_q - X_1} + \Psi_{kq1} \frac{X'_q - X''_q}{X'_q - X_1}, \quad (12d)$$

$$X_{aq} I_{kq1} = E'_d + (X_q - X'_q) \left(I_q + T'_{qo} \frac{d\Psi_{kq1}}{dt} \frac{X'_q - X''_q}{(X'_q - X_1)^2} \right) + f(X_{ad} I_{fd}) \frac{\Psi''_q X_{aq}}{|\underline{\Psi}''| X_{ad}}. \quad (12e)$$

The symbols used to denote the quantities and parameters in Eqs. (10)-(12):

$V_d, V_q, I_d, I_q, \Psi_d, \Psi_q$ – stator voltages, currents and magnetic flux linkages in the d and q axes, $\underline{\Psi}'' = \Psi''_q - j\Psi''_d$ – phasor of the subtransient flux linkage and its axial components,

$\Psi_{kd1}, \Psi_{kq1}, I_{kq1}$ – flux linkage and current in the first equivalent damping circuit in the d and q axes,

E'_d, E'_q – d- and q-axis generator voltage behind the transient reactance,

R_a, X_1 – resistance and leakage reactance of the stator,

$X_d, X_q, X_{ad}, X_{aq}, X'_d, X'_q, X''_d, X''_q$ – synchronous, stator reaction, transient and subtransient reactances in the d and q axes, respectively,

$T'_{d0}, T''_{d0}, T'_{q0}, T''_{q0}$ – transient and subtransient time constants in the d and q axes.

Term $f(X_{ad} I_{fd})$ expresses the effect of saturation of the magnetic cores [18].

Fig. 6 shows a block diagram of the synchronous generator GENROU model.

The electrodynamic state of the synchronous generator is described by the above presented electromagnetic state equations as well as two mechanical equations: Eq (1a) and the relationship:

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_N \cdot \Delta\omega, \quad (13a)$$

which is also shown in Fig. 3. It is also possible to write the following output equations:

$$T_e = V_d I_d + V_q I_q \quad \text{- (in relative units for } \omega = 1), \quad (13b)$$

$$V_T = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}, \quad (13c)$$

where: V_T – stator voltage of the generator (terminal voltage).

For a generator operating in a single machine system with an infinite bus, the following dependencies, resulting from Fig. 7, hold for the steady state:

$$\underline{E}_0'' = j\underline{\Psi}_0'' = \underline{\Psi}_{d0}'' + j\underline{\Psi}_{q0}'' = \underline{Z}'' \underline{I}_{T0} + \underline{V}_{T0} = (R_a + jX'')(I_{q0} - jI_{d0}) + V_{q0} - jV_{d0}, \quad (14a)$$

$$\underline{V}_{T0} = V_{q0} - jV_{d0} = \underline{Z}_e \underline{I}_{T0} + \underline{V}_{net0} = (R_e + jX_e)(I_{q0} - jI_{d0}) + V_{netq0} - jV_{netd0}, \quad (14b)$$

$$\underline{\Psi}_{d0}'' = V_{q0} + R_a I_{q0} + X'' I_{d0}, \quad (14c)$$

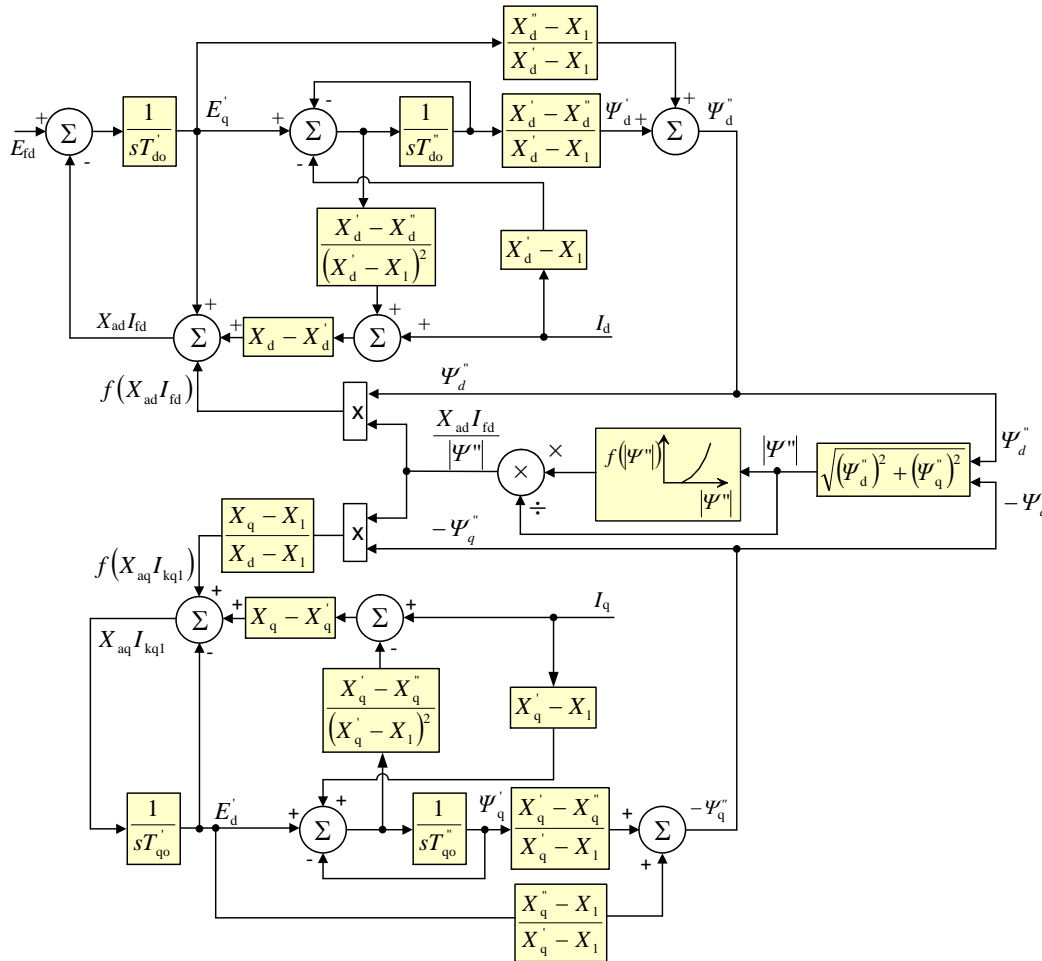


Fig. 6. Block diagram of the GENROU model

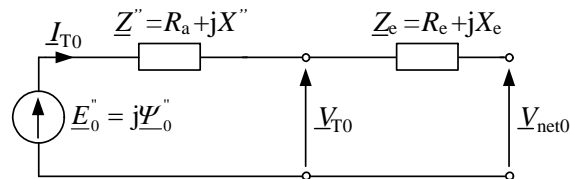


Fig. 7. The equivalent circuit of the synchronous generator stator and infinite bus

$$\Psi_{q0}'' = -V_{d0} - R_a I_{d0} + X''_q I_{q0}, \quad (14d)$$

$$V_{q0} = R_e I_{q0} + X_e I_{d0} + V_{\text{net}q0}, \quad (14e)$$

$$V_{d0} = R_e I_{d0} - X_e I_{q0} + V_{\text{net}d0}, \quad (14f)$$

where: $X'' = X''_d = X''_q$ when assuming no subtransient saliency of the generator (typical for the GENROU model), $\underline{Z}_e = R_e + jX_e$ - PS equivalent impedance, \underline{E}_0'' , \underline{V}_{T0} , \underline{I}_{T0} , $\underline{V}_{\text{net}0}$ - phasors of: the voltage behind the generator subtransient reactance, the stator generator voltage, the stator generator current, the infinite bus voltages; the index "0" denotes the values in the steady state. When analyzing electromechanical transient states, Eqs. (14c) and (14d) correspond to Eqs. (12a) and (11a), while the index "0" can be omitted in Eqs. (14e) and (14f).

Selection of the stator voltage of the synchronous generator as the output quantity of the generator unit model when determining the correction blocks of the PSS2A stabilizer

Since there are problems with the precise measurement or calculation of the electromagnetic torque, i.e. the output quantity related to the transfer function $G_{TV} = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_{\text{ref}}}$, whose phase angle is used in determining the correction blocks of the PSS2A stabilizer, replacing it with the transfer function $G_{VV} = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{\text{ref}}}$ can be considered [9, 17, 20, 21, 22].

The transfer functions G_{TV} and G_{VV} , by means of which the parameters of the correction blocks of the system stabilizer can be determined, can be presented as follows:

$$G_{TV}(s) = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_{\text{ref}}}(s) = \frac{\Delta T_e}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) \frac{\Delta E_{\text{fd}}}{\Delta V_{\text{ref}}}(s), \quad (15a)$$

$$G_{VV}(s) = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{\text{ref}}}(s) = \frac{\Delta V_T}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) \frac{\Delta E_{\text{fd}}}{\Delta V_{\text{ref}}}(s). \quad (15b)$$

It can be seen from the above dependencies that the possible differences in the transfer functions (15a) and (15b) are decisively influenced by the first transfer function components, depending on the model and parameters of the generator and equivalent PS. However, the transfer function $\frac{\Delta E_{\text{fd}}}{\Delta V_{\text{ref}}}(s)$, which depends on the model and parameters of the excitation system, does not affect these differences.

For the linearized model of the system, Eqs. (13b) and (13c) can be transformed to the form:

$$\Delta T_e = I_{d0} \Delta V_d + V_{d0} \Delta I_d + I_{q0} \Delta V_q + V_{q0} \Delta I_q, \quad (16a)$$

$$\Delta V_T = \frac{V_{d0} \Delta V_d + V_{q0} \Delta V_q}{V_{T0}}. \quad (16b)$$

As a consequence, the following dependencies hold:

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) = I_{d0} \frac{\Delta V_d}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) + V_{d0} \frac{\Delta I_d}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) + I_{q0} \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) + V_{q0} \frac{\Delta I_q}{\Delta E_{\text{fd}}}(s), \quad (17a)$$

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) = \frac{V_{d0}}{V_{T0}} \frac{\Delta V_d}{\Delta E_{\text{fd}}}(s) + \frac{V_{q0}}{V_{T0}} \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{\text{fd}}}(s). \quad (17b)$$

Further considerations can be started with the analysis of the system: generating unit – infinite bus when introducing the following simplifications:

- assuming zero values of the generator stator resistance $R_a = 0$ and the PS equivalent resistance $R_e = 0$,
- assuming a linear magnetization characteristic of the generator, which results in zeroing the function $f(X_{ad}I_{fd})$ in the formulas (11e), (12e) and in Fig. 6. Under this assumption, the system of equations (11), (12) is a system of linear equations and the corresponding physical quantities can be replaced by their deviations when linearizing these equations around the steady operating point.

As a consequence of the above assumptions, when analyzing transient states for the system linearized at the operating point, Eqs. (14c) - (14f) can be transformed into the form:

$$\Delta \Psi_d'' = \Delta V_q + X'' \Delta I_d, \quad (18a)$$

$$\Delta \Psi_q'' = -\Delta V_d + X'' \Delta I_q, \quad (18b)$$

$$\Delta V_q = X_e \Delta I_d + \Delta V_{netq}, \quad (18c)$$

$$\Delta V_d = -X_e \Delta I_q + \Delta V_{netd}. \quad (18d)$$

For the infinite bus, the change in the field voltage does not affect the network voltage, so it follows from the relationships (18c) and (18d) that:

$$\frac{\Delta V_{netd}}{\Delta E_{fd}}(s) = 0 = \frac{\Delta V_d}{\Delta E_{fd}}(s) + X_e \frac{\Delta I_q}{\Delta E_{fd}}(s), \quad (19a)$$

$$\frac{\Delta V_{netq}}{\Delta E_{fd}}(s) = 0 = \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{fd}}(s) - X_e \frac{\Delta I_d}{\Delta E_{fd}}(s). \quad (19b)$$

Whereas, under the simplifying assumptions made, it follows from Eqs. (12) that the change in the field voltage (in the generator d axis) does not affect the flux Ψ_q'' , which leads to the relationships:

$$\frac{\Delta \Psi_q''}{\Delta E_{fd}}(s) = 0 = -\frac{\Delta V_d}{\Delta E_{fd}}(s) + X'' \frac{\Delta I_q}{\Delta E_{fd}}(s) = (X_e + X'') \frac{\Delta I_q}{\Delta E_{fd}}(s), \quad (19c)$$

$$\frac{\Delta I_q}{\Delta E_{fd}}(s) = \frac{\Delta V_d}{\Delta E_{fd}}(s) = 0. \quad (19d)$$

Consequently, it follows from Eqs. (17) and (19) that:

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta E_{fd}}(s) = V_{d0} \frac{\Delta I_d}{\Delta E_{fd}}(s) + I_{q0} \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{fd}}(s) = \left(\frac{V_{d0}}{X_e} + I_{q0} \right) \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{fd}}(s), \quad (20a)$$

$$\frac{\Delta V_T}{\Delta E_{fd}}(s) = \frac{V_{q0}}{V_{T0}} \frac{\Delta V_q}{\Delta E_{fd}}(s). \quad (20b)$$

It can be seen from Eqs. (20) that under the made simplifying assumptions, the transfer functions $\frac{\Delta T_e}{\Delta E_{fd}}(s)$ and $\frac{\Delta V_T}{\Delta E_{fd}}(s)$ and, as a result of the dependencies (15), also the transfer functions $\frac{\Delta T_e}{\Delta V_{ref}}(s)$ and $\frac{\Delta V_T}{\Delta V_{ref}}(s)$, have the same phase angles.

Similar conclusions can be obtained by comparing the transfer functions: $\frac{\Delta T_e}{\Delta E_{fd}}(s)$ and $\frac{\Delta I_T}{\Delta E_{fd}}(s)$.

When the simplifying assumptions are not met, the phase angles of the above transfer functions in the frequency range of electromechanical swings are only approximately equal to each other. This will be shown in the example calculations in the next section.

The frequency-phase characteristic of the transfer function $\frac{\Delta V_T}{\Delta V_{ref}}(s = j2\pi f)$ can be determined by measuring the difference in phase angles between the generator stator voltage and the test signal V_{test} , when a sinusoidal signal with a variable frequency (in the frequency range of electromechanical swings) is introduced parallel to the regulator reference voltage V_{ref} , at the power system stabilizer turned off (Fig. 8) [17]. During the above measurement, it is best to load the generator with only a small active power (e.g. $P_0 = 0.05$, $Q_0 = 0$ in relative units) [17, 20, 21, 22], which causes only slight changes in the angular speed of the generator and corresponds approximately to a large, almost infinite value of the generating unit inertia constant $H \approx \infty$.

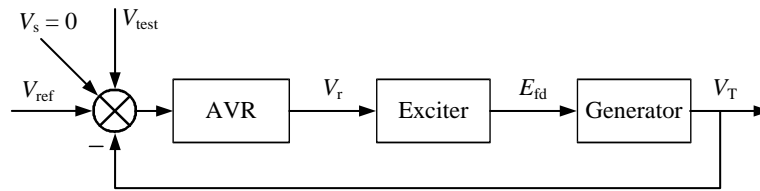


Fig. 8. The system for measuring the frequency-phase characteristics of transfer function $\frac{\Delta V_T}{\Delta V_{ref}}$

Example calculation results for the single-machine system: generating unit – infinite bus

In the investigations presented in this paper, a single-machine system: generating unit – infinite bus, was analyzed first. An author's model of the system with a general model of the generating unit was developed in the Matlab-Simulink program environment. In this model, using the *Configurable Subsystem* blocks, one can conveniently construct the concrete model of the generator, excitation system, turbine and PSS. It does not require the use of predefined mathematical models available in Matlab Simulink toolboxes.

The state equations and the output equations of the system were obtained by combining the state equations and the output equations of:

- the synchronous generator with rated power $S_N = 3.75 \text{ MV}\cdot\text{A}$, represented by the GENROU model, connected to the infinite bus,
- the static excitation system with the voltage regulator, operating in the Polish PS [18],
- the steam turbine and its governor, represented by the IEEEG1 model [18, 23],
- and, as an option, the PSS2A stabilizer.

First, the phase angles of the transfer functions $G_{TV}(s) = \frac{\Delta T_e}{\Delta V_{ref}}(s)$ and $G_{VV}(s) = \frac{\Delta V_T}{\Delta V_{ref}}(s)$ were

calculated in the frequency range of electromechanical swings. They are presented in Fig. 9 in various variants. Fig. 9a shows the phase angles of these transfer functions calculated for the simplified model of the system ($R_a = 0$, $R_e = 0$, linear magnetization characteristic of the generator) for $H = \infty$ and different initial load values. Figs. 9b and 9c show the phase angles of transfer functions $G_{TV}(s)$ and $G_{VV}(s)$ for the system without the previous simplifications, for

$H = \infty$ and $H = 3.6$ s (actual value) and two extremely different generator initial loads (very small load and rated load).

The following conclusions can be drawn from the calculations and characteristics presented in Fig. 9:

- The phase angles of the transfer functions $G_{TV}(s)$ and $G_{VV}(s)$ for the simplified model of the system ($R_a = 0$, $R_e = 0$, linear magnetization characteristic of the generator) for $H = \infty$ are equal to each other for different initial load values, as derived in Section 3.
- The phase angles of the transfer functions $G_{TV}(s)$ and $G_{VV}(s)$ for the system without and with simplifications for $H = \infty$ differ only slightly and depend to a small extent on the initial load.
- The phase angles of the transfer functions $G_{TV}(s)$ and $G_{VV}(s)$ for $H = \infty$ and the real value $H = 3.6$ s also slightly differ only for a very small initial generator load. However, for an increased load, e.g. rated load, these differences are already large.

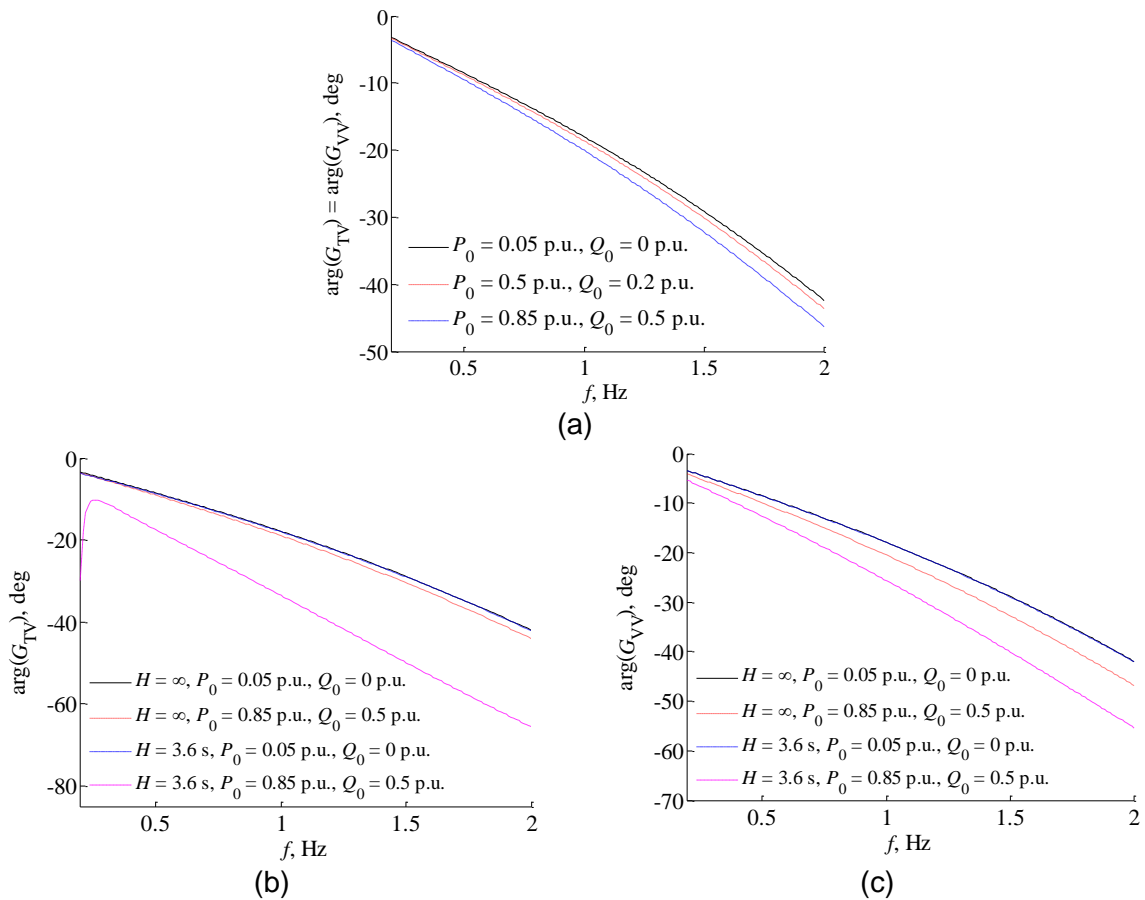


Fig. 9. Frequency-phase characteristics of: (a) transfer functions G_{TV} and G_{VV} for the simplified model of the system, $H = \infty$, (b) transfer function G_{TV} for the system without simplifications for $H = \infty$ and $H = 3.6$ s and (c) transfer function G_{VV} for the system without simplifications for $H = \infty$ and $H = 3.6$ s

- To determine the time constants of the PSS2A stabilizer correction blocks, all the characteristics shown in Fig. 9 can be used, except for the characteristics relating to the rated load and $H = 3.6$ s.
- The selection of the phase characteristic $G_{VV}(s)$ determined for the actual value of the generating unit inertia time constant for a small initial generator load (e.g. $P_0 = 0.05$, $Q_0 = 0$) seems, however, the most advantageous from the point of view of the possibility of accurate measurement of the appropriate quantities (Fig. 8).

In connection with the above conclusions and taking into account the compensation condition (9), the phase characteristic of the transfer function $G_{VV}(s)$ determined for the actual value of the generating unit inertia time constant and the small initial generator load $P_0 = 0.05$, $Q_0 = 0$ was approximated when calculating the time constants of the PSS2A stabilizer correction blocks. The approximated phase characteristic of the transfer function $G_{VV}(s)$ and its approximation by the phase angle of the transfer function of the power system stabilizer corrector $G_{SC}(s)$ in the frequency range of electromechanical swings are shown in Fig. 10. For the optimization calculations related to the minimization of the compensation error from the condition (10), the Newton gradient algorithm with constraints from the Matlab program was used [24]. The calculated and assumed parameters of the PSS2A stabilizer are presented in Table 1 (calculated parameters are marked with an asterisk).

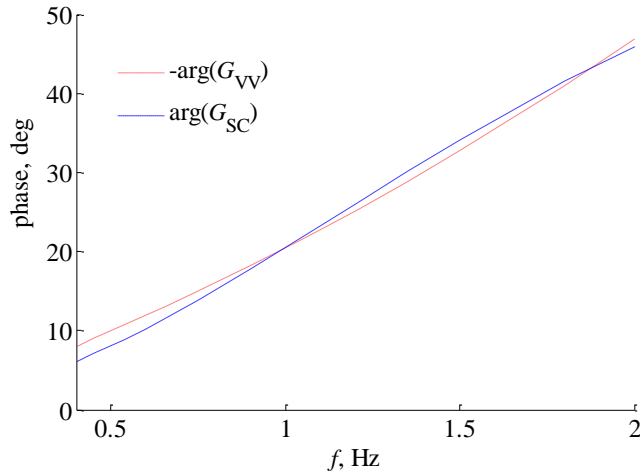


Fig. 10. Determination of the time constants of the PSS corrector by approximating the phase characteristics of the transfer function G_{VV} by the phase angle of the corrector G_{SC}

Table 1. Parameters of the PSS2A system stabilizer

Model	M	N	T_{W1}	T_{W2}	T_6	T_{W3}	T_{W4}
-	-	-	s	s	s	s	s
PSS2A	5	1	7	7	0.02	7	7
T_7	K_{S2}	K_{S3}	T_8	T_9	K_{S1}	T_1	T_2
s	-	-	s	s	-	s	s
7	1	1	0.5	0.1	5(*)	0.076(*)	0.015(*)
		T_3	T_4	T_{10}	T_5	V_{SMAX}	V_{SMIN}
		s	s	s	s	-	-
		0.076(*)	0.015(*)	0.076(*)	0.161(*)	0.2	-0.066

Next, the stabilizer gain K_{S1} was determined by analyzing the position of the eigenvalues λ_h of the state matrix of the system linearized at the operating point, determined by the rated initial generator load ($P_0 = 0.85$, $Q_0 = 0.5$). The value of the gain K_{S1} was changed (in the range from 0 to 10 with step 1) and the eigenvalues of the state matrix were calculated (Fig. 11). There was selected the value ($K_{S1} = 5$ - Table 1) for which the absolute value of the real part of the electromechanical eigenvalues (related to electromechanical swings) [10, 11, 25, 26, 27, 28] was sufficiently large, without a significant shift to the right of other eigenvalues on the

complex plane, which corresponds to, among others, no significant worsening of the generator stator voltage control waveforms.

The proposed choice of the stabilizer gain K_{S1} is somewhat arbitrary, but when performed by an experienced researcher, the result is usually satisfactory. In this choice, one can also use the defined angular stability factors [17, 20, 21, 22, 29], determined by the electromechanical eigenvalues, which, after being introduced into the system of the system stabilizer, should meet certain criteria [29]. When calculating the eigenvalues of the state matrix of the system, it is necessary to have adequate models and actual parameters of the elements of the analyzed PS. The calculated and assumed parameters of the power system stabilizer as well as the nonlinear model of the system were taken into account in the simulation calculations relating to the step change (by + 5% in relation to the steady state) of the voltage regulator reference voltage. Fig. 12 shows the waveforms of the generator active power and voltage in the system with and without the PSS.

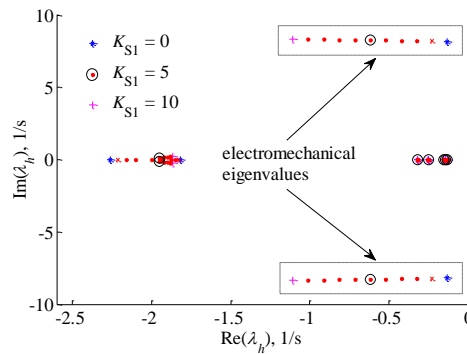


Fig. 11. Location of the eigenvalues of the system state matrix (rated load) when changing gain K_{S1} , selection of the value of gain K_{S1}

The simulation results presented in Fig. 12 show that the introduction of the power system stabilizer with the parameters determined in the way discussed above significantly increases the damping of generator power swings, while worsening the generator voltage control waveforms only slightly and the output signal of the power system stabilizer does not reach the limits.

Fig. 13 shows the amplitude-frequency characteristics of the generator active power P to the voltage regulator reference voltage V_{ref} (or voltage V_{test} of Fig. 8) before and after switching on the PSS. From this figure it follows that the maximum of these graphs occurs for the frequency of electromechanical swings occurring in the system (equal to the value of the imaginary part of the electromechanical eigenvalues of Fig. 11 divided by 2π). Thus, the introduction of the power system stabilizer practically does not change the position of this maximum - i.e. the compensation according to relationship (9) was made correctly, and the active power damping for the system with the PSS is satisfactory. The maximum of the characteristic is in this case about 3 times smaller than that for the system without the PSS.

Summary and conclusions

The following detailed conclusions can be drawn from the calculations carried out:

- On the basis of the theoretical analysis relating to the electromagnetic torque components of a synchronous generator, the determination of time constants of the correction blocks of the PSS2A stabilizer can be performed by approximating the frequency-phase transfer function of the electromagnetic torque to the voltage regulator reference voltage G_{TV} (determined for the linearized model of the system, when assuming the infinite value of the time constant of inertia H) by the phase angle of the PSS corrector transfer function in the frequency range of electromechanical swings.

- It follows from the conducted investigations that in the above calculations, the phase transfer function G_{TV} can be replaced by the phase transfer function G_{VV} (transfer function of the generator voltage to the voltage regulator reference voltage), which is easier to determine for the infinite and real value of the generating unit inertia constant. These characteristics differ only slightly for different load conditions at $H = \infty$.
- However, the selection of the G_{VV} phase characteristic determined for the actual value of the generating unit inertia time constant at a low initial generator load seems to be the most advantageous from the point of view of the possibility of accurate measurement of appropriate quantities.

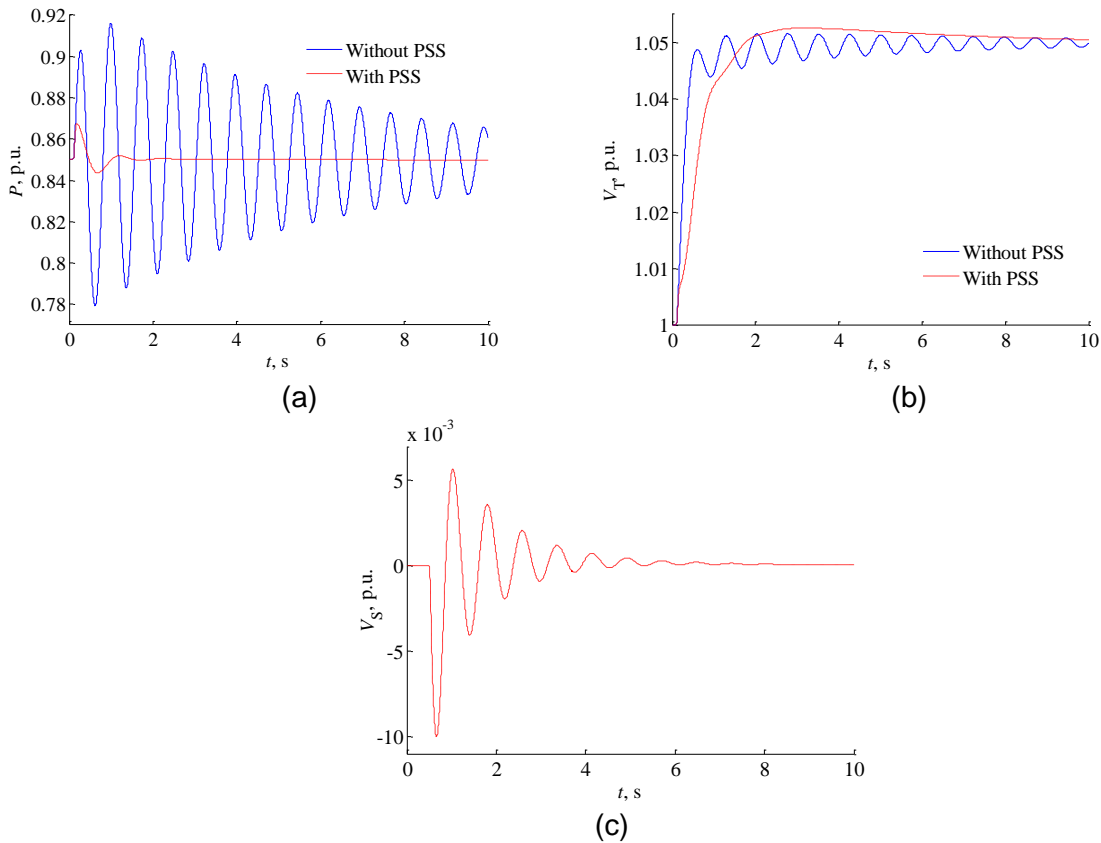


Fig. 12. The waveforms of (a) active power and (b) voltage of the generator in the system with and without the PSS and (c) the stabilizer output signal for a step change in the reference voltage by 5%

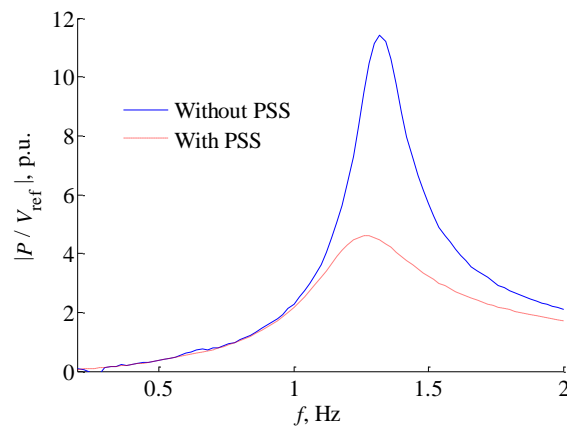


Fig. 13. Comparison of the amplitude-frequency characteristics of the generator active power P to the voltage regulator reference voltage V_{ref} before and after switching on the PSS; $P_0 = 0.5$ pu, $Q_0 = 0.2$ pu

- By analyzing the position of eigenvalues of the state matrix of a single-machine system linearized around a steady operating point, when changing the value of gain K_{S1} , the value of this gain can be determined.
- The power system stabilizer with appropriately selected parameters dampens power swings well and at the same time improves the voltage control waveforms in a single machine system: generating unit – infinite bus.

References

1. Tsourakis G., Nanou S., Vournas C. A.: *Power System Stabilizer for Variable-Speed Wind Generators*. IFAC Proceedings Volumes 2011, 44, Issue 1, pp. 11713-11719.
2. Tuttokmagi O., Kaygusuz A.: *Transient Stability Analysis of a Power System with Distributed Generation Penetration*. In Proceedings of the 7th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG), Istanbul, Turkey, 2019, pp. 154-158.
3. Lubośny Z.: *Dual Input Quasi-Optimal PSS for Generating Unit with Static Excitation System*. IFAC Proceedings Volumes, Volume 39, Issue 7, 2006, pp. 267-272.
4. Sosnina E. N., Shalukho A. V., Lipuzhin I. A.: *Virtual power plant static stability assessment*. In Proceedings of the IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia), Melbourne, VIC, 2016, pp. 932-936.
5. De Mello F.P., Concordia Ch.: *Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control*. IEEE Trans. on Power Systems 1980 PAS-88, Issue 4, pp. 316-329.
6. Gibbard M.J.: *Co-ordinated design of multimachine power system stabilisers based on damping torque concepts*. IEE Proceedings 1988, 135, Pt. C, No. 4, pp. 276-284.
7. IEEE STd 421.5. *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*, 2016.
8. Kundur P.: *Power System Stability and Control*; McGraw-Hill, Inc., 1994.
9. Machowski J., Lubośny Z., Bialek J., Bamby J. R.: *Power Systems Dynamics. Stability and Control*; J. Wiley&Sons: Chichester, New York, 2020.
10. Paszek S., Nocoń A.: *Optimisation and Polyoptimisation of Power System Stabilizer Parameters*; Lambert: Saarbrücken, 2014.
11. Paszek S., Nocoń A.: *Parameter polyoptimization of PSS2A power system stabilizers operating in a multi-machine power system including the uncertainty of model parameters*. Applied Mathematics and Computation 2015, 267, pp. 750-757.
12. Mukatov B., Fishov A.: *Disintegration of power grid as part of the task of increasing functionality of electric system*. E3S Web of Conferences 25, 03009 (2017), RSES 2017, pp. 1-4.
13. Reza H.: *Power system stabilizer design based on optimal model reference adaptive system*. Ain Shams Engineering Journal, Volume 9, Issue 2, June 2018, pp. 311-318.
14. Devarapalli R., Bhattacharyya B.: *A hybrid modified grey wolf optimization-sine cosine algorithm-based power system stabilizer parameter tuning in a multimachine power system*. Optimal Control Applications and Methods, March 2020, <https://doi.org/10.1002/oca.2591>.
15. Zheng X., Wu N., Yi J.: *Development of a Hybrid Simulation Technology to Optimize Parameters of Multiple Power System Stabilizers*. 2020 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE), Chengdu, China, 2020, IEEE Xplore, pp. 488-492.
16. Farah A., Kahouli A., Guesmi T., Abdallah H. H.: *Dual-Input Power System Stabilizer Design via JAYA Algorithm*. 2018 15th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), Yasmine Hammamet, Tunisia, 2018, pp. 744-749.
17. Izdebski M.: *The verification of acceptance requirements for voltage regulators of synchronous generators* (in Polish), doctoral dissertation, Gdańsk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering, 2019.
18. Paszek S., Boboń A., Berhausen S., Majka Ł., Nocoń A., Pruski, P.: *Synchronous generators and excitation systems operating in a power system. Measurements methods and modeling*, Monograph, series: Lecture Notes in Electrical Engineering, Springer: Cham, 2020, vol. 631.
19. Power Technologies, a Division of S&W Consultants Inc.: *Program PSS/E application guide*. Siemens Power Technologies Inc.

20. North American Electric Reliability Corporation (NERC): *Reliability Guideline Power Plant Model Verification and Testing for Synchronous Machines*, July 2018.
21. Western Electricity Coordinating Council: *WECC Power System Stabilizer Tuning Guidelines*. Available online: <http://www.wecc.biz>
22. Western Electricity Coordinating Council: *WECC Power System Stabilizer Design and Performance*. Available online: <http://www.wecc.biz>
23. IEEE Committee Report. *Dynamic Models for Steam and Hydro Turbines in Power System Studies*. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems 1973, PAS-92, No. 6, pp. 1904-1915.
24. Mathworks, Inc. *Optimization Toolbox Documentation*. Available online: <https://www.mathworks.com/help/optim/index.html>
25. Yongli Z., Chengxi L., Liangzhong Y.: *A Faster Estimation Method for Electromechanical Oscillation Frequencies*. IEEE Trans. on Power Systems 2019 34(4), pp. 3280-3282.
26. Reza J., Boon-Teck O.: *Estimation of Electromechanical Modes of Power Systems by Transfer Function and Eigenfunction Analysis*. IEEE Trans. on Power Systems 2013 28(1), pp. 181 – 189.
27. Dosiek L., Pierre J.: *Estimating electromechanical modes and mode shapes using the multichannel ARMAX model*. IEEE Trans. on Power Systems 2013 28(2), pp. 1950 - 1959.
28. Basler M.J., Schaefer R.C.: *Understanding Power System Stability*. IEEE Trans. on Industry Applications 2008, 44(2), pp. 463-474.
29. Pruski P., Paszek S.: *Location of generating units most affecting the angular stability of the power system based on the analysis of instantaneous power waveforms*. Archives of Control Science 2020, 30, No 2, pp. 273-293.

Streszczenie. W artykule opisano zagadnienie tłumienia kołysań elektromechanicznych w sieci dystrybucyjnej średniego napięcia z generacją rozproszoną przy zastosowaniu stabilizatora systemowego typu PSS2A. Stabilizator ten zainstalowano w jednostce wytwórczej o największej mocy znamionowej, a stałe czasowe członów korekcyjnych i główny współczynnik wzmocnienia wyznaczono poprzez analizę układu jednomaszynowego zespół wytwórczy – sieć sztywna. Stałe czasowe członów korekcyjnych wyznaczono na podstawie częstotliwościowo-fazowych transmitancji: momentu elektromagnetycznego do napięcia zadanego regulatora napięcia oraz napięcia stojana generatora do napięcia zadanego regulatora napięcia. Główny współczynnik wzmocnienia stabilizatora obliczono poprzez analizę położenia na płaszczyźnie zespolonej wartości własnych macierzy stanu układu jednomaszynowego, zlinearyzowanego wokół ustalonego punktu pracy, przy zmienianej wartości tego współczynnika.

Prof. dr hab. inż. Stefan Paszek
 Dr hab. inż. Adrian Nocoń, prof. Pol. Śl.
 Dr inż. Piotr Pruski
 Politechnika Śląska
 Wydział Elektryczny
 Katedra Elektrotechniki i Informatyki
 ul. Akademicka 10
 44-100 Gliwice
 E-mail: stefan.paszek@polsl.pl
adrian.nocoon@polsl.pl
piotr.pruski@polsl.pl

VERIFICATION OF THE PSS2A POWER SYSTEM STABILIZERS PARAMETERS IN A MEDIUM VOLTAGE NETWORK CONTAINING DISTRIBUTED ENERGY SOURCES

WERYFIKACJA PARAMETRÓW STABILIZATORÓW SYSTEMOWYCH PSS2A W SIECI ŚREDNIEGO NAPIĘCIA ZAWIERAJĄCEJ ROZPROSZONE ŹRÓDŁA ENERGII

Abstract. The paper presents the results of investigations on using of a PSS2A power system stabilizer in a medium voltage network containing distributed energy sources. Nowadays, due to the steady increase in the number of generating units with a capacity of several megawatts (including renewable energy sources), electromechanical swings may appear not only in high voltage networks, but also in medium voltage networks. The good electromechanical swings damping in the medium-voltage network considered was obtained without modification of the PSS2A stabilizer settings, which were determined for the generating unit – infinite bus system.

Keywords: power system, electromechanical swings, power system stabilizers, distributed generation, distribution network.

Introduction

For several years, a dynamic growth in the number of distributed electricity sources, including renewable energy sources, can be observed. Generating units or groups of units (such as wind farms) with a capacity of the order of megawatts are connected to the power system (PS) at high voltage substations (110 kV). Smaller units can be connected to the network at medium voltage stations.

As shown by many investigations [1, 2, 3, 4, 5, 6], disturbances in the operation of individual generating units may disadvantageously affect the operation of other units, also in medium voltage networks. A sudden shutdown of the full generation of a wind power plant due to the constantly increasing wind force may be an example of such a situation. Such a shutdown causes a transient state, which in an unfavorable case may cause a loss of angular stability and, consequently, an emergency shutdown of various generating units. It should be emphasized that the transient states of generating units, including the transient states of distributed electricity sources, are of fundamental importance for the reliability of supply of electricity consumers, and in the case of cogeneration units, also of heat consumers. Therefore, solutions should be sought to improve the operating conditions of sources, including ways to reduce the adverse effects of transient states.

The paper [7] presents the theoretical basis of one of the methods for selecting the settings of the dual input power system stabilizer PSS2A. It also contains simulation calculations for a single-machine system, generating unit – infinite bus, the determined parameters of the PSS2A stabilizer corrector and appropriate waveforms for the system without and with a correctly operating PSS.

This paper presents the practical use of the determined dependencies.

The investigations on transient states occurring in the medium voltage network with distributed sources are described in Section 2. It is shown that the PSS, with the parameters determined in

a single machine system [7], introduced into a selected generating unit, damps electromechanical swings well in the medium voltage network. The summary and conclusions are given in Section 3.

Multi machine system - influence of the stabilizer on a medium voltage network

In real power systems, there is rarely a case of generator operation on an infinite bus, if so with some approximation. Since the PS consists of many generators interconnected with the power network, the electromechanical swings occurring in the PS may be less damped by the power system stabilizer with parameters selected for a single machine system (even if this selection is optimal [8, 9]). Therefore, it is necessary to verify the settings of the power system stabilizer. Such verification may take place at the moment of starting the PSS in the real control system installed in a power plant. Verification can also be performed by simulation methods.

The problem of appearing electromechanical swings and their damping has so far concerned the highest voltage network to which high power generating units installed in power plants are connected. Nowadays, due to the steady increase in the number of generating units with a capacity of several megawatts (including renewable energy sources), electromechanical swings may also appear in medium voltage networks.

Among the sources that may have a significant impact on the appearance of undamped electromechanical swings in medium voltage networks, one can mention, among others, wind power plants and biogas units with combustion engines [3, 10]. During normal operation, wind power plants can be considered the sources with relatively slow changes in the generated power. A different situation occurs when the wind speed exceeds the permissible value. Then the wind turbine switches off, causing a loss of generated power in a given part of the network. This in turn causes a voltage step and a transient state in other generating units connected to this network, often associated with electromechanical swings. Sources with internal combustion engines powered by biogas may be the cause of transient states when disturbances in the ignition or intake system appear. As a consequence, a generator driven by such an engine may show significant instantaneous power fluctuations, causing transient states in the network.

Therefore, it is necessary to conduct research aimed at searching for solutions that will stabilize the operation of sources installed in medium voltage networks. The use of power system stabilizers may be one of the solutions. The fact that low power sources (distributed sources) are often managed by private entities that are not interested in installing power system stabilizers in their generating units may be the problem. The solution to this problem may be the systems for group damping of electromechanical swings [11]. These systems, however, require a large measurement infrastructure.

The last proposed solution is the use of one power system stabilizer installed in the generating unit with the highest power in a given part of the power network, e.g. in the medium voltage network supplied from one transformer. In order to verify the made hypothesis and check the correctness of selection of the power system stabilizer parameters presented in the paper [7], the medium voltage network with the structure shown in Fig. 1, constituting a part of the Polish Power System, was considered.

Several generating sources were installed in the network with a rated voltage of 15 kV. The hybrid wind-gas power plant with a total capacity of 6 MW is the generation source with the highest power output. The power plant consists of three wind power plants (G_1 , G_2 and G_3 in Fig. 1) with a unit capacity of 1 MW with double-fed asynchronous generators [12] and one generating unit with a rated capacity of 3 MW (G_4) consisting of a synchronous generator and a steam turbine powered by a biomass boiler. In addition, four small hydropower plants, one with a capacity of 1 MW (G_5) and three with a capacity of 0.5 MW (G_6 , G_7 i G_8), are connected to the network.

The analyzed network consists of 181 nodes and 191 lines. In the network, there are 85 load nodes with MV/LV transformer stations. The total length of lines in the analyzed network is 60 km, including cable lines and overhead lines.

In this case, the PSLF program was used for simulation investigations. The data necessary to develop a mathematical model (i.e. line lengths and cross-sections, transformer parameters) were obtained from the Distribution Network Operator. Mathematical models of turbines, generators and excitation systems, including the GENROU mathematical model of the synchronous generator, the model of the static excitation system operating in the Polish PS [13] and the models of asynchronous generators installed in wind turbines, were assumed in accordance with the standards of the IEEE Committee [14]. In simulation investigations carried out with the use of the PSLF program, as in the case of Matlab simulations, the author's mathematical models developed in epl were also used.

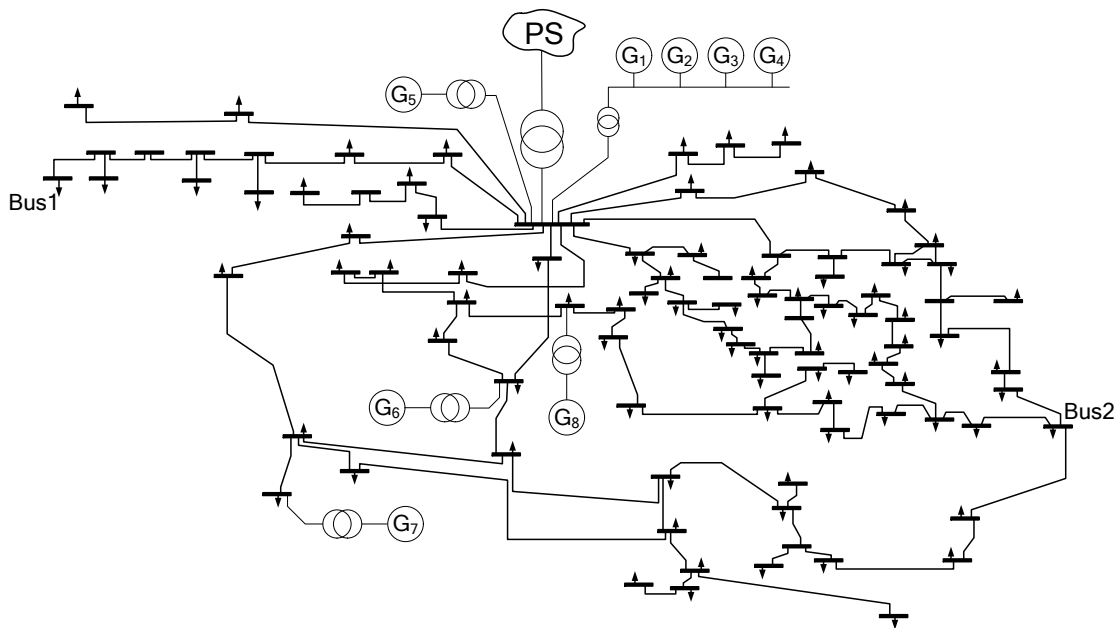


Fig. 1. Simplified diagram of the analyzed medium voltage network

The simulation investigations were carried out by modeling the transient states caused by sudden shutdown of the generation of all three wind turbines being part of the wind-gas hybrid power plant (Fig. 2). It was assumed that the shutdown of wind turbines was caused by exceeding the permissible wind speed v_{max} . Therefore, a gust of wind preceding the emergency shutdown of wind turbines operating in accordance with the power characteristics shown in Fig. 2a was modeled. The wind turbines were shutdown when the wind speed reached the permissible turbine speed, which was the case for the time $t = 2$ s. The gust was modeled as an increasing wind force according to a sinusoidal function [15]. The course of the wind speed during the gust is shown in Fig. 2b.

In the case under consideration, the total switched off active power was 3 MW. This shutdown caused a transient state in the analyzed network. The waveforms of selected quantities obtained by computer simulation are presented in Figs. 3–6. The presented results show the waveforms of instantaneous powers and terminal voltages of individual generating units in two cases, i.e. for the system with the PSS2A stabilizer installed in the source G_4 and without the stabilizer. In the analyzed case, the waveforms of instantaneous powers and terminal voltages of the generators G_6 and G_7 have a similar shape to these of the generator G_5 , therefore they are not shown in figures. Fig. 3c presents the waveform of the power system stabilizer output signal.

Additionally, Fig. 6 presents the voltage waveforms in two selected nodes of the medium voltage network (Bus1 and Bus2 marked in Fig. 1).

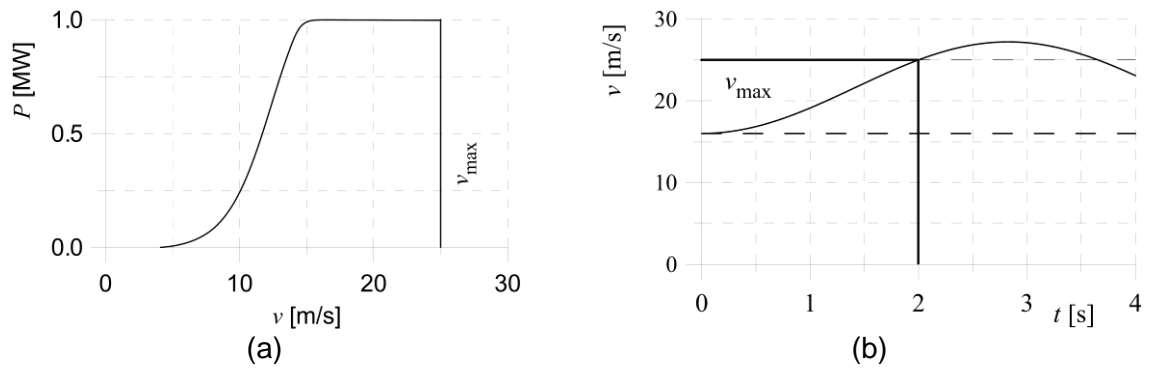


Fig. 2. The power characteristic of (a) the wind turbines P and (b) the course of the wind speed v during the gust

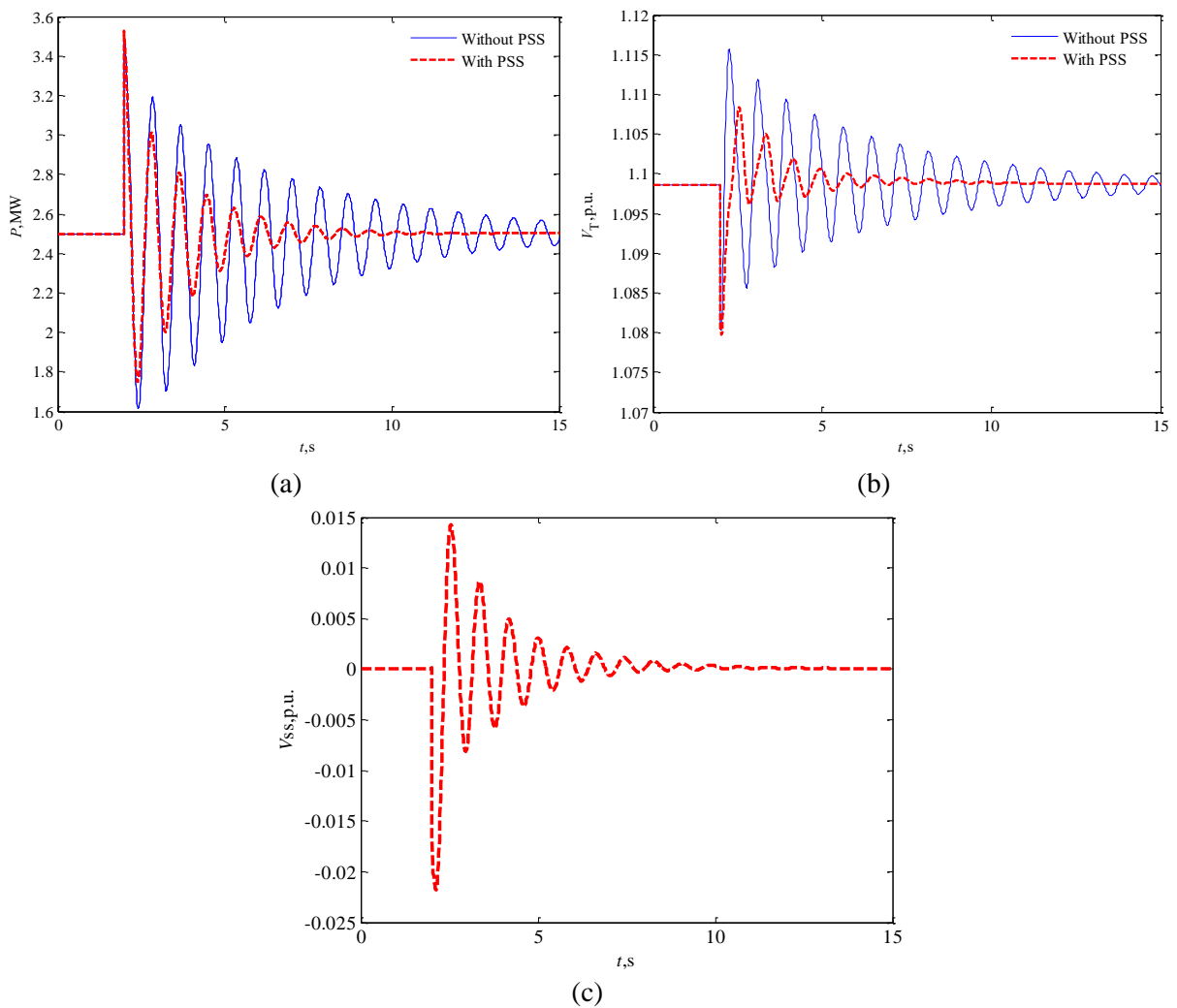


Fig. 3. The waveforms of (a) instantaneous power, (b) voltage of the generator G4 and (c) the waveform of the output signal from the PSS

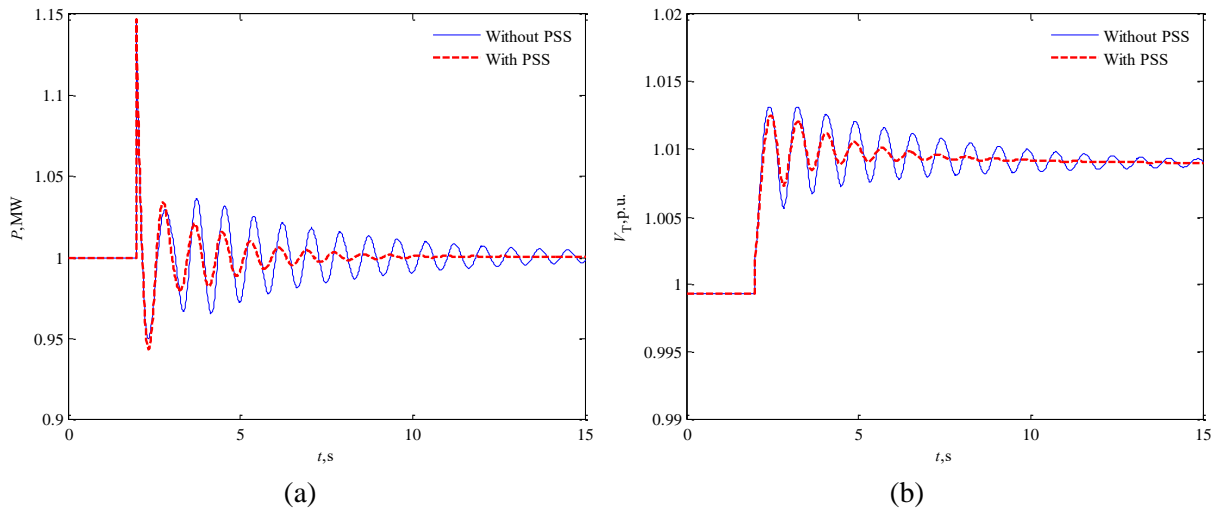


Fig. 4. The waveforms of (a) instantaneous power and (b) voltage of the generator G5

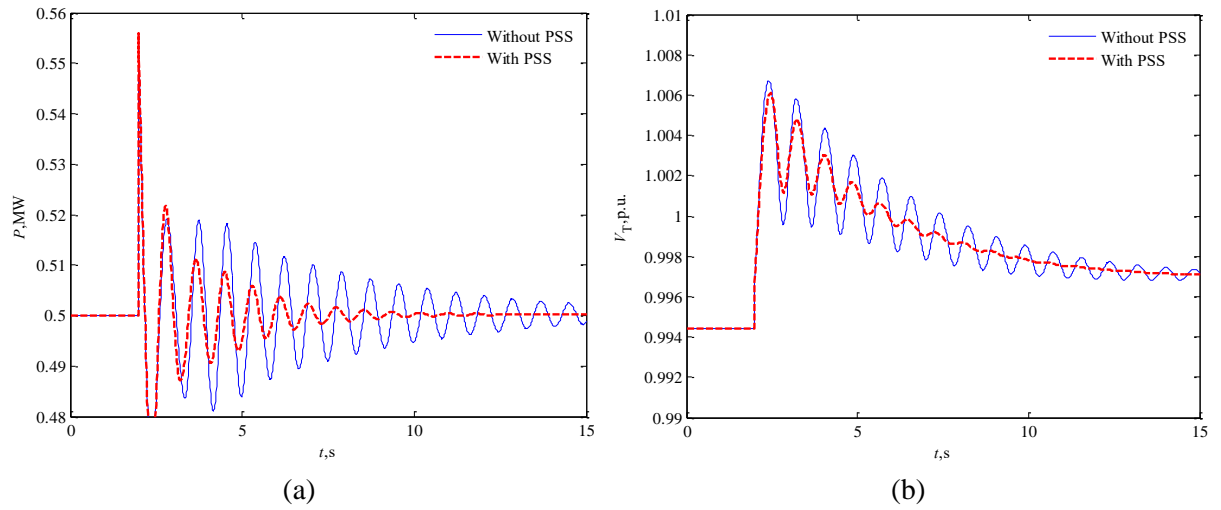


Fig. 5. The waveforms of (a) instantaneous power and (b) voltage of the generator G8

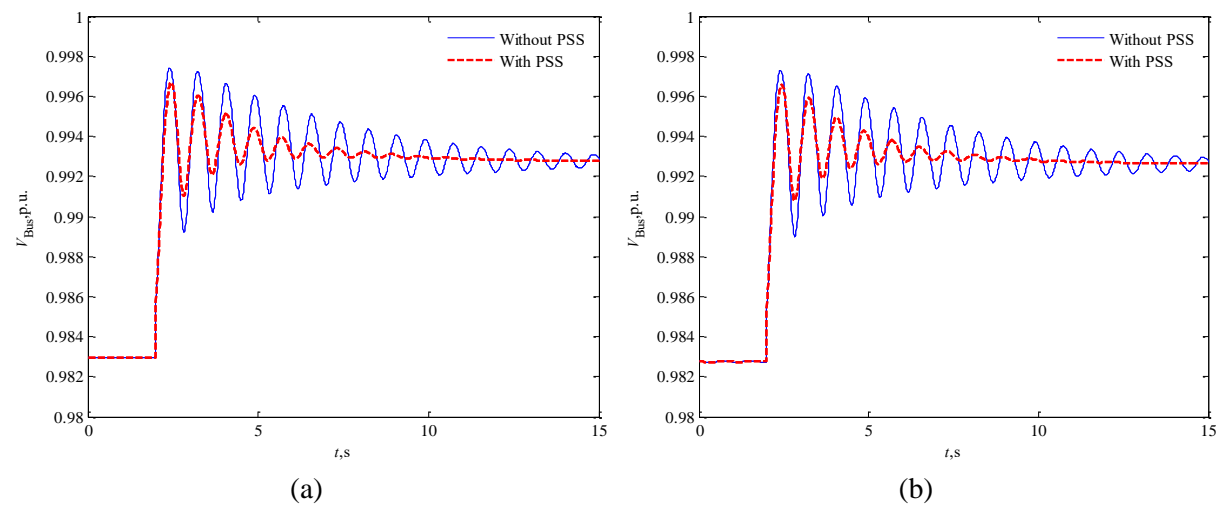


Fig. 6. The voltage waveforms in the nodes (a) Bus1 and (b) Bus2

Summary and conclusions

In the considered medium voltage network with distributed generation, the use of one power system stabilizer installed in the generating unit with the highest rated power allowed for effective damping of electromechanical instantaneous power swings in all the generating units connected to this network. The voltage control waveforms in various places of the PS are also satisfactory and well damped. Good damping of electromechanical swings was obtained without modifying the stabilizer settings, which were determined for the system: generating unit – infinite bus.

The method for selection of power system stabilizer proposed in this paper can be presented in the form of a simplified block diagram as in Fig. 7, in which individual blocks correspond to the following actions:

- Block 1: Calculation of the phase characteristic of the transfer function G_{VV} in the range of electromechanical frequencies from 0.1-2 Hz for the model of a single-machine system, generating unit – infinite bus, at low generator load. The calculations should take into account the actual parameters of the generator model and the excitation system. If possible, this characteristic can be determined by measurement according to the scheme presented in [7].
- Block 2: Calculation of the time constants of the PSS corrector by approximating the phase characteristics of the transfer function G_{VV} and fulfilling the compensation condition [7] in the frequency range of electromechanical swings.
- Block 3: Determination of the eigenvalues of the state matrix of the linearized model of a single-machine system for the rated load of the generator at a step-changed value of the gain K_{S1} of the PSS. Calculation of the gain K_{S1} by analyzing the position of the matrix eigenvalues on the complex plane. Introduction of the PSS to the system should shift the electromechanical eigenvalues to the left on the complex plane without significant shifting of the remaining eigenvalues to the right.
- Block 4: Conducting of simulation investigations to check if the PSS operates properly in a single machine system.
- Block 5: Modeling of a multi-machine system, e.g. medium voltage network with distributed generation, and introducing the PSS with the previously determined parameters to the synchronous unit with the highest rated power. Conducting various simulation investigations to check whether the stabilizer operates properly in the multi-machine system.
- Block 6: Analysis of the real PS operation with the installed power system stabilizer.

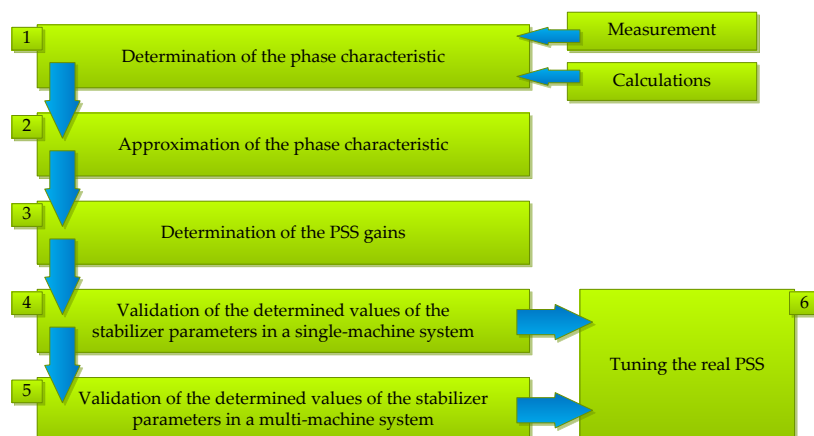


Fig. 7. Block diagram representing the method for selection of a power system stabilizer

The investigation results presented in this paper and the paper [7] may be the basis for further analyzes aimed at determining the scope of application of the presented method of damping electromechanical swings in a distribution network with installed distributed sources. The presented results and the investigations carried out for high voltage transmission networks [9] show that it is not necessary to use power system stabilizers in all generating nodes. However, such a generalization requires further investigations, e.g. modal analysis of the considered network and optimization of the places of installation of power system stabilizers [16]. In order to improve the damping of electromechanical swings, it is also possible to optimize or polyoptimize the gains K_{S1} of power system stabilizers, when there are more of them in a multi-machine PS [8, 9].

An additional problem that should be taken into account in such an analysis is the uncertainty of the parameters of mathematical models of individual elements of the analyzed part of the PS. The uncertainty of parameters is an obstacle in the reliable qualitative and quantitative assessment of electromechanical swings. The solution to this problem may be the use of mathematical models and optimization procedures taking into account this uncertainty [8, 9].

References

1. Izdebski M.: *The verification of acceptance requirements for voltage regulators of synchronous generators* (in Polish), doctoral dissertation, Gdańsk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering, 2019.
2. Tuttokmagi O., Kaygusuz A.: *Transient Stability Analysis of a Power System with Distributed Generation Penetration*. In Proceedings of the 7th International Istanbul Smart Grids and Cities Congress and Fair (ICSG), Istanbul, Turkey, 2019, pp. 154-158.
3. Campos-Gaona D., Stock A., Anaya-Lara O., Leithead W.: *Dynamic Wind Power Plant Control for System Integration Using the Generator Response Following Concept*. Energies 2020, 13(7), doi: 10.3390/en13071804
4. Piekarczyk M., Robak S.: *Stability Studies of Offshore Grids*. 2018 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE), Koscielisko, 2018, pp. 1-6.
5. Basler M.J., Schaefer R.C.: *Understanding Power System Stability*. IEEE Trans. on Industry Applications 2008, 44(2), pp. 463-474.
6. Thambirajah J., Barocio E., Thornhill N.F.: *Comparative review of methods for stability monitoring in electrical power systems and vibrating structures*. IET Generation, Transmission & Distribution 2010, 4(10), pp. 1086-1103.
7. Paszek S., Nocoń A., Pruski P.: *The methods for determining selected parameters of PSS2A power system stabilizers*. In: Analysis and control of electrical and energy systems. Monograph, ed. S. Paszek, Sil.Univ.of Tech. 2023, pp. 15-32.
8. Paszek S., Nocoń A.: *Optimisation and Polyoptimisation of Power System Stabilizer Parameters*; Lambert: Saarbrücken, 2014.
9. Paszek S., Nocoń A.: *Parameter polyoptimization of PSS2A power system stabilizers operating in a multi-machine power system including the uncertainty of model parameters*. Applied Mathematics and Computation 2015, 267, pp. 750-757.
10. Kumar V., Pandey A. S., Sinha S. K.: *Stability Improvement of DFIG-Based Wind Farm Integrated Power System Using ANFIS Controlled STATCOM*. Energies 2020, 13/18, doi: 10.3390/en13184707
11. Kamwa I., Grondin R.: *PMU configuration for system dynamic performance measurement in large, multiarea power systems*. IEEE Trans. on Power Systems 2002, 17, no. 2, pp. 385-394
12. Tsurakakis G., Nanou S., Vournas C. A.: *Power System Stabilizer for Variable-Speed Wind Generators*. IFAC Proceedings Volumes 2011, 44, Issue 1, pp. 11713-11719.
13. Paszek S., Boboń A., Berhausen S., Majka Ł., Nocoń A., Pruski, P.: *Synchronous generators and excitation systems operating in a power system. Measurements methods and modeling*, Monograph, series: Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 631; Springer: Cham, 2020.

14. Power Technologies, a Division of S&W Consultants Inc.: *Program PSS/E application guide*. Siemens Power Technologies Inc.
15. Bierbooms W., Dragt J. B.: *Verification of the Mean Shape of Extreme Gusts*. Wind Energy 1999, 2, pp. 137 – 150.
16. Pruski P., Paszek S.: *Location of generating units most affecting the angular stability of the power system based on the analysis of instantaneous power waveforms*. Archives of Control Science 2020, 30, No 2, pp. 273-293.

Streszczenie W artykule przedstawiono wyniki badań dotyczących zastosowania stabilizatora systemowego PSS2A w sieci średniego napięcia, zawierającej rozproszone źródła energii. Obecnie, z powodu ciągle rosnącej liczby zespołów wytwórczych o mocy rzędu kilku megawatów (w tym odnawialnych źródeł energii), kołysania elektromechaniczne mogą się pojawić nie tylko w sieciach wysokich napięć, ale także w sieciach średniego napięcia. Dobre tłumienie kołysań elektromechanicznych w rozpatrywanej sieci średniego napięcia uzyskano bez modyfikacji nastawień stabilizatora PSS2A, które wyznaczono dla układu zespół wytwórczy – sieć sztywna.

Dr hab. inż. Adrian Nocoń, prof. Pol. Śl.
Prof. dr hab. inż. Stefan Paszek
Dr inż. Piotr Pruski
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Katedra Elektrotechniki i Informatyki
ul. Akademicka 10
44-100 Gliwice
E-mail: adrian.nocn@polsl.pl
stefan.paszek@polsl.pl
piotr.pruski@polsl.pl

SHAFT VOLTAGES AND BEARING CURRENTS IN HIGH POWER ELECTRIC MACHINE

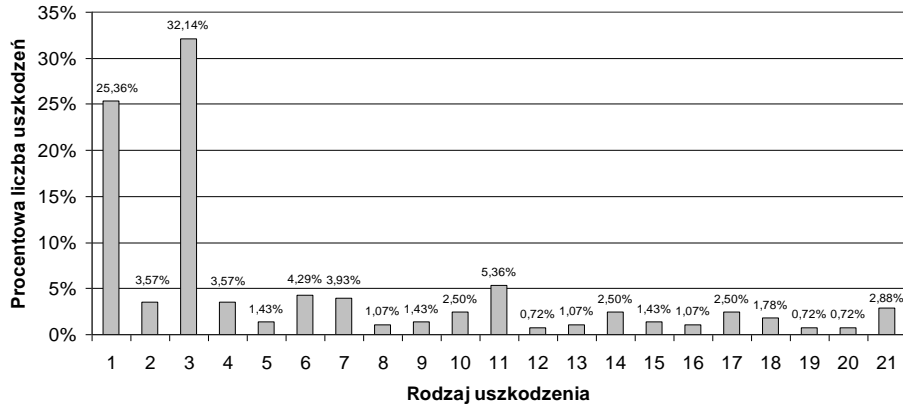
NAPIĘCIA WAŁOWE I PRĄDY ŁOŻYSKOWE W MASZYNACH ELEKTRYCZNYCH DUŻEJ MOCY

Streszczenie. W artykule przedstawiono przyczyny występowania prądów łożyskowych w silnikach indukcyjnych zasilanych napięciem sieciowym. Omówiono mechanizm powstawania napięcia wałowego i prądów łożyskowych oraz ich wpływ na uszkodzenia łożysk tocznych. Przedstawiono także wyniki analizy statystycznej uszkodzeń silników indukcyjnych dużej mocy zainstalowanych w napędach potrzeb własnych elektrowni zawodowych i elektrociepłowni. Zwrócono szczególną uwagę na główne przyczyny awarii silników.

Słowa kluczowe: napięcia wałowe, prądy łożyskowe, uszkodzenia łożysk

Wstęp

Uszkodzenia łożysk tocznych i ślizgowych w maszynach elektrycznych spowodowane oddziaływaniem prądów łożyskowych jest zagadnieniem znanym, sięgającym początku istnienia silników indukcyjnych. Początkowo problem ten dotyczył maszyn indukcyjnych dużej mocy o znacznych gabarytach, gdzie istnieją trudności utrzymania symetrii magnetycznej obwodu [1, 5, 8, 9, 15]. Znaczny rozwój technologii produkcji silników sprawił, że problem ten stracił na znaczeniu w stosunku do silników indukcyjnych, a uwidocznił się szczególnie w turbogeneratorach ze wzbudzeniem tyrystorowym [4, 12]. Prądy łożyskowe są zjawiskiem bardzo rozpowszechnionym w maszynach elektrycznych. Kiedy posiadają niewielką wartość nie wywołują widocznych skutków na bieżniach łożysk i elementach tocznych. Przy dużych wartościach mogą spowodować bardzo poważne uszkodzenia węzłów łożyskowych. Intensywność uszkodzenia łożysk zależy przede wszystkim od natężenia prądu łożyskowego, czasu jego trwania, obciążenia łożyska oraz prędkości obrotowej. Przeprowadzona analiza statystyczna przyczyn i skutków awarii 290 silników indukcyjnych dużej mocy z lat 1995 do 2010 zainstalowanych w napędach potrzeb własnych 5 elektrowni zawodowych i kilkunastu elektrociepłowni (głównie na południu Polski) wykazała, że awarie w tych silnikach spowodowane były głównie uszkodzeniem izolacji zwojowej i głównej w stojanie maszyny (rys.1), [6].

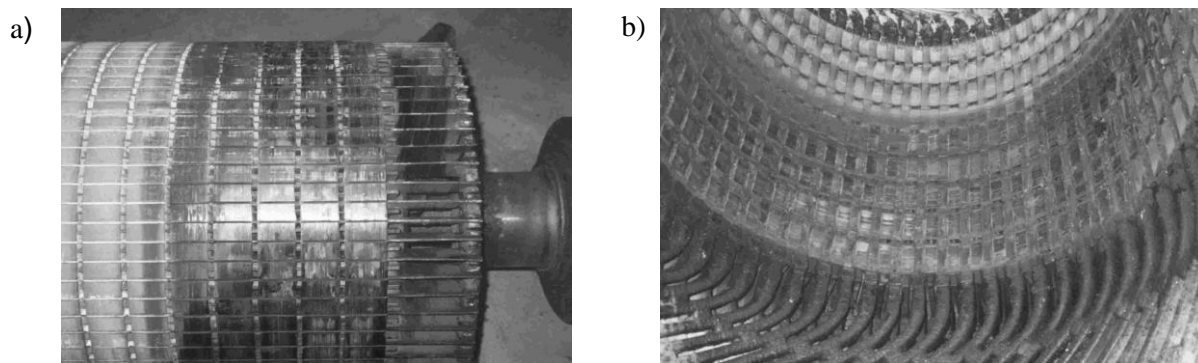


Rys. 1. Procentowe zestawienie typowych awarii silników indukcyjnych

Legenda do wykresu na rysunku 1:

1. Przebite do rdzenia stojana.
2. Upalenie cewki od przewodu zasilającego.
3. Zwarcie zwojowe.
4. Przebite do pierścienia usztywniającego.
5. Wytarcie przez uszkodzony wirnik.
6. Upalenie połączenia międzycewkowego.
7. Upalenie przewodu zasilającego od izolatora.
8. Wytarcie izolacji czoł zerwanym wysięgiem klatki.
9. Obrót całego rdzenia.
10. Uszkodzenie łożyska.
11. Uszkodzenie wirnika uszkodziło stojan.
12. Deformacja czoł oraz zerwanie ich wiązań.
13. Pęknięcie przewodów zwojowych w strefie ich połączenia lutowanego (pęknięcie zezwoju).
14. Upalenie połączenia obręczy z zezwojem fazowym jednej fazy uzwojenia stojana po stronie zasilania.
15. Zwarcie przewodu zasilającego jedną z faz uzwojenia stojana z połączeniem międzycewkowym.
16. Pogarszające się własności izolacji czynnych i rezerwowych przewodów zasilających w silniku.
17. Uszkodzenie klatki wirnika.
18. Zwarcie międzyfazowe.
19. Uszkodzenie wentylatora uszkodziło stojan.
20. Uszkodzenie łożyska uszkodziło stojan.
21. Inne uszkodzenia.

Rzadziej występują awarie spowodowane uszkodzeniem samego łożyska, łożyska i stojana oraz wentylatora i stojana silnika (Rys.1). Mniejsza liczba awarii łożysk spowodowana jest szybkim rozwojem nowoczesnych technik diagnozowania stanu łożysk tocznych, dzięki którym dokonywana jest wymiana łożysk na nowe, przed ostatecznym zniszczeniem łożyska, które prowadzi do awarii silnika (wirnika jak i stojana) (rys.2).



Rys. 2. Zatarcie pakietu blach wirnika –a) oraz zatarcie pakietu blach stojana –b) spowodowane uszkodzeniem łożyska

Przyczyny powstawania prądów łożyskowych w silnikach indukcyjnych zasilanych sinusoidalnym napięciem sieciowym

Powstawanie prądów łożyskowych w maszynach elektrycznych jest tematem sięgającym początku XX wieku [1]. Już wtedy określono przyczyny powstawania prądów łożyskowych w dużych silnikach indukcyjnych i turbogeneratorach. Zdobyte doświadczenia z tamtego okresu zostały uzupełnione o nowe wyniki badań [1, 5, 8, 9, 10, 11, 14, 15]. Na ich podstawie można twierdzić, że prądy łożyskowe mogą być wywołane przez strumienie magnetyczne dwojakiego rodzaju:

- strumienie magnetyczne stałe lub zmienne przechodzące przez wał maszyny,
- strumienie magnetyczne zmienne sprzężone z obwodem elektrycznym utworzonym przez wał, stojaki łożyskowe i płytę fundamentową.

Strumienie magnetyczne obydwu rodzajów wywołują prądy łożyskowe o zupełnie odmiennym charakterze. Strumienie pierwszego rodzaju indukują siły elektromotoryczne wirowania (rotacji), które powodują powstawanie prądów wirowych, zamykających się w samym łożysku. Strumienie drugiego rodzaju wywołują na drodze transformacji powstawanie różnicy potencjałów między końcami wału, która może spowodować przepływ prądu w obwodzie złożonym z wału, stojaków łożyskowych i płyty fundamentowej.

Badanie przyczyn powstawania napięć i prądów wałowych jest ciągle kontynuowane. W artykule [3] zaprezentowano nową metodę przeciwdziałania napięciom i prądom wałowym w maszynach elektrycznych prądu przemiennego. Bazuje ona na zastosowaniu pomocniczego uzwojenia umieszczonego w stojanie maszyny. Zaprezentowano konstrukcję stanowiska badawczego przystosowanego do pomiarów napięć wałowych maszyny, w oparciu o prototyp maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi. Na modelu tym przeprowadzono szereg badań laboratoryjnych potwierdzających funkcjonalność uzwojenia pomocniczego w różnych stanach pracy maszyny m.in. bieg jałowy oraz stan obciążenia przy pracy generatorowej. W artykule skoncentrowano się na wykazaniu korzystnego wpływu uzwojenia pomocniczego na poziom indukowanych napięć wałowych w maszynie elektrycznej. W celu potwierdzenia ścisłej zależności strumienia okrężnego w jarzmie stojana maszyny na napięcie indukowane wzdłuż wału przedstawiono wyniki pomiarów napięcia wałowego dla różnych przypadków zewnętrznego zasilania uzwojenia pomocniczego wymuszającego strumień okrężny. Wyniki pomiarów przeprowadzonych na prototypie maszyny synchronicznej z magnesami trwałymi potwierdzają korzystny wpływ zastosowania uzwojenia na poziom napięć i prądów wałowych w maszynie. Metoda ta cechuje się dużym potencjałem aplikacyjnym, który może korzystnie wpłynąć na niezawodność układów napędowych z maszynami elektrycznymi prądu przemiennego.

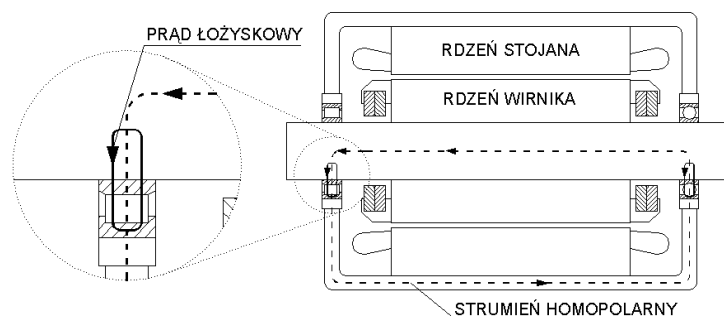
W artykule [2] przedstawiono wpływ różnych rozwiązań konstrukcyjnych maszyny elektrycznej z magnesami trwałymi na wartość napięcia łożyskowego przy zasilaniu z falownika.

Sily elektromotoryczne wirowania (rotacji) generowane w łożyskach

Jeżeli wzdłuż wału maszyny przepływa stały lub zmienny strumień magnetyczny, to indukuje on w łożyskach maszyny siłę elektromotoryczną wirowania. Strumień ten nazywany jest strumieniem homopolarnym [5, 8, 9, 14]. Przyczyny powstawania takiego strumienia w wale maszyny mogą być różne, ale najczęściej wywołany on jest asymetrią poszczególnych obwodów magnetycznych maszyny. Asymetrie te mogą być spowodowane poprzez:

- niesymetryczne połączenie uzwojeń,
- pęknięty pręt uzwojenia klatkowego wirnika,
- pęknięty pierścień zwierający uzwojenie klatkowe wirnika,
- strumień remanentu wału,
- nierównomierną szczelinę powietrzną na obwodzie maszyny (niecentryczność wirnika).

Strumień ten powstaje najczęściej w większych maszynach o długości kadłuba przekraczającej 400 mm [8]. Najczęściej jednak występuje w silnikach wysokoobrotowych z łożyskami ślizgowymi, ponieważ wymaga on aby powierzchnia łożyska rozciągała się w poprzek drogi przepływu strumienia. Drogę przepływu strumienia homopolarnego oraz przepływu prądu przez łożyska przedstawiono na rysunku 3. Strumień ten przepływając przez łożyska powoduje powstawanie miejscowych prądów łożyskowych w wewnętrznych obszarach łożysk. Prądy te mają taką samą częstotliwość jak strumień homopolarny. Ponieważ przyjmują one bardzo małe wartości, nie stwarzają zagrożenia dla łożysk.

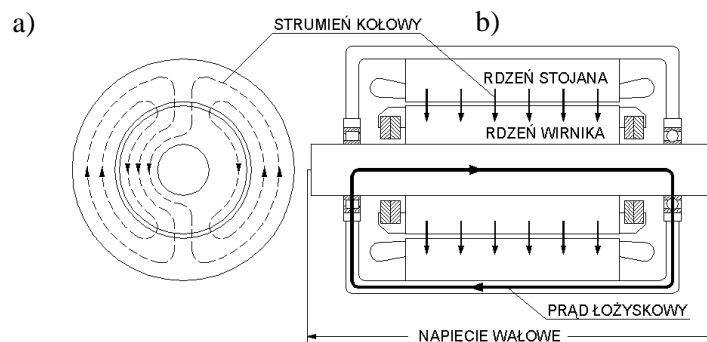


Rys. 3. Droga przepływu strumienia homopolarnego, wg [5, 8, 14]

Z uwagi na to, że prąd ten przepływa wewnątrz łożyska istnieją trudności z jego pomiarem. Zastosowanie izolowanych łożysk pozwala znacznie zmniejszyć wartość tego prądu, ale nie eliminuje strumienia homopolarnego. Efekty wywołane prądem łożyskowym indukowanym przez strumień homopolarny mają zwykle niewielkie znaczenie. Można je całkowicie wyeliminować poprzez wprowadzenie barier dla strumienia homopolarnego, takich jak zastosowanie niemagnetycznego wału, łożysk lub obudów łożysk.

Sily elektromotoryczne transformacji indukowane w maszynie

Głównym źródłem prądów łożyskowych działających niszcząco na łożyska jest indukowana wzdłuż wału maszyny SEM zwana napięciem wałowym. Wywołana ona jest zmiennym strumieniem magnetycznym przenikającym obwód złożony z wału, łożysk i kadłuba silnika, obejmującym wał maszyny indukcyjnej (Rys.4).



Rys. 4. Powstawanie prądu łożyskowego, wg [8]

Strumień ten płynie prostopadłe do osi wału i pulsuje w rdzeniu stojana i wirnika. Przyczyn powstawania takiego strumienia należy szukać w budowie samego silnika. Według informacji zawartych w dostępnych materiałach [5, 8, 9, 14] są to głównie „asymetrie obwodu magnetycznego, wynikające z sumowania się łańcucha tolerancji wszystkich detali maszyny”. Zalicza się do nich nierównomierną szczelinę powietrzną, ekscentryczność wirnika, segmentowany lub dzielony stojan maszyny, oraz anizotropie w obwodzie magnetycznym maszyny. Ze względu na to, że stal elektrotechniczna nie jest całkowicie jednorodna, drogi przepływu strumienia w silniku nie są całkowicie symetryczne. Zwykle strumień każdego bieguna przepływa przez szczelinę powietrzną i jeżeli obwód magnetyczny jest symetryczny, dzieli się równomiernie, połowa zgodnie z ruchem wskazówek zegara i połowa przeciwnie. Jeżeli jednak wystąpi różnica reluktancji rdzenia dla jednego kierunku przepływającego strumienia w porównaniu z drugim, podział strumienia będzie nierówny i pojawi się strumień przemienny sprzężony z obwodem składającym się z wału, łożysk i korpusu silnika (rys.4). Strumień ten powoduje powstanie różnicy potencjałów pomiędzy końcami wału silnika (Rys.4), która nosi nazwę napięcia wałowego. Jeżeli napięcie to jest dostatecznie wysokie, aby spowodować przebicie filmu olejowego w łożysku, występuje iskrzenie pomiędzy biegniami łożyska a elementami tocznymi. W tym to momencie płynie prąd łożyskowy powodujący powstawanie wżerów na biegniach pierścieni i elementach tocznych łożysk silnika. Dodatkowo zabrudzenia, mikroskopijne metalowe cząstki w filmie olejowym i jego nieregularna grubość spowodowana drganiem wirnika powoduje, że film olejowy jest zwierany. W tym przypadku impedancja łożyska jest tak mała, że napięcia wałowe o niewielkich wartościach mogą powodować znaczne prądy łożyskowe. Według danych literaturowych [7] dla napięć średniej częstotliwości krytyczne wartości napięcia wałowego zawierają się w granicach od 0,5 do 1 V. Można więc stwierdzić, że w silnikach indukcyjnych, w których napięcia wałowe przekracza wartość 2 V należy liczyć się z przyspieszonym zużywaniem się łożysk w wyniku zjawiska elektroerozji.

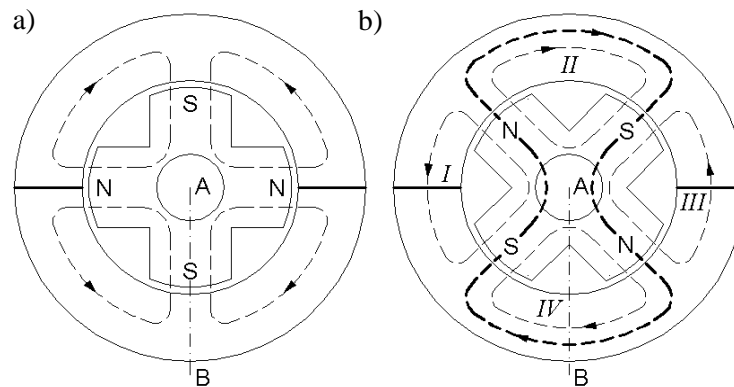
Napięcie wałowe powstaje najczęściej w większych maszynach o małej liczbie par biegunów (większa asymetria pola magnetycznego) niż w silnikach małych o dużej liczbie par biegunów gdzie łatwiej utrzymać większą symetrię uzwojeń.

Dzielony stojan maszyny

Z podziałem stojana mamy najczęściej do czynienia w maszynach elektrycznych o dużych średnicach. Są to najczęściej hydrogeneratory. W zależności od konstrukcji stojan może być podzielony na dwie lub więcej części, ale o ilości parzystej. Związek, jaki zachodzi pomiędzy liczbą linii podziału stojana oraz liczbą biegunów, a występowaniem asymetrycznego rozkładu strumienia i związanych z nim prądów łożyskowych, podany został w publikacji [4]. Związek ten jest następujący: „*tworzymy ułamek, którego licznik stanowi liczba linii podziału stojana,*

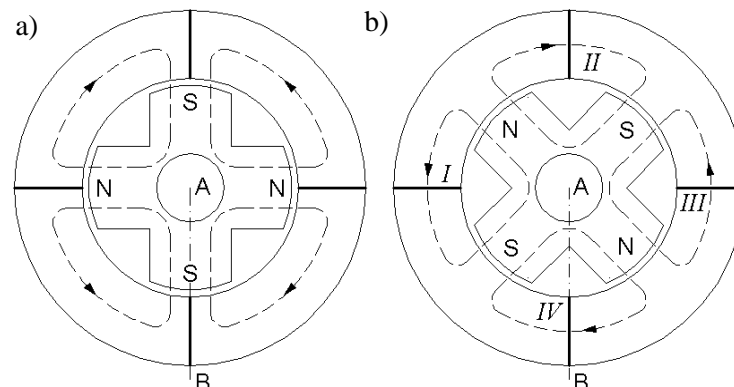
mianownik zaś jest liczbą par biegunów. Jeżeli po uproszczeniu tego ułamka okaże się, że otrzymana liczba całkowita lub licznik otrzymanego ułamka jest nieparzysty, wtedy ma miejsce asymetria rozkładu strumienia i wystąpić mogą prądy łożyskowe. Częstotliwość tych prądów jest równa częstotliwości sieci pomnożonej przez licznik uproszczonego ułamka. Jeżeli po uproszczeniu ułamka otrzymamy całkowitą liczbę parzystą lub ułamek o liczniku parzystym, to asymetrii pola nie ma i taki podział stojana nie może być przyczyną powstawania prądów łożyskowych. Bardzo charakterystyczną cechą jest to, że liczba linii podziału stojana jest równa liczbie części”.

Na rysunku 5 przedstawione są przykłady powstawania prądów łożyskowych w stojanie czterobiegunowym złożonym z dwu części. W położeniu magnesu przedstawionym na rysunku 5a wszystkie obwody magnetyczne (I-IV) są symetryczne i suma strumieni magnetycznych przenikających przekrój AB równa się zero. Po obrocie wirnika o 45° (Rys.5b) oporność obwodu magnetycznego I i III jest większa niż obwodu II i IV. Spowoduje to, że strumienie magnetyczne płynące w obwodach I i III będą mniejsze niż strumienie w obwodach II i IV. Taki układ pola spowoduje powstanie dodatkowego strumienia przechodzącego przez obwód II i IV obejmującego zarazem wał maszyny. W tym położeniu wirnika suma strumieni przenikających przekrój AB jest różna od zera. Powstaje strumień będący różnicą strumieni w obwodach II i I.



Rys. 5. Przykład asymetrycznego rozplywu strumienia w stojanie złożonym z dwóch części, wg [15]

Z podziałem stojana maszyny nie zawsze związany jest asymetryczny rozplyw strumienia. W przypadku maszyny czterobiegunowej posiadającej stojan złożony z czterech części (Rys.6) w każdym położeniu wirnika strumień rozkłada się symetrycznie w rdzeniu stojana.



Rys. 6. Przykład symetrycznego rozplywu strumienia w stojanie złożonym z czterech części, wg [15]

Można zatem poprzez odpowiedni dobór liczby par biegunów stojana i liczby linii podziału tak projektować maszyny aby wyeliminować prądy łożyskowe wynikające z konstrukcji pakietu stojana.

Segmentowany rdzeń stojana

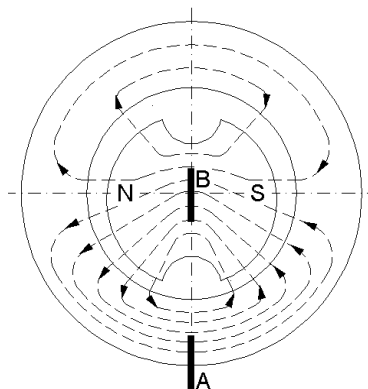
Bardzo często w maszynach indukcyjnych o dużych gabarytach nie ma możliwości wykonania wykrojów blach rdzenia stojana jako jednej całości ze względu na ograniczenia technologiczne. Z tego względu stosuje się tzw. segmentowanie rdzeni. Liczba segmentów jest uzależniona od średnicy zewnętrznej rdzenia.

Zastosowanie rdzeni segmentowanych ma podobny wpływ na rozkład strumienia w rdzeniu jak dzielenie stojana. Zachodzi tylko taka różnica, że dla stojanów dzielonych liczba linii podziału stojana jest równa liczbie części, na które podzielono stojan, natomiast dla rdzeni segmentowanych liczba linii podziału jest dwu albo trzykrotnie większa niż liczba segmentów. Związane jest to z tym, że segmenty muszą zachodzić na siebie.

W celu określenia czy występują prądy łożyskowe w segmentowanym rdzeniu tworzy się ułamek, którego licznik stanowi liczba linii na obwodzie stojana, wzdłuż których stykają się segmenty, mianownik zaś jest liczbą par biegunów. Po uproszczeniu ułamka nieparzysty licznik wskazuje, że w pewnych położeniach magnesy istnieją asymetria obwodów magnetycznych i możliwość występowania prądów łożyskowych, natomiast przy liczniku parzystym prądy łożyskowe nie występują. Częstotliwość prądów łożyskowych równa jest częstotliwości sieci pomnożonej przez licznik uproszczonego ułamka.

Nierównomierna szczelina powietrzna

Nierównomierna szczelina powietrzna pomiędzy stojanem i wirnikiem maszyny może doprowadzić również do powstania asymetrii obwodów magnetycznych, czyli nierównomiernego rozptywu strumienia. Sytuacja taka występuje wtedy, gdy wirnik nie jest umieszczony współśrodkowo ze stojanem. Na rysunku 7 przedstawiono przykład występowania asymetrii rozptywu strumienia spowodowany nierównomierną szczeliną powietrzną.

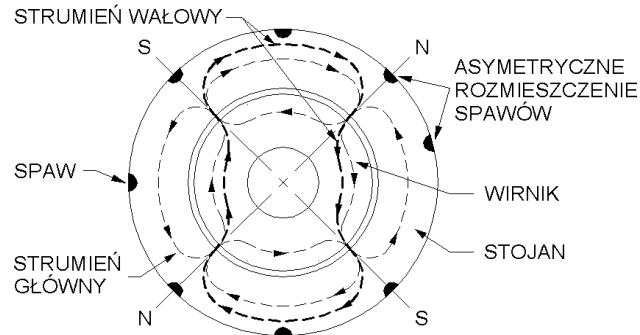


Rys. 7. Asymetryczny rozptyw strumienia wywołany nierównomierną szczeliną powietrzną, wg [15]

Suma strumieni przenikających przekrój AB jest różna od zera. Po obrocie wirnika o 180° obraz pola przedstawiony na rysunku powtórzy się z tym, że wypadkowy strumień przenikać będzie przekrój AB w kierunku przeciwnym. W obwodzie utworzonym przez wał maszyny, łożyska i kadłub indukowana będzie siła elektromotoryczna o częstotliwości sieci.

Inne rodzaje asymetrii obwodu magnetycznego

Inną przyczyną powstawania asymetrii obwodu magnetycznego jest asymetryczne rozmieszczenie klamer lub spawów mocujących rdzeń stojana [4]. Asymetria ta powoduje powstanie dodatkowego strumienia obejmującego wał maszyny (Rys.8).



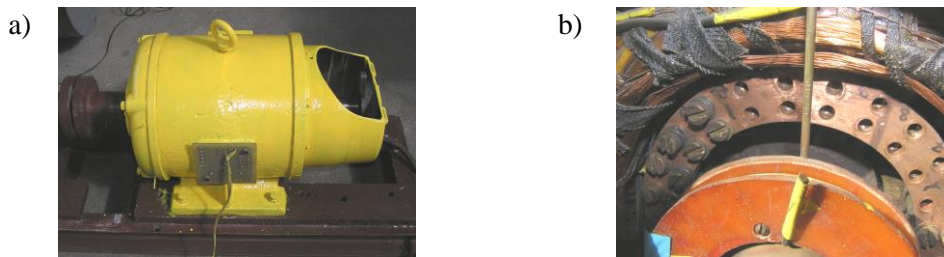
Rys. 8. Wpływ asymetrii rozmieszczenia spawów mocujących rdzeń stojana, na strumień wałowy, wg [5]

Inne przyczyny powstawania napięć wałowych i prądów łożyskowych

Do innych przyczyn powstawania prądów łożyskowych zaliczamy napięcia elektrostatyczne [8]. Napięcia te nie są związane z podstawową konstrukcją maszyn elektrycznych. Są one związane z warunkami środowiskowymi, w których pracuje silnik, takimi jak mała wilgotność powietrza lub rodzaj zastosowanego obciążenia. Jedną z głównych przyczyn powstawania napięcia elektrostatycznego jest zastosowanie w napędach przekładni z paskami klinowymi. Bardzo często niewielkie tarcie paska klinowego wystarczy do wytworzenia ładunku elektrostatycznego powodującego powstanie napięcia wałowego. Napięcie to narasta tak długo, aż nastąpi rozładowanie przez łożyska silnika. W turbogeneratorach źródłem powstawania napięcia elektrostatycznego jest tarcie wirujących łopatek turbiny o suchą parę wodną. Może to spowodować powstanie w wałach turbogeneratorów napięć o wartościach sięgających nawet kilkuset woltów [13]. Napięcia elektrostatyczne nie są jednak głównym i najważniejszym źródłem powstawania prądów łożyskowych.

Wpływ asymetrii klatki wirnika na wartość napięć i prądów wałowych w silnikach indukcyjnych

Obiektem badań był zmodernizowany silnik indukcyjny pierścieniowy typu SZUe 44b o mocy znamionowej 3kW i napięciu znamionowym 380V (Rys.9a). Modernizacja silnika polegała na wymontowaniu uzwojenia wirnika i zastąpieniu go przez uzwojenie klatkowe (24 żłobki) o specjalnej konstrukcji, wykonane z mosiądzu. Od strony napędowej pręty wirnika przymocowano na stałe do pierścienia zwierającego. Od strony przeciwnapędowej każdy pręt klatki wirnika przymocowano do pierścienia zwierającego za pomocą dwóch śrub (Rys.9b), które w łatwy sposób można usunąć w celu wykonania przerw w poszczególnych prętach wirnika.



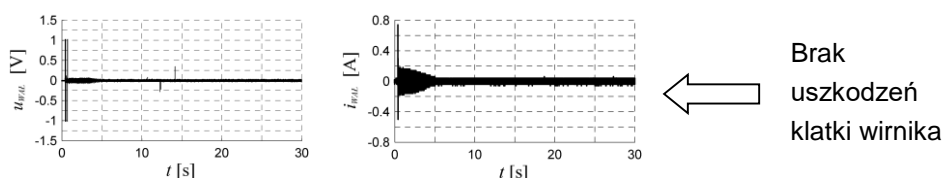
Rys. 9. Zmodernizowany silnik indukcyjny typu SZUe 44b, 3kW, 380V –a) oraz widok pierścienia zwierającego z odkręcanymi prętami -b)

Badany silnik zamontowano na stanowisku pomiarowym umożliwiającym nastawianie różnych momentów bezwładności elementów wirujących sprzężonych z wałem silnika (rys.10).

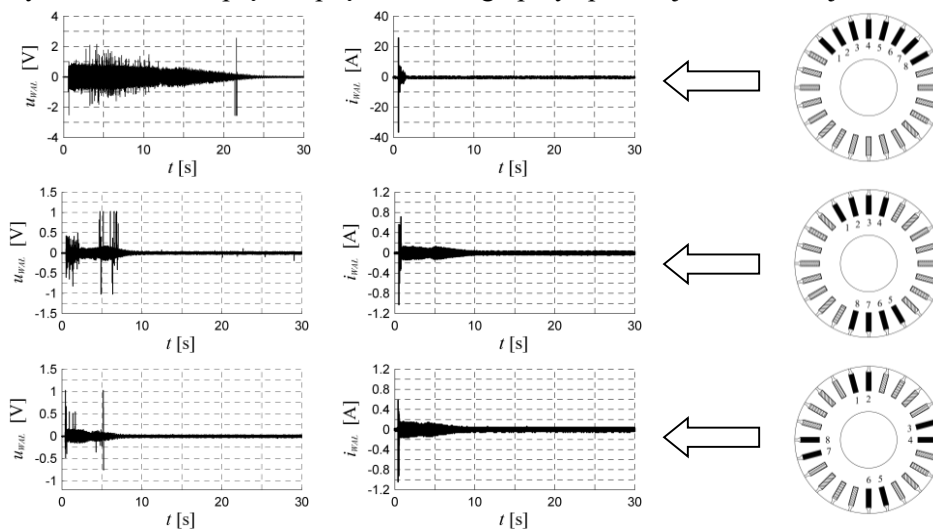


Rys. 10. Stanowisko pomiarowe umożliwiające zmianę momentu bezwładności elementów wirujących sprzężonych z wałem silnika

Pomiary napięcia i prądu wałowego przeprowadzono podczas rozruchu i w stanie ustalonym przy sprawnej klatce uzwojenia wirnika oraz dla 8 uszkodzonych prętów przy różnym ich rozmieszczeniu na obwodzie wirnika. Wyniki pomiarów przedstawiono na rysunkach 11 i 12.



Rys.11. Pomiar napięcia i prądu wałowego przy sprawnej klatce uzwojenia wirnika



Rys. 12. Wpływ rozmieszczenia na obwodzie wirnika 8 uszkodzonych prętów klatki uzwojenia wirnika na wartość napięcia i prądu wałowego

Największe wartości prądów wałowych występują przy uszkodzonych prętach kolejno jeden za drugim. Symetryczne rozmieszczenie uszkodzonych prętów na obwodzie wirnika ma znacznie mniejszy wpływ na powstawanie prądów wałowych. Należy jednak zaznaczyć, że w uszkodzonych silnikach praktycznie taka kombinacja uszkodzeń nie występuje.

Wnioski

Prądy łożyskowe są zjawiskiem bardzo rozpowszechnionym w maszynach elektrycznych. Największe wartości występują w silnikach indukcyjnych dużej mocy zasilanych napięciem sieciowym podczas rozruchu bezpośredniego. W badaniach laboratoryjnych stwierdzono silną zależność pomiędzy wartością napięć i prądów wałowych a liczbą uszkodzonych prętów klatki wirnika i związaną z tym asymetrią magnetyczną silnika. Na wartość prądów wałowych ma wpływ nie tylko liczba uszkodzonych prętów, ale także sposób rozmieszczenia uszkodzonych prętów na obwodzie wirnika. Największe wartości prądów wałowych występują podczas rozruchu silnika przy kolejno uszkodzonych prętach wirnika. Wydłużenie czasu rozruchu przy takich uszkodzeniach skutkuje dłuższym narażaniem łożysk silnika na przepływ znacznych prądów łożyskowych prowadząc do ich uszkodzeń, co w konsekwencji może prowadzić do poważnych awarii i przestoi całych układów napędowych. Symetryczne rozmieszczenie uszkodzonych prętów na obwodzie wirnika ma znacznie mniejszy wpływ na powstawanie prądów wałowych. Należy jednak zaznaczyć, że w uszkodzonych silnikach praktycznie taka kombinacja uszkodzeń nie występuje.

Literatura

- Alger P.L., Samson W.: *Shaft currents in electric machines*. AIEE Transactions, Vol. 43, 1924, pp. 235-245.
- Berhausen, S.; Jarek, T.: Analysis of Impact of Design Solutions of an Electric Machine with Permanent Magnets for Bearing Voltages with Inverter Power Supply. *Energies* 2022, 15, 4475, pp. 1-19. <https://doi.org/10.3390/en15124475>.
- Berhausen, S.; Jarek, T.: *Method of Limiting Shaft Voltages in AC Electric Machines*. *Energies* 2021, 14, 3326, pp. 1-19. <https://doi.org/10.3390/en14113326>.
- Cholewa S.: *Prostownikowy układ wzbudzenia jako źródło napięć między wałem maszyny synchronicznej a ziemią*. *Energetyka*, nr. 11, 1998, ss. 479-483.
- Donner G., Oakes B.K., Evon S.T.: *Motor Primer – Part III*. IEEE Trans On Ind. Appl., 2003, Vol. 39, No. 5, pp. 1467-1474.
- Drak B., Zientek P.: *Analiza uszkodzeń silników wysokonapięciowych prądu przemiennego w elektrowniach zawodowych i elektrociepłowniach*. *Wiad. Elektrot.* 2013 R. 81 nr 8, s. 22-26.
- Erdman J., Kerkman R.J., Schlegel D., Skibinski G.: *Effect of PWM Inverters on AC Motor Bearing Currents and Shaft Voltages*. IEEE Trans On Ind. Appl., 1996, Vol. 32, No. 2, pp. 250-259.
- Gambica/Rema Technical Guide: *Motor Shaft Voltages and Bearing Currents under PWM Inverter Operation*. Technical Report No. 2 First Edition, 2002.
- Kerszenbaum I.: *Shaft currents in electric machines fed by solid-state drives*. IEEE Conference Record of the Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1992. Conference Record, Papers Presented at the 1992 Annual Meeting, 4-7 May 1992, pp. 71-79.
- Kulesz B., Berhausen S., Jarek T.: *Prądy łożyskowe i napięcia wałowe w maszynach elektrycznych – przyczyny i sposoby przeciwdziałania*. *Przegląd Elektrotechniczny* 2021, nr. 6, s. 97-102.
- Maki-Ontto P., Luomi J.: *Common-mode flux calculation of AC Machines*. Proceedings of International conference on Electrical Machines, ICEM'02, Bruges, Belgium, 2002.
- Przybysz J., Szydłowski M.: *Napięcia na wałach generatorów ze wzbudzeniem tyrystorowym*. *Energetyka*, nr. 1, 1992, ss. 18-21.

20. Przybysz J.: *Turbogeneratory. Eksploatacja i diagnostyka*. WNT Warszawa 1991.
21. Rockwell Automation: *Inverter-Driven Induction Motors Shaft and Bearing Current Solutions*. 2004.
22. Śliwiński T.: *Prądy łożyskowe w maszynach synchronicznych*. Prace instytutu elektrotechniki, z. 2(5), PWT, Warszawa 1953. ss. 42-49.

Streszczenie. The origin of bearing currents in high-power electric machines supplied from the network is presented in the paper. Attention has been drawn to the fact that these currents may be caused by:

- rotational electromotive forces generated in bearings,
- transformation electromotive forces induced in the machine,
- segmented machine stator,
- segmented iron core of the stator,
- non-uniform air-gap,
- asymmetrical positioning of staples or welds securing iron core of the stator,
- electrostatic voltage.

The formation of shaft voltage and bearing current has also been discussed together with their impact on damage to roller bearings. The results of statistical analysis of high-power induction machine failures have been presented, for motors installed in house loads of electric power stations and CHP plants. Special attention has been paid to the main causes of motor failures. Shaft voltage and current measurements during start-up and steady-state operation of the motor have been given for two cases: motor with fully operational rotor cage and motor with 8 damaged cage bars (for different positioning of these bars along the rotor circumference).

Dr inż. Piotr Zientek
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Katedra Elektrotechniki i Informatyki
ul. Akademicka 10
44-100 Gliwice

E-mail: piotr.zientek@polsl.pl

Dawid MAŃKA, Mateusz WOLNIEWICZ, Patryk TYLUTKI, Jarosław MICHALAK,
Paweł LASEK, Dariusz GRABOWSKI

Politechnika Śląska

CAPACITOR BATTERY CHARGING SYSTEM APPLIED IN ELECTROMAGNETIC LAUNCHERS

UKŁAD ŁADOWANIA BATERII KONDENSATRÓW W ZASTOSOWANIU WYRZUTNI ELEKTROMAGNETYCZNYCH

Abstract. Some results of practical and simulation research devoted to a charging system of high-capacity electrolytic capacitor banks have been presented in the paper. The system is based on a power electronic converter. Control algorithms for charging current have been analysed, taking into account feedback loops with electrical quantities and different kinds of control system. Future fields of study include improving the efficiency and capability of the system.

Keywords: electromagnetic launcher, charging system, power electronic converter.

Introduction

The history of electromagnetic launcher (EML) usage dates back to the beginning of the 20th century, when technology development and wide-spread electrification took place and led to the development of many inventions. The first EML, commonly known as "the electric cannon", was used to accelerate objects. It was invented in 1920 in France [3]. Dynamic EML development took place during World War II. The lack of suitable power banks to accumulate energy and give it back in a short pulse was one of the fundamental problems at those times. Capacitors available in the 1940s had a very low ratio of stored energy and their volume/mass (just a few J/kg). As a result, the first constructions had no more than 1% efficiency in changing the accumulated energy into energy powering a projectile [5]. For these reasons, research on that technology faded or was developed only to a small extent.

New solutions to old problems emerged along with the development of semiconductor systems, which allowed precise control of the electric pulse and more efficient charging due to the usage of converters based on thyristors or high power transistors. The evolution of power banks also occurred, leading to electrolytic capacitors with high capacities and an excellent ratio of stored energy and mass. The new solutions also included supercapacitors with an even better energy/mass ratio [3], but they had a significantly too low rated voltage to be used in EML energy storage systems. The development is still in progress, and discoveries are made every year in the field of materials. It leads to developing semiconductors, dielectrics and other materials with improved properties. High expectations are expressed in superconductive materials, which gives an optimistic view for the future of EML technology.

The general principle of operation of all electromagnetic launchers is based on two phenomena, i.e., the magnetic field and the flow of electric current. Regardless of the launcher construction, the primary and universal principle of operation is to create a powerful magnetic field and to place an object that interacts with this field. This could be done by attracting an object made of a ferromagnetic material or by the interaction created by eddy currents induced by a strong field source in the conductive material, as well as by utilizing Lorentz force created by the flow of current through the projectile placed in a magnetic field. Due to the strong influence and significant difference in the mass of the speeded up object and the source of the field, rapid acceleration of a projectile occurs because of conservation of momentum. Its value

reaches even several dozens of km/s² [4, 5, 10]. Extremely high acceleration gives this technology great potential for future developments. The use of electromagnetic launchers is not limited to military applications. Current practical applications include, for example:

- replacement of aircraft launchers on aircraft carriers from gas powered to those based on the principle of electromagnetic launcher operation [5];
- simulation of collisions of objects with micrometeorites because of the possibility of reaching the speed of such objects in just a few milliseconds and with a size many times smaller than older solutions based on chemical fuel or expanded gases.

The EMLs are also used in other fields, including research on the properties of materials [14].

In the future, the use of such launchers may become broader. For example, placing small objects in Earth's orbit or accelerating and directing small objects that are already there as the EML effectiveness increases because there is no air drag. This solution limits the usage of chemical fuel in the perspective of future space missions and the commercialization of raw materials excavation from an asteroid. The cheap launch of cargo directly to Earth would work in both directions [15].

An electromagnetic coil gun is one of the two basic types of electromagnetic launcher. The second type is a rail-type launcher, also known as a railgun. This system converts electric energy into kinetic energy by generating a magnetic field that speeds up a ferromagnetic projectile. In the case of a rail type launcher, a projectile is made of a well-conducting material [2-13], such as aluminum or copper.

The basic electrical circuit of the EML is presented in Fig. 1. The capacitor C is charged using the system considered in this paper, and its energy can be released in a single impulse after closing the circuit by means of the thyristor T . The resistor R represents the resistances of the system and allows taking into account, among others, the resistances of cables and connections. The inductor L is responsible for the generation of the magnetic field, which interacts with a ferromagnetic projectile placed inside the inductor and makes it move. The diode D enables dissipation of the energy stored in the inductor after the circuit is turned off. The circuit should be turned off when the projectile reaches the middle point of the inductor. Otherwise, the projectile would slow down due to current flow.

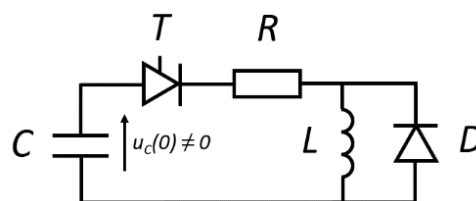


Fig. 1. Main circuit of the electromagnetic launcher (EML)

The launcher composed of six stages with a total capacitor bank capacitance equal to 116 mF and voltage rating of 700 V has been designed and presented in the paper. The launcher charging system is powered by an isolation transformer with a rated power of 2.5 kVA.

Charging of the capacitor bank used in electromagnetic launchers

The considered system, which we will refer to as the charging system, is a system for highly efficient charging of the electrolytic capacitors with the minimum time needed assuming rated power parameters of the supplying system. The charging system has been designed to obtain a constant charging current of the capacitor. This current value is equal to the rated value of the transformer, which is used as a galvanic separation and allows increasing the supply voltage.

Charging current is realized by using an inverter and a current limiting reactor in the intermediate AC circuit, where active regulation of the impedance is possible, with a full bridge rectifier input terminals connected in series with the inductor and next the AC output voltage of the inverter is transformed to the DC through a second rectifier which charges directly the electrolytic capacitors. In addition, extra capacitor banks have been used to limit overvoltage caused by interruption of the current, which is non-zero at the end of the charging process. Those capacitors serve the purpose of an additional load so that the output of the rectifier does not have a full load dump when disconnecting the main capacitor bank. The diodes placed between the capacitor banks prevent the flow of equalizing currents between those banks. The diagram of the whole system has been presented in Fig. 2. It consists of a few main parts:

- start-up system,
- core system used for capacitor charging, which includes two rectifiers, inverter, and reactor with a control system,
- supply system,
- sections corresponding to the EML stages which include inductors, capacitors, thyristors and diodes.

Current regulation is realized in a closed-loop controller with voltage feedback (it is measured across capacitor banks during charging – see Fig. 3). The advantage of such a solution is that there is no need for an additional transducer despite a voltage one, which is anyway necessary to control the capacitor charging level and prevents overvoltage, which can occur because of the usage of a DC voltage higher than the rated voltage of electrolytic capacitors. Control of the capacitor charging is achieved by changing the slope of the capacitor voltage [1].

The main goal of the studies is to define the dependence of the charging time of the capacitor banks, the value of the slope, and the initial frequency. During the research, tests for a 4 mF capacitor bank and voltage of 80 V were made. Such an approach shortened the time of tests and provided higher safety level.

To achieve this goal, we stimulated frequency as follows:

$$f = f_0 - r_0 U_c, \quad (1)$$

where:

f – current frequency,

f_0 – initial frequency,

r_0 – slope coefficient (Hz/V),

U_c – current-voltage measured across a capacitor.

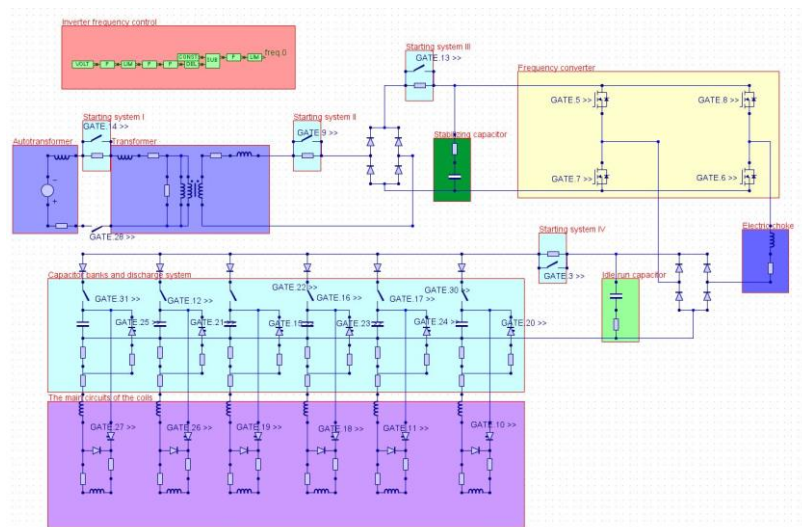
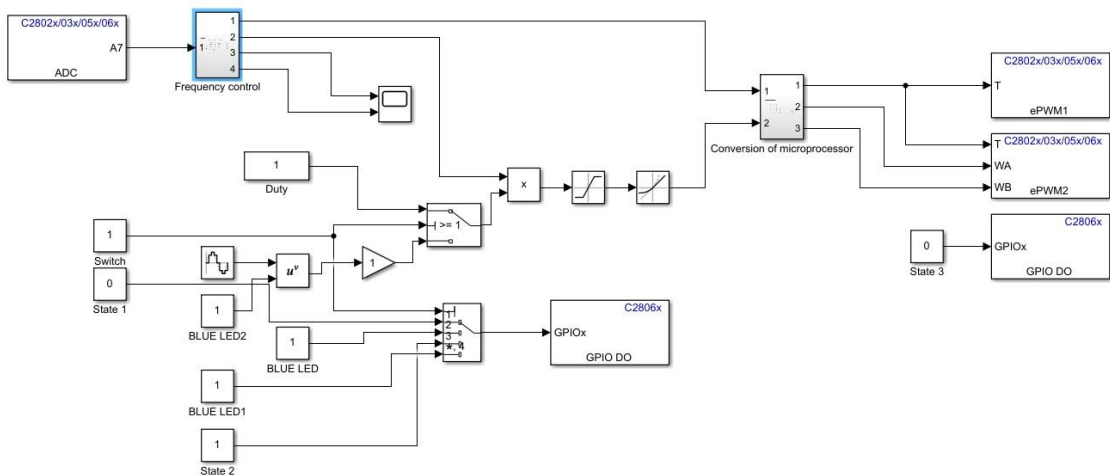
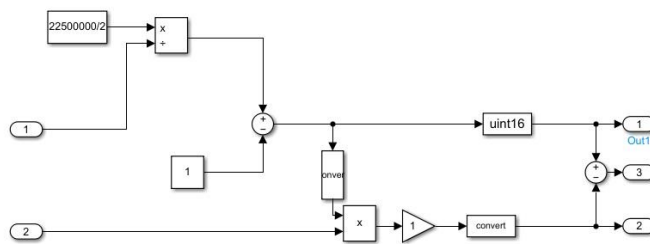


Fig. 2. Electrical diagram of a six stage electromagnetic launcher.



Copyright 2020-2022 The MathWorks, Inc.

Conversion of microprocessor



Frequency control

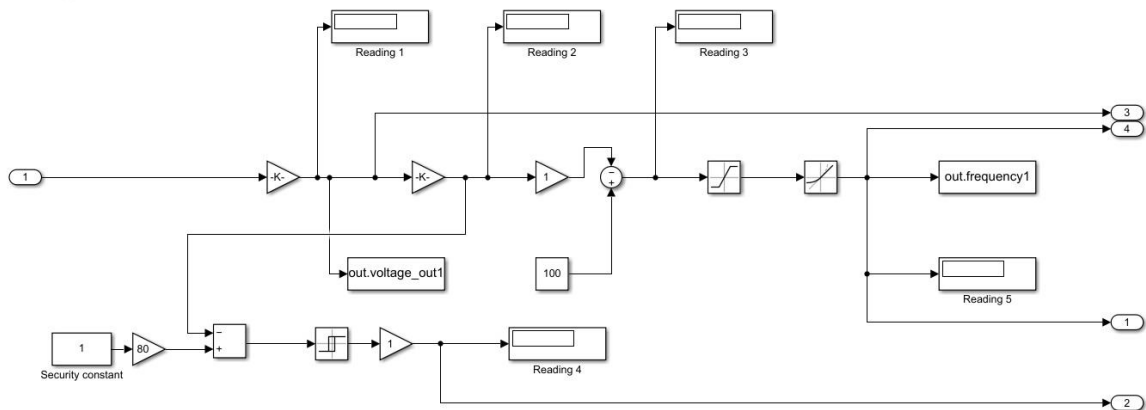


Fig. 3. Block diagram of the control system (Matlab-Simulink).

The program for the TMS320F28069 control board was created in Matlab-Simulink based on the RPC (Rapid Control Prototyping) method (Fig. 3). For simulations of the complete circuit, GeckoCIRCUITS software was used (Fig. 4).

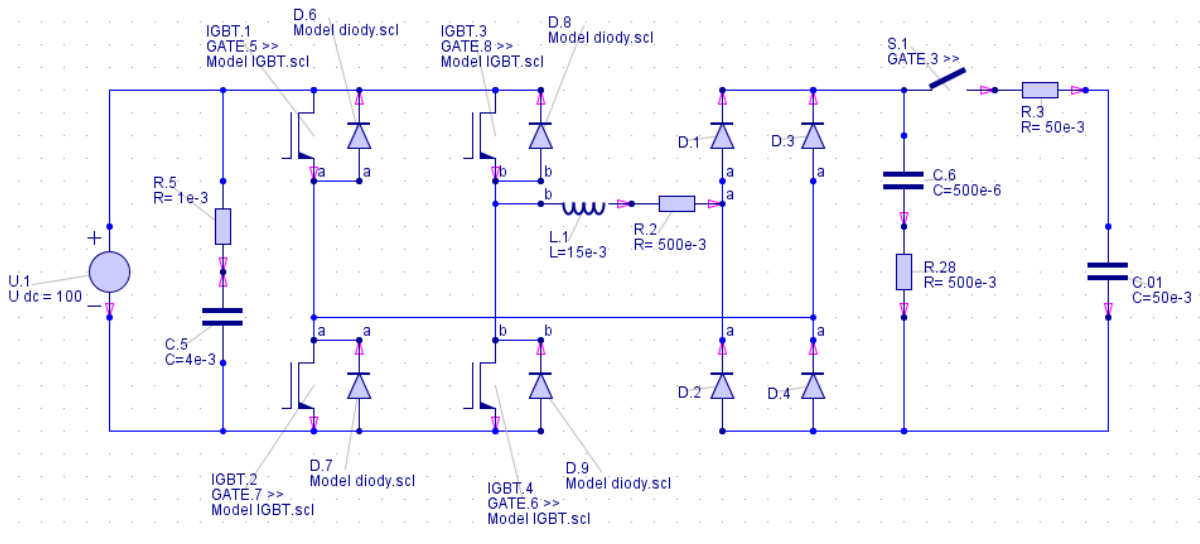


Fig. 4. Model used for EML simulations (GeckoCIRCUITS).

Measurement results and analysis

The study gave a quasi-linear relationship between the r_0 coefficient and the charging time. The dependency can be seen for the lowest frequency rate, as shown in Fig. 5.

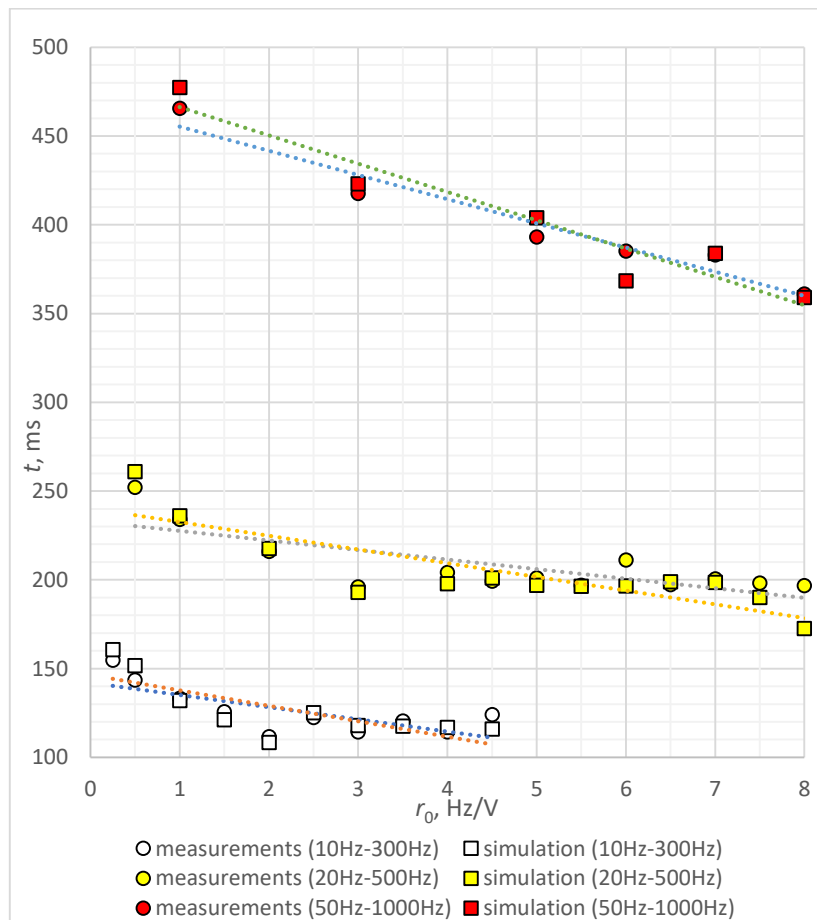


Fig. 5. Relation between the charging time and r_0 coefficient along with the linear approximation.

Analysing the measurement results and simulation data presented in Fig. 6, one can notice an acceptable difference between the corresponding measured and simulated values, i.e., the relative error is less than 5%. To reduce this error, the simulation model should be improved. The measured range of the slope coefficient is consistent with the results of simulations and calculations. The wider the frequency range is, the wider range of the slope coefficient we get. As a result, the widest range, that is, 1 – 120 Hz/V, has been obtained for the frequency range from 200 to 5000 Hz. For the most narrow frequency range (10 – 300 Hz), the slope coefficient range is only from 0.25 to 8 Hz/V. The given ranges have been obtained by assuming a linear approximation of the relation between the charging time and the slope coefficient. This relation has also been implemented in the control algorithm.

The relationship between frequency and average charging current was also confirmed. For example, when $r_0 = 1$ the obtained currents and times are presented in Tab. 1. Moreover, some exemplary results of the measurements are presented in Figs. 7 and 8.

Table 1. Average current and time for different frequencies and $r_0 = 1$

frequency range, Hz	Average current, mA	time, ms
10 – 300	2020	133
20 – 500	1180	234
50 – 1000	606	466
200 – 5000	188	1778

As expected, with the increase in the frequency range, the average charging current decreases and the total charging time increases.

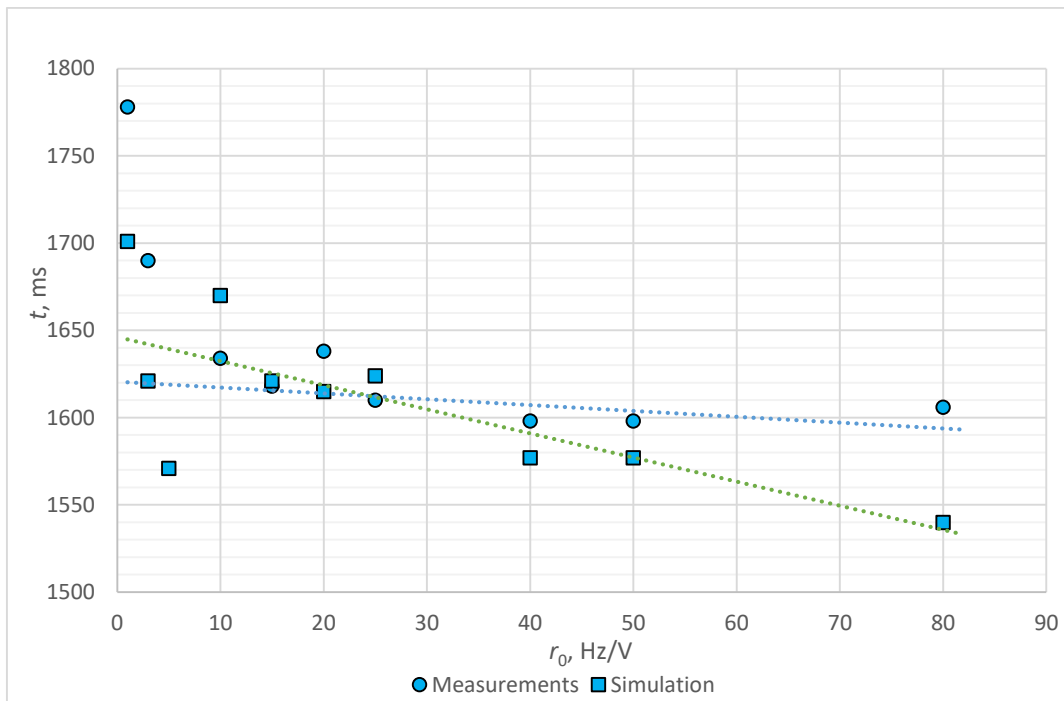


Fig. 6. Relation between the charging time and r_0 coefficient for frequency range from 200 Hz to 5 kHz.

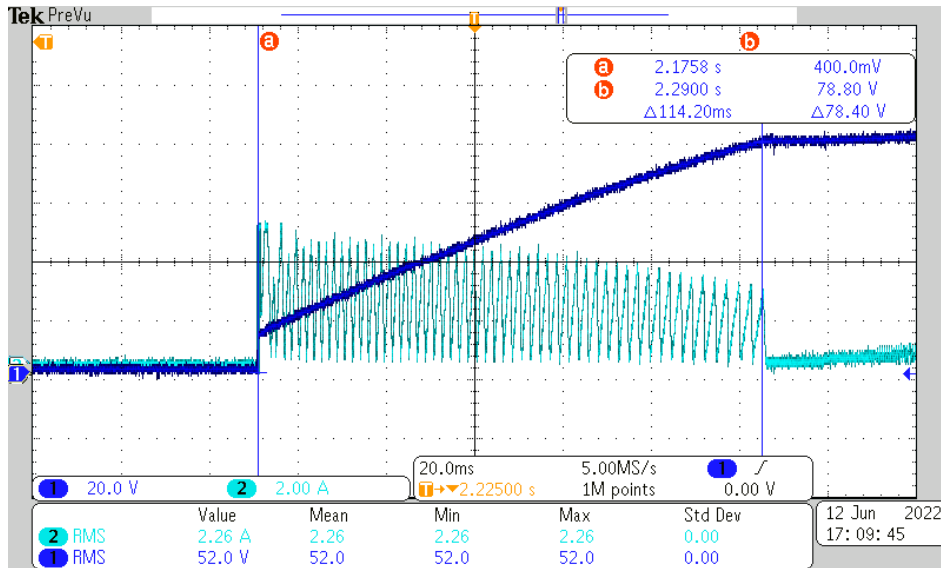


Fig. 7. Voltage and charging current waveforms for the frequency range from 10 to 300 Hz.

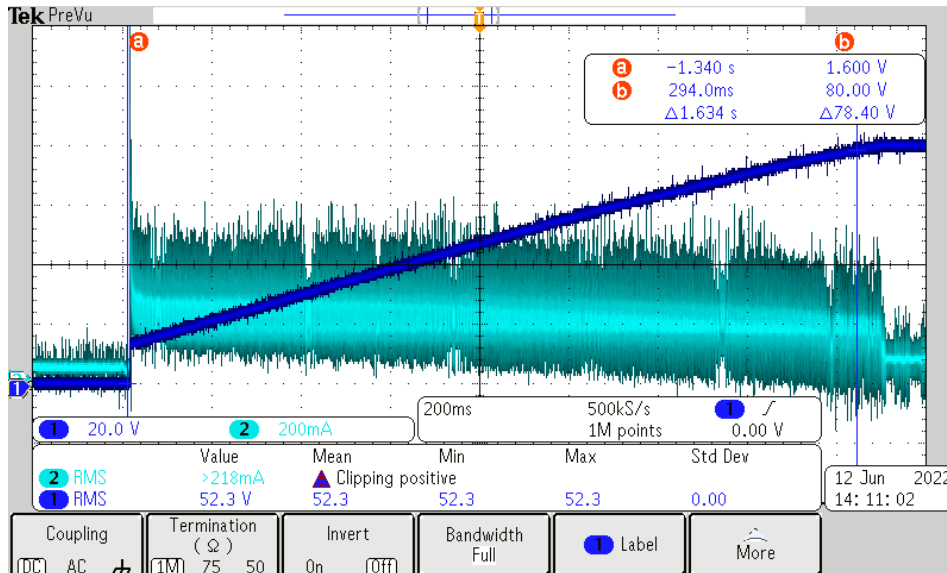


Fig. 8. Voltage and charging current waveforms for the frequency range from 200 to 5000 Hz.

Summary.

Both the measurement and simulation data show nonlinear relation between the charging time and the slope coefficient. The measurement and simulation results are consistent to a high degree but especially for wider frequency ranges the simulation model can be improved in order to better reflect the measurement results.

Future studies include the experimental determination of the relationship between the bank capacitance, the charging voltage, the slope coefficient, and the frequency. The results will be implemented in the control structure to automatize the selection of parameters of the control system. Changes in control are considered to increase efficiency and simplify the charging system. The change from frequency to PWM duty ratio control allows reducing the number of semiconductors. With this current control, it is possible to eliminate the step-up transformer

and replace it with a BOOST-type converter. At the same time, the value of voltage charging and current can be controlled. Due to the elimination of a large reactor, dimensions of the device can be decreased.

Bibliography

1. Biskup T., Gierlotka K., Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Kasprzak M., Junak J., Ombach G., Stenzel T., Zygmanski M.: *Energoelektronika ćwiczenia laboratoryjne*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2001.
2. Domin J.: *Sprzężony model polowo-obwodowy wyrzutni elektromagnetycznej*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2012.
3. Fair H. D.: *Advances in Electromagnetic Launch Science and Technology and Its Applications*. IEEE Transactions on Magnetics, vol. 45, no. 1, pp. 225-230, 2009.
4. Grabowski D., Klimas M., Tylutki P.: *Five-stage electromagnetic launcher computer simulations*. Proc. of 40th Conference on Fundamentals of Electrotechnics and Circuit Theory SPETO, Gliwice - Ustroń, 17-20.05.2017, pp. 27-28.
5. Haghmaram R., Shoulaie A.: *Literature review of theory and technology of air-core tubular linear induction motors*. Proc. of 39th International Universities Power Engineering Conference UPEC, Bristol, UK, 6-8.09.2004, pp. 517-522.
6. Hawke R.S., Susoeff A.R.: *Hypervelocity railgun development for high-pressure research*. IEEE Trans. on Magn., 1989, vol. 25, no 1., pp. 223-226.
7. Hongjun Xiang, Bin Lei, Zhiyuan Li, Chunyan Liang, Keyi Zhao, Qingdao Lv, Qian Zhang.: *Acceleration Characteristics in the Launching of Induction Coilgun*. Proc. of 17th , International Symposium on Electromagnetic Launch Technology, La Jolla, CA, USA, 7-11.07.2014, pp. 1-4.
8. Kaye R. J.: *Operational Requirements and Issues for Coilgun Electromagnetic Launchers*. IEEE Trans. on Magn., vol. 41, no 1, 2005, pp. 194-199.
9. Klimas M., Tylutki P., Grabowski D. *Optimal exploitation of electromagnetic launcher circuit in terms of generated force maximalization*. Proc. of 42th Conference on Fundamentals of Electrotechnics and Circuit Theory SPETO, Gliwice - Ustroń, 15-18.05.2019, pp. 97-98.
10. Kluszczyński K., Domin J.: *Hybrid Electromagnetic launcher with pneumatic assist –influence of input supply data upon final velocity missile*. Proc. of 16th International Conference on Research and Education in Mechatronics REM, Bochum, Germany, 18-20.11.2015, pp. 309-314.
11. Kluszczyński K., Domin J.: *Two module electromagnetic launcher witch pneumatic assist. Pt. 1, Modeling and determination of position-dependent parameters*. Proc. of XXIII Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuit EPNC, 2-4.07.2014, Pilsen, Czech Republic, pp. 89-90.
12. Kroczek R.: *Metodologia projektowania, zagadnienia konstrukcyjne, modelowanie oraz badania wyrzutni elektromagnetycznej o napędzie hybrydowym*. Praca doktorska, Politechnika Śląska, Gliwice, 2014.
13. Raczyński Z.: *Model wyrzutni elektromagnetycznej*. Szybkobieżne Pojazdy Gąsienicowe, nr 1, 2007, pp. 21-24.
14. Upshaw J. L.: *Micrometeoroid impact simulations using a railgun electromagnetic accelerator*. IEEE Trans. on Magn. , 1997, vol. 17, no 3, pp. 607-610.
15. Schroeder J. M.: *Electromagnetic launchers for space applications*. IEEE Trans. on Magn., Jan. 1989, vol 25, No1. s507-507

Streszczenie. W artykule przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych i symulacyjnych dotyczących układu ładowania baterii kondensatorów elektrolitycznych o dużej pojemności. Układ został zbudowany z wykorzystaniem przekształtników energoelektronicznych. W ramach badań przeanalizowano różne warianty sterowania prądem ładowania w oparciu o sprzężenia zwrotne z wielkościami elektrycznymi oraz różne rodzaje układów regulacji. W artykule przedstawiono możliwe drogi rozwoju układu w celu poprawy jego sprawności.

Dawid Mańka
Mateusz Wolniewicz
inż. Patryk Tylutki
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Studenckie Koło Naukowe Elektrotechników im. Prof. Stanisława Fryzego
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice

dr inż. Jarosław Michalak
dr inż. Paweł Lasek
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki
ul. Krzywoustego 2, 44-100 Gliwice

dr hab. inż. Dariusz Grabowski, prof. PŚ
Politechnika Śląska
Wydział Elektryczny
Katedra Elektrotechniki i Informatyki
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice

E-mail:

dawiman371@student.polsl.pl
matewol056@student.polsl.pl
patrykt.tylutki@gmail.com
jaroslaw.michalak@polsl.pl
pawel.lasek@polsl.pl
dariusz.grabowski@polsl.pl

APROXIMATION OF THE LITHIUM ION BATTERY VOLTAGE CHARACTERISTIC WITH PARTICLE SWARM OPTIMIZED FUNCTIONS

APROKSYMUJĄCA CHARAKTERYSTYKI NAPIĘCIOWEJ BATERII LITOWO JONOWEJ FUNKCJAMI OPTYMALIZOWANYMI ROJEM CZĄSTEK

Streszczenie. W artykule porównano znane z literatury funkcje stosowane do aproksymacji charakterystyki napięcia jałowego baterii litowo-jonowych. Przeanalizowano postaci funkcji pod kątem możliwości dopasowania ich kształtu do baterii uzyskanej pomiarowo charakterystyki napięciowej. Dobór parametrów funkcji przeprowadzono autorską metodą optymalizacyjną opartą na roju cząstek. Dla każdej z analizowanych funkcji dobrano optymalne nastawy algorytmu optymalizacji, gwarantujące uzyskanie dobrego dopasowania oraz powtarzalność uzyskiwanych wyników. Sparametryzowane funkcje użyto w symulacyjnym modelu obwodowym Rint baterii, a wyniki symulacji porównano z charakterystykami uzyskanymi pomiarowo.

Słowa kluczowe: Bateria litowo-jonowa, SOC, Rint, PSO.

Wstęp

Modelowanie baterii to obszerny i złożony temat badawczy, obejmujący wiele zagadnień z dziedziny chemii, fizyki oraz elektrotechniki. Zachodzące w celi baterii zjawiska elektryczne, chemiczne i termodynamiczne są wzajemnie powiązane i mają silnie nieliniowy charakter. Na potrzeby obliczania zużycia energii stosuje się uproszczone modele obwodowe [1], które przedstawiają baterię jako zależne od ładunku źródło napięcia z impedancją wewnętrzną modelowaną jako pojedynczy rezystor (model Rint) [2,3] lub jako obwód Thevenina [4,5]. Napięcie źródła jest nieliniową funkcją pojemności akumulatora, a w jego przebiegu w funkcji ładunku można wyróżnić trzy strefy [1,6]. W strefie pierwszej, rozpoczynającej się od pełnego naładowania, zachodzi początkowy szybki spadek napięcia. Następnie, w strefie drugiej napięcie się stabilizuje spadając powoli i prawie liniowo. Na koniec w strefie trzeciej, dla mocno rozładowanej baterii, spadek napięcia ponownie przyspiesza, lecz nie jest tak szybki jak w strefie pierwszej.

Znalezienie oraz poprawne sparametryzowanie funkcji dobrze aproksymującej kształt charakterystyki we wszystkich trzech strefach jest zadaniem trudnym, lecz ważnym z praktycznego punktu widzenia. W oparciu o funkcje aproksymujące tworzone są modele symulacyjne, następnie wykorzystywane przy projektowaniu baterii jak i układów z nich zasilanych, zgodnie z metodologią MBD (ang. Model Based Design).

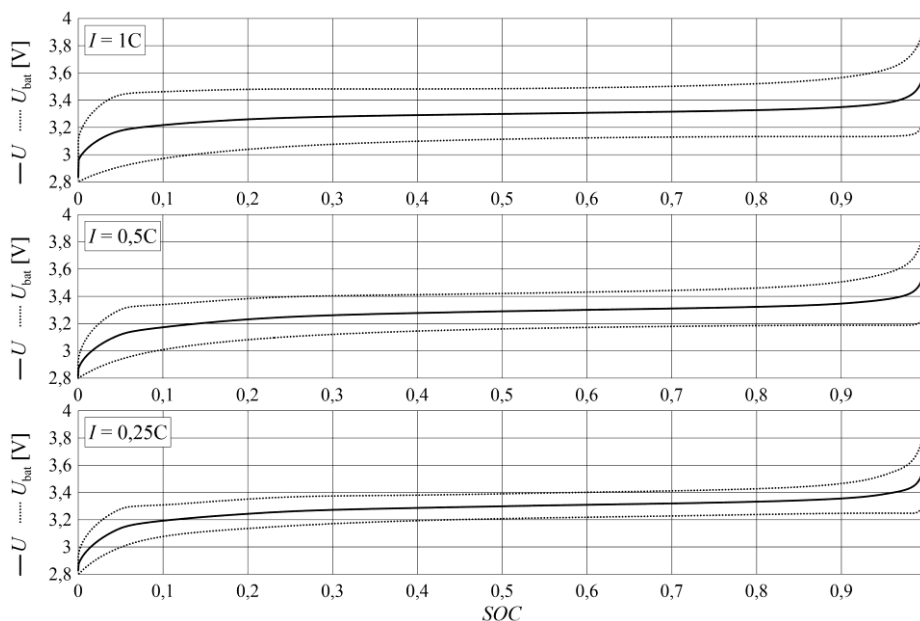
W artykule tym dokonano przeglądu najczęściej opisywanych w literaturze funkcji aproksymujących, oraz opracowano autorską metodę ich parametryzacji przy wykorzystaniu optymalizacji rojem cząstek.

Charakterystyki ładowania i rozładowania

Badania wykonano dla celi baterii marki Winston o pojemności znamionowej 100 Ah. Dane znamionowe celi zestawiono w tabeli 1. Dla celi wykonano serię badań laboratoryjnych, obejmujących pomiary charakterystyk ładowania i rozładowania [5] przy trzech różnych, stałych w czasie wartościach prądu. Pomiary charakterystyk ładowania wykonywano po uprzednim rozładowaniu celi do napięcia minimalnego 2,8 V i co najmniej kilkugodzinnej relaksacji. Pomiary charakterystyk rozładowania przeprowadzano po uprzednim naładowaniu celi do napięcia maksymalnego 4 V i co najmniej kilkugodzinnej relaksacji. Wszystkie pomiary przeprowadzono w temperaturze otoczenia wynoszącej około 24°C. Opracowane wyniki pomiarów przedstawiono na rysunku 1. Na ich podstawie wyznaczono charakterystyki uśrednione [7] napięcia jałowego celi.

Tabela 1. Dane znamionowe celi ThunderSky Winston LF700AHA

Typ	LiFePO ₄
Pojemność znamionowa [Ah]	100
Napięcie znamionowe [V]:	
- jałowe	3,3
- przy obciążeniu	3
Napięcie robocze [V]:	
- maksymalne (SOC 20%)	4
- minimalne (SOC 20%)	2,8V
- minimalne rozładowania (poniżej możliwe uszkodzenie)	2,5 V
- maksymalne ładowania (powyżej możliwe uszkodzenie)	4 V
Prąd:	
- optymalny ładowania i rozładowania	0,5C
- maksymalny ładowania i rozładowania (15 min)	3C
- maksymalny rozładowania impulsowego (5 s na 1 min)	10C
Wymiary (wys. / szer. / dł.) [mm]	218 / 143 / 67
Masa [kg]	3,3



Rys.1. Uśrednione charakterystyki ładowania i rozładowania, na podstawie których opracowano charakterystykę odniesienia $U_{ref}(SOC)$

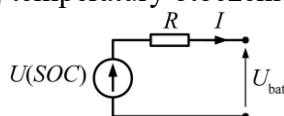
Z przeprowadzonych testów ładowania i rozładowania okazało się, że rzeczywista pojemność celi (w temperaturze 24°C) jest większa od wartości znamionowej podawanej przez producenta i wynosi 124 Ah. Taką też wartość przyjęto jako Q_n do estymacji stanu naładowania baterii SOC (ang. State Of Charge), przeprowadzanej zgodnie z formułą [8,7]:

$$SOC = SOC_0 - \frac{1}{Q_n} \int_0^t I d\tau \quad (1)$$

Gdzie I to prąd rozładowania, w przypadku ładowania mający wartości ujemne. SOC_0 oznacza początkowy stan naładowania, dla charakterystyk ładowania wynoszący 0 (napięcie początkowe celi 2,8 V) a dla charakterystyk rozładowania wynoszący 1 (napięcie początkowe celi 4 V). Na podstawie charakterystyk pomiarowych opracowano charakterystykę odniesienia $U_{ref}(SOC)$, która następnie posłużyła do optymalizacji parametrów funkcji aproksymujących.

Model matematyczny celi baterii

Celem badań jest analiza różnych postaci funkcji aproksymującej napięcie jałowe baterii w stanie ustalonym, zastosowano więc najprostszą wersję schematu zastępczego celi, w literaturze nazywaną modelem Rint [9,10]. Model ten składa się ze stałej rezystancji wewnętrznej R oraz źródła napięcia $U(SOC)$ (rys. 2), reprezentującego napięcie stanu jałowego, zależne od stanu naładowania baterii SOC . W modelu Rint rezystancja R najczęściej jest stała i taką też przyjęto w opisanych tutaj badaniach. W rzeczywistości spadek napięcia na impedancji wewnętrznej baterii zależy od wielu czynników, więc jest to daleko idące uproszczenie, nie oddające między innymi właściwości dynamicznych celi. Tutaj jednak analizowane będą tylko stany ustalone, przy założeniu stałej temperatury otoczenia, model ten jest więc wystarczający.



Rys. 2. Schemat zastępczy modelu Rint celi baterii

Charakterystykę napięcia $U(SOC)$ można aproksymować ciągłą funkcją, której różne postaci można znaleźć w literaturze przedmiotu. Pierwszą z analizowanych funkcji jest użyta w modelu symulacyjnym dostępnym w środowisku Matlab-Simulink (Toolbox Simscape Electrical):

$$U(SOC) = U_0 \frac{SOC}{1 - A \cdot (1 - SOC)} \quad (2)$$

Dla uproszczenia, w dalszej części artykułu funkcja ta będzie nazywana „funkcją Matlab”. Funkcja ta wymaga identyfikacji tylko dwóch parametrów opisujących jej kształt, U_0 oraz A . Prostota modelu uniemożliwia jednak dobre jego dopasowanie do rzeczywistej charakterystyki napięciowej celi. W szczególności, funkcja Matlab nie jest w stanie odwzorować wzrostu napięcia celi w pobliżu $SOC = 1$, widocznego na wykresach na rysunku 1. Znaczne rozbieżności będą również występować w pobliżu $SOC = 0$, gdyż funkcja (2) ma w tym punkcie wartość 0, podczas gdy rzeczywiste napięcie celi nie może spaść poniżej minimalnego napięcia dopuszczalnego (w tym przypadku 2,8 V).

Lepsze odwzorowanie kształtu charakterystyki zapewnia funkcja Tremblay [1,11], nazywana tak od nazwiska pomysłodawcy [10]. Podobną funkcję zastosowano w modelu również w [12,6]. Funkcja ta zawiera składnik wykładniczy, umożliwiający odwzorowanie wzrostu napięcia w pobliżu $SOC = 1$:

$$U(SOC) = U_0 + A \cdot e^{-B(1-SOC)} - \frac{C}{SOC} \quad (3)$$

Zagięcie charakterystyki przy niskich wartościach SOC jest odwzorowane przy użyciu funkcji odwrotnej, co stanowi pewien problem – składnik ten ma asymptotę dla $SOC = 0$, uniemożliwiającą dobre dopasowanie funkcji do kształtu charakterystyki pomiarowej. Funkcja Tremblay ma cztery parametry, U_0 , A , B i C .

Aby poprawić odwzorowanie charakterystyki w zakresie małych wartości SOC , dodano do funkcji Tremblay dodatkowy, piąty parametr D :

$$U(SOC) = U_0 + A \cdot e^{-B(1-SOC)} - \frac{C}{SOC + D} \quad (4)$$

Gdy $D > 0$, wtedy asymptota funkcji (4) znajduje się w zakresie ujemnych wartości SOC , czyli poza obszarem roboczym $0 < SOC < 1$, a wartość $U(SOC = 0)$ przyjmuje wartości większe od zera, tak jak w rzeczywistej charakterystyce. Funkcja opisana wzorem (4) dalej będzie nazywana Tremblay 2.

Ostatnią z przeanalizowanych funkcji jest model logarytmiczno-liniowo-wykładniczy (ang. Log-Linear-Exponential, LLE) [1]:

$$U(SOC) = U_0 + A \cdot \ln(SOC + B) + C \cdot SOC + e^{D(SOC-E)} \quad (5)$$

Jest to funkcja najbardziej skomplikowana z tutaj analizowanych, a jej kształt określa 6 parametrów, U_0 , A , B , C , D i E . Zawiera trzy składniki, logarytmiczny (A , B), odwzorowujący kształt charakterystyki dla $SOC \approx 0$, liniowy określający nachylenie środkowej części charakterystyki oraz wykładniczy, opisujący jej kształt dla $SOC \approx 1$.

W wersji oryginalnej opisanej w [1] funkcja (5) zawiera o jeden parametr więcej w składniku wykładniczym. Z matematycznego punktu widzenia jest on niepotrzebny, a jego wartość jest zależna od parametrów D i E . Tutaj został on pominięty aby uprościć zadanie optymalizacji. Obecność tego parametru w oryginalnej funkcji opisanej w [1] jest jednak uzasadniona i wynika z analityczno-pomiarowej procedury identyfikacji jej parametrów.

W literaturze [1,13,14,7] wspomniana jest jeszcze aproksymacja charakterystyki napięciowej celi przy wykorzystaniu wielomianu, lub też połączeniu aproksymacji wielomianowej z funkcją wykładniczą [15]. Metoda wielomianowa nie przynosi jednak dobrych rezultatów. Dla wielomianu stopnia 3 i mniejszych dopasowanie jest mało dokładne, a dla wyższych stopni wielomianu funkcja oscyluje wokół charakterystyki odniesienia [16], co jest typowe dla aproksymacji wielomianowej, lecz znacznie pogarsza właściwości uzyskanego modelu celi baterii, zwłaszcza w środkowej, płaskiej części charakterystyki $U(SOC)$. Z tego względu zrezygnowano z ujęcia aproksymacji wielomianowej w tym zestawieniu. W artykule [6] można również znaleźć propozycję zastosowania funkcji wymiernej. Rozwiązanie to zostało odrzucone ze względu na dużą liczbę współczynników funkcji oraz występowanie podobnych problemów jak przy funkcji wielomianowej.

Optymalizacja parametrów charakterystyki

Parametry funkcji aproksymujących (2) – (5) poddano optymalizacji, dopasowując ich kształt do uśrednionej charakterystyki wyznaczonej pomiarowo $U_{ref}(SOC)$. Na potrzeby optymalizacji zaproponowano funkcję celu o postaci pierwiastka z wariancji, czyli średniej z sumy kwadratów odchyleń od charakterystyki odniesienia [14]:

$$F = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (U_{\text{ref}}(SOC_k) - U(SOC_k))^2}, \quad (6)$$

gdzie k to numery kolejnych punktów charakterystyki pomiarowej $U_{\text{ref}}(SOC)$. W procesie optymalizacji poszukiwane jest minimum funkcji F . Do optymalizacji wykorzystano algorytm roju cząstek (ang. Particle Swarm Optimization, PSO). Algorytm ten wybrano ze względu na jego dużą sprawność w znajdowaniu ekstremum globalnego oraz szerokie możliwości konfiguracji, umożliwiające dostosowanie przebiegu procesu optymalizacji do aktualnych potrzeb.

Do optymalizacji wykorzystano autorskie oprogramowanie, implementujące znane z literatury techniki PSO. W przestrzeni poszukiwań znajduje się rój N cząstek, opisanych dwoma wektorami, położenia \mathbf{x} oraz prędkości \mathbf{v} . Liczba wymiarów przestrzeni poszukiwań jest równa liczbie optymalizowanych parametrów U_0 i od A do E . Granice przestrzeni poszukiwań są określane przez zakresy wartości ustalone dla każdego z parametrów $U_0, A - E$. Zakresy te podano w dalszej części artykułu, przy wynikach optymalizacji, na rysunkach od 3 do 6. Początkowy rój jest tworzony losowo (zarówno \mathbf{x} i \mathbf{v}). W każdej iteracji algorytmu położenie cząstki \mathbf{x} jest aktualizowane z godnie z regułą:

$$\mathbf{x} \leftarrow \mathbf{x} + \mathbf{v} \quad (7)$$

Prędkość cząstki \mathbf{v} jest wyznaczana w procesie uczenia. W zaimplementowanym algorytmie PSO stosowano zamiennie trzy różne sposoby uczenia. Metoda Global Best, historycznie pierwsza i jednocześnie najprostsza [17,18,19,20], jest opisana regułą:

$$\mathbf{v} \leftarrow \frac{2}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \cdot \left[\mathbf{v} + \frac{\varphi}{2} \cdot \mathbf{rnd} \cdot (\mathbf{x}_{\text{pb}} - \mathbf{x}) + \frac{\varphi}{2} \cdot \mathbf{rnd} \cdot (\mathbf{x}_{\text{gb}} - \mathbf{x}) \right] \quad (8)$$

Gdzie φ to współczynnik uczenia. Wartość współczynnika uczenia φ określa właściwości dynamiczne roju. W literaturze przedmiotu [17] stwierdza się, że rój traci stabilność (uzyskanie zbieżności nie jest możliwe) dla φ mniejszego niż 4. Z drugiej strony, im większa wartość φ , tym mniej iteracji algorytmu jest wymaganych do osiągnięcia zbieżności. Zbyt duża wartość φ (większa niż około 4,5) powoduje więc że algorytm uzyskuje zbieżność przedwcześnie, co negatywnie odbija się na jakości znalezionej rozwiązania. We wzorze (8) \mathbf{rnd} jest macierzą diagonalną o wartościach losowych, gdy wartość funkcji celu $F(\mathbf{x})$ jest większa od $F(\mathbf{x}_{\text{pb}})$, lub odpowiednio $F(\mathbf{x}_{\text{gb}})$. \mathbf{x}_{pb} to zapamiętane najlepsze z położenia w poprzednich iteracjach rozpatrywanej cząstki, a \mathbf{x}_{gb} to położenie najlepszej cząstki w roju w aktualnej iteracji. Jeżeli podany warunek nie jest spełniony, \mathbf{rnd} jest macierzą zerową.

Bardziej zaawansowaną metodą uczenia jest Local Best:

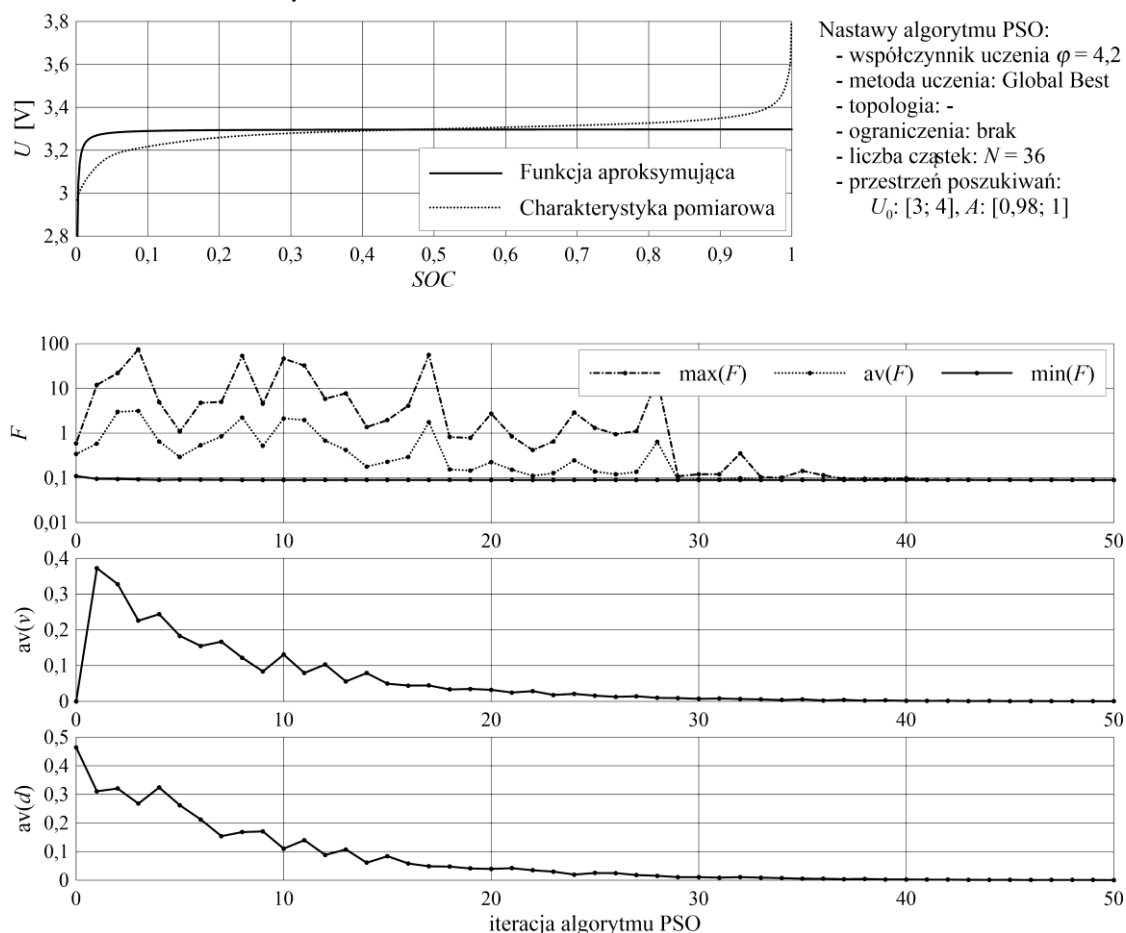
$$\mathbf{v} \leftarrow \frac{2}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \cdot \left[\mathbf{v} + \frac{\varphi}{2} \cdot \mathbf{rnd} \cdot (\mathbf{x}_{\text{pb}} - \mathbf{x}) + \frac{\varphi}{2} \cdot \mathbf{rnd} \cdot (\mathbf{x}_{\text{lb}} - \mathbf{x}) \right] \quad (9)$$

Jedyną różnicą w stosunku do równania (8) jest tutaj odniesienie zastosowane w drugim składniku losowym, \mathbf{x}_{lb} zamiast \mathbf{x}_{gb} . Jest to położenie cząstki o najlepszej wartości funkcji celu, ale nie w całym roju, tylko w jego określonym fragmencie, zwanym sąsiedztwem rozważanej cząstki. Stosowano dwa różne typy sąsiedztwa, nazywane topologią roju. Są to krata pierścieniową (ang. Ring Lattice) i dwuwymiarowa krata Von Neumanna [20,21]. Krata pierścieniowa jest rozwiązaniem najpopularniejszym, umożliwiającym dosyć dowolne zdefiniowanie rozmiarów sąsiedztwa. Cząstka może mieć dwóch sąsiadów ($R = 2$), czterech

($R = 4$), itd. Tutaj zastosowano sąsiedztwo rzędu $R = 6$. W przypadku kraty Von Neumanna rząd sąsiedztwa zawsze wynosi $R = 4$. Zaletą tej topologii jest ściślejsza współpraca cząstek w roju. Jeżeli losowo wybierzemy dwie cząstki, to droga pomiędzy nimi w grafie o postaci kraty Von Neumanna będzie w ogólnym przypadku krótsza niż w przypadku kraty pierścieniowej tego samego rzędu.

Trzecią z zastosowanych metod uczenia jest FIPS (ang. Fully Informed Particle Swarm) opisana wzorem [17]:

$$\mathbf{v} \leftarrow \frac{2}{\varphi - 2 + \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \cdot \left[\mathbf{v} + \frac{\varphi}{R+1} \cdot \mathbf{rnd} \cdot (\mathbf{x}_{pb} - \mathbf{x}) + \frac{\varphi}{R+1} \cdot \mathbf{rnd} \cdot \sum_{r=1}^R (\mathbf{x}_r - \mathbf{x}) \right] \quad (10)$$



Rys. 3. Wyniki oraz przebieg procesu optymalizacji – funkcja Matlab

Tak jak w przypadku Local Best, proces uczenia jest oparty nie na całym roju lecz na sąsiedztwie. Różnica polega na tym, że w przypadku FIPS w procesie uczenia jest wykorzystywane wszystkie R cząstek w sąsiedztwie, a nie tylko jedna.

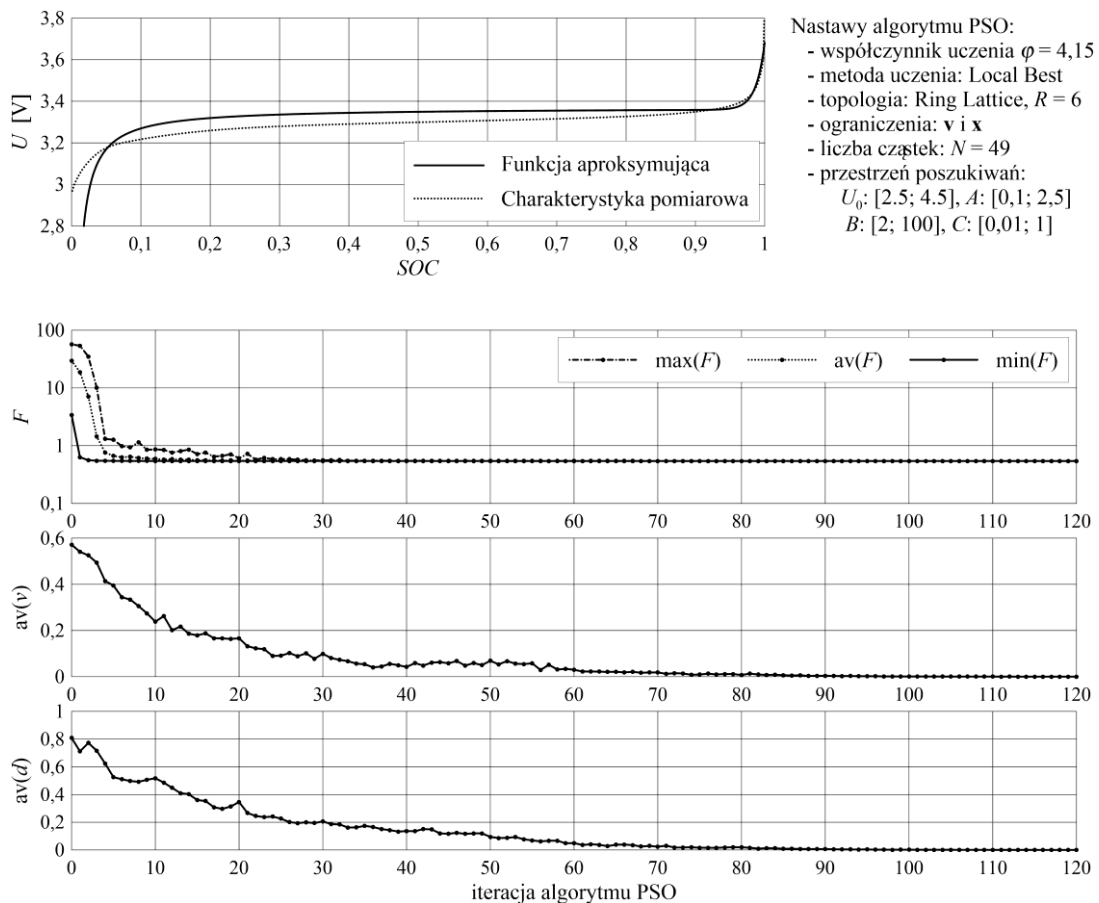
W trakcie trwania procesu optymalizacji, może się zdarzyć, że cząstki opuszczą założoną przestrzeń poszukiwań. Na etapie konfiguracji algorytmu można na to zezwolić lub nie. Podobnie w przypadku prędkości cząstek, można zezwolić aby była ona swobodnie kształtowana w procesie uczenia, lub narzucić jej górną granicę. Ograniczanie prędkości cząstek może stabilizować proces optymalizacji i zapobiegać przedwczesnej zbieżności.

Wyniki optymalizacji

Dla każdej z funkcji (2) – (4) wykonano serię eksperymentów z optymalizacją jej parametrów. W ten sposób znaleziono nastawy algorytmu PSO gwarantujące uzyskanie dobrej jakości dopasowania. Uzyskane wartości współczynników funkcji, oraz odpowiadające im wartości funkcji celu zestawiono w tabeli 2. Na rysunkach od 3 do 6 przedstawiono przebiegi funkcji aproksymujących w porównaniu z charakterystyką pomiarową oraz wykresy ilustrujące przebieg procesu optymalizacji. Przedstawiono wartości funkcji celu odpowiadające położeniom cząstek w roju, najmniejszą w całym roju $\min(F)$, największą $\max(F)$ oraz średnią dla całego roju $\text{av}(F)$. przedstawiono również wartości średniej prędkości cząstek w roju $\text{av}(v)$ oraz średnią odległość pomiędzy cząstkami $\text{av}(d)$. Gdy prędkość cząstek oraz odległości pomiędzy nimi spadają do zera, wtedy wiadomo, że cały rój zgromadził się w jednym punkcie przestrzeni poszukiwań, a jego cząstki się zatrzymały czyli proces uczenia uległ zakończeniu. Są to oznaki uzyskania przez algorytm zbieżności.

Tabela 2
Wyniki optymalizacji

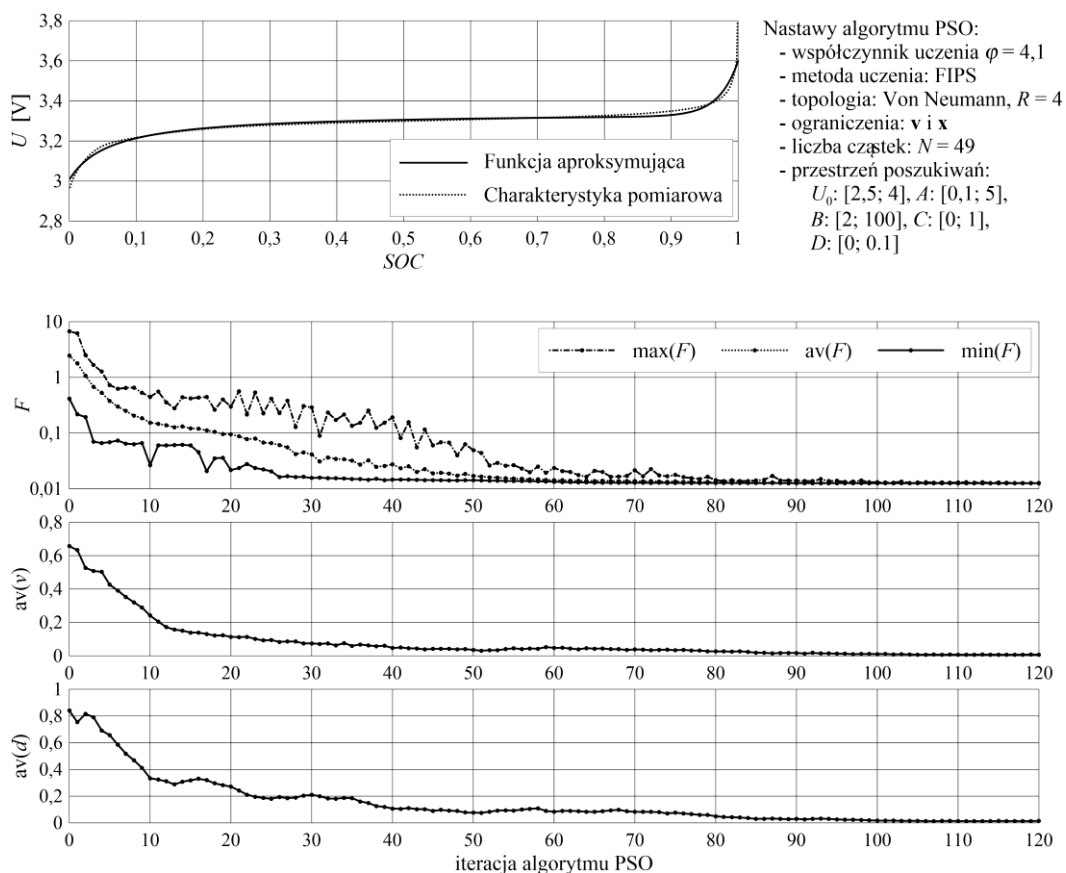
Funkcja $U(SOC)$	Współczynniki funkcji $U(SOC)$						Funkcja celu F
	U_0	A	B	C	D	E	
Matlab	3,2970	0,99975	-	-	-	-	$8,9492 \cdot 10^{-2}$
Tremblay	3,3693	0,32198	78,902	$1 \cdot 10^{-2}$	-	-	0,54470
Tremblay 2	3,3431	0,27585	34,844	$2,1031 \cdot 10^{-2}$	$6,2615 \cdot 10^{-2}$	-	$1,2564 \cdot 10^{-2}$
LLE	3,3792	$7,1264 \cdot 10^{-2}$	$1,5695 \cdot 10^{-3}$	$-4,729 \cdot 10^{-2}$	41,152	1,0312	$1,0970 \cdot 10^{-2}$



Rys. 4. Wyniki oraz przebieg procesu optymalizacji – funkcja Tremblay

Funkcja Matlab

Z punktu widzenia optymalizacji jest to zadanie najłatwiejsze, gdyż optymalizowane są tylko dwie zmienne. Zastosowano więc najprostszą metodę uczenia (Global Best) oraz rój złożony ze stosunkowo niewielkiej liczby 36 cząstek. Współczynnik uczenia $\varphi = 4,2$ ma uniwersalną wartość, z jednej strony na tyle wysoką by zagwarantować stabilność algorytmu bez względu na wybór metody uczenia i topologii, a jednocześnie na tyle niską aby osiągnąć zbieżność nie za szybko, w perspektywie kilkudziesięciu iteracji. W tych warunkach proces optymalizacji uzyskuje zbieżność po 40 iteracjach (rys. 3). Fakt, że w rezultacie osiągnięto niekorzystną, stosunkowo dużą wartość funkcji celu F (tabela 2), wynika z właściwości samej funkcji, której przebiegu nie da się dobrze dopasować do charakterystyki pomiarowej. W szczególności funkcja ta nie odwzorowuje wzrostu napięcia dla wartości SOC zbliżonych do 1.



Rys. 5. Wyniki oraz przebieg procesu optymalizacji – funkcja Tremblay 2

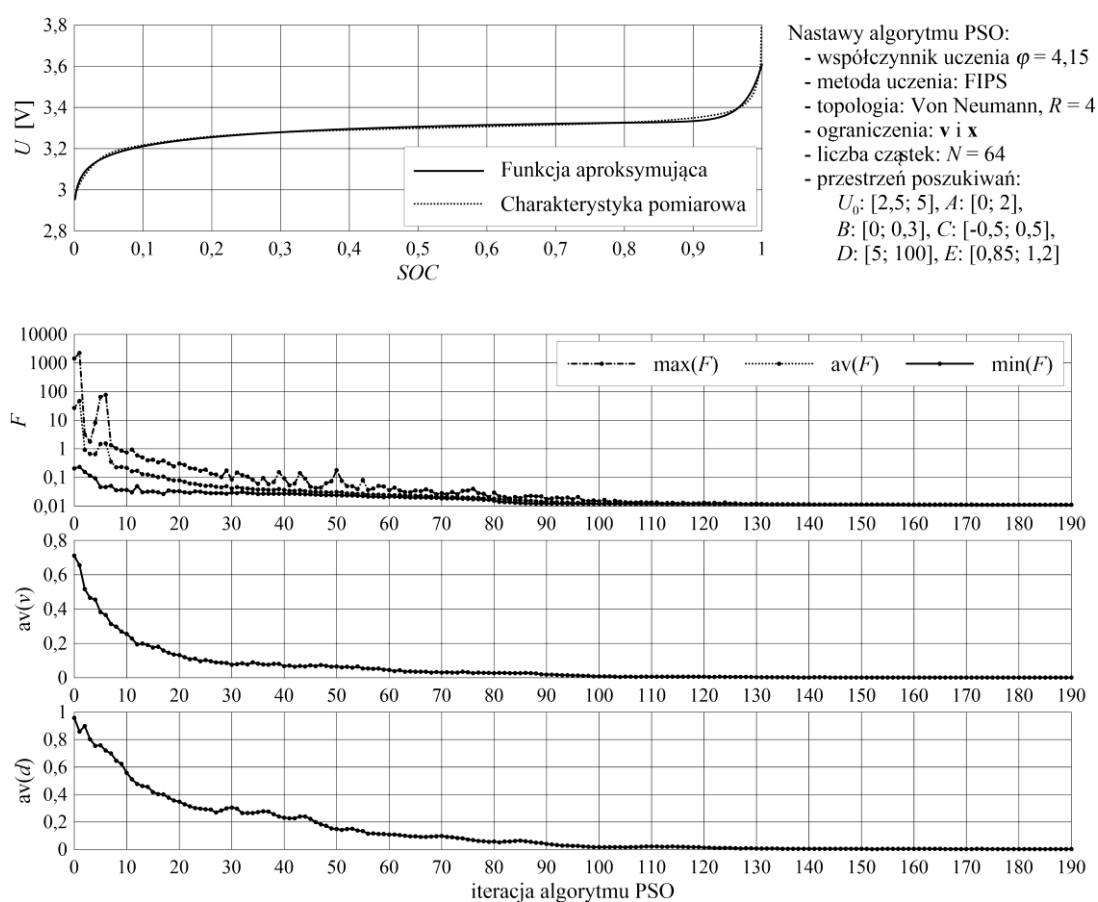
Funkcja Tremblay

Funkcja aproksymująca zawiera dwa współczynniki (B i C), które muszą mieć dodatnie wartości. W związku z tym wprowadzono sztywne ograniczenie przestrzeni poszukiwań (ograniczenie x). Dodatkowo wprowadzono ograniczenie prędkości v , w celu spowolnienia procesu optymalizacji i tym samym zapobieżenia przedwczesnej zbieżności. W efekcie algorytm potrzebuje około 100 iteracji (rys. 4) do osiągnięcia pełnej zbieżności. Ze względu na wzrost liczby optymalizowanych zmiennych do 4 (w stosunku do funkcji Matlab), zwiększono liczbę cząstek w roju do 49. Zastosowano również doskonalszą metodę uczenia Local Best w połączeniu z topologią kraty pierścieniowej 6 rzędu. Pomimo tych zabiegów, uzyskana dla wyniku optymalizacji wartość funkcji celu jest duża, największa ze wszystkich czterech

analizowanych przypadków (tabela 2), i w zasadzie nie ulega zmianom od 40 iteracji 30. Wynika to z właściwości funkcji Tremblay, która ma asymptotę dla $SOC = 0$, podczas gdy pomiarowa charakterystyka odniesienia $U_{ref}(SOC)$ ma w tym punkcie wartość 2,97 V. Wariancja obliczona więc dla tej części charakterystyki zawsze ma duże wartości.

Funkcja Tremblay 2

W porównaniu do funkcji Tremblay, jej zmodyfikowana wersja ma o jeden optymalizowany parametr więcej. Z tego względu, zmieniono metodę uczenia na najbardziej zaawansowaną z zastosowanych – FIPS. Obniżono również wartość współczynnika uczenia, aby wydłużyć proces optymalizacji, dając cząstkom więcej czasu na przeszukiwanie przestrzeni poszukiwań. Zastosowano również topologię Von Neumanna, która zapewnia ściślejszą współpracę cząstek w roju. W efekcie uzyskano dobrą, niską wartość funkcji celu (tabela 2), a odchyłki funkcji aproksymującej od charakterystyki odniesienia są niewielkie (rys. 5)

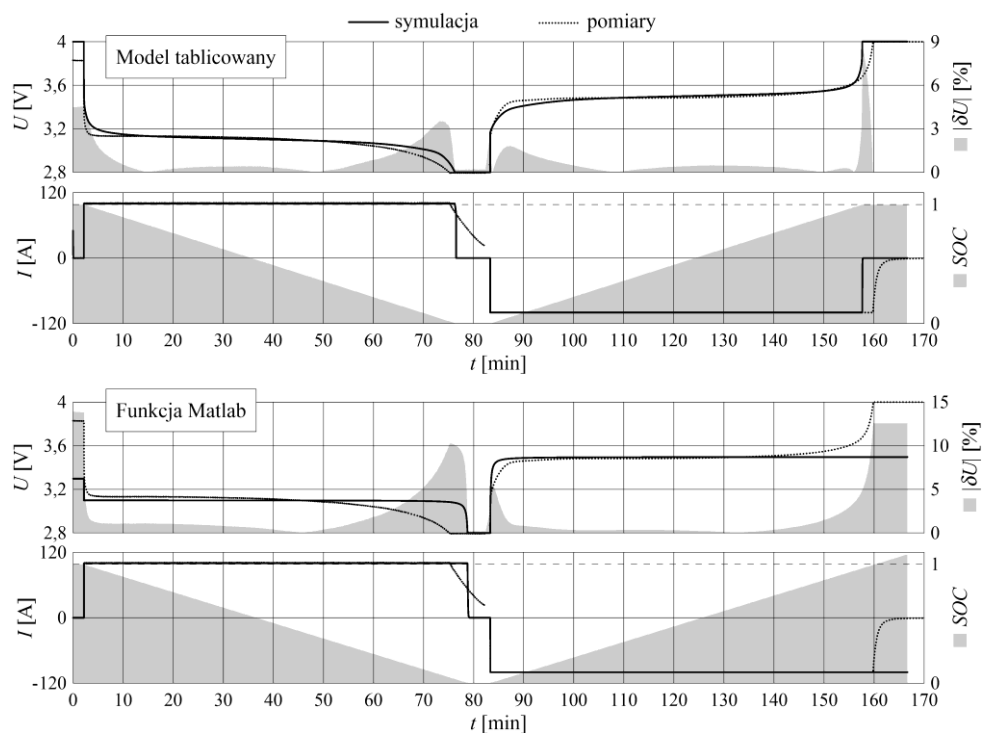


Rys. 6. Wyniki oraz przebieg procesu optymalizacji – funkcja LEE

Funkcja LLE

Z pośród analizowanych zadań optymalizacji to ma największą liczbę optymalizowanych zmiennych. Ponadto, nawet niewielkie zmiany wartości parametrów związanych ze składnikiem logarytmicznym funkcji (A , B) oraz ze składnikiem wykładniczym (D , E), mają bardzo duży wpływ na jej kształt. Spośród analizowanych zadań optymalizacji to jest więc najtrudniejsze. Uzyskanie dobrego wyniku wymagało zastosowania zaawansowanej metody uczenia FIPS, w połączeniu ze współczynnikiem uczenia φ o stosunkowo niskiej wartości 4,15,

chroniącej przed przedwczesną zbieżnością. Dodatkowo, powiększono rój do 64 cząstek. W efekcie algorytm potrzebuje ponad 150 iteracji do osiągnięcia pełnej zbieżności a proces optymalizacji przebiega dwuetapowo (rys. 6). W pierwszym etapie, przez około 30 pierwszych iteracji algorytm lokalizuje minimum funkcji celu, odrzucając rozwiązania o jej wartościach rzędu dziesiątek i tysięcy. Na tym etapie cząstki w roju poruszają się stosunkowo szybko, intensywnie przeszukując przestrzeń poszukiwań. Następnie w drugim etapie, po 50 iteracji, cząstki zwalniają oraz ich średnie odległości są niewielkie. Oznacza to, że cały rój skupia się na dokładnej eksploracji bezpośredniego otoczenia znalezionej minimum. Możliwość uzyskania tego typu dwuetapowego działania jest wielką zaletą algorytmu PSO. Wymaga jednak starannego doboru parametrów algorytmu. Należy tutaj stosować zaawansowane metody uczenia w połączeniu z dużą liczbą iteracji oraz współczynnikiem uczenia o wartości blisko granicy stabilności algorytmu, czyli niewiele większej od 4. W rezultacie uzyskano wynik o najlepszej ze wszystkich wartości funkcji celu F (tabela 2).



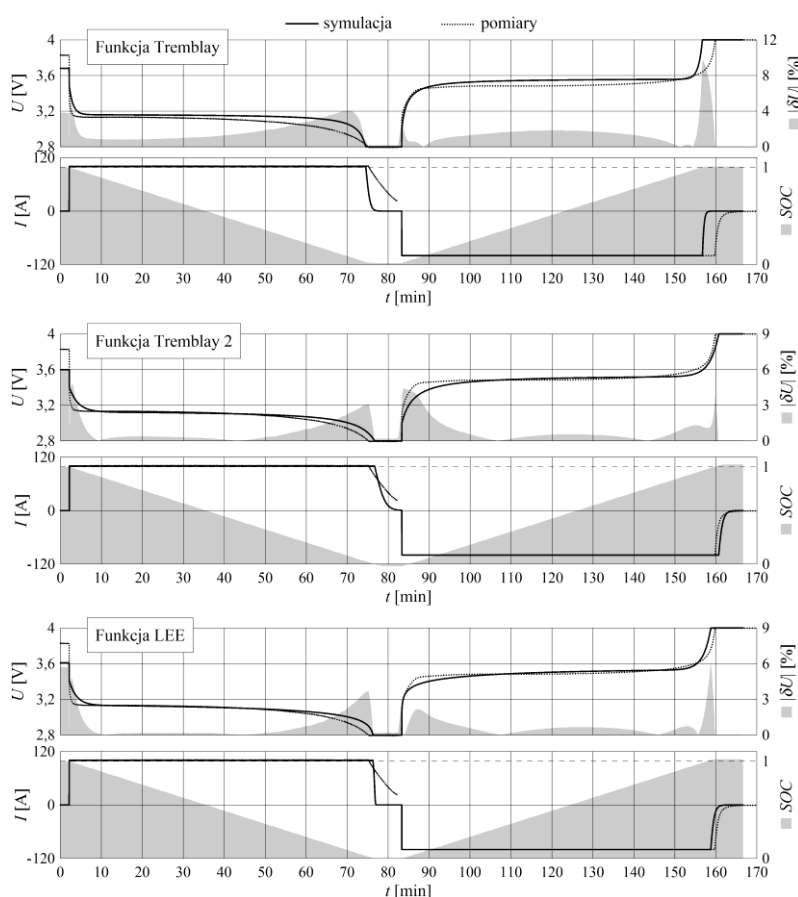
Rys. 7. Porównanie wyników pomiarów i symulacji

Badania symulacyjne

Sparametryzowane funkcje aproksymujące wykorzystano do budowy modeli symulacyjnych Rint celi baterii. Oprócz tego, dla odniesienia, zbudowano model symulacyjny, w którym napięcie stanu jałowego celi jest wprost odczytywane z tablicy wartości uzyskanej wprost ze zmierzonej charakterystyki $U_{ref}(SOC)$. Następnie przeprowadzono symulację procesu rozładowania i ładowania celi stałym prądem o wartości 1C (100 A). Wyniki symulacji porównano z przebiegami zarejestrowanymi w laboratorium (rys. 7 i 8). Do badań laboratoryjnych użyto zasilacza aktywnego pracującego w trybach CC (ang. Constant Current) i CV (ang. Constant Voltage). Gdy napięcie celi mieści się w przedziale roboczym od 2,8 V do 4 V, wtedy zasilacz wymusza prąd o stałej, zadanej wartości. Gdy podczas ładowania napięcie osiąga 4 V, a podczas rozładowania 2,8 V, wtedy zasilacz przełącza się w tryb CV utrzymując stałe napięcie i odpowiednio obniżając wartość prądu. Jakość modelu symulacyjnego można ocenić porównując wartości błędu względnego $|\delta U|$ napięcia pochodzącego z symulacji

względem zmierzonego oraz analizując zachowanie modelu symulacyjnego w chwili przejścia zasilacza z trybu CC do CV.

W przypadku modelu tablicowanego (rys. 7) różnice wartości napięcia pomiędzy symulacją a pomiarami wynikają przede wszystkim z przyjęcia stałej rezystancji wewnętrznej celi. Uzyskane tutaj wartości błędów $|\delta U|$ należy więc traktować jako odniesienie dla pozostałych symulacji, gdzie wykorzystano funkcje aproksymujące. Podobne wartości błędów uzyskano dla funkcji Tremblay 2 i LEE (rys. 8). W przypadku tych dwóch funkcji również niewielka jest różnica czasów pomiędzy zmierzonymi a symulowanymi chwilami przejścia zasilacza z trybu CC do CV (około 1 min). Gorzej na tym tle wypada funkcja Tremblay (rys. 8), gdzie wartości błędów $|\delta U|$ są dużo większe, zwłaszcza podczas rozładowania. Ponadto, podczas ładowania model symulacyjny dużo wcześniej przechodzi w tryb CV (różnica wynosi około 4 min). Najgorsze rezultaty uzyskano dla funkcji Matlab (rys. 7) co nie jest zaskoczeniem wzięwszy pod uwagę prostotę tej funkcji. Należy zwrócić uwagę, że podczas ładowania symulowane napięcie celi nie osiąga wartości 4 V nawet po pełnym jej naładowaniu. Zasilacz pozostaje więc w trybie CC nadal ładując celę, w wyniku czego symulowana wartość SOC przekracza 1.



Rys. 8. Porównanie wyników pomiarów i symulacji – ciąg dalszy

Wnioski

W trakcie przeprowadzonych badań porównano cztery znane z literatury funkcje aproksymujące napięcie stanu jałowego celi baterii litowo-jonowej. W rezultacie stwierdzono, że najlepsze rezultaty przynosi zastosowanie funkcji LEE oraz funkcji Tremblay w wersji zmodyfikowanej, rozszerzonej o dodatkowy parametr umożliwiający przesunięcie asymptoty tej funkcji poza roboczy zakres wartości SOC . Funkcja Tremblay w oryginalnej postaci daje gorsze rezultaty. Najgorsze rezultaty uzyskano dla uproszczonej funkcji zaimplementowanej w bibliotece

Simscape Electrical programu Matlab. W szczególności, funkcja ta nie powinna być używana do symulacji procesu ładowania baterii. Zaletą tej funkcji jest jednak łatwa jej parametryzacja, co czyni ją wygodną w użyciu w uproszczonych symulacjach procesu rozładowania.

Literatura

1. Davis K. and Hayes J. G., *Comparison of Lithium-Ion Battery Pack Models Based on Test Data from Idaho and Argonne National Laboratories*, 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2020, pp. 5626-5632, doi: 10.1109/ECCE44975.2020.9236373.
2. Chen S. X., Tseng K. J. and Choi S. S., *Modeling of Lithium-Ion Battery for Energy Storage System Simulation*, 2009 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/APPEEC.2009.4918501.
3. Huang K., Wang Y. and Feng J., *Research on equivalent circuit Model of Lithium-ion battery for electric vehicles*, 2020 3rd World Conference on Mechanical Engineering and Intelligent Manufacturing (WCMEIM), 2020, pp. 492-496, doi: 10.1109/WCMEIM52463.2020.00109.
4. Khattak A. A., Khan A. N., Safdar M., Basit A. and Zaffar N. A., *A Hybrid Electric Circuit Battery Model Capturing Dynamic Battery Characteristics*, 2020 IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC), 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/KPEC47870.2020.9167659.
5. Baczyńska A, Niewiadomski W, Gonçalves A, Almeida P, Luís R. Li-NMC Batteries Model Evaluation with Experimental Data for Electric Vehicle Application. *Batteries*. 2018; 4(1):11. <https://doi.org/10.3390/batteries4010011>
6. Hemi H., M'Sirdi N. K., Naamane A. and Ikken B., *Open Circuit Voltage of a Lithium ion Battery Model Adjusted by Data Fitting*, 2018 6th International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/IRSEC.2018.8702860.
7. Feng D., Huang J., Jin P., Chen H., Wang A. and Zheng M., *Parameter Identification and Dynamic Simulation of Lithium-Ion Power Battery Based on DP Model*, 2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2019, pp. 1285-1289, doi: 10.1109/ICIEA.2019.8833993.
8. Guenther C., Barillas J. K., Stumpp S. and Danzer M. A., *A dynamic battery model for simulation of battery-to-grid applications*, 2012 3rd IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Europe (ISGT Europe), 2012, pp. 1-7, doi: 10.1109/ISGTEurope.2012.6465855.
9. Rahmoun A. and Biechl H., *Modelling of li-ion batteries using equivalent circuit diagrams*, *Electrical Review (Prz. Elektrotechniczny)*, 2012, vol. 2, no. 7, pp. 152–156.
10. Tremblay O., Dessaint L. and Dekkiche A., *A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles*, 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, pp. 284-289, doi: 10.1109/VPPC.2007.4544139.
11. Zhang Y., Lyden S., de la Barra B. A. L. and Haque M. E., *Optimization of Tremblay's battery model parameters for plug-in hybrid electric vehicle applications*, 2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/AUPEC.2017.8282405.
12. Li R., Wang Z., Yu J., Lei Y., Zhang Y. and He J., *Dynamic Parameter Identification of Mathematical Model of Lithium-Ion Battery Based on Least Square Method*, 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/PEAC.2018.8590489.
13. Lijun Gao, Shengyi Liu and Dougal R. A., *Dynamic lithium-ion battery model for system simulation*, in *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, vol. 25, no. 3, pp. 495-505, Sept. 2002, doi: 10.1109/TCAPT.2002.803653.
14. Wen F, Duan B, Zhang C, Zhu R, Shang Y, Zhang J. *High-Accuracy Parameter Identification Method for Equivalent-Circuit Models of Lithium-Ion Batteries Based on the Stochastic Theory Response Reconstruction*. *Electronics*. 2019; 8(8):834. <https://doi.org/10.3390/electronics8080834>

15. Zhang R. and Pan Z., *Model Identification of Lithium-Ion Batteries Considering Current-Rate Effects on battery impedance*, 2019 4th International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE), 2019, pp. 305-309, doi: 10.1109/ICPRE48497.2019.9034704.
16. Einhorn M., Conte V. F., Kral C., Fleig J. and R. Permann, *Parameterization of an electrical battery model for dynamic system simulation in electric vehicles*, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2010, pp. 1-7, doi: 10.1109/VPPC.2010.5729127.
17. Poli R., Kennedy J., Blackwell T., *Particle swarm optimization: An overview*, Swarm Intell 2007, 1: pp. 33–57, DOI 10.1007/s11721-007-0002-0.
18. Wei Li, Yaochi F., Qiaoyong J., and Qingzheng Xu., *Velocity-Driven Particle Swarm Optimization*. In Proceedings of the 2019 8th International Conference on Computing and Pattern Recognition (ICCP '19). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, pp. 9–16. <https://doi.org/10.1145/3373509.3373537>.
19. Clerc, M., Kennedy, J., *The particle swarm – explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space*. IEEE Transaction on Evolutionary Computation, 2002, 6(1), pp. 58–73.
20. Cleghorn C.W., Engelbrecht A.P., *Fitness-distance-ratio particle swarm optimization: stability analysis*, GECCO '17: Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference July 2017 Pages 12–18 <https://doi.org/10.1145/3071178.3071256>.
21. Carlos M. Fernandes, Agostinho C. Rosa, Nuno Fachada, J. L. J. Laredo, and J. J. Merelo. *Particle swarm and population structure*. In Proceedings of the Genetic and Evolutionary Computation Conference Companion (GECCO '18). Association for Computing Machinery, New York, NY, USA, 2018., pp. 85–86. <https://doi.org/10.1145/3205651.3205779>.

Streszczenie. The article compares the functions known from the literature for the approximation of the idle voltage characteristics of lithium-ion batteries. The forms of functions were analyzed in terms of the possibility of adjusting their shape to the battery voltage characteristic obtained by measurement. The selection of the function parameters was carried out with a optimization method developed by authors based on a particle swarm. For each of the analyzed functions, the optimal settings of the optimization algorithm were selected, ensuring a good fit and repeatability of the obtained results. The parameterized functions were used in the Rint type circuit simulation model of the battery. The simulation results were compared with the measurement characteristics.

Artykuł powstał w ramach projektu współfinansowanego z Europejskiego Funduszu Rozwoju Regionalnego zgodnie z umową POIR.01.01.01-00-1427/20-00

Dr inż. Tadeusz Białoń
 Dr inż. Roman Niestrój
 Politechnika Śląska
 Wydział Elektryczny
 Katedra Elektrotechniki i Informatyki
 ul. Akademicka 10
 44-100 Gliwice

Mgr inż. Wojciech Korski
 Sieć Badawcza Łukasiewicz – Instytut Technik Innowacyjnych EMAG
 ul. Leopolda 31
 40-189 Katowice

E-mail: tadeusz.bialon@polsl.pl
 roman.niestroj@polsl.pl
 wojciech.korski@emag.lukasiewicz.gov.pl