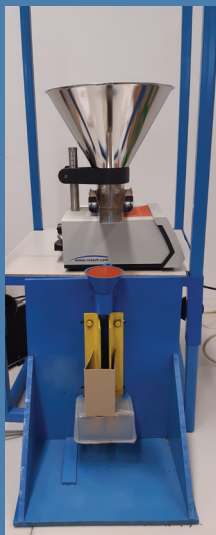


Problemy Współczesnej Inżynierii

Wybrane zagadnienia z zakresu elektrotechniki stosowanej



redakcja

Jacek Majcher

Paweł A. Mazurek

Andrzej Kociubiński

Tomasz N. Kołunowicz

Marcin Maciejewski

Piotr Z. Filipek

Sebastian Styła

Wydawnictwo Politechniki Lubelskiej

Lublin 2021

Problemy Współczesnej Inżynierii

Wybrane zagadnienia z zakresu elektrotechniki
stosowanej

Monografie – Politechnika Lubelska



Politechnika Lubelska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
ul. Nadbystrzycka 38A
20-618 Lublin

Problemy Współczesnej Inżynierii

Wybrane zagadnienia z zakresu elektrotechniki
stosowanej

redakcja:

Jacek Majcher

Paweł A. Mazurek

Andrzej Kociubiński

Tomasz N. Kołtunowicz

Marcin Maciejewski

Piotr Z. Filipek

Sebastian Styła



Wydawnictwo
Politechniki Lubelskiej

Lublin 2021

Recenzenci:

Członkowie Komitetu Naukowego XI Sympozjum Elektryków
i Informatyków

Publikacja wydana za zgodą Rektora Politechniki Lubelskiej

© Copyright by Politechnika Lubelska 2021

ISBN: 978-83-7947-477-6

Wydawca: Wydawnictwo Politechniki Lubelskiej
www.biblioteka.pollub.pl/wydawnictwa
ul. Nadbystrzycka 36C, 20-618 Lublin
tel. (81) 538-46-59

Druk: DjaF – 30-092 Kraków, ul. Kmietowicza 1/1
www.djaf.pl

Elektroniczna wersja książki dostępna w Bibliotece Cyfrowej PL www.bc.pollub.pl
Książka udostępniona jest na licencji Creative Commons Uznanie autorstwa – na tych
samyach warunkach 4.0 Międzynarodowe (CC BY-SA 4.0)

Nakład: 50 egz.

Spis treści

Przedmowa	7
JAKUB ROSŁY Czterogłowicowa drukarka 3D	8
ALEKSANDER CHUDY Wykrywanie i klasyfikacja zaburzeń jakości energii elektrycznej	15
PIOTR HOŁYSZKO Ocena możliwości wykorzystania odzyskanej energii kinetycznej trolejbusu do poprawy ciągłości zasilania urządzeń pomocniczych	26
ŁUKASZ KWAŚNY Praca wyspowa sieci prosumenckich z wykorzystaniem czteroprzewodowego, hybrydowego przekształtnika z magazynem energii	43
KAROL SIDOR Możliwości wykorzystania metod symulacyjnych w rekonfiguracji sieci SN	57
JAKUB KISAŁA Technologia Struktur wykazujących zjawisko gigantycznego magnetooporu	68
ALEKSANDRA WILCZYŃSKA, DAWID ZARZECZNY opracowanie technologii kondensatorów cienkwarstwowych wykonanych z glinu i niklu	80
MACIEJ RUDAWSKI Model przekształtnika napędowego oparty o algorytm sterowania wektorowego FOC	98
ADRIAN SYNCEREK, BARTŁOMIEJ GUZOWSKI, MATEUSZ ŁAKOMSKI Ocena wpływu długości światłowodów na pomiar apertury numerycznej dla różnych metod pomiarowych	111

Przedmowa

Szanowni Uczestnicy i Sympatycy Sympozjum, Czytelnicy

Kolejne, jedenaste Sympozjum Naukowe Elektryków i Informatyków SNEiI 2021 już za nami. Inicjatywa Studenckich Kół Naukowych oraz Samorządu Studenckiego Politechniki Lubelskiej ugruntowana jest tak mocno, że nawet pandemia COVID nie powstrzymała nas od organizacji tego wydarzenia. Sytuacja epidemiologiczna wymusiła na nas jednakże pewne zmiany, całe Sympozjum odbyliśmy bowiem w sposób zdalny... ale udało się świetnie.

Patronat honorowy nad Sympozjum objął ponownie Prezes Urzędu Komunikacji Elektronicznej oraz Lubelski Oddział Stowarzyszenia Elektryków Polskich. Po raz kolejny mogliśmy też liczyć na wsparcie naszych uczelnianych władz – Jego Magnificencji Rektora Politechniki Lubelskiej prof. dra hab. inż. Zbigniewa Patera oraz Dziekana Wydziału Elektrotechniki i Informatyki dra hab. inż. Pawła Węgiełka, prof. uczelni. Podziękowania kierujemy także do wszystkich firm i instytucji, które udzieliły nam wsparcia w organizacji tego wydarzenia.

Szczególnie gorące podziękowania składamy naszym zaproszonym prelegentom. Pierwszymi były dr hab. Monika Stoma, prof. UP oraz dr inż. Agnieszka Dudziak z Uniwersytetu Przyrodniczego w Lublinie, które wygłosiły wykład inauguracyjny pt.: *Efektywność wykorzystania komputerowych symulacyjnych gier decyzyjnych na studiach wyższych*. Kolejną prezentację o zagadkowym tytule *Co czują czujniki światłowodowe?* w sesji inauguracyjnej wygłosił dr inż. Bartłomiej Guzowski z Politechniki Łódzkiej.

Tradycyjnie, celem naszego Sympozjum była wymiana wiedzy i doświadczeń studentów i doktorantów – młodych członków społeczności akademickiej. Tematyka Sympozjum, analogicznie jak rok wcześniej, obejmowała obszary dziedzin techniki powiązanych z kierunkami studiów realizowanymi na naszym Wydziale – elektrotechniką, mechatroniką, informatyką oraz inżynierią biomedyczną.

Sympozjum SNEiI jest wspaniałą okazją do przeglądu osiągnięć, oceny dorobku i snucia planów naukowych naszych studentów i doktorantów. Pomimo pandemii i obostrzeń epidemiologicznych zgłoszono i zaprezentowano w trakcie sympozjum ponad dwadzieścia prezentacji. Jesteśmy pełni podziwu dla

zaangażowania i zaparcia się młodych osób, które realizują swoje pasje i wykazują chęci zdobywania wiedzy i doświadczeń naukowych. Dowodem tego są również pokonferencyjne publikacje. Oddajemy w Państwa ręce dwie monografie, które zawierają recenzowane artykuły dotyczące działań jakie studenci i doktoranci realizują w ramach własnych projektów i prac badawczych. W pierwszym tomie materiałów pokonferencyjnych zebraliśmy tematykę dotyczącą elektrotechniki i automatyki, a w drugim materiały dotyczące zagadnień związanych z informatyką.

Jako redaktorzy i współorganizatorzy SNEiI 2021 cieszymy się z pozytywnego odbioru naszej serii *Problemy Współczesnej Inżynierii* i raz jeszcze dziękujemy wszystkim instytucjom za udzielone wsparcie.

Redaktorzy

CZTEROGŁOWICOWA DRUKARKA 3D

1. WSTĘP

Technologia druku przestrzennego nazywanego inaczej drukiem 3D powstała w latach 80. XX w. W miarę rozwoju techniki, drukarki 3D umożliwiały wykonywanie coraz bardziej zaawansowanych wydruków, jednak nie były one dostępne dla większości osób ze względu na wysoką cenę maszyn. Dopiero w roku 2006 Adrian Bowyer zbudował pierwszy prototyp drukarki 3D przeznaczonej dla użytkowników domowych. Zapoczątkował on projekt RepRap, którego założeniem było tworzenie maszyn umożliwiających dalszą replikację samych siebie. Projekt ten dał początek szybkiemu rozwojowi technologii druku 3D [1].

W pracy przedstawiono założenia projektowe i wykonanie drukarki 3D przeznaczonej do druku wielomateriałowego elementów obudowy, części mechanicznych prototypów ploterów, małych maszyn CNC czy części zamiennych artykułów AGD. Dodatkowym założeniem projektu była maksymalizacja pola roboczego i ograniczenie kosztów konstrukcji utrzymując jednocześnie wysoką powtarzalność i niezawodność konstrukcji. Zapewnienie możliwości powtarzalnego druku 4 materiałami wymagało zaprojektowania mechanizmu zmiany i dokowania głowic drukujących na ramie drukarki. Istnieją na rynku gotowe moduły/urządzenia Brytyjskiej firmy E3D posiadające 4 głowice drukujące zmieniane podczas druku [2], lub głowica posiadająca zintegrowane 4 dysze drukujące, przykładowo Kraken firmy E3D [3]. Wadami tych rozwiązań są: w przypadku systemu E3D Toolchanger wysoka cena mechanicznego systemu zmiany głowic i jego skomplikowana budowa utrudniająca samodzielne wykonanie podobnego systemu. W przypadku używania systemu E3D Kraken z 4 dyszami problemem okazywało się prawid-

¹Zespół Szkół Elektronicznych w Lublinie

łowe wypoziomowanie dysz względem siebie oraz wyciekanie materiału z nieużywanych w danych momencie dysz. Zaprojektowana drukarka rozwiązuje opisane wcześniej problemy wykorzystując autorski system magnetycznego mocowania głowic drukujących do wózka wybierającego oraz istniejący już pomysł wybierania głowic drukujących podczas pracy. Koszt wykonania systemu jest około 10-krotnie niższy niż w przypadku systemu firmy E3D. Siła trzymania głowicy drukującej jest niższa niż w przypadku mechanicznego mocowania występującego w drukarce E3D Toolchanger zaprojektowanego do poprawnego utrzymania wrzeciona do obróbki CNC [4]. Pomimo tego siła trzymająca głowice jest wystarczająca do utrzymania ich, nawet podczas druku z wysokimi akceleracjami. Podczas testów oraz codziennego drukowania żadna z głowic nie odczepiła się od wózka podczas prawidłowego użytkowania.

2. OPIS KONSTRUKCJI

Rama drukarki została wykonana z aluminiowych profili konstrukcyjnych V-Slot o wymiarach 20 x 20 mm oraz 20 x 40 mm. Zewnętrzne wymiary ramy to 64 cm szerokości x 64 cm długości x 60 cm wysokości. Po nałożeniu górnej kopuły wysokość wzrasta do 120 cm. Obudowę ramy stanowią płyty poliwęglanowe o grubości 4 mm.

Stół drukarki podgrzewany jest za pomocą silikonowej maty grzewczej firmy Keenovo o mocy 1000 W zasilanej bezpośrednio z sieci 230 V za pośrednictwem przełącznika SSR. Mata przyklejona jest do blachy aluminiowej o grubości 4 mm. Od dołu stół zaizolowany jest termicznie. Powierzchnię do druku stanowi szyba hartowana o grubości 4 mm i wymiarach 420 x 420 mm. Stół osadzony jest na ramie nośnej z profili aluminiowych, jego wstępne poziomowanie realizowane jest za pomocą 4 śrub, na których za pośrednictwem sprężyn opiera się jego cała masa.

Drukarka wyposażona jest w ruchomy stół poruszający się w osi Z oraz wózek wybierający, poruszający się w osiach X i Y. Pasek zębaty poprowadzony jest w układzie H. Cały ruch liniowy w drukarce oparty jest na wózkach liniowych MGN15C oraz MGN15H firm HIWIN (2 wózki osi Y) i RDB (4 wózki osi Z, 1 wózek osi X. Drukarka posiada 10 silników krokowych (2 napędzające osie X i Y, 4 poruszające osią Z oraz 4 silniki ekstruderów).

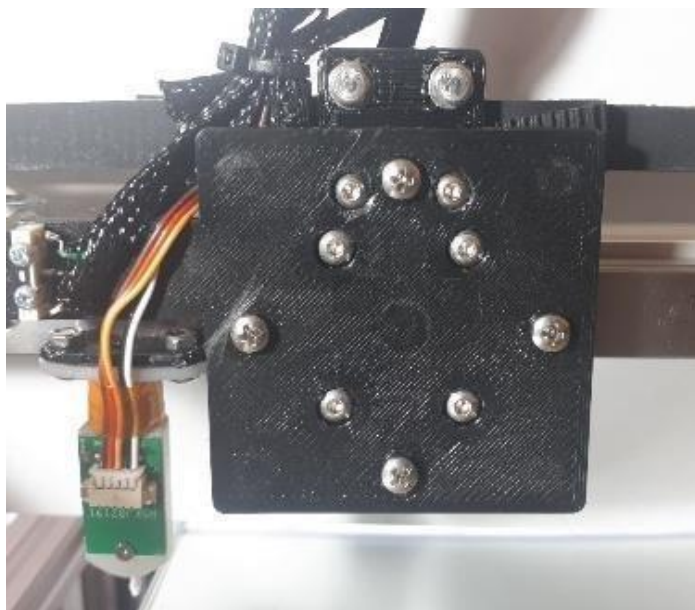
Ruch osi Z możliwy jest dzięki 4 śrubom trapezowym Tr8x8 i bloczkowym nakrętkom trapezowym z kasowaniem luzu.

Dwie z czterech głowic posiadają zamontowane ekstrudery Hemera typu direct od firmy E3D, co pozwala na bezproblemowy druk z wykorzystaniem elastycznych filamentów takich jak TPU [5]. Dwie pozostałe głowice posiadają ekstrudery typu Bowden oraz hotendy V6, co czyni je lżejszymi i umożliwia osiągnięcie wyższych prędkości ruchu głowic podczas druku bez występowania niekorzystnych zjawisk takich jak ghosting.

Drukarka posiada impulsowy zasilacz modułowy 24 V 600 W oraz przetwornice step-down obniżająca napięcie do 9 V zasilającego routera oraz 12 V zasilającego wentylatory. Jako elektronikę sterującą zastosowano platformę programowaną w pełni za pomocą poleceń G-Code [6], Duet 2 WiFi wraz z modulem rozszerzeń DueX5 [7].



Rys. 1. Płytkę magnetyczną wózka wybierającego



Rys. 2. Płytkę magnetyczną głowicy drukującej



Rys. 3. Zadokowane głowice drukujące (dwie z lewej typu Bowden oraz dwie z prawej typu direct)

3. TEST DRUKARKI

Zastosowane podzespoły pozwoliły na osiągnięcie przez stół roboczy maksymalnej faktycznej temperatury powierzchni wynoszącej 135°C.

Kinematyka CoreXY zastosowana w drukarce pozwala na obniżenie masy osi X i Y, a co za tym idzie potencjalne uzyskanie wyższych akceleracji na tych osiach. Silniki krokowe NEMA17 48 mm z enkoderami i sterownikami closed-loop [8] pozwalają uzyskać wysoką precyzję oraz powtarzalność ruchów. Dzięki zastosowaniu czujnika BI-Touch oraz 4 niezależnych silników krokowych do napędu osi Z możliwe jest całkowicie automatyczne poziomowanie stołu roboczego. Czujnik bada wysokość stołu w odpowiednich punktach, tworzy mapę wysokościową powierzchni roboczej a następnie elektronika sterująca wykorzystując algorytm najmniejszych kwadratów [9] i wysokości odczytanych przez czujnik punktów koryguje odpowiednimi silnikami osi Z wysokość stołu roboczego. Zapewnia to wysoką jakość pierwszej, najważniejszej warstwy.

W trakcie druku wykorzystującego więcej niż jeden materiał drukarka automatycznie wybiera wymaganą w danej chwili głowicę z załadowanym filamentem. Jest to realizowane dzięki zastosowaniu magnetycznych płytek mocujących głowicę do wózka wybierającego. Każda z płytek zamocowanych tak na głowicach, jak i na wózku posiada pięć cylindrycznych magnesów neodymowych. Elementami ustalającymi pozycję mocowania płytek do siebie są cztery śruby walcowe M3x4. Zamocowane są one w taki sposób, że łby śrub wystają z płytki wózka wybierającego (Rys. 1.) i podczas przyłączania się głowicy do wózka chowają się w odpowiadające im otwory w płytce głowicy. (Rys. 2.) Dokładność takiego rozwiązania zależy od stopnia dopasowania otworu do łba śruby walcowej. W moim przypadku już prototypowa wersja płytek wydrukowana z filamentu PET-G pozwalała na uzyskanie wysokiej powtarzalności mocowania głowic. Druga wersja płytek została wydrukowana z filamentu PA6+CF15 (nylon PA6 z 15% dodatkiem włókna węglowego) [10]. Materiał ten posiada znacznie lepsze właściwości mechaniczne oraz wyższą odporność temperaturową niż PET-G, co umożliwiło druk z materiałów wymagających wysokich temperatur i zamkniętej komory druku.

Zamontowane w dwóch z głowic direct (Rys. 3.) miedziane bloki grzejne Volcano z grzałkami o mocy 50 W (każda) pozwalają na druk w temperaturach do 360°C oraz wytłaczanie materiału ze znacznymi prędkościami. Dodatkowo

dysze wykonane są ze stali narzędziowej, co daje możliwość druku z materiałów zawierających włókna węglowe lub szklane bez obaw o szybkie zużycie dysz i pogorszenie jakości druku. [11] Początkowo dysze zamontowane w blokach grzejnych głowic miały dwa rozmiary: 0,4 mm oraz 0,6mm, lecz ze względu na obecne ograniczenia programu PrusaSlicer [12] do przygotowania i cięcia modeli, dysze zostały zmienione na jednakowe 0,6 mm.

Zastosowane główne napięcie zasilania umożliwia osiągnięcie wyższych prędkości przesuwu osi Z bez ryzyka zgubienia kroków przez silniki oraz niższe prądy i spadki napięcia w obwodach zasilania grzałek hotendów.

Elektronika sterująca w połączeniu z oprogramowaniem RepRapFirmware [13] daje bardzo duże możliwości rozwoju, modyfikacji do własnych potrzeb oraz zapewnia sprawne działanie i sterowanie drukarką poprzez stronę internetową po WiFi. Zamontowany wewnątrz obudowy drukarki router WiFi niezbędny jest do nawiązania połączenia z płytą główną oraz w razie potrzeby umożliwia podłączenie kamery sieciowej [14] i przekierowanie portów [15], co za tym idzie daje możliwość sterowania drukarką z każdego zakątka świata.



Rys. 4. Sowy wydrukowane z materiałów PLA oraz BioWOOD

4. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Drukarka została wykonana zgodnie z założeniami projektowymi. Konstrukcja drukarki pozwala na wysoce sprawny druk wielomateriałowy, redukując potrzebę czyszczenia dysz do minimum co jest szczególnie ważne

przy używaniu drogich filamentów. Koszt budowy drukarki jest około 10-krotnie niższy niż w przypadku systemu Toolchanger firmy E3D. W rezultacie zastosowania automatycznych mechanizmów poziomowania stołu roboczego przygotowanie maszyn do druku jest szybsze niż w przypadku obecnie dostępnych na rynku konstrukcji. Budowa drukarki umożliwia bezproblemowe dokonywanie zmian w konstrukcji taki jak: zamontowanie czujników ruchu filamentu, dołączenie automatycznego systemu zdejmowania wydruków czy zamontowanie grzałek zwiększających i utrzymujących podwyższoną temperaturę w komorze roboczej. Przykładowe wydruki wielomateriałowe: PLA oraz BioWOOD (Rys. 4.).

LITERATURA

- [1] https://pl.wikipedia.org/wiki/Drukowanie_przestrzenne (12.04.2021r)
- [2] <https://e3d-online.com/products/toolchanger-motion-system-bundle-tools> (18.04.2020r.)
- [3] <https://e3d-online.com/blogs/news/printing-the-unprintable-using-breakaway-support-on-the-kraken> (03.04.2020r.)
- [4] <https://e3d-online.com/blogs/news/asmb1> (12.04.2020r.)
- [5] <https://e3d-online.com/pages/hemera-feature-page> (15.05.2020r.)
- [6] <https://duet3d.dozuki.com/Wiki/Gcode> (14.03.2020r.)
- [7] <https://www.duet3d.com/> (14.03.2020r.)
- [8] <https://www.omc-stepperonline.com/closed-loop-stepper-kit/tp-series-1-axis-closed-loop-stepper-cnc-kit-72ncm-101-98oz-in-nema-17-motor-and-driver.html> (16.09.2020r.)
- [9] https://duet3d.dozuki.com/Wiki/Bed_levelling_using_multiple_independent_Z_motors (04.05.2020r.)
- [10] <https://spectrumfilaments.com/PA6-CF15-cinfo-pol-160.html> (22.09.2020r.)
- [11] <https://e3d-online.com/blogs/news/nozzle-x-the-one-nozzle-to-rule-them-all> (12.08.2020r.)
- [12] <https://www.prusa3d.pl/prusaslicer/> (28.07.2020r.)
- [13] https://reprap.org/wiki/RepRap_Firmware (19.04.2020r.)
- [14] https://duet3d.dozuki.com/Wiki/How_to_include_a_web_camera_image_in_Duet_Web_Control (01.06.2020r.)
- [15] <https://pl.wizcase.com/blog/przekierowanie-portow-co-to-jest-i-jak-moze-ci-pomoc/> (29.08.2020r.)

WYKRYWANIE I KLASYFIKACJA ZABURZEŃ JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ

1. WSTĘP

Rosnąca troska o dostarczanie odbiorcom energii elektrycznej, wolnej od zniekształceń napięcia i prądu, doprowadziła do aktywnych badań w zakresie wykrywania i klasyfikacji zaburzeń jakości energii elektrycznej (ang. *power quality*, PQ). Obciążenia nieliniowe, na przykład, napędy o zmiennej częstotliwości, urządzenia FACTS (ang. *flexible alternating current transmission system*), przekształtniki energoelektroniczne, urządzenia łukowe, układy generacji rozproszonej i tym podobne są główną przyczyną zaburzeń jakości energii. Na podstawie przebiegów sygnałów w czasie istniejące zakłócenia PQ można podzielić na zaburzenia stacjonarne i niestacjonarne. W zaburzeniu stacjonarnym charakterystyka przebiegu sygnału nie zmienia się w czasie, natomiast w zaburzeniu niestacjonarnym – zmienia się. Przykładem stacjonarnego zaburzenia są zniekształcenia przebiegu napięcia – harmoniczne, natomiast niestacjonarnego zaburzenia są przypadkowe lub nieokresowe zapady napięcia [1].

Tradycyjnie energia elektryczna jest wytwarzana w dużych centralnie sterowanych elektrowniach. Wraz z wprowadzeniem do sieci odnawialnych źródeł energii, które pracują w sposób nieciągły oraz stacji ładowania pojazdów elektrycznych, pojawiły się kwestie dotyczące zapewnienia odpowiednich parametrów jakości energii. Integracja tych elementów z siecią może prowadzić do dużych wahań napięcia ze względu na ich zróżnicowany charakter pracy. Z czasem, gdy do sieci zostanie dołączona duża liczba odnawialnych źródeł energii oraz stacji ładowania, zaburzenia PQ spowodowane przez te elementy mogą prowadzić do poważnych problemów. Od strony sieci energetycznej

¹Politechnika Lubelska Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Elektrotechniki i Elektrotechnologii

również mogą wystąpić poważne problemy w połączonych ze sobą odnawialnych źródłach wytwarzania. Zaburzenia od strony sieci, takie jak zapady, czy wzrosty napięcia mogą stwarzać złożone i niepewne warunki pracy źródeł odnawialnych [2,3]. W przyszłości monitorowanie parametrów PQ będzie wymagane na szeroką skalę ze względu na powstający scenariusz sieci inteligentnych. Pomiar zakłóceń PQ może być jednym z podstawowych warunków pomyślnego funkcjonowania sieci. W rozdziale przedstawiono przegląd dotyczący wykrywania i klasyfikacji zaburzeń PQ.

2. AUTOMATYCZNA IDENTYFIKACJA I KLASYFIKACJA ZABURZEŃ JAKOŚCI ENERGII

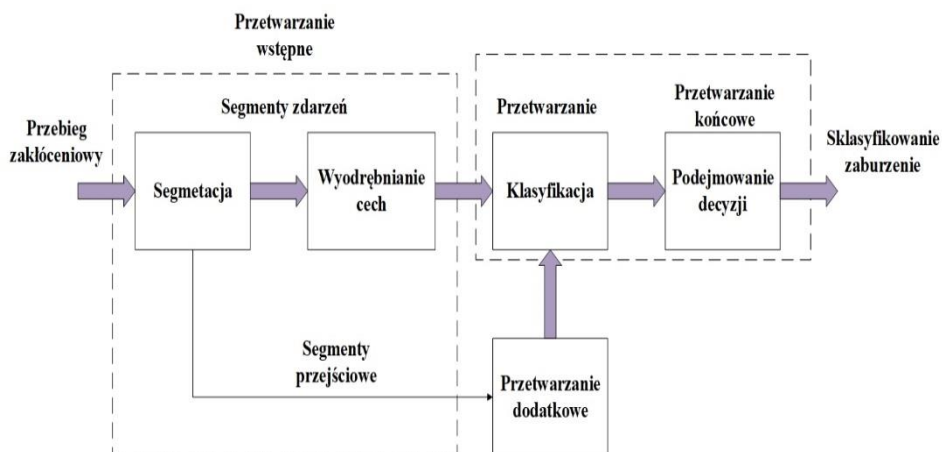
Automatyczne klasyfikatory używane do klasyfikacji różnych zaburzeń PQ można ogólnie podzielić na klasyfikatory [4]:

- Deterministyczne: mogą być zaprojektowane z ograniczoną ilością danych przy wystarczającej wiedzy eksperckiej na temat systemu elektroenergetycznego System ekspercki oparty na regułach i rozmyty system ekspertowy podlegają deterministycznej metodzie klasyfikacji,
- Statystyczne: są odpowiednie, gdy dostępna jest duża ilość danych. Sztuczne sieci neuronowe (ang. *artificial neural networks*, ANNs) i maszyna wektorów nośnych (ang. *support vector machine*, SVM) to klasyfikatory oparte na statystyce.

Ogólna identyfikacja zaburzenia PQ odbywa się w dwóch krokach [5]:

- wykrywanie (segmentacja) i ekstrakcja cech przy użyciu nowoczesnych technik przetwarzania sygnałów,
- klasyfikacja i rozpoznawanie poprzez wykorzystanie technik sztucznej inteligencji.

Schemat blokowy automatycznego klasyfikatora zdarzeń związanych z PQ przedstawiono na rysunku 1. W systemie są dwie główne jednostki, jednostka przetwarzania wstępnego i jednostka przetwarzania końcowego, która ma dwa ważne bloki: segmentacji i wyodrębniania cech. Sygnał otrzymany po bloku wyodrębniania cech jest używany do klasyfikowania zaburzenia PQ, co jest zwykle dokonywane za pomocą technik sztucznej inteligencji. Wszystkie cztery główne bloki są wyjaśnione w następnych sekcjach.



Rys. 1. Schemat blokowy klasyfikatora zdarzeń związanych z PQ [6]

3. SEGMENTACJA

Przebieg napięcia, który ma być przebiegiem okresowym (sinusoidalnym), może zawierać zdarzenie lub zdarzenia wpływające na PQ. W pierwszym etapie przetwarzania wstępnego część niestacjonarna jest oddzielana od przebiegu napięcia. Część niestacjonarna ma część przejściową i część związaną ze zdarzeniami. Dalsza analiza jest wykonywana na tej konkretnej związanej ze zdarzeniem części przebiegu, która ogólnie obejmuje wyodrębnianie cech za pomocą technik przetwarzania sygnałów. Zwykle sygnał zniekształcony (wartość skuteczna) i odpowiadające mu czyste sygnały są porównywane ze sobą, a część zakłócająca jest segregowana. Istnieją dwa typy powszechnie proponowanych metod segmentacji sygnałów. Metody te są parametryczne i nieparametryczne. W metodach parametrycznych część przebiegu dopasowuje się do wybranego modelu i uzyskuje się wyraźne reszty, podobnie jak w modelach autoregresyjnych i metodzie filtru Kalmana. Metody nieparametryczne obejmują wielostanową dekompozycję sygnału PQ i uzyskiwanie punktów osobliwych, takich jak transformata falkowa i transformata Fouriera [6].

4. WYODRĘBNIANIE CECH

Dla lepszego przetwarzania i odzyskiwania informacji, cechy są uzyskiwane z surowego sygnału po procesie segmentacji. Surowy sygnał jest przekształcany

w nową formę, z której można łatwiej pozyskać odpowiednie informacje. Uzyskany zestaw cech jest wykorzystywany jako wejście do systemu klasyfikującego zaburzenia. Zestaw cech musi być odpowiednio dobrany tak, aby uzyskać jak najbardziej użyteczne informacje. Obserwuje się, że siła danej cechy zależy od klasyfikującego ją klasyfikatora oraz innych cech, z którymi jest związana [7].

Do prawidłowej klasyfikacji przekształconych sygnałów stosuje się pewne cechy, takie jak wartość średnia, energia, odchylenie standardowe, nachylenie. W systemach automatycznej klasyfikacji stosuje się wiele technik przetwarzania sygnałów, takich jak transformata Fouriera (FT), transformata falkowa (WT), transformata Hilberta-Huanga (HHT) czy transformata Stockwella (ST) [4].

5. SZTUCZNA INTELIGENCJA W DETEKCJI I KLASYFIKACJI ZABURZEŃ PQ

Ludzka zdolność podejmowania decyzji, uczenia się i rozumowania jest zautomatyzowana dzięki technikom sztucznej inteligencji. Sztuczna inteligencja odgrywa również ważną rolę w analizie zaburzeń PQ. Poniżej omówiono niektóre techniki sztucznej inteligencji stosowane do wykrywania i klasyfikacji zaburzeń PQ. W Tab. 1. przedstawiono porównanie wybranych technik uczenia maszynowego.

Maszyna wektorów nośnych

Uwalniając się od wad klasycznych algorytmów uczenia sieci neuronowych, takich jak wielomodalne funkcje błędu z wieloma lokalnymi minimami oraz złożonym mechanizmem uczenia, opracowano nowe, wolne od powyższych wad podejście do konstruowania i trenowania sieci neuronowych zwane maszyną wektorów nośnych. Zdolność uogólniania SVM jest zadowalająca [8]. SVM została użyta w dwóch zestawach do klasyfikacji najczęściej występujących zaburzeń PQ oraz do kalkulacji harmonicznych po ekstrakcji zawartości widmowej za pomocą dyskretnej transformaty falkowa w [9]. SVM może być dobrze zaimplementowana w problemach z małymi próbkami, dużymi wymiarami i nieliniowością. Nowy algorytm z modyfikacją w SVM określany jako skierowany graf acykliczny SVM (DAG-SVM) został użyty w [5]. Inne rozwiązania z wykorzystaniem SVM, umożliwiające klasyfikacje zaburzeń PQ, przedstawiono w [10–12].

Sztuczne sieci neuronowe

W ANNs neurony są połączone warstwami za pomocą połączeń, które można regulować pod względem wagi i progu, aby wytrenować sieć. Ten wzorzec wzajemnych połączeń między warstwami, funkcja aktywacji neuronów i proces uczenia się określa typ sieci neuronowej. Podczas treningu ANN wagi są korygowane do momentu dopasowania celu i wyniku [13]. W [14] zaproponowano model ADALINE (adaptacyjnego neuronu liniowego) i sieć neuronową z wyprzedzeniem (ang. *feed-forward neural network*) do klasyfikacji wszystkich zgłoszonych zaburzeń PQ, w tym interharmonicznych.

W [15] probabilistyczna sieć neuronowa (PNN) służy do klasyfikowania zaburzeń PQ po uzyskaniu istotnych cech za pomocą ST. PNN to nadzorowana ucząca się sieć neuronowa zaimplementowana w modelu probabilistycznym. W PNN nie jest wymagane wstępne ustawienie wagi. Stwierdzono, że dokładność klasyfikacji PNN jest dobra bez względu na to, czy dane są zaszumione, czy nie. Dyskretna transformata falkowa wraz z PNN została zaimplementowana w [16] na potrzeby klasyfikacji zaburzeń PQ.

Logika rozmyta

Ludzki mózg wykonuje obliczenia w kategoriach językowych, a nie ilościowych. Logika rozmyta przybliża tę ideę podejmowania decyzji. Pojęcia, których nie można precyzyjnie zdefiniować, ale które opierają się na kontekście, można zdefiniować za pomocą logiki rozmytej. Zbiory z rozmytymi granicami można nazwać zbiorami rozmytymi [6]. Logika rozmyta naśladuje ludzki proces podejmowania decyzji. W [17] zastosowano szybki wariant algorytmu, gdzie wykorzystano ST do wyodrębniania odpowiednich cech, po którym następuje klasyfikator oparty na rozmytym drzewie decyzyjnym w celu rozróżnienia zakłóceń PQ. W rozmytym drzewie decyzyjnym zbędne obciążenie obliczeniowe jest zmniejszone, ponieważ dane wejściowe są najpierw testowane dla pewnego podzbioru klas, a nie testowane dla wszystkich klas. W [18] szereg Volterra jest używany do wyodrębniania cech, a przedziałowy system logiki rozmytej typu 2 jest używany do klasyfikacji zdarzeń związanych z PQ. Zbiory rozmyte są reprezentowane przez funkcje przynależności. System logiki rozmytej typu 2 zastosowano w [19] do obliczania awaryjności poszczególnych linii w systemie dystrybucyjnym.

Systemy neuronowo-rozmyte

Systemy neuronowo-rozmyte są przykładem podejścia hybrydowego, które łączy zdolność uczenia się sieci neuronowej ze zdolnością logiki rozmytej do radzenia sobie z szumem. W swojej najprostszej postaci system ten może być postrzegany jako trójwarstwowa sieć ze sprzężeniem zwrotnym, z rozmytą warstwą wejściową (fuzyfikacja), ukrytą warstwą zawierającą rozmyte reguły i końcową rozmytą warstwą wyjściową (defuzyfikacja). Zbiory rozmyte są zawarte w (rozmytych) połączeniach między warstwami, chociaż czasami można znaleźć sieć pięciwarstwową z zestawami zawartymi w drugiej i czwartej warstwie.

Warstwa wejściowa reprezentuje funkcje przynależności danych wejściowych dla reguł rozmytych, przy wystarczającej ilości danych wejściowych powodujących uruchomienie reguły w warstwie ukrytej. Wagi między warstwami reprezentują zbiory rozmyte, przy czym przynależność do każdego zestawu jest określana przez wagi względne, można je zmieniać za pomocą określonych algorytmów uczących, tak jak w normalnym systemie neuronowym. Funkcje transferu są zwykle ciągłe i przekazują wartości rzeczywiste przez sieć do warstwy wyjściowej, aby zinterpretować je jako stopnie członkostwa w zbiorach rozmytych w oparciu o wyzwalanie reguł rozmytych w warstwie ukrytej.

Rozmyte sieci neuronowe łączą w sobie mocne strony zarówno sieci neuronowych, jak i logiki rozmytej, co czyni je bardzo potężnym narzędziem hybrydowym. Pozwalają one na integrację wiedzy eksperckiej z systemem i są uważane za z natury bardziej zrozumiałe ze względu na wykorzystanie przez nie wnioskowania rozmytego podobnego do człowieka.

System wykrywania i klasyfikacji zdarzeń PQ został zaproponowany w [20]. Autorzy, wraz z wyodrębnieniem cech przez twierdzenie Parsevala i klasyfikacją przez system neuronowo-rozmyty, zaimplementowali algorytm tłumienia szumów w systemie. Wykorzystywane są dane rzeczywiste, a neuronowo rozmyty system rozpoznawania jest używany do rozmytej konstrukcji reguł. Adaptacyjna sieć neuronowo-rozmyta służąca do analizy wpływu źródeł odnawialnych na systemy dystrybucyjne została przedstawiona w [21].

Algorytmy genetyczne

Algorytm genetyczny (AG) należy do najbardziej rozwiniętych i wydajnych metod inspirowanych ewolucją. Opiera się na kluczowych zasadach teorii naturalnej ewolucji. W rozległych przestrzeniach poszukiwań algorytm ten wykazuje ogromną moc eksploracyjną. Generalnie jest on używany w problemach optymalizacji globalnej [22]. Ma wiele zalet, ale nie może rozwiązać złożonych problemów z ograniczeniami, a oceny dotyczące dużej ilości danych mogą być czasochłonne. W [23] zaproponowano ulepszony AG, aby przezwyciężyć te problemy. Polega na hybrydowym podejściu do znajdowania szerokiego zakresu zaburzeń PQ obecnych w sygnałach napięciowych lub prądowych podejście integruje AG i optymalizację roju cząstek do wykrywania i klasyfikacji zaburzeń PQ. W przeciwieństwie do innych algorytmów wyszukiwania, AG działa na wielu rozwiązaniach, a nie na jednym rozwiązaniu. Połączenie GA wraz z ANN pomogło ANN przezwyciężyć jej niezdolność do wyszukiwania globalnego. W [24] zaproponowano nowy typ AG zwany *non dominated sorting genetic algorithm II* (NSGA-II) do wykrywania i klasyfikacji zaburzeń PQ.

Uczenie głębokie

Spółeczność zajmująca się przetwarzaniem sygnałów rozpoznała głębokie uczenie około 2009 roku i od tego czasu zainteresowanie szybko rośnie. Definicja uczenia głębokiego została podana w [25] jako klasa technik uczenia maszynowego, które wykorzystują wiele warstw nieliniowego przetwarzania informacji do nadzorowanej lub nienadzorowanej wyodrębniania i transformacji cech oraz do analizy i klasyfikacji wzorców. Tradycyjnie wyodrębnianie cech i klasyfikacja są dwoma głównymi komponentami systemu klasyfikacji sygnałów, ale w przypadku uczenia głębokiego klasyfikacja i ekstrakcja cech są wspólnie optymalizowane [6]. W [26] głębokie konwolucyjne sieci neuronowe są używane do automatycznego wyodrębniania cech i klasyfikacji zapadów napięcia. W [27] metoda głębokiego uczenia wykorzystująca głębokie konwolucyjne sieci neuronowe jest proponowana do szacowania wartości zapadu napięcia w słabo monitorowanych szynach w systemie elektroenergetycznym. Specjalny przypadek rekurencyjnej sieci neuronowej-LSTM (ang. *long short term memory*) jest używany do wyodrębniania cech i klasyfikacji zapadów napięcia w [28]. Model oparty na -LSTM jest używany także w [29] do analizy zaburzeń PQ. Sygnał jest najpierw konwertowany na obraz w skali szarości, a następnie

model głębokiego uczenia jest trenowany, aby automatycznie nauczyć się cech sygnału. Do wad metod opartych na głębokim uczeniu można zaliczyć ich zależność od dużej ilości danych i wymóg dużej mocy obliczeniowej.

Tab. 1. Porównanie wybranych technik uczenia maszynowego

Technika	Zalety	Wady
SVM	Dobre dla danych wysokowymiarowych. Może pracować z danymi nieustrukturyzowanymi	Bardziej dokładna klasyfikacja, przy dużej liczbie próbek szkoleniowych – przy małej liczbie próbek szkoleniowych system nie jest dokładny. Duże zestawy danych wymagają długiego czasu szkolenia
ANN	Posiada zdolność przetwarzania równoległego, jest odporna na błędy, jeśli jakaś część sieci jest uszkodzona. Dobra do zastosowań w czasie rzeczywistym	Niska prędkość konwergencji, problemy z wieloma minimami lokalnymi i nadmiernym dopasowaniem. Proces uczenia się może utknąć w miejscu w przypadku wielu lokalnych minimów. Wybrany algorytm i szum są głównymi czynnikami decydującymi o szybkości i solidności konwergencji
Logika rozmyta	Potrafi radzić sobie z niekompletnymi danymi. Niedrogie rozwiązanie	Nowe zaburzenia nie mogą być wdrożone – każdy nowy problem wymaga szkolenia
AG	Dobry na dane zaszumione. Wytrzymały na problemy z lokalnymi maksimumami i minimumami	Kosztowne obliczeniowo, trudne do opracowania
System ekspercki	Duża ilość danych nie jest wymagana, może pracować z ograniczonymi danymi	Wolny i drogi
Algorytm najbliższego sąsiada	Dobra dokładność klasyfikacji	Mniejsza dokładność przy zaszumieniu

6. WNIOSKI

Jakość energii elektrycznej, która jest obecnie przedmiotem zainteresowania przedsiębiorców i naukowców, jest często dotknięta harmonicznymi. Ze względu na zwiększone wykorzystanie różnych urządzeń energoelektronicznych w nowoczesnych systemach elektroenergetycznych, jakość energii staje się ważnym i trudnym zagadnieniem dla energetyki. Istniejące metody automatycznego rozpoznawania zaburzeń PQ wymagają ulepszenia pod względem wszechstronności, niezawodności i dokładności.

W rozdziale przedstawiono informacje na temat detekcji i klasyfikacji zdarzeń związanych z PQ. Omówiono wybrane techniki przetwarzania sygnałów wykorzystywane do wydobywania cech z sygnałów zakłócających oraz techniki sztucznej inteligencji stosowane do klasyfikacji zaburzeń PQ. Omówiono również główne zalety oraz wady metod pod kątem ich zastosowania w dziedzinie wykrywania i klasyfikacji zaburzeń PQ.

Można wywnioskować, że powszechnie stosowanymi technikami wyodrębniania cech są WT, ST, HHT i FT. Algorytmy uczenia maszynowego preferowane do klasyfikacji zaburzeń PQ opierają się głównie na ANNs, SVM i logice rozmytej.

LITERATURA

- [1] Jain S. K., Jain P., Singh S. N., *A Fast Harmonic Phasor Measurement Method for Smart Grid Applications*, IEEE Trans. Smart Grid, 2017
- [2] Chudy A., *Zarządzanie flotą pojazdów elektrycznych w sieciach inteligentnych – sterowanie ładowaniem oraz zagadnienia optymalizacyjne*. [w:] Interdyscyplinarność w badaniach naukowych prace doktorantów Politechniki Lubelskiej. Lublin: Wydawnictwo Politechniki Lubelskiej, 2020
- [3] Chudy A., Mazurek P., *Electromobility – the Importance of Power Quality and Environmental Sustainability*, J. Ecol. Eng., 2019
- [4] Saxena D., Verma K., Singh S., *Power quality event classification: an overview and key issues*, International Journal of Engineering, Science and Technology, 2010
- [5] Li J., Teng Z., Tang Q., Song J., *Detection and classification of power quality disturbances using double resolution S-transform and DAG-SVMs*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2016
- [6] Khetarpal P., Tripathi M. M., *A critical and comprehensive review on power quality disturbance detection and classification*, Sustainable Computing: Informatics and Systems, 2020

- [7] Gunal S., Gerek O. N., Ece D. G., Edizkan R., *The search for optimal feature set in power quality event classification*, Expert Systems with Applications, 2009
- [8] Janik P., Lobos T., *Automated Classification of Power-Quality Disturbances Using SVM and RBF Networks*, IEEE Trans. Power Delivery, 2006
- [9] Huang J., Jiang Z., Rylands L., Negnevitsky M., *SVM-based PQ disturbance recognition system*, IET Generation, Transmission & Distribution, 2018
- [10] Lin W.-M., Wu C.-H., Lin C.-H., Cheng F.-S., *Detection and Classification of Multiple Power-Quality Disturbances With Wavelet Multiclass SVM*, IEEE Trans. Power Delivery, 2008
- [11] Thirumala K., Umarikar A. C., Jain T., *A new classification model based on SVM for single and combined power quality disturbances*. [w:] 2016 National Power Systems Conference (NPSC). IEEE
- [12] Kocaman C., Usta H., Ozdemir M., Eminoglu I., *Classification of two common power quality disturbances using wavelet based SVM*. [w:] Melecon 2010–2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference. IEEE, 2010–2010
- [13] Kumar R., Singh B., Shahani D. T., Chandra A., Al-Haddad K., *Recognition of Power-Quality Disturbances Using S-Transform-Based ANN Classifier and Rule-Based Decision Tree*, IEEE Trans. on Ind. Applicat., 2015
- [14] Valtierra-Rodriguez M., Jesus Romero-Troncoso R. de, Osornio-Rios R. A., Garcia-Perez A., *Detection and Classification of Single and Combined Power Quality Disturbances Using Neural Networks*, IEEE Trans. Ind. Electron., 2014
- [15] Mishra S., Bhende C. N., Panigrahi B. K., *Detection and Classification of Power Quality Disturbances Using S-Transform and Probabilistic Neural Network*, IEEE Trans. Power Delivery, 2008
- [16] Gaing Z.-L., *Wavelet-Based Neural Network for Power Disturbance Recognition and Classification*, IEEE Trans. Power Delivery, 2004
- [17] Biswal M., Dash., *Measurement and Classification of Simultaneous Power Signal Patterns With an S-Transform Variant and Fuzzy Decision Tree*, IEEE Trans. Ind. Inf., 2013
- [18] Kapoor R., Kumar R., Tripathi M. M., *Volterra bound interval type-2 fuzzy logic-based approach for multiple power quality events analysis*, IET Electrical Systems in Transportation, 2018
- [19] Mitra R., Goswami A. K., Tiwari P. K., *Voltage sag assessment using type-2 fuzzy system considering uncertainties in distribution system*, IET Generation, Transmission & Distribution, 2017
- [20] Liao C.-C., Yang H.-T., *Recognizing Noise-Influenced Power Quality Events With Integrated Feature Extraction and Neuro-Fuzzy Network*, IEEE Trans. Power Delivery, 2009
- [21] Zambroni de Souza M. F., Reis Y., Almeida A. B., Lima I., Zambroni de Souza A. C., *Load margin assessment of systems with distributed generation with the help of a neuro-fuzzy method*, IET Renewable Power Generation, 2015

- [22] Michalewicz Z., *Genetic algorithms+ data structures= evolution programs*. Springer Science & Business Media, 2013
- [23] Rodriguez-Guerrero M. A., Jaen-Cuellar A. Y., Carranza-Lopez-Padilla R. D., Osornio-Rios R. A., Herrera-Ruiz G., Romero-Troncoso R. d. J., *Hybrid approach based on GA and PSO for parameter estimation of a full power quality disturbance parameterized model*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017
- [24] Singh U., Singh S. N., *Optimal feature selection via NSGA-II for power quality disturbances classification*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2017
- [25] Deng L., Yu D., *Deep learning: methods and applications*, Foundations and trends in signal processing, 2014
- [26] Bagheri A., Gu I. Y. H., Bollen M. H. J., Balouji E., *A Robust Transform-Domain Deep Convolutional Network for Voltage Dip Classification*, IEEE Trans. Power Delivery, 2018
- [27] Liao H., Milanovic J. V., Rodrigues M., Shenfield A., *Voltage Sag Estimation in Sparsely Monitored Power Systems Based on Deep Learning and System Area Mapping*, IEEE Trans. Power Delivery, 2018
- [28] Balouji E., Gu I. Y.H., Bollen M. H.J., Bagheri A., Nazari M., *A LSTM-based deep learning method with application to voltage dip classification*. [w:] 2018 18th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP), IEEE, 2018
- [29] Deng Y., Jia H., Li P., Tong X., Li F., *A Deep Learning Method based on Long Short Term Memory and Sliding Time Window for Type Recognition and Time Location of Power Quality Disturbance*. [w:] 2018 Chinese Automation Congress (CAC), IEEE, 2018

OCENA MOŻLIWOŚCI WYKORZYSTANIA ODZYSKANEJ ENERGII KINETYCZNEJ TROLEJBUSU DO POPRAWY CIĄGŁOŚCI ZASILANIA URZĄDZEŃ POMOCNICZYCH

1. WSTĘP

Zagadnienia związane z elektromobilnością miejską oraz poprawą dostępności ludności do elektrycznego transportu zbiorowego są obecnie bardzo promowane przez Unię Europejską [1]. Zbiegło się to w czasie z rozwojem urządzeń zapewniających komfort pasażerski, większymi potrzebami pasażerów i kierowców w tym zakresie oraz intensywnym rozwojem technologii baterii trakcyjnych [2], superkondensatorów [3], generatorów spalinowych i innych źródeł energii [4].

Podczas przejazdu trolejbusu, przy zasilaniu sieciowym, wszystkie jego podzespoły zasilane są przez sieć trakcyjną. Ze względu na konieczność sekcjonowania sieci trakcyjnej, a także zamontowane na niej zwrotnice, skrzyżowania i zjazdy, trolejbus traci chwilowo zasilanie. Powoduje to wyłączenie układów zasilających obwody pomocnicze a następnie, w krótkim czasie ponowne ich załączenie. Jest to zjawisko bardzo niepożądane ze względu na generowanie procesów załączania powodujących duże przeciążenia elektryczne i mechaniczne, które wpływają negatywnie na żywotność podzespołów pojazdu. Ponadto występują prądy udarowe, wynikające z ponownego ładowania kondensatorów na szynach DC przetwornicy statycznej trolejbusu, które również wpływają negatywnie na żywotność komponentów pojazdu.

W czasie przejazdu trolejbusu przez izolatory wykorzystuje się obecnie kilka metod zapewnienia ciągłości zasilania urządzeń pomocniczych [5]. Najczęściej stosowane są dodatkowe pompy hydrauliczne montowane na wale silnika trak-

¹Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych

cyjnego, które wspomagają tylko pracę systemów hydraulicznych. Wykorzystywane są również akumulatory pokładowe 24 V DC do zasilania przetwornic zasilających zespoły pomocnicze lecz układ taki ma wiele ograniczeń. Innym sposobem jest zastosowanie zasobników superkondensatorowych wraz z przekształtnikami w obwodzie pośredniczącym przetwornicy statycznej, odpowiedzialnej za zasilanie obwodów pomocniczych trolejbusu [6]. Rozwiązanie to powoduje jednak znaczący wzrost stopnia skomplikowania i kosztów przetwornicy statycznej. Każdy trolejbus, jaki obecnie wprowadzany jest do eksploatacji posiada układ napędowy, który umożliwi rekuperowanie energii podczas hamowania. Celowym wydaje się więc wykorzystanie tej energii do zasilania urządzeń pomocniczych.

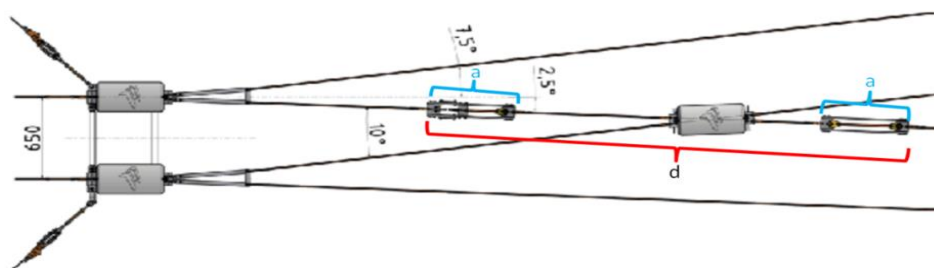
Istnieje zatem problem badawczy oceny możliwości wykorzystania energii powstałej w wyniku hamowania rekuperacyjnego trolejbusu do zasilania urządzeń pomocniczych zainstalowanych w trolejbusie, w czasie przejazdu przez izolowane odcinki sieci trakcyjnej. Problem ten w niniejszym rozdziale monografii, analizowany jest za pomocą algorytmu sterowania i modelu matematycznego trolejbusu zaimplementowanego do programu Matlab & Simulink. Celem naukowym jest natomiast analiza możliwości, skuteczności i niezawodności prezentowanego rozwiązania.

Praca podzielona jest na 5 merytorycznych rozdziałów, w których kolejno scharakteryzowano zjawisko, określono wymagania funkcjonalno-prawne oraz przeanalizowano zaproponowaną metodę. Kończącym efektem artykułu jest wyznaczenie mocy, jaka dostępna jest dla zasilania urządzeń pomocniczych, powstałej w wyniku hamowania rekuperacyjnego przy różnych prędkościach i pojemnościach szyny DC falownika trakcyjnego. Badania wykonano dla określonych parametrów trakcyjnych oraz modyfikacji w obwodzie głównym trolejbusu przy zachowaniu warunków komfortu pasażerskiego określonych w obowiązujących aktach prawnych.

2. ZASILANIE TROLEJBUSU Z SIECI TRAKCYJNEJ

Przejazd trolejbusu przy zasilaniu z sieci trakcyjnej charakteryzuje się tym, że wszystkie jego podzespoły zasilane są siecią trakcyjną. Ze względu na konieczność jej sekcjonowania, a także zamontowane na sieci trakcyjnej zwrotnice, skrzyżowania i zjazdy, trolejbus traci zasilanie na czas przekraczający nawet 3 s [7]. Ponadto napięcie zasilania trolejbusu może wahać się w granicach od

400 do 800 V. Na rysunku 1 przedstawiono rzut zwrotnicy zainstalowanej w sieci trakcyjnej. Im mniejsze są kąty przedstawione na rysunku, tym dłużej trwa przerwa w zasilaniu. Długość odcinka d pozbawionego zasilania może wynosić nawet 4 m. Czas przejazdu trolejbusu bez zasilania zależy od prędkości przejazdu zgodnie z Tab. 1 jak zaznaczono czerwoną strzałką na rysunku 2.

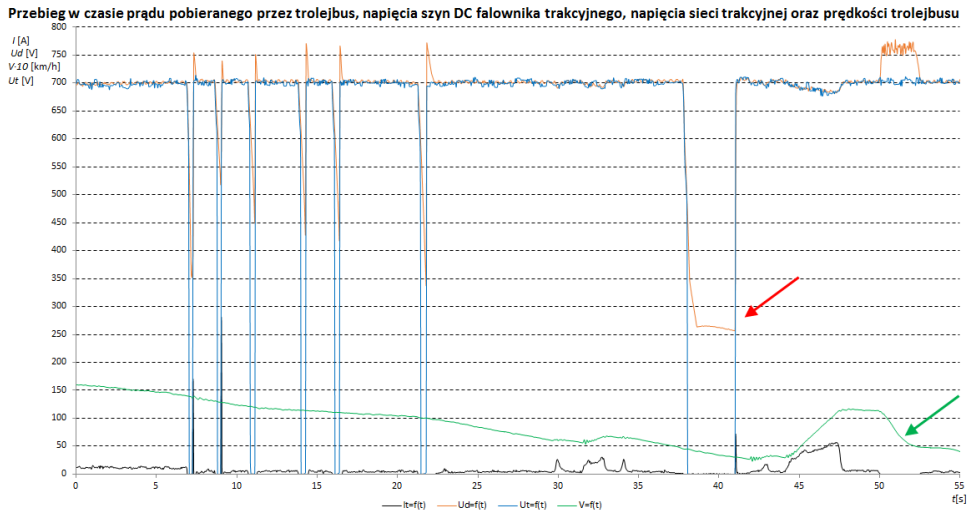


Rys. 1. Rzut zwrotnicy trolejbusowej sieci trakcyjnej ilustrujący obszar sieci bez zasilania, gdzie: d – obszar beznapięciowy, a – obszary obejmujące izolatory

Rysunek 2 przedstawia przejazd trolejbusu przez serię izolatorów sieci trakcyjnej. Ze względu na mnogość urządzeń zainstalowanych na sieci trakcyjnej na zajezdni, zaniki napięcia zasilania pojawiają się bardzo często. Omawiany rysunek pokazuje również sposób działania falownika trakcyjnego podczas przejazdu przez izolowane sektory sieci trakcyjnej. W 38 sekundzie układ trakcyjny przechodzi do rekuperacji utrzymując napięcie na szynach DC falownika na poziomie 250 V.

Tab. 1. Czas przejazdu przez izolator o długości 4 [m] w zależności od prędkości trolejbusu

Prędkość trolejbusu V [km/h]	Czas przejazdu przez izolator sieci trakcyjnej o długości 4 [m] t [s]
5	2,88
10	1,44
15	0,96
20	0,72

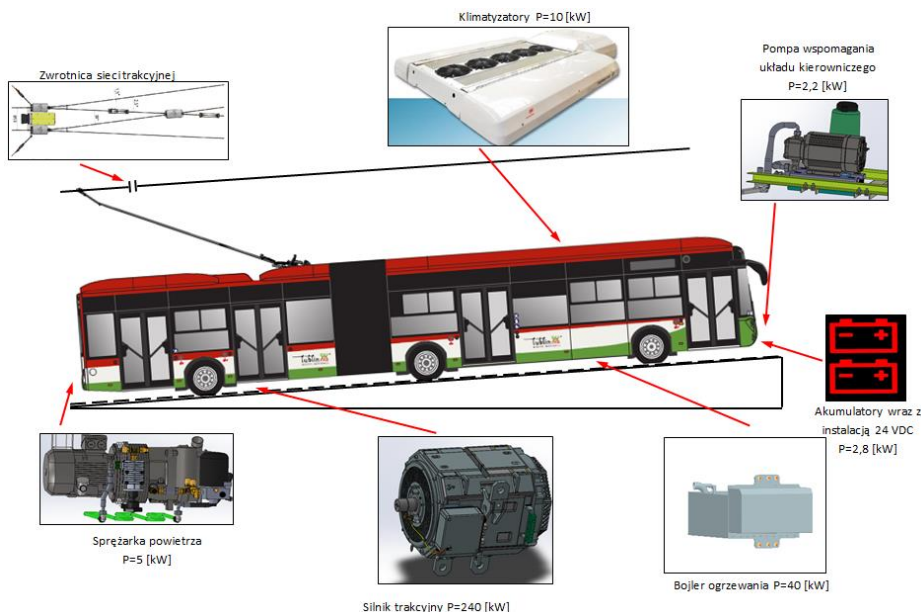


Rys. 2. Przebieg w czasie natężenia prądu trakcji I [A] (linia czarna), napięcie sieci trakcyjnej U_t [V] (linia niebieska), prędkości trolejbusu (skala $\times 0,1$) V [km/h] (linia zielona), napięcia na szynach DC falownika trakcyjnego U_d [V], podczas przejazdu przez serię izolatorów sekcyjnych

Wyłączane są wówczas wszystkie urządzenia pomocnicze aby rekuperacja silnikiem trakcyjnym nie była odczuwalna dla pasażerów i kierowcy, jednocześnie, aby możliwe było podjęcie hamowania rekuperacyjnego w czasie przejazdu przez izolator.

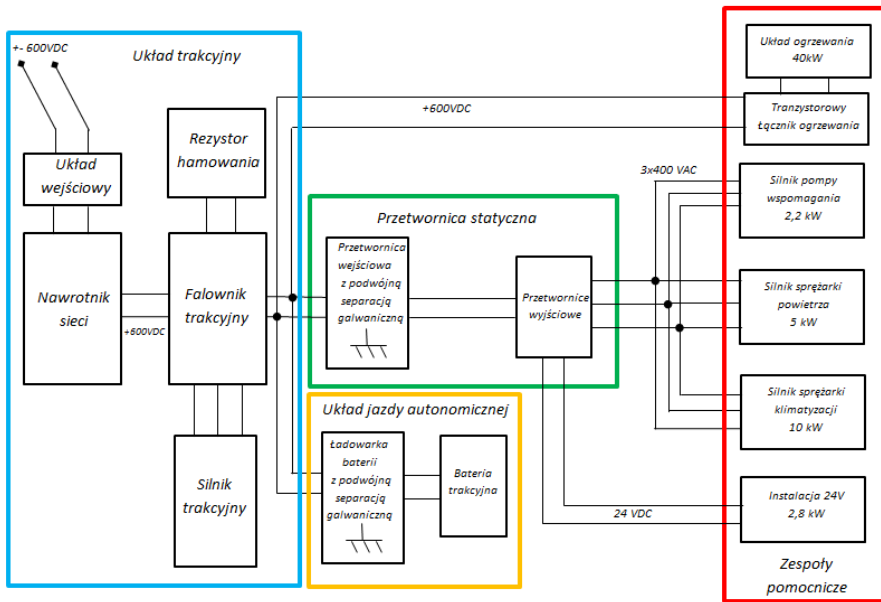
3. WYMAGANIA FUNKCJONALNE ORAZ FORMALNO-PRAWNE DOTYCZĄCE URZĄDZEŃ POMOCNICZYCH W TROLEJBUSACH

Oprócz trakcyjnego układu napędowego, każdy trolejbus jest wyposażony w urządzenia pomocnicze [8]. Są to elementy wyposażenia, które zapewniają funkcjonalność wszystkich układów zainstalowanych w trolejbusie oraz spełniają funkcję urządzeń komfortu pasażerskiego. Ważniejsze urządzenia przedstawione są na rysunku 3 (patrz rys. na s. 30).



Rys. 3. Elementy wyposażenia trolejbusu, w skład układów pomocniczych wchodzi: klimatyzatory, akumulatory 24 V wraz z instalacją sterującą, pompa wspomaganie układu kierowniczego, bojler ogrzewania, sprężarka powietrza

Wszystkie układy pomocnicze zasilane są przez przetwornicę statyczną oraz inne urządzenia energoelektroniczne, które zapewniają szereg funkcjonalności oraz spełniają wymagania w zakresie ochrony przeciwporażeniowej. Urządzenia pomocnicze w trolejbusie mogą być zasilane bezpośrednio z sieci trakcyjnej lub z szyn DC falownika napędu trakcyjnego [9]. Przy zasilaniu z sieci trakcyjnej urządzenia pomocnicze, niezależnie od tego w jakim trybie pracy jest napęd, podczas przejazdu trolejbusu przez izolator sieci, zawsze tracą zasilanie. Zasilając urządzenia z szyn DC falownika trakcyjnego, zwiększa się efektywność trolejbusu [10]. Wynika to z faktu, iż podczas hamowania rekuperacyjnego, gdy napięcie sieci trakcyjnej wzrośnie do wartości 780 V, układ falownika przełączy odzysk energii z sieci trakcyjnej do rezystora hamowania. W tej sytuacji energia wytwarzana przez silnik trakcyjny będzie również zasilać urządzenia pomocnicze [11], jak zaznaczono zieloną strzałką na rysunku 2. Schemat takiego układu przedstawia rysunku 4.



Rys. 4. Schemat blokowy zasilania urządzeń zamontowanych w trolejbusie zawierający układ trakcyjny, przetwornicę statyczną, układ jazdy autonomicznej oraz zespoły pomocnicze

Ze względu na funkcjonalność poszczególnych elementów, schemat blokowy podzielono na cztery części. Jako układ trakcyjny wyróżniono elementy związane bezpośrednio z napędem trakcyjnym. Zawiera on urządzenia wejściowe takie jak dławik sieciowy, bezpieczniki, styczniki główne, stycznik wstępnego ładowania kondensatorów falownika trakcyjnego oraz filtr sieciowy. W skład układu trakcyjnego wchodzi również falownik trakcyjny, rezystor wraz z tranzystorem hamowania oraz asynchroniczny silnik trakcyjny. Z szyn DC falownika trakcyjnego zasilany jest układ jazdy autonomicznej, wyróżniony jest on jako część układu, która odpowiedzialna jest za dostarczenie energii podczas przejazdów trolejbusu przy odłączonych od sieci trakcyjnej odbierakach prądu. Szyny DC falownika trakcyjnego zasilają również układ ogrzewania oraz przetwornicę statyczną, która jest układem zasilającym wszystkie, poza układem ogrzewania, zespoły pomocnicze.

4. WYMAGANIA FUNKCJONALNE

Normy prawne mówią o konieczności zapewnienia działania układu wspomaganego układu kierowniczego. Podczas przejazdu przez izolatory zamontowane na sieci trakcyjnej działanie układu wspomaganego układu kierowniczego musi być zapewnione zawsze przy prędkości powyżej 5 km/h przez 10 sekund. Dużym problemem jest zapewnienie ciągłości działania instalacji 24 V nawet przy krótkotrwałych zanikach zasilania. Przetwornica, która ładuje akumulatory pokładowe 24 V, traci zasilanie na czas przejazdu trolejbusu przez izolator sieci trakcyjnej. W tym czasie całość instalacji 24 V zasilana jest energią zgromadzoną w akumulatorach pokładowych. Powoduje to konieczność utrzymania akumulatorów 24 V w bardzo dobrej kondycji. Wymagania norm dotyczące funkcjonowania urządzeń pomocniczych przy przejazdach przez izolatory sekcyjne sieci trakcyjnej zamieszczono w tab. 2.

Tab. 2. Moce urządzeń pomocniczych zamontowanych w trolejbusie oraz wymagania podtrzymania zasilania podczas przejazdów przez izolatory sieci trakcyjnej

Urządzenia pomocnicze	Moc [kW]	Funkcjonalność wymagana normami / funkcjonalność dodatkowa	Moc [kW]
Wspomaganie układu kierowniczego	2,2	Wymagana	2,2
Zasilanie instalacji 24 V	2,8	Dodatkowa	17,8
Układ sprężonego powietrza	5	Dodatkowa	
Zasilanie sprężarki układu klimatyzacji	10	Dodatkowa	
Suma:			20
Zasilanie układu ogrzewania	40	Niewymagana	40

Jako funkcjonalność wymagana zaznaczono działanie urządzeń, które jest konieczne dla spełnienia obowiązujących norm. Funkcjonalność dodatkowa obejmuje działanie układów, podczas przejazdów przez izolatory sieci trakcyjnej, które nie jest wymuszone przez akty prawne, lecz ze względu na uwarunkowania konstrukcyjne urządzeń, brak przerw w zasilaniu wydłuża ich żywotność oraz zwiększa komfort pasażerów i kierowcy. Gdy nie zachodzi potrzeba zasilenia urządzeń podczas przejazdu przez izolatory funkcjonalność określono jako niewymagana. Zgodnie z normą PN-EN 13452-1 podczas

hamowania serwisowego wartość opóźnienia musi być mniejsza od 2 m/s^2 , natomiast wartość narastania opóźnienia nie może przekraczać $1,5 \text{ m/s}^3$. Zgodnie z normą PN-EN 50163:2006 napięcie zasilania trolejbusu musi mieścić się w granicach 400–800 V, natomiast znamionowe napięcie trakcji U wynosi 600 V.

5. WYMAGANIA DLA ZAPEWNIENIA OCHRONY PRZECIWPORAŻENIOWEJ

Napięcie zasilania instalacji sterującej prądu stałego nie powinno przekraczać 60 V, natomiast wartość przewodowa napięcia znamionowego instalacji pomocniczej trójfazowej nie może być większa od 400 V. Przetwornica ładująca akumulatory 24 V powinna zapewniać dwustopniową separację galwaniczną od obwodów sieciowych. Pierwszy stopień izolacji musi posiadać wytrzymałość izolacji $2,5 U + 1500 \text{ V}$, czyli dla napięcia znamionowego sieci trakcyjnej 600 VDC wynosi ona 3000 V przez czas 1 min. Drugi stopień izolacji musi wytrzymywać test napięciem przemiennym 2300 V przez czas 1 min.

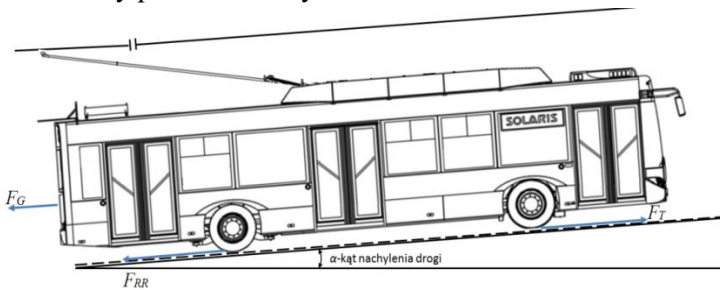
Wytrzymałość napięciowa instalacji trójfazowej trolejbusu względem obwodów sieciowych musi wytrzymywać test określony pierwszym stopniem izolacji, natomiast względem masy trolejbusu musi spełniać test określony drugim stopniem izolacji. Rezystancja izolacji każdego ze stopni izolacji nie może być mniejsza odpowiednio od $1,5 \text{ M}\Omega$, $6 \text{ M}\Omega$ przed pierwszym wprowadzeniem do eksploatacji. Ze względu na standardy wytrzymałości izolacji dla silników o małej mocy wynoszących 1800 V w czasie 1 min, drugi stopień izolacji nie może być zapewniony przez izolację uzwojeń silników pomocniczych. Dlatego jednym ze stosowanych rozwiązań zapewnienia drugiego stopnia izolacji jest umieszczenie silników na izolatorach. W takim przypadku należy zapewnić odizolowanie silnika od urządzenia jakie on napędza lub odizolowanie od masy pojazdu zespołu silników wraz z ich urządzeniami. Praktycznie takie rozwiązania nie sprawdzają się ze względu na problemy eksploatacyjne z utrzymaniem wartości rezystancji na poziomie $1,5 \text{ M}\Omega$. Dlatego stosuje się dodatkową przetwornicę separującą z izolacją dwustopniową tzw. obwód pośredniczący przetwornicy statycznej, który zapewnia podwójną separację już dla przetwornic wyjściowych zasilających układy pomocnicze oraz dla ładowarki baterii pokładowych 24 V.

Układ jazdy autonomicznej może być załączony po odłączeniu trolejbusu przez styczniki główne od odbieraków prądu. Instalacja obejmująca

autonomiczne źródło energii może mieć jednostopniową izolację o parametrach jak drugi stopień izolacji pod warunkiem, że jest ona w trakcie jazdy przy zasilaniu z sieci trakcyjnej odseparowana przez ładowarkę zapewniającą pierwszy stopień izolacji. Ze względu na problemy z utrzymaniem parametrów izolacji baterii trakcyjnej, a także na bardzo skomplikowaną procedurę badania jej wytrzymałości izolacji, stosuje się ładowarki, które zapewniają podwójną separację galwaniczną baterii od obwodów sieciowych. Wówczas wykonywany jest test rezystancji izolacji baterii w stosunku do masy trolejbusu, a wartość tej rezystancji musi wynosić min. $100 \Omega/V$.

6. ANALIZA MOŻLIWOŚCI ZAPEWNIENIA ZASILANIA URZĄDZEŃ POMOCNICZYCH PRZEZ REKUPERACJĘ ENERGII KINETYCZNEJ TROLEJBUSU

Opory jakie musi pokonać silnik asynchroniczny zamontowany w trolejbusie zostały pokazane na rys 5.



Rys. 5. Siły działające na trolejbus w ruchu

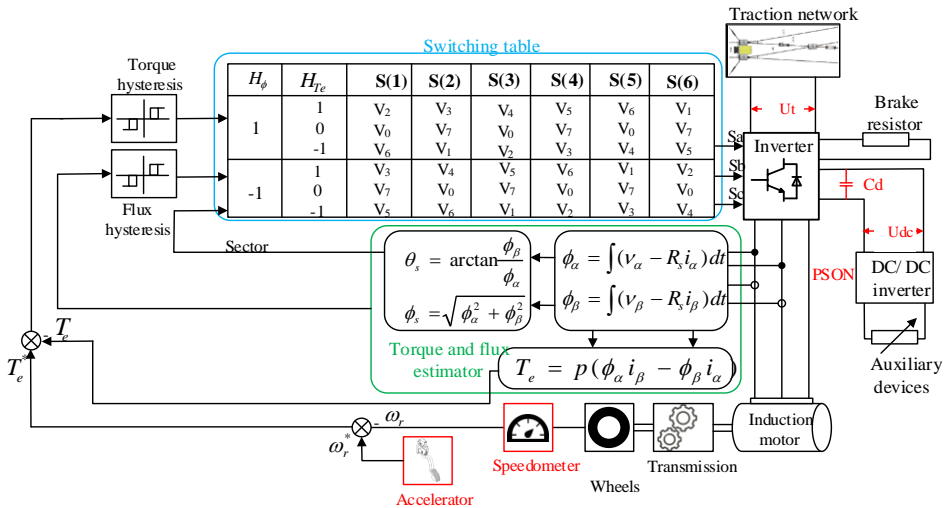
Równanie ruchu liniowego pojazdu ma postać:

$$F_T - F_{RR} - F_G = (m + d) \frac{dV}{dt} \quad (1)$$

gdzie: F_T – siła napędowa na kołach, F_{RR} – siła oporów ruchu spowodowana toceniem się kół pojazdu i oporami powietrza, F_G – siła oporów ruchu spowodowana profilem trasy, m – masa pojazdu, d – moment masy pojazdu spowodowany przez masy części wirujących, V – prędkość poruszania się pojazdu. Symulacje przeprowadzono w programie Matlab & Simulink w oparciu o model przedstawiony na rysunku 6.

W celu przeprowadzenia badań modelowo symulacyjnych zamodelowano trolejbus wraz z jego układem trakcyjnym, napędem elektrycznym oraz

układami przetwornic, aparatów i układów wykonawczych odpowiadających wyposażeniu trolejbusu zgodnie z rysunku 4. W układzie napędu głównego zamodelowano silnik indukcyjny zasilany z trakcyjnego przekształtnika dwupoziomowego o bezpośrednim sterowaniu momentem DTC (Direct Torque Control) [13].



Rys. 6. Model trolejbusu wykorzystany do symulacji

W związku z obowiązującymi normami przyjęto, że przetwornice zasilające urządzenia pomocnicze wyłączą się w sytuacji gdy napięcie na szynach DC falownika trakcyjnego U_{dc} spadnie poniżej 400 V [14]. Symulacje przeprowadzono dla znamionowego napięcia sieci trakcyjnej. Zadając moment na silniku trakcyjnym rozpędzono trolejbus do prędkości, przy której badane były możliwości podtrzymania pracy urządzeń pomocniczych. Przy wyższych prędkościach czas przejazdu przez izolator sieci trakcyjnej był odpowiednio krótszy zgodnie z tab. 1. Następnie zadawano moment hamujący na silniku trakcyjnym tak, aby nie przekroczyć warunków komfortu pasażerskiego. Ewentualny nadmiar mocy wytracany był przez rezystor hamowania, stabilizując napięcie na szynach DC falownika trakcyjnego do wartości 780 V. Symulacje przeprowadzono zwiększając obciążenie szyn DC falownika trakcyjnego przez zwiększanie mocy pobieranej przez urządzenia pomocnicze trolejbusu. Wynik symulacji był pozytywny dla mocy obciążenia szyn DC, przy której nie nastąpiło wyłączenie się przetwornic od spadku napięcia poniżej 400

V w czasie przejazdu przez izolator. Parametry jakie zostały przyjęte do symulacji zawiera tabela 3.

Tab. 3. Parametry trolejbusu oraz zmienne środowiskowe zaimplementowane w modelu badawczym

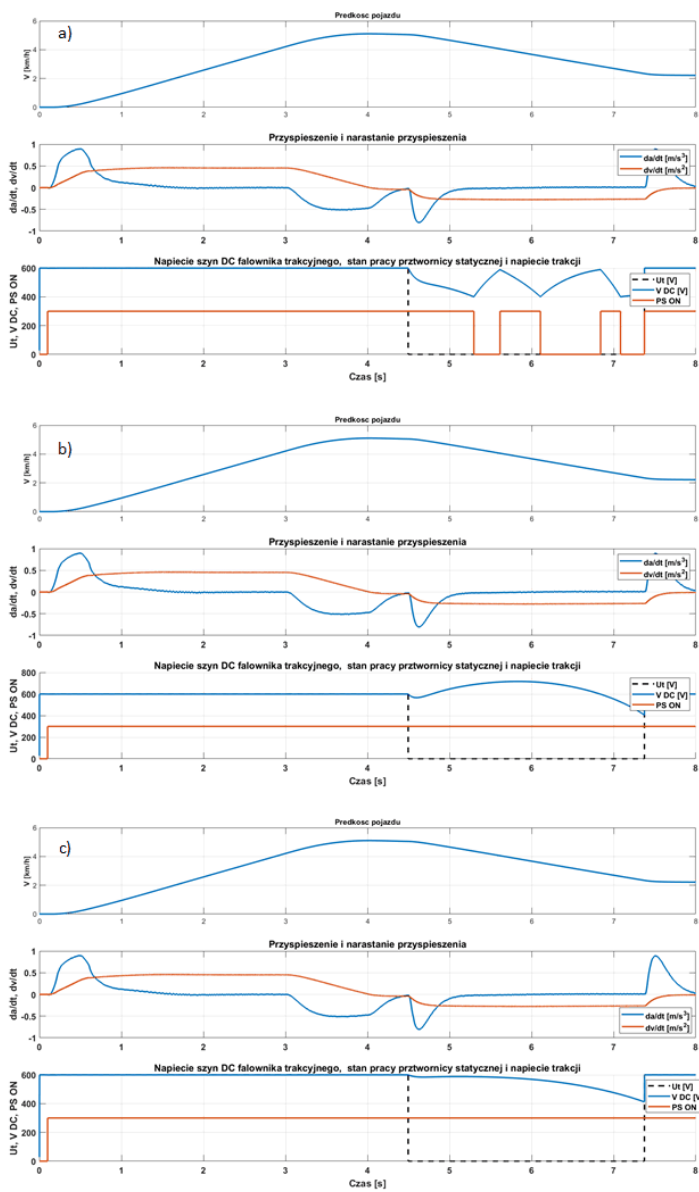
Parametr	Wartość	Jednostka
Parametry trolejbusu		
Masa trolejbusu	12900	[kg]
Gęstość powietrza	1,2	[kg/m ³]
Powierzchnia czołowa trolejbusu	7	[m ²]
Współczynnik oporu powietrza	0,4	
Współczynnik toczenia	0,01	
Promień dynamiczny koła	0,464	[m]
Pojemność szyny DC falownika	5	[mF]
Sprawność mostu napędowego	0,95	
Przełożenie mostu napędowego	6,2	
Parametry środowiskowe		
Nachylenie drogi	0	[%]
Prędkość wiatru	0	[m/s]
Parametry silnika trakcyjnego		
Moc znamionowa	175	[kW]
Napięcie znamionowe	400	[V]
Częstotliwość znamionowa	60	[Hz]
Parametr	Wartość	Jednostka
Moment bezwładności wirnika	3,5	[kgm ²]
Ilość par biegunów	3	
Parametry sieci trakcyjnej		
Napięcie znamionowe	600	[V]
Napięcie maksymalne	800	[V]
Napięcie minimalne	400	[400]

7. WYNIKI BADAŃ

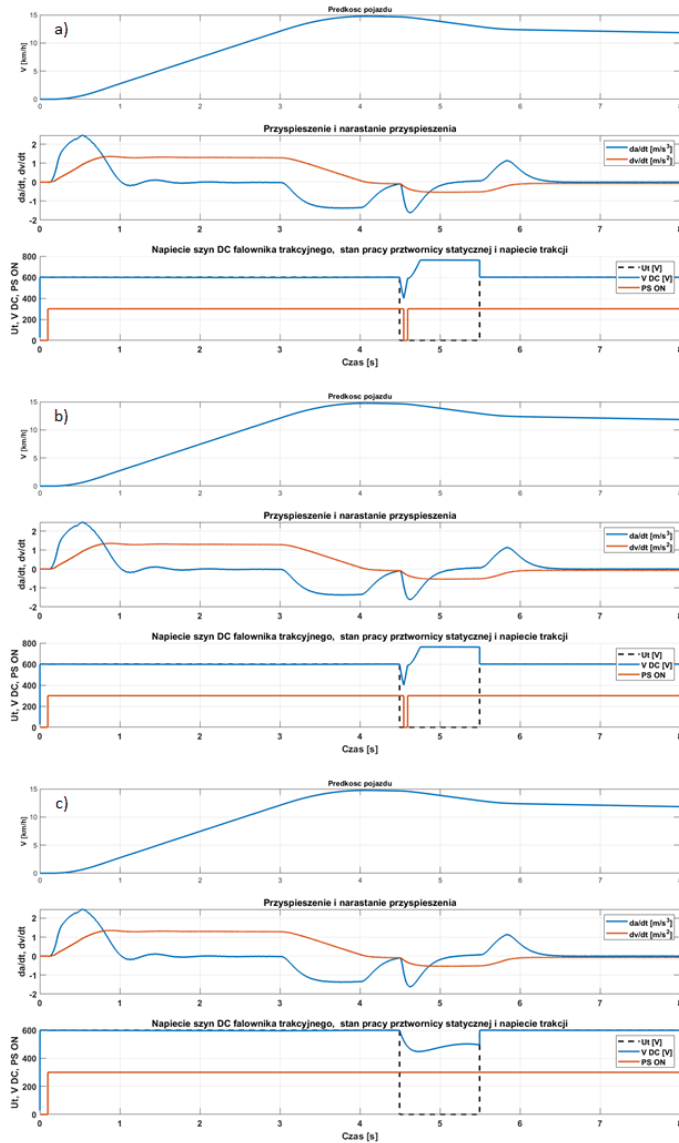
W celu sprawdzenia możliwości zasilenia urządzeń pomocniczych trolejbusu energią pochodzącą z rekuperacji silnikiem trakcyjnym [12], przeprowadzono symulację przejazdu trolejbusu przez izolator sieci trakcyjnej o długości 4 m przy prędkościach 5, 10, 15 oraz 20 km/h z zachowaniem warunków komfortu pasażerów. Przykładowe wyniki badań przedstawiono i opisano dla prędkości 5 km/h i 15 km/h.

Podczas obliczeń symulacyjnych, przy prędkości początkowej symulacji wynoszącej 5 km/h, moc pobierana przez urządzenia pomocnicze przy jakiej udało się podtrzymać ich pracę (PS ON na poziomie wysokim), podczas przejazdu przez izolator sieci trakcyjnej, wynosi 1 kW rysunek 7 a). Obciążając szynę DC falownika trakcyjnego mocą 2,2 kW nastąpiło obniżenie napięcia poniżej 400 V i wyłączenie się przetwornic zasilających urządzenia pomocnicze co przedstawia rysunek 7 b). Zwiększenie pojemności szyn DC falownika do wartości 20 mF spowodowało, że moc urządzeń pomocniczych zasilanych z szyny DC falownika trakcyjnego, zgodnie z rysunek. 7 c) można zwiększyć do 1,6 kW. Przy prędkości 5 km/h nie nastąpiło wytracanie energii na rezystorze hamowania.

Moc urządzeń pomocniczych, jaką udało się zasilić urządzenia pomocnicze trolejbusu przy prędkości początkowej 15 km/h, podczas przejazdu przez izolator, wynosi 11 kW rysunek 8 a). Wyplaszczenie przebiegu napięcia szyn DC falownika napięcia V DC wynika z wytracania energii na rezystorze hamowania powyżej 780 V. Przy obciążeniu szyn DC mocą 12 kW, jak na rysunek 8 b), ze względu na konieczność zapewnienia warunków komfortu pasażerskiego, niemożliwe było przyspieszenie narastania momentu hamującego, dlatego nastąpiło obniżenie napięcia szyn DC poniżej 400 V i wyłączenie przetwornic. W dalszej części przejazdu przez izolator sieci, nastąpiło wytracanie energii na rezystorze hamowania i załączenie się przetwornic zasilających urządzenia pomocnicze. Zwiększenie pojemności na szynach DC falownika trakcyjnego do wartości 20 mF rysunek 8 c) spowodowało, że moc zasilania urządzeń pomocniczych przy jakiej udało się podtrzymać ich pracę wzrosła do 20 kW.



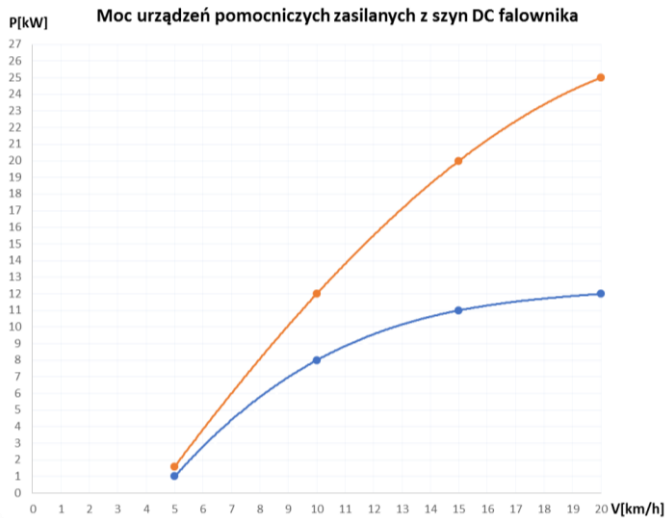
Rys. 7. Wyniki badań dla prędkości początkowej 5km/h oraz obciążenia:
 a) 1 kW $C_d = 5$ mF, b) 2,2 kW $C_d = 5$ mF, c) 1,6 kW $C_d = 20$ mF



Rys. 8. Wyniki badań dla prędkości początkowej 15km/h oraz obciążenia:
 a) 11 kW $C_d = 5$ mF, b) 12 kW $C_d = 5$ mF, c) 20 kW $C_d = 20$ mF

Podsumowaniem prowadzonych symulacji jest rysunek 9, który przedstawia funkcję mocy urządzeń pomocniczych w zależności od prędkości początkowej trolejbusu, przy której można podtrzymać ich pracę podczas przejazdu przez

izolator sekcyjny o długości 4 m przy pojemności szyn DC falownika trakcyjnego równej 10 mF oraz 20 mF i napięciu trakcji równym 600 V. Nachylenie charakterystyki wynika z przyjętego czasu reakcji układu, na wykrycie zaniku napięcia sieci trakcyjnej, równego 5 ms, jak również z ograniczeń od parametrów komfortu pasażerskiego, szczególnie od wartości narastania opóźnienia. Istotną rolę odgrywa również pojemność szyn DC falownika trakcyjnego. Ze względu na małą moc rekuperacji możliwą do uzyskania podczas hamowania przy prędkości 5 km/h, czterokrotne zwiększenie pojemności szyn DC falownika trakcyjnego nieznacznie zwiększa moc urządzeń możliwych do zasilenia podczas przejazdu przez izolator sieci trakcyjnej. Ze względu na konieczność zapewnienia warunków komfortu pasażerskiego, przy wyższych prędkościach, czterokrotne zwiększenie pojemności szyn DC falownika trakcyjnego ponad dwukrotnie zwiększa moc urządzeń pomocniczych, dla których zapewniona jest ciągłość pracy.



Rys. 9. Moc urządzeń pomocniczych zasilanych z szyn DC w zależności od prędkości przy pojemności na szynach DC falownika trakcyjnego równej 5 mF (linia niebieska) i 20 mF (linia pomarańczowa)

8. WNIOSKI

Celem badawczym niniejszej pracy jest analiza możliwości, skuteczności i niezawodności rozwiązania, w którym do zasilenia urządzeń pomocniczych

trolejbusu, wykorzystuje się energię pochodzącą z rekuperacji silnikiem trakcyjnym. Na podstawie przeprowadzonych badań rzeczywistych i badań modelowych wykazano, jaka jest dostępna do uzyskania moc w zależności od warunków trakcyjnych oraz pojemności szyn DC falownika trakcyjnego. Z przeprowadzonych badań symulacyjnych wynika jednak, że:

- moc urządzeń zasilanych z szyn DC falownika trakcyjnego maleje wraz z zmniejszaniem prędkości początkowej trolejbusu,
- parametrem, który determinuje moc urządzeń zasilanych z szyny DC falownika jest konieczność zachowania narastania przyspieszenia $da/dt \leq 1,5 \text{ m/s}^3$,
- przy prędkości 5 km/h nie jest możliwe zapewnienie zasilania układu wspomagania układu kierowniczego nawet po znaczącym zwiększeniu pojemności szyn DC falownika trakcyjnego,
- przy prędkości 15 i 20 km/h nie udało się podtrzymać pracy wszystkich urządzeń zasilanych przez przetwornicę statyczną, konieczne było czterokrotne zwiększenie pojemności szyn DC falownika trakcyjnego.

W związku z ciągłym zwiększaniem się zapotrzebowania na moc urządzeń pomocniczych zainstalowanych w trolejbusach, przeprowadzone badania wskazują, iż badana metoda podtrzymania pracy urządzeń pomocniczych podczas przejazdu przez izolatory sieci trakcyjnej jest skuteczna w ograniczonym zakresie prędkości jak i mocy zainstalowanych urządzeń. Powoduje to konieczność poszukiwania innych rozwiązań, które zapewnią w sposób niezawodny zasilanie trolejbusowych urządzeń pomocniczych, podczas przejazdów przez izolatory sekcyjne sieci trakcyjnej.

LITERATURA

- [1] Połom M., Piasecki A., Bartłomiejczyk M., *Charakterystyka autonomiczności trolejbusów – nowe doświadczenia w elektromobilności miejskiej*, Logistyka 4/2015, Poznań, Sieć Badawcza ŁUKASIEWICZ – Instytut Logistyki i Magazynowania, 2015
- [2] Holyszko P., Filipek P. Z., *Estimation of the Running Costs of Autonomous Energy Sources in Trolleybuses*, Journal of Ecological Engineering, nr 5. t. 17, PTIE, 2016.
- [3] Jarzyna W., Zielinski D., Holyszko P., *Battery-Supported Trolleybus Traction Network-a Component of the Municipal Smart Grid*, Environmental Engineering V, Leiden, CRC Press/Balkema, 2017

- [4] Jiang, Y., Liu J., Tian W., Shahidehpour M., Krishnamurthy M., *Energy harvesting for the electrification of railway stations: getting a charge from the regenerative braking of trains*, IEEE Electrification Magazine nr 3. t. 2, IEEE, 2014
- [5] Hołyszko P., *Ocena metod zapewnienia ciągłości pracy urzędzeń pomocniczych trolejbusu*, Wybrane zagadnienia z zakresu elektrotechniki, inżynierii biomedycznej i budownictwa: prace doktorantów Politechniki Lubelskiej, 2019
- [6] Gizinski Z., Gasiewski M., Mascibrodzki I., Zych M., Zymmer K., Zulawnik M., *Hybrid – type system of power supply for a trolleybus with an asynchronous moto*, 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, IEEE, 2008
- [7] Bartłomiejczyk M., Hołyszko P., Filipek P., *Measurement and analysis of transmission losses in the supply system of electrified transport*, Journal of Ecological Engineering, Nr 5. t. 17. PTIE, 2016
- [8] Ringdorfer M., Horn M., *Development of a wheel slip actuator controller for electric vehicles using energy recuperation and hydraulic brake control*, Paper presented at the IEEE International Conference on Control Applications (CCA), Denver, USA, IEEE, 2011
- [9] Dziubiński M., Siemionek E., Drozd A., Kołodziej S., Jarzyna W., *Analysis of energy consumption of public transport in Lublin*, Environmental Engineering V - Proceedings of the 5th National Congress of Environmental Engineering, 2017, pp. 293–298
- [10] Siemionek E., Dziubinski M., *Testing Energy Consumption in the Trolleybus and the Bus on a Chosen Public Transport Line in Lublin*, Advances in Science and Technology-Research Journal nr 26. t. 9, PTIE, 2015.
- [11] Hamacek Š., Bartłomiejczyk M., Hrbáč, R., Mišák S., Stýskala V. 2014. *Energy recovery effectiveness in trolleybus transport*, Electric Power Systems Research, t. 112, Elsevier BV, 2014
- [12] Thounthonga P., Rael S., Davat B., *Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications*, Journal of Power Sources, t. 193, Elsevier BV, 2009
- [13] Tazerart F., Mokrani Z., Rekioua D., Rekioua T. *Direct torque control implementation with losses minimization of induction motor for electric vehicle applications with high operating life of the battery*, International Journal of Hydrogen Energy 2015, nr 39. t. 40, Elsevier BV, 2015
- [14] Radulescu V., Strainescu I., Moroianu L. C., Serbu V., Tudor E., Gheorghe S., Goia C., et al. *Driving Equipments Made by Icp Saerp for Urban Electric Transport Vehicles*, Urban Transport XIV: Urban Transport and the Environment in the 21st Century. Wit Transactions on the Built Environment, t. 101, WITPress, 2008

PRACA WYSPOWA SIECI PROSUMENCKICH Z WYKORZYSTANIEM CZTEROPRZEWODOWEGO, HYBRYDOWEGO PRZEKSZTAŁNIKA Z MAGAZYNEM ENERGII

1. WSTĘP

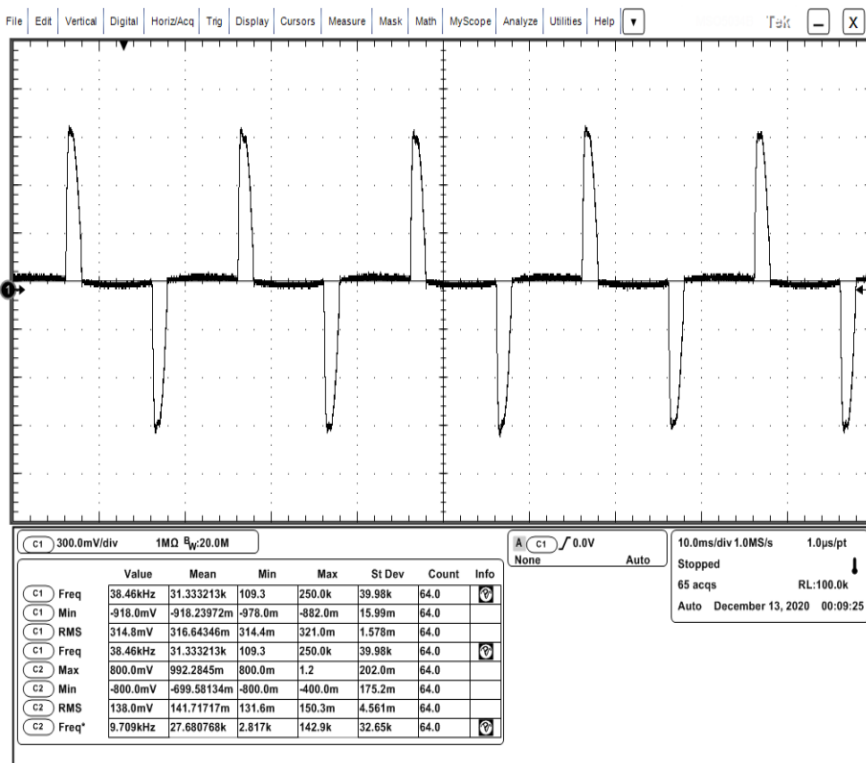
Lawinowo rosnąca liczba źródeł odnawialnych tj. ogniwa PV powodują znaczne pogorszenie stabilności sieci elektroenergetycznych. Coraz częstsze wyłączenia odbiorców są spowodowane przekroczeniami granicznego napięcia nN w sieciach dystrybucyjnych. Z wyżej wymienionego powodu prosumenci coraz częściej decydują się na zastosowanie przekształtników hybrydowych umożliwiających pracę wyspą [1,2]. W przypadku pracy wyspowej prosumenta, wymagane jest, aby źródło było galwanicznie odcięte od sieci elektroenergetycznej na granicy stron oraz aby algorytm sterowania przekształtnikiem utrzymywał THD napięcia poniżej określonym przez normy. Spełnienie drugiego kryterium może być problematyczne w przypadku występowania w wydzielonej sieci silnie nieliniowych odbiorów energii. Zatem powstaje potrzeba opracowania algorytmu sterowania przekształtnikiem czteroprzewodowym tak, aby nieliniowy charakter odbiorów miał ograniczony wpływ na THD napięcia generowanego na wyjściu przekształtnika. Celem niniejszego artykułu jest opracowanie algorytmu sterowania przekształtnikiem, który będzie w stanie warunki te spełnić. Rozpatrywanym rozwiązaniem jest algorytm oparty o regulatory proporcjonalno-rezonansowe oraz filtry pasmowo-zaporowe, których zadaniem jest selektywna eliminacja wyższych harmonicznych oraz niezależne kontrolowanie napięcia w każdej z faz z osobna. Przeprowadzono analizę układu sterowania oraz wyprowadzono opis

¹Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Napędów i Maszyn Elektrycznych

matematyczny regulator. Dodatkowo wykonano badania symulacyjne z wykorzystaniem środowiska Matlab/SIMULINK, dzięki którym odwzorowano układ pracy przekształtnika z siecią o silnej nieliniowości obciążenia poszczególnych faz.

2. STAN PRACY WYSPOWEJ ORAZ PROBLEMY ZWIĄZANE Z JAKOŚCIĄ ENERGII

Postępujący rozwój układów impulsowych oraz źródeł oświetlenia opartych o moduły LED przyczynia się w niektórych przypadkach do znacznego pogorszenia jakości energii elektrycznej w sieci dystrybucyjnej poprzez szpilkowy charakter poboru prądu (Rys. 1.).



Rys. 1. Przykładowy przebieg chwilowy poboru prądu przez odbiorniki: kuchenka mikrofalowa

Przyczyną takiej sytuacji jest fakt, że większość odbiorników energii małej mocy nie posiada układów kompensacji współczynnika mocy PFC, co powoduje impulsowy charakter pobór energii. Przeprowadzone pomiary THD prądu wybranych odbiorników przedstawiono w tabeli 1.

Tab. 1. Jednofazowe odbiorniki energii

	Moc czynna [W]	Prąd znamionowy [A]	Prąd rozruchowy [A]	THD_i [%]
Żarówka LED	25	0,10	0,22	83,0
Kuchenka mikrofalowa	2000	8,70	12,00	23,6
Odkurzacz	1500	6,52	7,40	15,0–70,0

Obecnie nie są prowadzone badania wpływu THD odbiorników energii na jakość napięcia w stanach pracy wyspowej instalacji prosumenckich. Ponadto nie rozważa się wpływu jakości napięcia na wyjściu przekształtnika na poprawność działania odbiorów energii oraz ich cykl życia spowodowany dewiacją parametrów jakościowych energii.

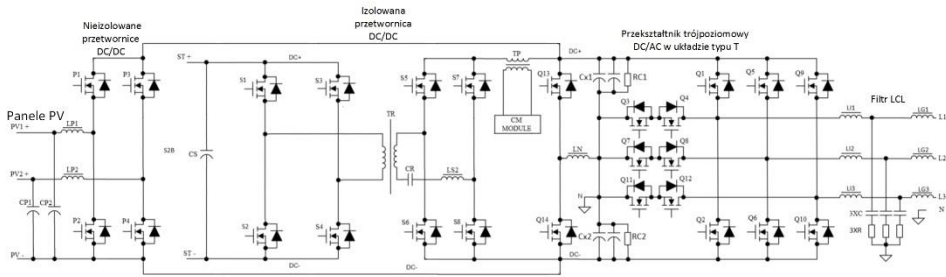
Dodatkowo stosowane na masową skalę przekształtniki PV nie posiadają możliwości zarządzania generacją mocy. Podstawowo realizują algorytm MPPT – śledzenia maksymalnego punktu mocy panelu fotowoltaicznego (ang. *maximum power point tracking*). Taka strategia jest korzystna z punktu widzenia ekonomicznego prosumenta, w przypadku gdy jest połączony z siecią dystrybucyjną, natomiast w przypadku pracy wyspowej priorytety muszą ulec zmianie. Aby umożliwić wpływanie przekształtnika na ilość energii wprowadzanej do wyspy konieczne jest wprowadzenie układu z zasobnikiem energii, który pełni rolę bufora, magazynującego nadmiarową ilość energii. Pozwala to na kontrolowanie napięcia w stanie pracy wyspowej, a nawet poprawianie THD napięcia. Rozwinięciem układu jednofazowego z buforowym magazynem energii jest rozbudowa do układu trójfazowego czteroprzewodowego. Dzięki takiemu rozwiązaniu możliwe jest nie tylko magazynowanie energii, ale też pozwala ono na indywidualną generację dla każdej z faz, co prowadzi do zmniejszenia niesymetrii między poszczególnymi fazami. Zastosowanie przekształtnika czteroprzewodowego daje techniczną możliwość

jednoczesnego dociążania fazy o najwyższym napięciu oraz generacji do fazy o najniższym napięciu. W takiej sytuacji można mówić o niezależnej pracy falownikowej faz przekształtnika, a nawet o odbiorze energii z faz, w których są dodatkowe źródła niesterowane. Powyższe rozwiązanie zostanie omówione w kolejnym rozdziale.

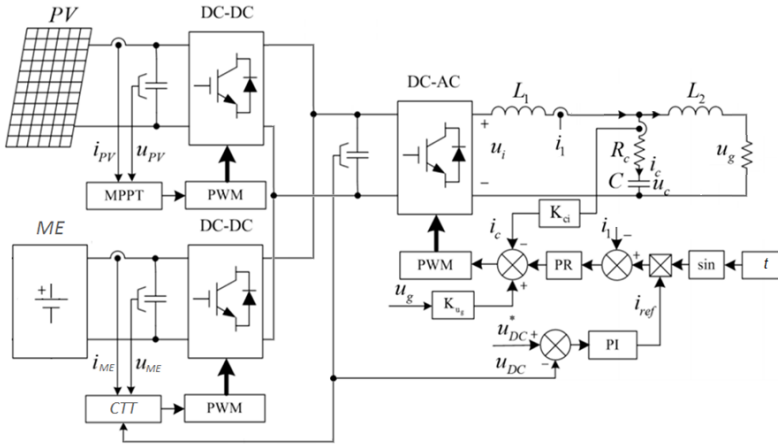
3. UKŁAD CZTEROPRZEWODOWEGO HYBRYDOWEGO PRZEKSZTAŁNIKA MULTIREZONANSOWEGO Z ALGORYTMEM PRACY WYSPOWEJ

Topologię hybrydowego przekształtnika z algorytmem multirezonansowym do pracy wyspowej przedstawiono na rysunek 2. Jest on zbudowany jest z przetwornic DC/DC podwyższających napięcie, stanowiących interfejs pomiędzy źródłami odnawialnymi PV, a główną szyną DC przekształtnika DC/AC. Równolegle do wyjścia tej przetwornicy dołączona jest dodatkowa izolowana przetwornica DC/DC w postaci dwóch mostków jednofazowych typu H połączonych poprzez transformator średniej częstotliwości. Układ ten stanowi interfejs pomiędzy główną szyną DC przekształtnika czteroprzewodowego a zasobnikiem elektrochemicznym lit-ion, dołączonym do zacisków ST+ i ST-. Przekształtnik DC/AC zrealizowany jest w postaci trójpoziomowej w układzie T [3]. Dodatkowo wprowadzono czwartą gałąź, pełniącą rolę przewodu neutralnego. Zrealizowana jest ona przez podzielenie napięcia szyny DC przekształtnika na dwie połowy poprzez połączenie szeregowo kondensatorów szyny DC Cx1, Cx2. Jednocześnie, środek szyny DC połączony jest poprzez indukcyjność LN do tranzystorów Q13, Q14. Dzięki temu możliwe jest utrzymywanie równych napięć, poprzez rozładowywanie pojemności Cx1 lub Cx2 z wykorzystaniem indukcyjności LN. Na wyjściu przekształtnika znajduje się filtr, którego zadaniem jest formowanie z napięcia trójpoziomowego napięcia jak najbardziej zbliżonego do przebiegu sinusoidalnego pierwszej harmonicznej.

Ze względu na fakt, że każda z faz przekształtnika ma być sterowana niezależnie do celów dalszej analizy i opracowania sposobu sterowania, układ uproszczono do układu jednofazowego, który następnie został trzykrotnie powielony podczas badań symulacyjnych.



Rys. 2. Układ hybrydowego przekształtnika DC/AC wraz z modułami DC/DC z w układzie trójfazowym – czteroprzewodowym



Rys. 3. Uproszczony algorytm sterowania przekształtnikiem – 1faza

Układ hybrydowego przekształtnika AC/DC wraz z magazynem energii lit-ion oraz panelem fotowoltaicznym PV przedstawiony jest na rysunku 3. W układzie tym zaprezentowane jest sterowanie dla napięcia jednofazowego w układzie pracy wyspowej. Aby zbudować układ sterowania trójfazowego, należy powielić algorytm sterowania jednofazowego, aby trzy napięcia sterowane były niezależnie oraz wprowadzić czwartą gałąź przekształtnika pełniącą rolę przewodu neutralnego. Do głównej szyny przekształtnika AC/DC dołączony jest równolegle poprzez niezależne przetwornice DC/DC łańcuch paneli fotowoltaicznych oraz elektrochemiczny magazyn energii lit-ion. Izolowana przetwornica DC/DC połączona do paneli PV sterowana jest poprzez algorytm MPPT [4], którego zadaniem jest maksymalizacja uzysku

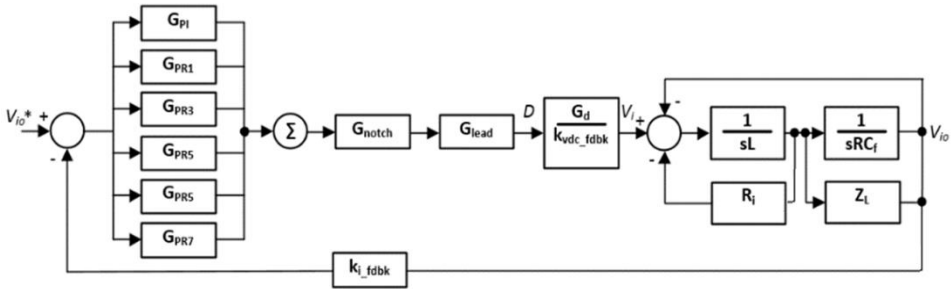
energetycznego. Aby zapewnić stałość parametrów napięcia głównej szyny przekształtnika DC/AC zastosowano dodatkową dwukierunkową izolowaną przetwornicę DC/DC, zapewniającą separację galwaniczną pomiędzy niskonapięciowym magazynem energii, a siecią elektroenergetyczną [5]. Podstawowe parametry układu zostały przedstawione w tabeli 2.

Tab. 2. Parametry układu hybrydowego przekształtnika AC/DC

Moc wyjściowa układu [kW]	6
Częstotliwość kluczenia modułów AC/DC [kHz]	20
Częstotliwość kluczenia modułów DC/DC [kHz]	60
Napięcie szyny DC przekształtnika [V]	750
Napięcie paneli fotowoltaicznych w stanie jałowym [V]	600
Znamionowe napięcie magazynu energii [V]	400
Pojemność szyny DC [mF]	1,6
Częstotliwość odcięcia filtra wyjściowego LCL [kHz]	4,6
THD _i (przy obciążeniu powyżej 50%) [%]	<1

Przetwornica DC/DC odpowiadająca za stabilizację napięcia szyny DC wraz z magazynem energii sterowana jest algorytmem podwójnego mostka aktywnego (ang. *Dual Active Bridge* – DAB) [6]. Podstawowym zadaniem tej przetwornicy jest utrzymanie stałego napięcia szyny przekształtnika czteroprzewodowego poprzez odbiór energii generowanej przez panele PV i nie przetwarzanej przez przekształtnik DC/AC lub dostarczenie energii, gdy jej ilość generowana przez panele fotowoltaiczne jest niewystarczająca do pokrycia bieżących potrzeb energetycznych wyspy. Zadaniem przekształtnika DC/AC jest dostarczanie energii o jak najlepszych parametrach do układu wyspowego. Z tego względu zastosowany jest filtr wyjściowy przekształtnika, drugiego rzędu LCL, dostrojony tak, aby eliminować zakłócenia pochodzące m.in. od przełączania kluczy tranzystorowych falownika trójpoziomowego. Aby możliwa była kontrola napięć na wyjściu przekształtnika wymagana jest referencja sygnału sterującego. Piłokształtny sygnał przyjmujący wartości w zakresie

$\langle 0, 2\pi \rangle$ jest przeliczany na referencyjny sygnał sinusoidalny o amplitudzie 1. Wartość referencyjna napięcia przekształtnika wyliczana jest na podstawie aktualnego napięcia szyny DC przekształtnika i przemnażana jest przez uprzednio wygenerowany sygnał sinusoidalny. Błąd napięcia wyjściowego przekształtnika eliminowany jest do zera poprzez zastosowanie regulatora proporcjonalno-rezonansowego [7], którego częstotliwość rezonansowa równa jest częstotliwości sieci elektroenergetycznej wyspy. W ten sposób wzmacniany jest tylko sygnał podstawowej harmonicznej. Ze względu na obecność wyższych harmonicznych powodowanych odbiorami nieliniowymi zaproponowano rozwiązanie regulatora multirezonansowego, który składa się z wielu regulatorów proporcjonalno-rezonansowych połączonych równolegle. Takie podejście przedstawia rysunek 4.

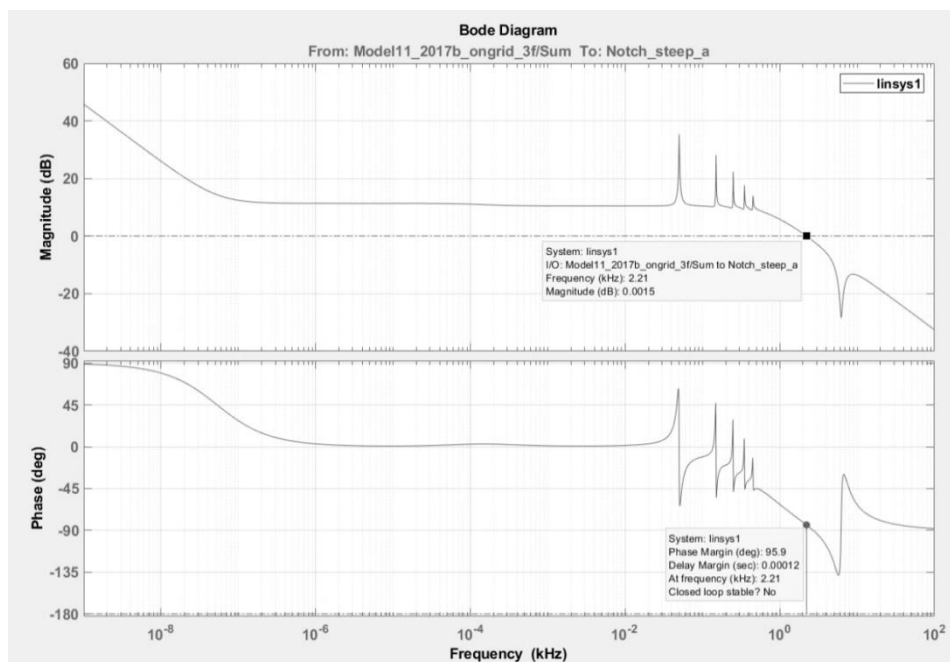


Rys. 4. Model matematyczny multirezonansowego sterowania przekształtnikiem w trybie pracywspowej. G_{PI} – regulator PI, G_{PR1-7} – regulatory proporcjonalno-rezonansowe poszczególnych harmoniczych, G_{notch} – filtr karbu, G_{lead} – kompensator lead-lag, $\frac{G_d}{k_{vdc_fdbk}}$ – wzmacnienie przekształtnika, $\frac{1}{sL}$, $\frac{1}{sRC_f}$, R_i, Z_L – poszczególne elementy filtru LCL, k_{i_fdbk} – pętla sprzężenia zwrotnego

Transmitancja operatorowa regulatora napięcia w układzie z rysunek 4. opisana jest następującym równaniem (od wejścia uchybu prądu do wyjścia do przekształtnika):

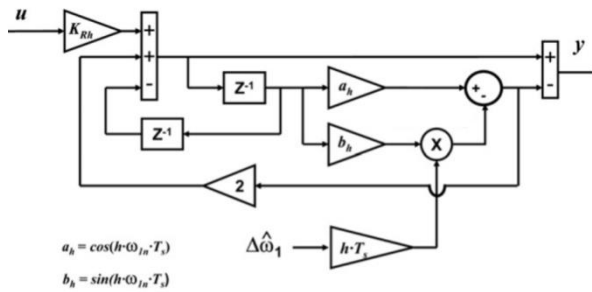
$$G_v = \left(K_p \frac{(s+z0)}{s} + K_{pl_1H} + \sum_{n=1}^N \frac{K_{il_nH} 2\omega_{rcl_nH} s}{s^2 + 2\omega_{rcl_nH} s + \omega_{o_nH}^2} \right) G_{notch} G_{Lead_Lag} \quad (1)$$

Na podstawie równania transmitancji operatorowej (1) wyznaczono charakterystykę amplitudowo-fazową układu sterowania uwzględniającą filtr wyjściowy przekształtnika (Rys. 5.).



Rys. 5. Charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowe obiektu ze sterowaniem multirezonansowym

Dla subharmonicznych i składowej DC sygnału układ ma charakter proporcjonalno-całkujący, natomiast charakterystycznym dla tego układu jest grzebień wzmocnień o ustalonych częstotliwościach. Grzebień ten odpowiada częstotliwościom charakterystycznym dla odbiorów nieliniowych: pierwszą, trzecią, piątą, siódmą i dziewiątą. Powyżej tych częstotliwości, układ ma charakter dolnoprzepustowy z dodatkowym filtrem przeciwwzбудzeniowym [8], który nastrojony jest na eliminowanie częstotliwości rezonansowej filtru LCL. W celu przeprowadzenia badań symulacyjnych prezentowany model został zdyskretyzowany i zaimplementowany w oprogramowaniu Matlab/SIMULINK. Na rysunku 6 przedstawiono jeden z regulatorów proporcjonalno-rezonansowych zaimplementowanych w wymienionym oprogramowaniu. Parametry poszczególnych regulatorów przyjęto tak, aby uzyskać maksymalne wzmocnienie harmonicznę dla określonej częstotliwości, przy jednoczesnym zachowaniu odpowiedniego zapasu stabilności układu.



$$C(z) = K_p + \sum_{h=1,3,5,7} K_{Rh} \cdot T_s \cdot \frac{1 - z^{-1}(a_h - h\Delta\hat{\omega}_1 T_s \cdot b_h)}{1 - 2 \cdot z^{-1}(a_h - h\Delta\hat{\omega}_1 T_s \cdot b_h) + z^{-2}}$$

Rys. 6. Implementacja cyfrowa algorytmu transmitancji rezonansowej GPR1

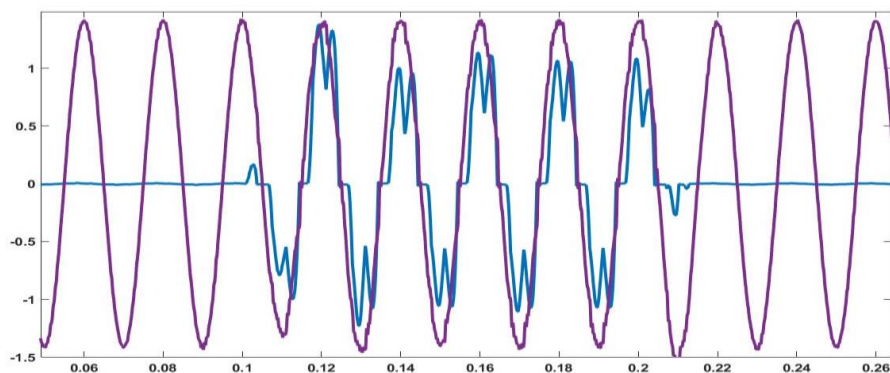
Zaproponowane rozwiązanie sterowania pozwala, w zależności od znaku uchybu regulacji napięcia na głównej szynie przekształtnika, oddawać energię do sieci elektroenergetycznej lub ją z niej pobierać. Zastosowanie sterowania multirezonansowego wraz z filtrem wyjściowym LCL zapewnia uzyskanie bardzo dobrej dynamiki układu, bardzo małego błędu ustalonego oraz THD_i na poziomie poniżej 5% przy obciążeniu powyżej 50% obciążenia znamionowego przekształtnika odbiorami silnie nieliniowymi.

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH

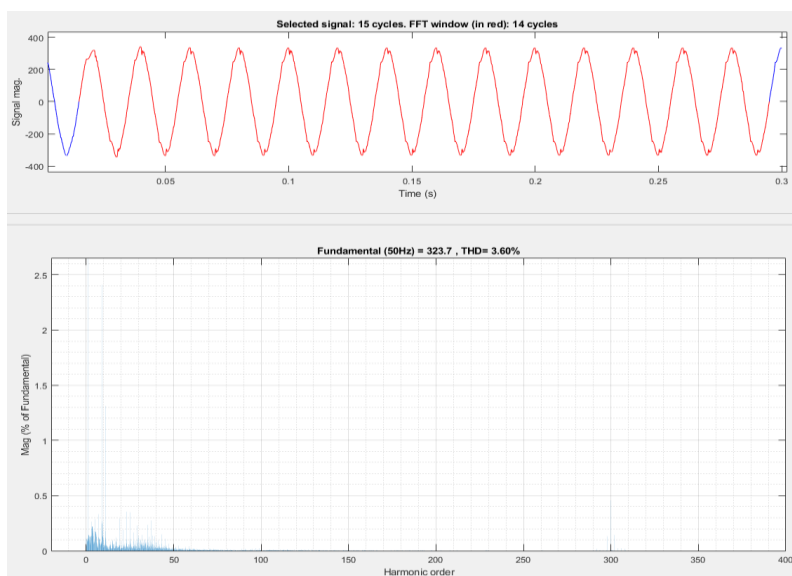
Zaproponowane rozwiązanie w postaci przekształtnika czteroprzewodowego wraz z regulatorem multirezonansowym zostało zaimplementowane w środowisku symulacyjnym Matlab/SIMULINK. Przeprowadzono badanie określające możliwość pracy wyspowej przekształtnika przy nieliniowym obciążeniu poszczególnych faz.

Rysunek 7. (patrz rys. na s.54) przedstawia przebiegi napięcia oraz prądu dla jednej fazy obciążonej odbiorem nieliniowym, prostownik 6D bez kompensacji.

Podczas badania dołączono do falownika odbiór, prostownik 6D. Z powodu zastosowania sterowania multirezonansowego uzyskano selektywną eliminację składowych przeciwnych (trzecią, piątą, siódmą i dziewiątą), co w konsekwencji ma przełożenie na bardzo wysoką dynamikę układu oraz wysoką jakość prądu, którą potwierdza niski współczynnik THD_u (Rys. 8).

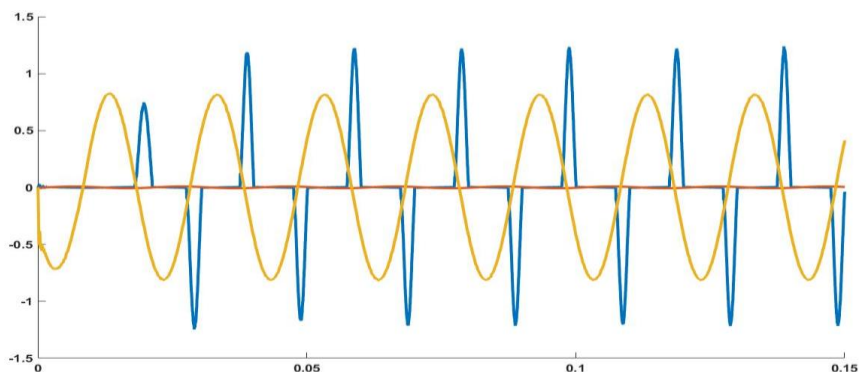


Rys. 7. Tryb pracy wyspowej z nieliniowym obciążeniem



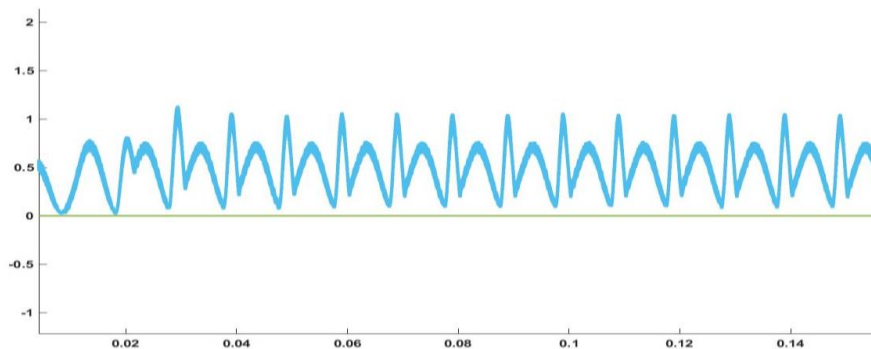
Rys. 8. Analiza THD napięcia w jednej fazie

Kolejnym badaniem było obciążenie poszczególnych faz przekształtnika odbiorami o odmiennych charakterystykach. Podczas badań doprowadzono do takiej sytuacji, że jedna z faz przekształtnika pracowała obciążona prostownikiem diodowym, a pozostałe dwie pracowały z obciążeniem rezystancyjnym o różnej wartości rezystancji.



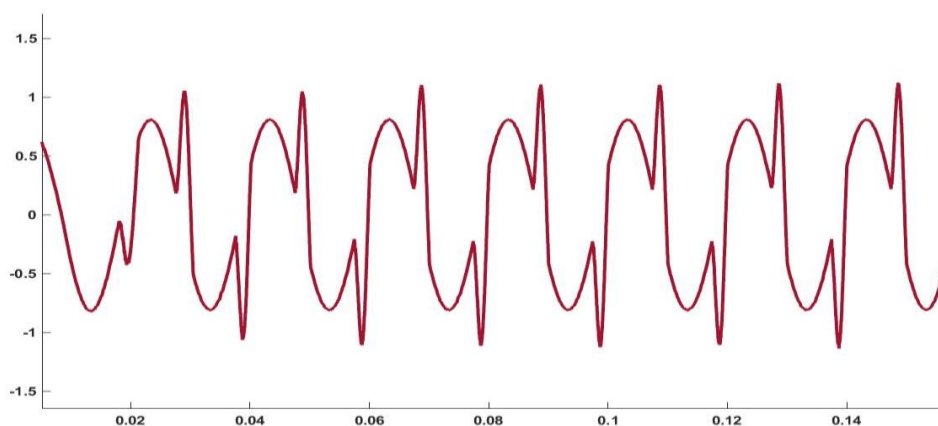
Rys. 9. Oscylogram prądów fazowych przekształtnika 3f-4p przy niesymetrycznym obciążeniu nieliniowymi odbiorami (tryb pracy wyspowej)

Konsekwencją pracy przekształtnika z takim obciążeniem są pulsacje prądu szyny DC przekształtnika DC/AC (Rys. 10). Taka pulsacja prądu w przypadku szyny DC o małej pojemności lub braku magazynu energii powodowałaby pulsacje napięcia i w konsekwencji zwiększoną liczbę harmonicznych na wyjściu, co mogłoby doprowadzić do niestabilnej pracy całego przekształtnika.



Rys. 10. Prąd szyny DC przekształtnika przy niesymetrycznym obciążeniu nieliniowymi odbiorami

Omawiany na rysunku 9 przypadek nie jest przypadkiem symetrycznym – suma prądów poszczególnych faz nie jest równa zero. Powoduje to przepływ prądu przewodem neutralnym czwartej gałęzi przekształtnika (Rys. 11.).



Rys. 11. Prąd przewodu N przekształtnika przy niesymetrycznym obciążeniu nieliniowymi odbiorami (tryb pracy wyspowej)

5. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono problematykę pracy wyspowej sieci nN z obciążeniem odbiorami o nieliniowych charakterystykach 6D, 4D. Analiza zagadnienia wykazała, że najczęściej występującym obciążeniem podczas pracy wyspowej sieci nN są odbiory niesymetryczne o nieliniowych charakterystykach. Praca typowego przekształtnika fotowoltaicznego z takim rodzajem odbiorów powoduje problemy takie jak: zwiększone napięcie w mniej obciążonych fazach, przekroczenie norm THD napięcia. W artykule zaprezentowano rozwiązanie problemu w postaci przekształtnika czteroprzewodowego wyposażonego w magazyn energii. Jako sterowanie zaproponowano implementację cyfrową multirezonansowego algorytmu sterowania. Słuszność zastosowania algorytmu potwierdzono wynikami symulacyjnymi. Dzięki algorytmowi eliminującemu poszczególne, charakterystyczne dla sieci niskiego napięcia harmoniczne uzyskano układ o bardzo niskim współczynniku THD_u wynoszącym mniej niż 3,6% dla obciążeń powyżej 50% obciążenia znamionowego. Praca wyspowa z tego typu odbiorami powoduje problemy, które nie występują w przypadku układów jednofazowych, lub trójfazowych symetrycznych. Jednym z takich mankamentów jest przepływ prądu z dużą zawartością harmoniczną przez przewód neutralny, ponieważ chwilowa suma prądów jest różna od zera.

Kolejnym problemem jest duża pulsacja prądu szyny DC przekształtnika. Takie warunki pracy wymuszają konieczność zastosowania nowych metod sterowania.

Przedstawiony w artykule przypadek nieliniowego obciążenia powodował przepływ prądu w przewodzie neutralnym o wartości skutecznej większej niż w poszczególnych fazach. Dlatego, aby przekształtnik zachował znamionowy prąd fazowy w tego typu przypadkach konieczne jest zwiększenie wydajności prądowej gałęzi przewodu neutralnego w stosunku do poszczególnych faz przekształtnika.

Pojawienie się pulsacji prądu na szynie DC stanowi istotny problem dla pracy przekształtnika w stanie pracy wyspowej z uwagi na ich niesinusoidalny przebieg, który jest wynikiem poboru silnie odkształconego prądu przez nieliniowe odbiory. Aby przekształtnik mógł poprawnie pracować koniecznym staje się dołożenie dodatkowej pojemności na szynie DC, która zmniejsza tętnienia napięcia szyny DC. Stwierdzono, że przedłużająca się praca takiego magazynu energii z prądem pulsującym prowadzi do przyspieszonej degradacji tego typu źródła elektrochemicznego. Sprawność takiego magazynu również może ulec obniżeniu, ponieważ procesy elektrochemiczne zachodzące w ogniwach lit-ion są obciążone dużą inercją, stąd wykazane szybkie zmiany prądu powodują wydzielanie się dużej ilości ciepła w wyniku dodatkowych strat w bateriach. Potencjalnym rozwiązaniem, wymagającym dalszych badań jest zastosowanie dodatkowej, równoległej przetwornicy DC/DC z buforem w postaci superkondensatora. Niestety, takie rozwiązanie znacząco komplikuje układ oraz zwiększa całkowity koszt instalacji prosumenckiej. Niemniej jednak prezentowane rozwiązanie stanowi alternatywę dla obecnych, niesterowanych układów prosumenckich i w przyszłości, z powodu dużej liczby źródeł generacji rozproszonej, może stać się niezbędne do zapewnienia ciągłej pracy odbiorów w stanie pracy wyspowej.

LITERATURA

- [1] Lasseter, R. H., *Microgrids and distributed generation*, Journal of Energy Engineering, vol. 133, pp. 144-149, 2007. Conference on Control Applications (CCA), Denver, USA, IEEE
- [2] Palizban, O., et al., *Active and reactive power control for a hybrid system with photovoltaic panel, wind turbine, fuel cells, electrolyzer and super capacitor in off-grid mode*, in Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), IEEE International Conference, pp. 404-408, 2011

- [3] Zielińska K., Zieliński D., *Influence of power converters on increasing the share of renewable energy sources*, ActaEnergetica, Gdańsk, ENERGSA SA. 2016
- [4] Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L. G., Wu B., Rodriguez J., Perez M. A., Leon J. I., *Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, nr 8. t. 57, IEEE, 2010
- [5] de Brito M. A. G., Galotto L., Sampaio L. P., e Melo G. d. A., Canesin C. A., *Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, nr 3. t. 60, IEEE, 2013
- [6] Innoue S., Akagi H., *A Bidirectional DC-DC Converter for an Energy Storage System with Galvanic Isolation*, IEEE Transactions on Power Electronics, nr 6. t. 22, IEEE, 2007
- [7] Jarzyna W., Zieliński D., Zielińska K., Fatyga K., *Reduction of voltage and power oscillation in the two-phase shorting of a grid inverter*, 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe), Warsaw, IEEE, 2017
- [8] Teodorescu, R., Blaabjerg F., Liserre M. Loh P.C. *Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*, IEE Proceedings-Electric Power Applications nr 153.5. IEEE, 2006

MOŻLIWOŚCI WYKORZYSTANIA METOD SYMULACYJNYCH W REKONFIGURACJI SIECI SN

1. WSTĘP

Współczesne systemy elektroenergetyczne z pewnością można zaliczyć do złożonych przedsięwzięć technicznych, przed którymi stawiane są wysokie wymagania takie jak: zachowanie dużej sprawności czy wysokiego stopnia niezawodności. Sprostanie tym wymaganiom i zapewnienie prawidłowego funkcjonowania systemu elektroenergetycznego wiąże się z koniecznością podejmowania różnych decyzji z zakresu kierowania i planowania pracą systemu elektroenergetycznego. W praktyce realizowane jest to poprzez prowadzenie analiz bieżących i przyszłych stanów pracy systemu elektroenergetycznego [2]. Analizy systemu elektroenergetycznego prowadzone są w oparciu o informacje charakteryzujące pracę systemu i jego poszczególnych elementów. Niezależnie od tego czy posiadamy wiarygodne czy niepewne informacje dotyczące funkcjonowania systemu elektroenergetycznego decyzje w sprawie kierowania pracą systemu są podejmowane zawsze. W realiach funkcjonowanie systemu elektroenergetycznego ma często charakter losowy i niektórych zjawisk występujących w systemie elektroenergetycznym z pewnością nie da się przewidzieć. W związku z tym pojawiają się pewnego rodzaju niepewności związane z określaniem warunków pracy systemu. Powszechnie stosowane podejście deterministyczne do prowadzenia analiz pracy systemu obecnie nie daje pełnego wyobrażenia o funkcjonowaniu systemu elektroenergetycznego. Świadomość braków w analizie wynikająca z stosowania podejścia deterministycznego skłania do rozszerzenia badań o analizy oparte na badaniach statystycznych i probabilistycznych.

¹Politechnika Lubelska, WEil, Katedra Elektroenergetyki

2. MODELOWANIE SYSTEMÓW ELEKTROENERGETYCZNYCH

Elektroenergetyka jest dziedziną, której jednym z podstawowych zadań jest analiza funkcjonowania systemu elektroenergetycznego i zjawisk w nim zachodzących. Występujące w rzeczywistości problemy związane z funkcjonowaniem systemu elektroenergetycznego rozwiązywane są w oparciu o matematyczne modele elementów systemu elektroenergetycznego. Powszechnie do opisu zjawisk i zachowań występujących w systemie elektroenergetycznym stosuje się dwa podstawowe modele:

- model deterministyczny,
- model stochastyczny (probabilistyczny).

W modelowaniu deterministycznym określonymu zjawisku jednoznacznie przypisuje się określony stan, który jest zależny głównie od parametrów wejściowych. Modelowanie deterministyczne sprowadza się do prowadzenia obliczeń parametrów sieciowych w ściśle określonych warunkach, które są kształtowane na podstawie dostępnych informacji czy wiedzy eksperckiej. Wykorzystywane metody deterministyczne są matematycznym sformułowaniem algorytmów obliczeniowych, które przetwarzają przygotowane dane wejściowe. Istotną wadą modelowania deterministycznego jest opieranie się na określonych założeniach początkowych i braku możliwości oddzielenia czynników głównych od przypadkowych. Niekiedy w modelowaniu deterministycznym stosuje się założenia upraszczające wynikające z dużej złożoności analizowanego zagadnienia. Modelowanie deterministyczne nie uwzględnia zmiennego charakteru analizowanego zjawiska, przez co wyniki analizy deterministycznej mogą być nieprecyzyjne lub obarczone błędem. Zwykle w modelowaniu deterministycznym dla określonego zjawiska przygotowuje się modele charakterystyczne, dla zapotrzebowania na moc stosuje się cztery modele:

- dolina letnia,
- szczyt letni,
- dolina zimowa,
- szczyt zimowy.

W modelowaniu probabilistycznym obliczenia prowadzi się w oparciu o zmienne losowe zamiast wielkości zdeterminowanych. Stosuje się opis probabilistyczny, który dla każdej analizowanej wielkości wymaga znajomości jej rozkładu prawdopodobieństwa. Modele probabilistyczne opisują zjawiska, które charakteryzują się dużą częstotliwością zmian, zjawiska, których

przedstawienie za pomocą podejścia deterministycznego było by niezwykle trudne bądź nie możliwe. Modele te tworzy się na gruncie teorii prawdopodobieństwa lub jako modele odzwierciedlające losowość zjawisk. W praktyce dla każdej analizowanej wielkości przygotowuje się opis probabilistyczny, który wymaga znajomości empirycznego rozkładu prawdopodobieństwa lub rodzaju funkcji prawdopodobieństwa z jej parametrami charakterystycznymi. Wymagana jest również odpowiednia populacja danych, której liczebność i wiarygodność pozwoli na postawienie hipotez statystycznych i ich weryfikację. Zwykle w modelowaniu probabilistycznym przygotowuje się zestaw modeli odzwierciedlających pracę systemu elektroenergetycznego w określonym czasie lub punktach czasu [11]. Dodatkowo przygotowywane są również modele charakterystyczne między innymi:

- poziomu generacji fotowoltaicznej,
- poziomu generacji wiatrowej,
- stanu pracy źródeł,
- salda wymiany międzysystemowej.

Charakter pracy współczesnych systemów elektroenergetycznych jest często zmienny. Wiele zjawisk zachodzących w systemie elektroenergetycznym podlega losowym zmianom uzależnionym od różnych czynników między innymi: aktualnego stanu sieci czy warunków atmosferycznych. Ze względu na trudność opisanie ich za pomocą klasycznych zależności analizę ich przeprowadza się z wykorzystaniem podejścia probabilistycznego [8]. Do tych wielkości zaliczyć możemy między innymi: nasłonecznienie, prędkość wiatru, kierunek wiatru, temperatura otoczenia, obciążenie sieci, napięcia w węzłach, moce zwarciovowe, łączenia synchroniczne i inne.

3. METODY SYMULACYJNE W ELEKTROENERGETYCE

W zależności od analizowanego zagadnienia z dziedziny elektroenergetyki badania symulacyjne mogą być realizowane z wykorzystaniem różnych metod symulacyjnych [7]. Powszechnie wykorzystywane są następujące metody:

- Monte Carlo (MC),
- Latin HyperCube Sampling (LHS),
- Latin Supercube Sampling (LSS),
- Uniform Design Sampling (UDS),
- Simple Random Sample (SRS).

- Adaptive Importance Sampling (AIS).

W zastosowaniach praktycznych najczęściej wykorzystywana jest metoda Monte Carlo i metoda Latin Hypercube Sampling. Metoda Monte Carlo (MC) jest liczbową metodą rozwiązywania bardzo złożonych problemów za pomocą modelowania zmiennych losowych. Opiera się na numerycznych obliczeniach z wykorzystaniem zmiennych losowych w charakterze próbek opisujących badany proces. Badania z wykorzystaniem metody Monte Carlo polegają na sformułowaniu modelu stochastycznego opisującego badane zjawisko i wielokrotnej realizacji modelu z wykorzystaniem wygenerowanych zmiennych losowych [5]. Monte Carlo nie jest konkretną metodą obliczeniową, lecz klasą zbliżonych do siebie metod symulacyjnych, które bazują na następującym algorytmie:

- definicja możliwych przestrzeni danych wejściowych,
- losowe określenie danych wejściowych z wyznaczonej przestrzeni,
- wykonanie obliczeń o charakterze probabilistycznym,
- agregacja uzyskanych wyników w końcowe rozwiązanie.

Metoda Monte Carlo jest powszechnie wykorzystywana w różnych dziedzinach nauki w tym w elektroenergetyce. Cechuje się prostotą, ogólnością i możliwością rozwiązywania bardzo złożonych problemów [6]. W dziedzinie elektroenergetyki jest wykorzystywana do rozwiązywania różnych zagadnień między innymi:

- obliczeń rozplywów mocy,
- planowania rozwoju sieci elektroenergetycznych,
- badaniach niezawodności sieci elektroenergetycznych.

Metoda Latin Hypercube Sampling (LHS) jest metodą symulacyjną, która stanowi alternatywę dla powszechnie wykorzystywanej metody Monte Carlo. Metoda ta należy do grupy metod losowania warstwowego, które mają na celu poprawę równomierności generowania liczb losowych [9,10]. Ponadto jest najczęściej wykorzystywaną metodą z grupy ze względu na dobry efekt wypełnienia przestrzeni i lepszą zbieżność w porównaniu z innymi metodami z grupy. Metoda LHS bazuje na algorytmie realizowanym w trzech krokach:

- podział badanej funkcji na P -przedziałów o jednakowym prawdopodobieństwie,
- losowy wybór przedziału i generowanie liczby X z przedziału,
- powtarzanie działań z kroku 2 dla wszystkich wyznaczonych przedziałów w kroku 1.

Metoda LHS jest często wykorzystywana w rozwiązywaniu wielu problemów z różnych dziedzin nauki. W elektroenergetyce jest często wykorzystywana do rozwiązywania zagadnień dotyczących:

- oceny ekonomicznej stanu sieci,
- prognozowaniu energii odnawialnych źródeł,
- badaniach niezawodności sieci elektroenergetycznych.

4. REKONFIGURACJA SIECI SN

Problematyka rekonfiguracji sieci elektroenergetycznych średniego napięcia jest zagadnieniem, które było przedmiotem wielu wnikliwych analiz i prac badawczych [1,3]. Pomimo iż zagadnienie to zostało dość dobrze opisane w literaturze nadal w obszarze tym prowadzone są badania w Polsce i na świecie, o czym świadczyć mogą prace [4,12]. Wskazuje to, że problematyka optymalnej konfiguracji sieci elektroenergetycznej średniego napięcia jest nadal istotnym zagadnieniem w dziedzinie elektroenergetyki gdyż utrzymanie optymalnej konfiguracji sieci elektroenergetycznej przyczynia się do:

- zmniejszenia strat mocy i energii,
- poprawy parametrów pracy sieci,
- poprawy niezawodności sieci,
- redukcji kosztów dystrybucji energii.

Badania nad problematyką rekonfiguracji sieci elektroenergetycznych średniego napięcia realizowano z wykorzystaniem różnych koncepcji. Początkowo do rozwiązania problemu wykorzystywano matematyczne zależności oparte na pochodnych funkcji, obecnie badania realizowane są w oparciu o algorytmy optymalizacyjne między innymi: algorytmy genetyczne, algorytmy ewolucyjne i inne algorytmy heurystyczne.

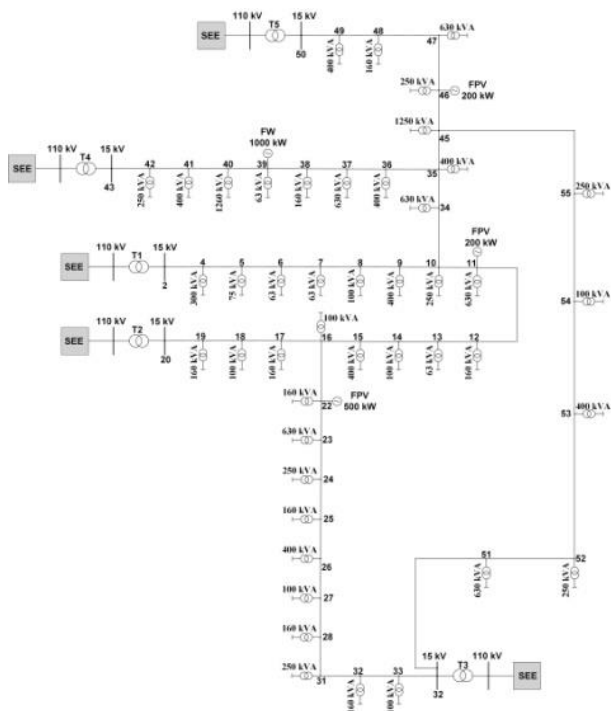
Współczesne sieci dystrybucyjne średnich napięć są bardzo rozbudowane, charakteryzują się licznymi odgałęzieniami i bardzo często współpracują ze źródłami generacji rozproszonej takimi jak farmy fotowoltaiczne czy farmy wiatrowe. Wzrost zapotrzebowania na energię elektryczną w połączeniu z dużą zmiennością mocy generowanej z odnawialnych źródeł energii powoduje bardzo dynamiczną pracę systemu elektroenergetycznego. Utrzymanie jednej optymalnej konfiguracji sieci elektroenergetycznej w takim przypadku jest praktycznie niemożliwe. Osiągnięcie korzyści wynikających z zastosowania optymalnej konfiguracji sieci

wymaga dynamicznej zmiany układu sieci w odpowiedzi na bieżące zapotrzebowanie. Dynamiczny charakter pracy współczesnych systemów elektroenergetycznych wymusza zmianę podejścia do prowadzenia badań nad optymalną konfiguracją sieci.

Dotychczas wykorzystywane podejście realizowane z zastosowaniem różnych algorytmów optymalizacyjnych należy uzupełnić o badania statystyczne lub probabilistyczne. Zastosowanie takiego podejścia umożliwi lepsze odwzorowanie pracy systemu elektroenergetycznego.

Przeprowadzono badania optymalizacyjne na zmodyfikowanym fragmencie sieci dystrybucyjnej średniego napięcia składającej się z 5 stacji GPZ 110/15 kV. Sieć zbudowana jest z 50 odcinków linii SN wykonanych przewodami AFL 6–70 o łącznej długości ponad 100 km. Sieć składa się z 45 węzłów i 50 odbiorów o łącznej mocy ponad 46 MW. Do sieci podłączone są cztery źródła energii odnawialnej w tym trzy farmy fotowoltaiczne o mocach: 0,3 MW, 0,5 MW oraz 0,7 MW a także farma wiatrowa o mocy 1 MW. Model sieci przyjętej do badań przedstawiono na rysunku 1.

Dla zamodelowanego fragmentu sieci dystrybucyjnej SN przeprowadzono proces rekonfiguracji sieci w środowisku MATLAB. Celem badań było wyznaczenie takiej konfiguracji sieci, w której straty mocy czynnej wyznaczone na podstawie analizy rozptyłów mocy są najmniejsze. Optymalizacja została przeprowadzona z wykorzystaniem algorytmu przeszukiwania kukułczego (ang. Cuckoo Search). W obliczeniach optymalizacyjnych został uwzględniony zmienny charakter obciążania i mocy generowanej z odnawialnych źródeł energii z wykorzystaniem metody symulacyjnej Monte Carlo. Badania przeprowadzono dla 3 różnych wariantów pracy sieci gdzie dla każdego z wariantów wykonano po 1000 obliczeń optymalizacyjnych. Zestawienie wariantów pracy sieci przedstawiono w tabeli 1 (patrz tab. na s. 63).



Rys 1. Model sieci przyjęty do badań

Tab. 1. Zestawienie wariantów pracy sieci

Opcja	Wariant I	Wariant II	Wariant III
A	X	X	X
B		X	X
C		X	
D	X		X

Oznaczenia:

A – źródło fotowoltaiczne o mocy 0,3 MW,

B – źródło fotowoltaiczne o mocy 0,5 MW,

C – źródło fotowoltaiczne o mocy 0,7 MW,

D – farma wiatrowa o mocy 1 MW.

Na podstawie otrzymanych wyników wyznaczono optymalną lokalizację punktów podziału sieci oraz straty mocy czynnej występujące przed i po optymalizacji. W modelu referencyjnym sieci znajduje się 5 punktów podziału,

które są niezmiennie i zlokalizowane są pomiędzy węzłami: 10–11, 17–18, 27–28, 34–35, 45–46.

5. WYNIKI

W pierwszym etapie badań optymalizacyjnych dla każdego z wariantów pracy sieci wyznaczono aktualne straty mocy czynnej, a następnie przeprowadzono proces optymalizacji. Zestawienie strat mocy czynnej przed i po optymalizacji dla każdego z wariantów pracy sieci przedstawiono w tabeli 2.

Tab. 2. Zestawienie straty mocy czynnej przed i po optymalizacji

Wariant pracy sieci	Straty mocy przed optymalizacją [kW]	Straty mocy po optymalizacji [kW]
Wariant I	64,8	49,0
Wariant II	89,1	72,0
Wariant III	158,2	140,1

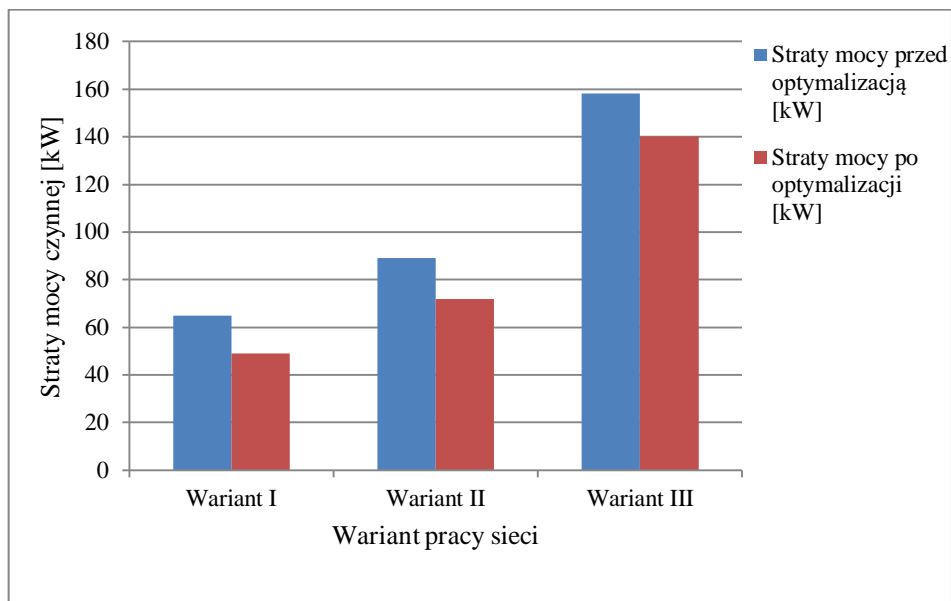
Dla każdego z wariantów pracy sieci wyznaczono optymalną lokalizację punktów podziału sieci. Zestawienie optymalnych miejsc podziału sieci przedstawiono w tabeli 3.

Tab. 3. Zestawienie optymalnych punktów podziału sieci

Wariant pracy sieci	L1	L2	L3	L4	L5
Wariant I	9–10	18–19	29–30	36–37	48–49
Wariant II	9–10	20–21	29–30	36–37	47–48
Wariant III	8–9	18–19	30–31	36–37	46–47

Analizując otrzymane wyniki badań optymalizacyjnych stwierdzić można, że optymalne miejsca punktów podziału sieci zmieniają się dynamicznie i są różne od pierwotnie przyjętych. Zmienność ta wynika głównie z zróżnicowanego obciążenia sieci i zmiennej generacji z odnawialnych źródeł energii. Zmiana konfiguracji sieci powoduje też obniżenie strat mocy czynnej w sieci, a zgodnie z podobnymi badaniami [12] umożliwia poprawę parametrów pracy sieci i redukcję kosztów związanych z dystrybucją energii elektrycznej.

Na rys. 2 przedstawiono w sposób graficzny zestawienie strat mocy czynnej przed i po optymalizacji dla każdego z wariantów pracy sieci.



Rys.2. Straty mocy dla poszczególnych wariantów pracy sieci

Przedstawione badania po raz kolejny potwierdzają, że utrzymanie jednej optymalnej konfiguracji sieci jest praktycznie niemożliwe. W każdym z analizowanych wariantów pracy sieci proces optymalizacji konfiguracji sieci umożliwił ograniczenie strat mocy czynnej przy zmianie punktów podziału sieci. W trzecim wariantcie pracy sieci optymalizacja konfiguracji sieci umożliwiła redukcję strat mocy czynnej o około 23% natomiast w pozostałych wariantach wartości były mniejsze. Wynikać to może z stosunkowo niewielkiego modelu sieci przyjętej do badań i małego nasycenia źródłami energii odnawialnej. Lokalizacja optymalnych punktów podziału sieci w każdym z wariantów pracy sieci zmienia się dość dynamicznie jednakże można dostrzec pewne strategiczne lokalizacje, które należałoby kontrolować i dokonywać przełączeń w celu zachowania optymalnej konfiguracji sieci. Obecnie nie stanowi to problemu ze względu na rozbudowane systemy zdalnego sterownia umożliwiające dynamiczną zmianę konfiguracji sieci.

6. PODSUMOWANIE

Współczesne systemy elektroenergetyczne często posiadają zmienny charakter pracy, przez co kierowanie i nadzorowanie pracą systemu staje się coraz bardziej utrudnione. Powszechnie wykorzystywane podejście deterministyczne do prowadzenia analiz funkcjonowania systemu elektroenergetycznego obecnie jest niewystarczające i często jest uzupełniane o analizy probabilistyczne. W artykule przedstawiono możliwości wykorzystania metod symulacyjnych w procesie rekonfiguracji sieci elektroenergetycznej średniego napięcia. W pierwszej części pracy przedstawiono dwa główne podejścia do modelowania systemów elektroenergetycznych oraz opisano najczęściej wykorzystywane metody symulacyjne w dziedzinie elektroenergetyki. W dalszej części artykułu przybliżono problematykę rekonfiguracji sieci elektroenergetycznej średniego napięcia i przeprowadzono badania optymalizacyjne na przygotowanym modelu sieci. Badania zrealizowano w środowisku MATLAB z wykorzystaniem algorytmu optymalizacyjnego Cuckoo Search dla trzech różnych wariantów pracy sieci. Prawdopodobieństwo generacji mocy o określonej wartości z odnawialnych źródeł energii określono za pomocą losowania metodą Monte Carlo. Dla każdego z wariantów pracy sieci wykonano obliczenia optymalizacyjne wyliczono straty mocy i wyznaczono lokalizację punktów podziału sieci. W każdym analizowanym przypadku zastosowanie optymalizacji umożliwiło ograniczenie strat mocy w sieci przy zastosowaniu wyznaczonej konfiguracji sieci. Zastosowanie metody symulacyjnej dało pełną reprezentację losowych wartości mocy generowanej z odnawialnych źródeł energii. Podsumowując uzyskane wyniki można stwierdzić, że podejście probabilistyczne do rozwiązywania problemów rekonfiguracji sieci średniego napięcia jest właściwe. Przy czym warto było by zweryfikować to podejście ma większym modelu sieci wykorzystując inne alternatywne metody symulacji.

LITERATURA

- [1] Bąchorek W., Brożek J., *Zastosowanie algorytmu ewolucyjnego w rekonfiguracji sieci dystrybucyjnej*. Poznan University of Technology Academic Journals 2014
- [2] Frąckowiak R., *Zagadnienia elektroenergetyki w ujęciu statystycznych i probabilistycznych badań*. Poznań 2013

- [3] Helt P., Zduńczyk P., *Możliwości optymalizacji konfiguracji rozległych sieci dystrybucyjnych SN i nN*. Przegląd Elektrotechniczny 2014
- [4] Kąkol A., *Wpływ wybranych koncepcji rekonfiguracji sieci średniego napięcia na poziom strat energii*. Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej Jastrzębia Góra 2017
- [5] Kubek P., Przygodzki M., *Wybrane aspekty wykorzystania elementów probabilistycznych w planowaniu rozwoju sieci przesyłowej*. Przegląd Elektrotechniczny 2018
- [6] Liu J., Dhen H., Yang F., *Reliability Evaluation of Distribution Network Power Supply Based on Improved Sampling Monte Carlo Method*. 5th Asia Conference on Power and Electrical Engineering 2020
- [7] Lubicki W., *Analiza wybranych probabilistycznych elementów planowania rozwoju sieci przesyłowej*. Praca doktorska Gliwice: 2017
- [8] Pijarski P., Miller P., Sidor K., *Probabilistic in power engineering. Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments 2018*
- [9] Przygodzki M., Lubicki W., *Wykorzystanie wybranych metod symulacyjnych w obliczeniach probabilistycznego rozptywu mocy*. Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej 2017
- [10] Przygodzki M., Lubicki W., *Wykorzystanie losowań metodą LHS do obliczeń probabilistycznego rozptywu mocy*. Acta Energetica 2017
- [11] Rink R., *Metoda statystyczno-stochastyczna analiz rozwoju sieci*. Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej 2016
- [12] Sidor K., Miller P., Pijarski P., *Zastosowanie optymalizacji konfiguracji sieci do redukcji kosztów strat energii elektrycznej*. Przegląd Elektrotechniczny 2019

TECHNOLOGIA STRUKTUR WYKAZUJĄCYCH ZJAWISKO GIGANTYCZNEGO MAGNETOOPORU

1. WSTĘP

Obecna postępująca robotyzacja i automatyzacja wszelkich procesów przemysłowych, jak i życia codziennego, do poprawnego działania wymaga wielu informacji o otoczeniu. Takie informacje muszą zostać dostarczone do systemów za pośrednictwem czujników, a więc przyrządów służących konwersji jednej wielkości na inną, według określonej funkcji. W przypadku systemów elektronicznych, informacje o otoczeniu tj. ciśnienie, temperatura, natężenie oświetlenia przekształcane zostają na wielkości elektryczne, będące dogodnymi do przesyłu danych, ich porównywania oraz analizy. Wielkościami tymi są najczęściej napięcie elektryczne, natężenie prądu elektrycznego i opór elektryczny.

Funkcjonowanie czujników możliwe jest dzięki przemyślanemu wykorzystaniu zjawisk fizycznych np. efektu piezoelektrycznego, rozszerzalności cieplnej materiałów, fotoprzewodnictwa itp. W przypadku pomiarów indukcji pola magnetycznego, najbardziej rozpowszechnionymi są czujniki bazujące na zjawisku Halla. Istnieje jednak szeroka grupa zjawisk, ogólnie określanych jako zjawiska magnetooporu, które także wykorzystywane są w celu wykrywania oraz pomiarów parametrów pola magnetycznego.

2. MAGNETOOPÓR

Zjawisko magnetooporu, określane także jako magnetorezystancja, jest zjawiskiem polegającym na zmianie rezystancji elektrycznej materiałów w obecności przyłożonego zewnętrznego pola magnetycznego. Zmiany te mogą

¹Politechnika Lubelska, Koło Naukowe „SEMICON”

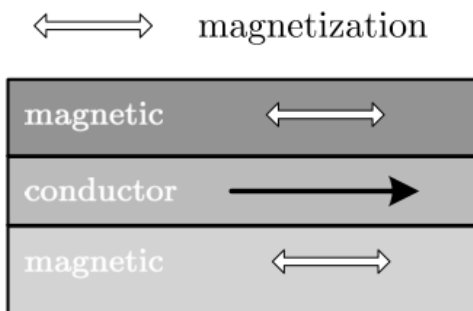
zachodzić w różnych materiałach i z różnym natężeniem, ponieważ istnieje wiele efektów, które określić można magnetorezystancją. Zwykły magnetoopor, odkryty w 1856 przez Williama Thompsona, występuje w metalach. Znacznie ciekawszym efektem, mającym realne możliwości wykorzystania w technice, był efekt anizotropowego magnetooporu (AMR – *Anisotropic Magnetoresistance*). Zmiany rezystancji w metalach ferromagnetycznych w przypadku anizotropowego magnetooporu zależne są od wartości indukcji przyłożonego pola magnetycznego, a także kąta pomiędzy wektorem indukcji pola magnetycznego a wektorem natężenia prądu elektrycznego przepływającego przez dany materiał. W przypadku zgodności zwrotów obu tych wektorów, rezystancja próbki rośnie, zaś gdy wektory te są prostopadłe – zauważalne jest zmniejszenie się wartości rezystancji próbki względem rezystancji początkowej.

3. GIGANTYCZNY MAGNETOOPÓR

W 1988 roku dwa niezależne zespoły z Francji oraz Niemiec odkryły zjawisko gigantycznego magnetooporu (GMR – *Giant magnetoresistance*). Jego nazwa wynika z faktu, iż wartości spadku rezystancji badanych struktur były znacznie większe niż dla zjawiska anizotropowego magnetooporu. W 2007 roku dwóch fizyków będących głównymi prowadzącymi badania nad gigantycznym magnetooporem, Albert Fert oraz Peter Grünberg, otrzymali nagrodę Nobla z dziedziny fizyki za to odkrycie [1], [12]. Wkład, jaki odkryty efekt wniósł w rozwój techniki i życie codzienne, zauważalny był w głównym zastosowaniu gigantycznej magnetorezystancji, którym były nowe głowice dysków twardych. Pozwoliły one znacznie zwiększyć gęstość zapisu danych [10]. Znane są także inne zjawiska magnetorezystancyjne jak tunelowy (TMR – *Tunnel magnetoresistance*) i kolosalny magnetoopor (CMR – *Colossal magnetoresistance*).

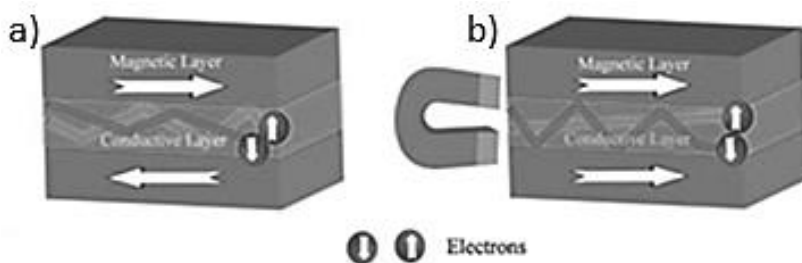
4. ZASADA DZIAŁANIA ZJAWISKA GMR

Zjawisko gigantycznego magnetooporu występuje w cienkowarstwowych strukturach naprzemiennych warstw ferromagnetycznych przedzielonych przez warstwy niemagnetyczne (paramagnetyki i diamagnetyki) [7]. Pojedyncza struktura warstwowa została przedstawiona na rysunku 1.



Rys. 2. Pojedyncza struktura wielowarstwowa GMR [6]

Warstwy ferromagnetyczne, jak i niemagnetyczne, muszą być wykonane z materiałów o wysokiej konduktancji. Strzałki na rysunku 1 wrysowane w obie warstwy ferromagnetyczne oznaczają kierunek namagnesowania poszczególnych warstw. Zmieniają się one zgodnie ze zwrotem dostatecznie silnego zewnętrznego pola magnetycznego. Zmiana kierunku namagnesowania poszczególnych warstw jest kluczowy dla występowania zjawiska gigantycznego magnetooporu. Opiera się ona na różnicy prawdopodobieństwa rozpraszania elektronów o spinie dolnym i górnym na granicy warstw oraz w warstwach ferromagnetycznych w zależności od zgodności z kierunkiem namagnesowania danej warstwy [9]. Rysunek 2 przedstawia pojedynczą strukturę w dwóch sytuacjach: a) bez przyłożonego zewnętrznego pola magnetycznego i b) z przyłożonym zewnętrznym polem magnetycznym.

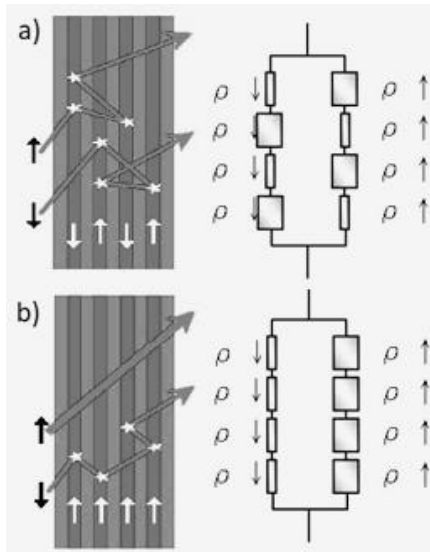


Rys. 3. Pojedyncza wielokrotna struktura cienkowarstwowa a) bez przyłożonego pola magnetycznego b) z przyłożonym polem magnetycznym [4]

Na rysunku 2a widać strukturę w domyślnej sytuacji. Zwroty kierunków namagnesowań warstw ferromagnetycznych są przeciwne. Stan ten uzyskiwany jest poprzez odpowiednie dobranie grubości warstwy środkowej, co skutkuje zachowaniem sprzężenia magnetycznego między obiema warstwami ferromagnetycznymi. Sprzężenie to może zostać przewyciężone zewnętrznym polem magnetycznym w wyniku czego jedna z warstw ferromagnetycznych, o zwrocie zgodnym z kierunkiem pola magnetycznego, zmienia swoje namagnesowanie (rysunek 2b). Na rysunku 2 przedstawiono również drogi elektronów w zależności od ich spinu. W przypadku działania wystarczająco silnego zewnętrznego pola magnetycznego, czyli tzw. konfiguracji równoległej warstw magnetycznych, elektrony o jednym spinie rozpraszane są zdecydowanie częściej niż elektrony o spinie odwrotnym.

5. DWUKANAŁOWY MODEL MOTTA

Wyniki eksperymentalne pomiarów zmian rezystancji tłumaczone mogą być przez tzw. dwukanałowy model transportu Motta (rysunek 3). W modelu tym przepływ elektronów zachodzi w dwóch osobnych kanałach dla każdego ze spinów elektronów.

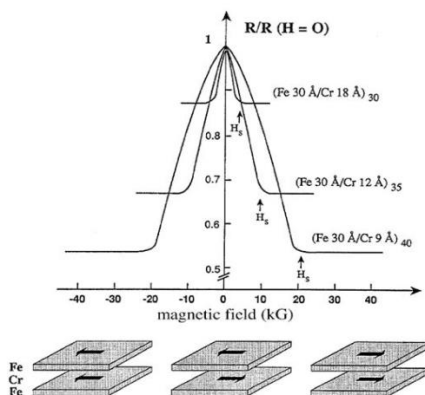


Rys. 3. Dwukanałowy model transportu Motta [14]

W konfiguracji antyrównoległej, przedstawionej na rysunku 3a, gdy naprzemienne warstwy ferromagnetyczne mają przeciwne zwroty namagnesowania, sumarycznie elektrony o różnych spinach rozpraszane są z takim samym prawdopodobieństwem. Na rysunku 3b przedstawiono konfigurację równoległą, w której przepływ elektronów o konkretnym spinie zachodzi z mniejszym prawdopodobieństwem rozproszenia niż elektronów o spinie odwrotnym. Rezystancja całkowita takiego układu jest mniejsza niż w domyślnym przypadku braku zewnętrznego pola magnetycznego działającego na strukturę. Konfiguracja antyrównoległa nazywa jest zatem stanem wysokooporowym, zaś idealna konfiguracja – stanem niskooporowym [2].

6. ZALEŻNOŚCI ZJAWISKA GIGANTYCZNEGO MAGNETOOPORU

Na rysunku 4 przedstawiono wykres pochodzący z pracy z 1988 roku, w której opublikowane zostały wyniki zespołu kierowanego przez jednego z noblistów – Alberta Fertę [12]. Zauważyć należy, że dla braku pola magnetycznego, wielowarstwowe struktury Fe/Cr/Fe odznaczają się maksymalną rezystancją. Wraz ze wzrostem wartości indukcji pola magnetycznego wartość rezystancji struktur spada i powyżej granicznej wartości indukcji zmniejszona wartość rezystancji pozostaje stała – jest to stan niskooporowy.

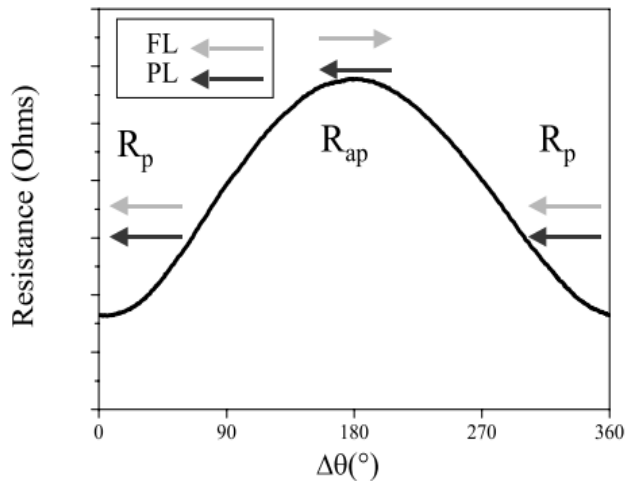


Rys. 4. Zależność spadku rezystancji od indukcji pola magnetycznego – wielokrotne struktury cienkowarstwowe [1]

Wartości współczynnika GMR, określanego jako stosunek spadku rezystancji w ramach efektu gigantycznego magnetooporu do rezystancji próbeki nieznanącej się w polu magnetycznym, zależą w dużej mierze od konstrukcji

struktury cienkowarstwowej. Kluczowym parametrem cienkowarstwowych struktur tego typu są grubości poszczególnych warstw struktury na poziomie pojedynczych nanometrów – szczególnie warstwy niemagnetycznej. Widoczne jest to na rysunku 4, gdzie współczynnik GMR osiąga większe wartości dla mniejszych grubości warstw chromu przedzielających warstwy żelaza [1]. Na wielkość efektu gigantycznego magnetooporu ma wpływ wiele innych czynników tj. temperatura otoczenia, materiały warstw, sieć krystalograficzna poszczególnych warstw, zastosowanie dodatkowych warstw itd. [11].

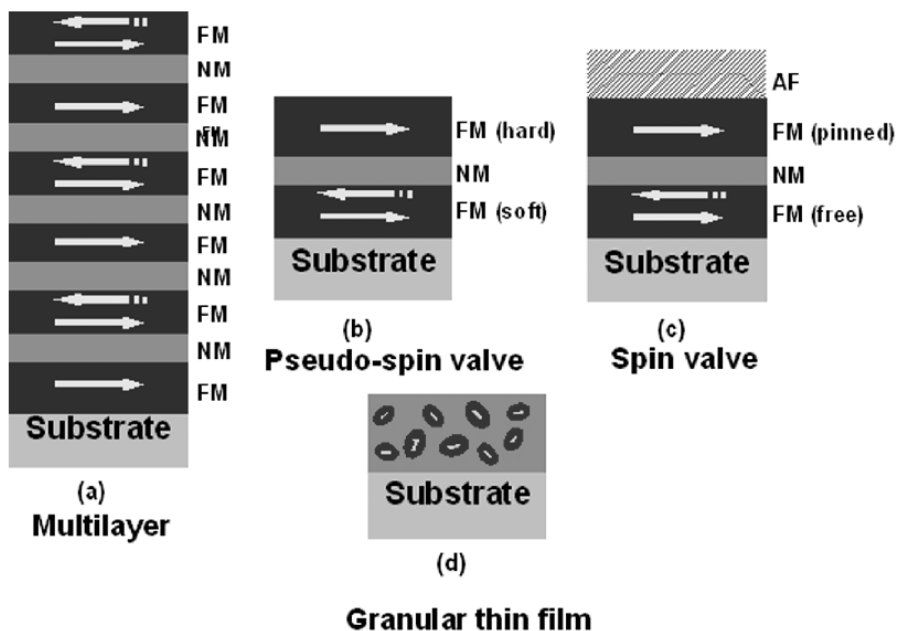
Między dwoma przedstawionymi już idealnymi stanami wysoko- i niskooporowym, rezystancja próbki zmienia się według funkcji przypominającej kształtem rozkład normalny. Na rysunku 5 przedstawiono zależność rezystancji struktury od kąta zawartego między wektorami namagnesowania warstw ferromagnetycznych w zaworze spinowym, będącym jedną z podstawowych struktur wykazujących występowanie gigantycznej magnetorezystancji [2].



Rys. 5. Zależność rezystancji struktury wielowarstwowej od kąta zawartego między wektorami namagnesowania warstw ferromagnetycznych w zaworze spinowym, R_{ap} – konfiguracja antyrównoległa, R_p – konfiguracja równoległa, FL, PL – kolejno pierwsza i druga warstwa ferromagnetyczna zaworu spinowego [2]

7. RODZAJE STRUKTUR GMR

Istnieje kilka głównych struktur wykazujących efekt gigantycznego magnetooporu. Przedstawione zostały one na rysunku 6. Pierwszą z nich jest struktura wielowarstwowa FM/NM/FM, gdzie FM oznacza warstwę ferromagnetyczną zaś NM oznacza warstwę niemagnetyczną. Zewnętrzne pole magnetyczne w założeniach ma zmieniać kierunek namagnesowania co drugiej warstwy ferromagnetycznej [3].

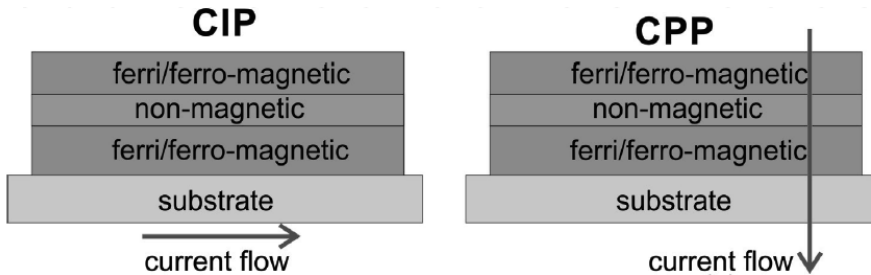


Rys. 6. Przekroje różnych struktur GMR [3]

Na rysunku 6c przedstawiono strukturę określaną jako zawór spinowy. Jest to pojedyncza struktura cienkowarstwowa FM/NM/FM z dodatkową warstwą antyferromagnetyczną (AF). Jej zastosowanie skutkuje powstaniem między nią a sąsiednią warstwą ferromagnetyku oddziaływania wymiennego. Dzięki temu jest pewność, że ta warstwa ferromagnetyczna, określana zamocowaną (ang. *pinnedlayer*), nie zmieni kierunku swojego namagnesowania, a to warstwa ‘wolna’ (ang. *freelayer*) poddaje się działaniu zewnętrznego pola magnetycznego [8]. Podobnie działać ma także pseudo zawór spinowy

przedstawiony na rysunku 6b. Zamiast zamocowania jednej z warstw za pomocą materiału antyferromagnetycznego jest ona wykonana z twardszego magnetycznie materiału, a więc przemagnesowanie tej warstwy musiałoby zajść w znacznie większym polu magnetycznym niż dla drugiej warstwy wykonanej z materiału bardziej miękkiego magnetycznie. Ostatnia ze struktur, przedstawiona na rysunku 6d, wykonana jest z materiału ceramicznego zawierającego ziarna ferromagnetyczne. Rozpraszanie elektronów zachodzi na granicy tych ziarn.

Nadmienić należy także, iż w technice stosowane są dwie główne geometrie struktur GMR: określane jako CIP (ang. *Current in Plane*) i CPP (ang. *Current Perpendicular to Plane*). Różnią się kierunkiem przepływu przez nie prądu elektrycznego, co zostało przedstawione na rysunku 7.



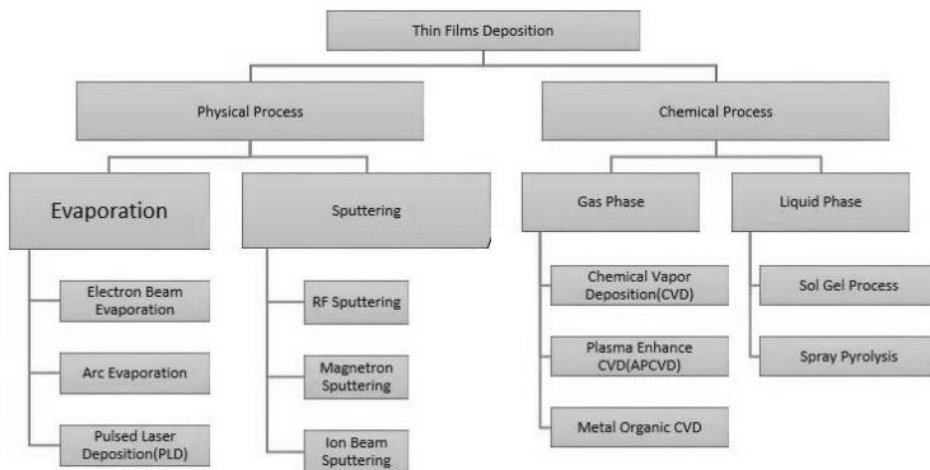
Rys. 7. Geometrie struktur GMR; CIP – Current in Plane, CPP – Current Perpendicular to Plane

Geometrie te wymagają zgoła innego zaprojektowania. W przypadku geometrii z prądem przepływającym wzdłuż płaszczyzn struktury, kluczowym parametrem, brany pod uwagę przy projektowaniu struktur, jest średnia droga swobodna elektronu, zaś dla geometrii CPP – długość dyfuzji spinu elektronu [9].

8. METODY WYTWARZANIA CIENKICH WARSTW

Obecnie znanych jest wiele metod wytwarzania cienkich warstw (Rys. 8). Główny podział metod wytwarzania cienkich warstw wynika z reakcji zachodzących podczas procesu tworzenia warstwy. Chemiczne osadzanie z fazy lotnej (*CVD – Chemical Vapor Deposition*) to grupa procesów, w których wykorzystywane są reakcje chemiczne. W przypadku struktur GMR znacznie częściej wykorzystywane są metody fizycznego napyłania z fazy lotnej

(PVD – *Physical Vapor Deposition*). W tej grupie metod nie wykorzystuje się reakcji chemicznych. Źródło napyłanego materiału z fazy stałej przechodzi do fazy gazowej, z której to postaci napyłane jest z powrotem w fazie stałej na przeznaczonym podłożu [15].



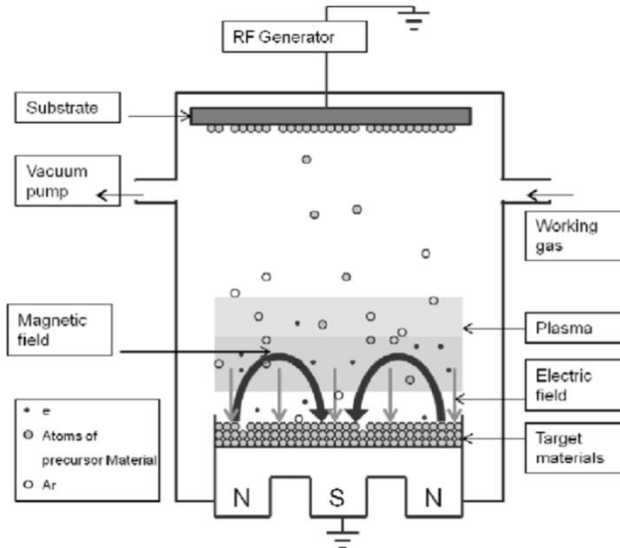
Rys. 8. Metody wytwarzania cienkich warstw [15]

Najpopularniejszymi metodami PVD są naporowywanie (ang. *evaporation*) i napyłanie, określane także rozpylaniem (ang. *sputtering*). Naporowywanie polega na odparowywaniu materiału ze źródła materiału zwanego targetem. Uzyskuje się to poprzez wytworzenie wysokiej próżni lub doprowadzenie targetu do wysokiej temperatury. Wśród metod rozpylania, głównymi są rozpylanie stałoprądowe, zmiennoprądowe oraz magnetronowe. Wszystkie te metody są jednocześnie rozpylaniami jonowymi.

9. NAPYLANIE MAGNETRONOWE

Napyłanie magnetronowe (ang. *magnetron sputtering*) jest napyłaniem próżniowym, gdyż w komorze podczas napyłania panuje wysoka próżnia. Tak jak w napyłaniu stałoprądowym i zmiennoprądowym, w komorze wytwarzane jest pole elektryczne o wysokim napięciu mające na celu uporządkowanie ruchu powstających w komorze jonów. Napyłanie magnetronowe różni się od wymienionych metod dodatkowym elementem, któremu zawdzięcza swoją nazwę. Elementem tym jest układ magnesów trwałych lub elektromagnesów

umieszczonych pod targetem. Na rysunku 9 przedstawiono schematycznie komorę napyłania podczas procesu wytwarzania nowej cienkiej warstwy.



Rys. 9. Komora napyłania magnetroneowego z zasilaniem zmiennoprądowym RF [7]

W procesie rozpyłania do komory z wytworzoną próżnią wprowadzany jest gaz obojętny, najczęściej jest to argon. W pobliżu targetu wytwarzana jest plazma wysokiej gęstości. Powstałe kationy argonu przyciągane są do targetu na skutek przyłożonego wysokiego napięcia elektrycznego. Uderzając w target, wybijają z niego cząsteczki materiału, które w dalszej kolejności osadzają się na podłożu tworząc oczekiwaną cienką warstwę. W magnetronie, elektrony powstałe w wyniku jonizacji oraz zderzeń cząsteczek argonu i materiału utrzymywane blisko powierzchni targetu dzięki zastosowaniu dodatkowego pola magnetycznego. Wzajemnie prostopadłe pole elektryczne i magnetyczne prowadzą bowiem do charakterystycznego drifu elektronów po torze śrubowym. Zastosowanie takiego rozwiązania powoduje zwiększenie częstotliwości zderzeń jonizujących i przekłada się na większą wydajność całego procesu rozpyłania [13].

Na wyposażeniu Politechniki Lubelskiej znajduje się napyłarka magnetroneowa NANO 36™ Kurt J. Lesker®. Na zdjęciu (Rys. 10) w dolnej części komory napyłania (po prawej) widoczne są dwa magnetry. Napyłarka ta ma możliwość napyłania z zasilaniem stałoprądowym (DC), jak i zmiennoprądowym (RF). W górnej części widoczny jest talerz z podłożem,

obracający się podczas procesu rozpylania, w celu uzyskania możliwie najbardziej jednolitej warstwy.



Rys. 10. Napylarka NANO 36™ Kurt J. Lesker® (po lewej), komora napyłania (po prawej)

10. PODSUMOWANIE

W pracy tej przedstawiono podstawowe kwestie związane ze zjawiskiem gigantycznego magnetooporu. Wyłumaczony został podstawowy mechanizm działania gigantycznej magnetorezystancji, opisane zostały główne struktury przejawiające te zjawisko oraz przytoczono sposoby otrzymywania cienkich warstw, w tym także struktur GMR. Szerzej opisany został proces napyłania magnotronowego z racji dostępu autora do tego rodzaju napyłarki oraz obecnie prowadzonych badań w tej tematyce. W przyszłości planowane jest wytwarzanie struktur cienkowarstwowych w celu badania wpływu parametrów technologicznych, materiałowych oraz konstrukcyjnych na zjawisko gigantycznego magnetooporu.

PODZIĘKOWANIE

Dofinansowano przez Ministra Edukacji i Nauki ze środków z budżetu państwa w ramach programu „Studenckie koła naukowe tworzą innowacje”.

LITERATURA

- [1] Baibich M., Broto J.M., Fert A., Guyen Van Dau F.N., Petroff F., Etienne P., Creuzet G., Friederich A., *Giant Magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr Magnetic Superlattices*, Physical Review Letters, Nr 61, 1988, s. 2472–2475
- [2] Johnson A., Spin Valve Systems for Angle Sensor Applications, 2004
- [3] Debakanta S., Kumar P. S. A., *Giant Magnetoresistance*, Resonance, Nr 13/2008, s. 343–354
- [4] Bryan Cox, Despina Davis, Niel Crews, Creating magnetic field sensors from GMR nanowire networks, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 203, 2013, s. 335–340
- [5] Bosco R., Van Den Beucken J., Leeuwenburgh S., Jansen J., *Surface Engineering for Bone Implants: A Trend from Passive to Active Surfaces*, Coatings, Nr 2(3), 2012, s. 95–119
- [6] Reig C., Cubells-Beltrán M., Muñoz D., *Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing*, Sensors, 9(10), 2009, s. 7919–7942
- [7] Szweczyk A., Wiśniewski A., Puźniak R., Szymczak H., *Magnetyzm i nadprzewodnictwo*, PWN, Warszawa, 2012
- [8] Albisetti, E., Scaramuzzi, G., Rinaldi, C., Cantoni, M., Bertacco, R., & Petti, D., *Temperature dependence of the magnetic properties of IrMn/CoFeB/Ru/CoFeB exchange biased synthetic antiferromagnets*, Materials, 13(2), 2020
- [9] Bakonyi, I., & Péter, L., *Electrodeposited multilayer films with giant magnetoresistance (GMR): Progress and problems*, Progress in Materials Science, 55(3), 2010, p. 107–245
- [10] Hirohata, A., Yamada, K., Nakatani, Y., Prejbeanu, L., Diény, B., Pirro, P., & Hillebrands, B., *Review on spintronics: Principles and device applications*, In Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Nr 509, 2020, Kuru, H., Kockar, H., & Alper, M., *Giant magnetoresistance (GMR) behavior of electrodeposited NiFe/Cu multilayers: Dependence of non-magnetic and magnetic layer thicknesses*, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Nr 444, 2017, s. 132–139.
- [11] Fert, A., *Nobel lecture: Origin, development, and future of*, Reviews of Modern Physics, Nr 80(4), 2008, s. 1517–1530
- [12] Waite, M. M., Chester, W., Glocker, D., *Sputtering Sources*, Society of Vacuum Coaters, 2010, s. 42–50
- [13] <http://research.ncku.edu.tw/re/articles/e/20071019/8.html> (8.03.2021)
- [14] <https://theeasyedu.com/thin-films-deposition-techniques/> (8.03.2021)

OPRACOWANIE TECHNOLOGII KONDENSATORÓW CIENKOWARSTWOWYCH WYKONANYCH Z GLINU I NIKLU

1. WSTĘP

Na przestrzeni ostatnich lat widoczne są diametralne zmiany w rozwoju pomiarowych urządzeń medycznych. Zapotrzebowanie na ciągły rozwój w tej dziedzinie wynika z wzrastającej liczby zachorowań na nieuleczalne choroby współczesnego świata. Dzięki rozwojowi mikroelektroniki oraz strategii ograniczania ilości testów na zwierzętach, opracowano nowe metody badawcze, których celem jest monitorowanie zmian zachodzących na poziomie molekularnym komórek na skutek bodźców zewnętrznych lub podanych środków farmakologicznych. Jedną z metod wykorzystywanych do oceny stanu hodowli komórkowej jest pomiar jej parametrów elektrycznych. Jest to technika całkowicie nieinwazyjna, przeprowadzana in-vitro. Ponadto, umożliwia względne określenie liczby komórek we wszystkich próbkach wykorzystanych w badaniu, dzięki temu uzyskiwane wyniki badań są dokładne i ilościowe.

Jedną z najpopularniejszych technik wykorzystujących pomiar parametrów elektrycznych jest detekcja impedancji między komórką a podłożem elektrycznym (*ang. Electric cell-substrate impedance sensing – ECIS*). Bazuje ona na pomiarze stosunku napięcia i prądu w obwodach prądu przemiennego, w którym wykorzystuje się sygnał sinusoidalny.

Niniejszy artykuł w całości poświęcony jest zagadnieniom związanym z technologią struktur do pomiarów w systemie ECIS. W pracy przedstawiona została cała sekwencja procesów mikroelektronicznych umożliwiających wytworzenie podłoża do hodowli komórek kompatybilnych ze stacją pomiarową

¹Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Koło Naukowe Elektroników i Mechatroników „SEMICON”

oraz wyniki przeprowadzonych eksperymentów z użyciem komórek ludzkich i odzwierzęcych.

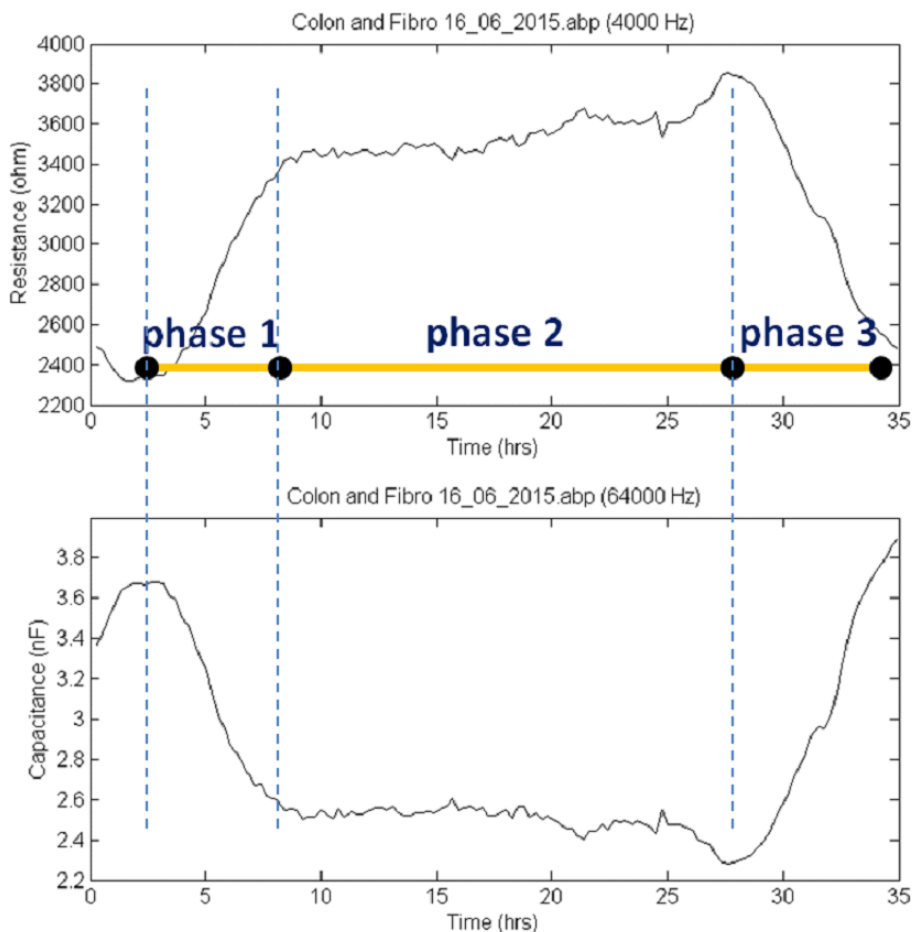
2. APARATURA ECIS[®] Z-THETA W BADANIACH FUNKCJI ŻYCIOWYCH KOMÓREK

W systemie ECIS[®] technika pomiaru impedancji komórek bazuje na zastosowaniu podłoża z materiału biokompatybilnego, na powierzchni którego znajduje się 8 studzienek z cienkowarstwowymi kondensatorami grzebieniowymi. Technika ta znalazła szerokie zastosowanie w badaniach. Dzięki możliwości oceny jakościowej określającej zachowanie się komórek, możliwe jest scharakteryzowanie badanych mikroorganizmów pod kątem ich zdolności, takich jak: namnażanie się, migracja, funkcje barierowe, skutki transdukcji, inwazyjność komórkowa, reakcję komórek na toksyny, efekt elektroporacji i wiele innych [1].

Badania wykonywane na powierzchni elektrod systemu ECIS[®] rozpoczynają się od naniesienia pożywki hodowlanej na powierzchnię elektrod. Następnie wprowadzana jest hodowla komórkowa, która wchodzi w fazę 1 swojego cyklu życiowego. W tej fazie, na skutek oddziaływania odpowiednio dobranej pożywki, komórki przyklejają się do dna studzienki i zaczynają rozrastać się oraz namnażać. Wzrost impedancji jest uzależniony od zmniejszającej się ilości wolnej przestrzeni na powierzchni kondensatorów przez nieprzewodzące błony komórek [2]. W fazie 2 komórki stabilizują się, czego efektem jest praktycznie niezmienna wartość impedancji. Minimalny wzrost bądź spadek wartości spowodowany jest przemieszczaniem się hodowli, a tym samym odkrywaniu wolnych przestrzeni na powierzchni elektrody. W fazie 3 występuje spadek rezystancji i analogicznie wzrost pojemności na skutek obumarcia komórek oraz utracie ich właściwości adhezyjnych względem podłoża [3]. Trzy fazy cyklu życia komórek zostały przedstawione na rysunku 1 za pomocą zmierzonych wartości rezystancji i pojemności w trakcie 35 godzin hodowli.

3. GLIN

Opracowanie podłoża testowego wymagało zaprojektowania rozmiaru elektrod kondensatora grzebieniowego o wielkości zbliżonej do rozmiaru komórek. W komercyjnych płytkach systemu ECIS[®] wykorzystywane są



Rys. 1. Wyniki pomiarów rezystancji ($f = 4$ kHz) i pojemności ($f = 64$ kHz) zmierzonych przy wykorzystaniu komercyjnego podłoża ECIS[®] [3]

wyłącznie podłoża z tereftalanu polietylenu (PET) lub poliwęglanu (PC) zawierające elektrody pomiarowe wykonywane ze złota lub platyny. Szerokie spektrum zastosowania aparatury ECIS[®] umożliwia również badanie wpływu metali ciężkich, których właściwości są inne niż metali biokompatybilnych na komórki żywe. Jednakże, aby możliwe było przeprowadzenie takich badań, konieczne było wytworzenie dedykowanych struktur pomiarowych z innych metali [4].

Podczas pierwszych prób wykonania zastępczych podłoży wykorzystano w pełni ulegające recyklingowi glin (aluminium), który jest najczęściej stosowanym materiałem niezależnym posiadającym szerokie spektrum zastosowań w przemyśle budowniczym oraz spożywczym [5]. Ponadto, na co dzień pewna jego ilość trafia bezpośrednio do organizmu człowieka wraz z wodą pitną, jedzeniem, lekami, kosmetykami oraz z naczyń i opakowań aluminiowych. Sam glin ma właściwości toksyczne dla człowieka, może przyczynić się do zaburzeń neurologicznych, demencji oraz wpłynąć na szybkość rozwoju choroby Alzheimera [6].



Rys. 2. Bryła glinu [7]

4. NIKIEL

W przypadku długotrwałego kontaktu z metalem, np. w implantach podskórnych, biokompatybilność odgrywa kluczowe znaczenie. Jednak w wielu przypadkach materiał ma krótkotrwały bezpośredni kontakt z pacjentem lub materiałem organicznym. W niniejszej pracy wykonano również podłoża testowe z elektrodami niklowymi.

Nikiel wraz ze swoimi stopami, ze względu na swoje właściwości elektryczne, znalazł szerokie zastosowanie w budowie mikroukładów elektronicznych. Dzięki wysokiej odporności na podwyższoną temperaturę chętnie wykorzystywany jest w procesach galwanicznych [8].

Postęp technologii wymagający nowych urządzeń do leczenia pacjentów doprowadził do opracowania metalowych sond neuronowych. Jedną z takich sond składa się z niklowego trzonu powstałego w procesie galwanizacji [4]. Dodatkowo, w celach diagnostycznych często konieczne jest otrzymanie podwyższonej temperatury. Aby sprostać tym wymaganiom, został opracowany mikrogrzejnik niklowy, który potrafi utrzymać temperaturę roboczą nawet w wysokości 250°C przez cały okres trwania eksperymentu [9]. Nikiel wykorzystywany jest również w systemie analizowania komórek CellTracks [10].



Rys. 3. Bryła niklu [11]

5. ZAŁOŻENIA PROJEKTOWE

Celem pracy było zaprojektowanie i wykonanie cienkowarstwowych kondensatorów grzebieniowych z metalizacją glinu i niklu, na których możliwe byłoby przeprowadzenie hodowli komórkowych przy użyciu aparatury ECIS®. Pierwszym etapem projektu było zapoznanie się z właściwościami surowca użytego na podłoże dla elektrod. Musiał on spełniać wymogi związane z wykorzystaniem go w aplikacjach elektronicznych i medycznych. Ponadto, konieczne było zaznajomienie się z ich reakcjami na poszczególne stymulanty. Najistotniejszym czynnikiem przy doborze podłoża jest obojętność organizmów żywych na niego oraz brak reakcji z odczynnikami chemicznymi stosowanymi w procesie fotolitografii. Ostatecznie, wybrany został poliwęglan (PC) o grubości 2 mm.

Drugim etapem było zaprojektowanie maski technologicznej. Po dokładnym przeanalizowaniu wzoru, zostały skomponowane kondensatory grzebieniowe, których szerokość pojedynczego palca i odległość między nimi wynosiła 200 μm .



Rys. 4. Zaprojektowany kondensator grzebieniowy o minimalnych szerokościach ścieżek wynoszących 200 μm

Trzecim etapem projektu było osadzenie cienkiej warstwy metalu na podłożu poliwęglanowym. Proces został przeprowadzony w napylarce NANO 36TM firmy Kurt J. Lesker[®] znajdującej się w Katedrze Elektroniki i Technik Informatycznych Politechniki Lubelskiej.

W ostatnim etapie wykonania urządzenia zostało zaplanowane przeprowadzenie fotolitografii w celu odwzorowania kształtu kondensatorów. Zastosowano metody naświetlania pozytywowego i negatywowego po nałożeniu emulsji światłoczułej oraz wywołanie i wytrawienie wzoru warstwy metalizacji. Na uzyskane podłoża zostały przyklejone studzienki na pożywkę hodowlaną za pomocą biokompatybilnego kleju.

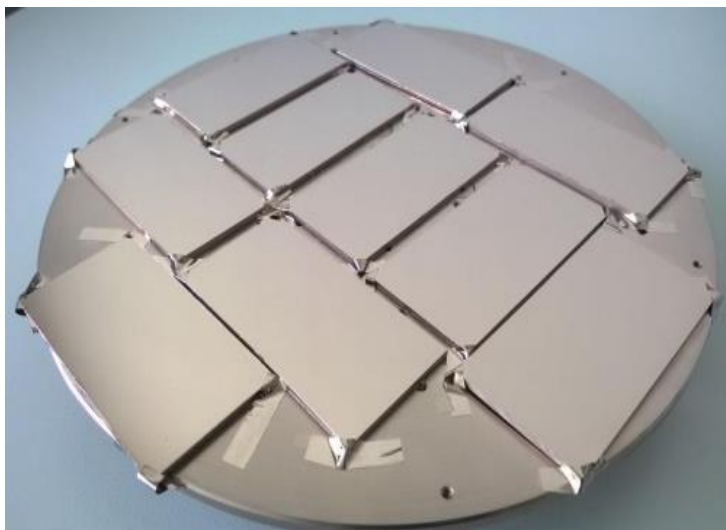
6. OSADZANIE CIENKIEJ WARSTWY GLINU I NIKLU

Po docięciu płytek poliwęglanowych do rozmiarów komercyjnej płytki systemu ECIS[®] zostały osadzone warstwy aluminium i niklu o grubości 100 μm . Osadzenie warstwy metalizacji zostało przeprowadzone w procesie rozpylania magnetronowego. Proces opiera się na zjawisku parowania cząstek materiału pod wpływem zjonizowanej energii pola elektrycznego gazów obojętnych. W tym przypadku, temperatura procesu nie przekraczała 70°C, aby nie doprowadzić do polimeryzacji bądź topnienia poliwęglanu.



Rys. 5. Podłoża poliwęglanowe z osadzoną warstwą glinu

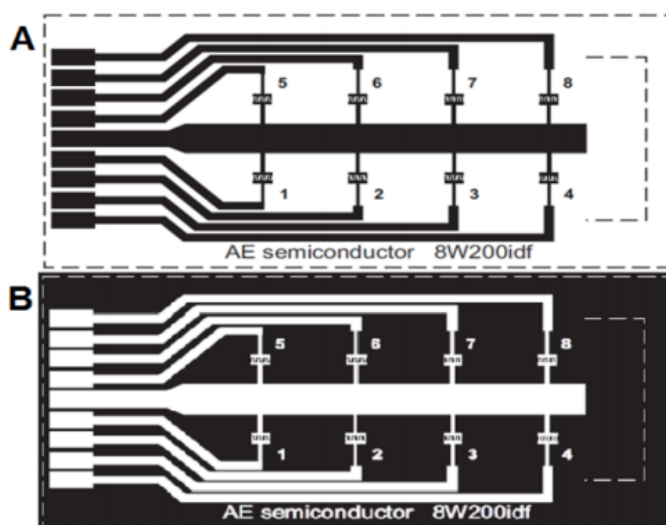
Proces napylenia cienkiej warstwy metalu został przeprowadzony oddzielnie dla glinu i oddzielnie dla niklu. W obu przypadkach, w pierwszej kolejności podłoża podstawowe zostały umieszczone na obrotowym talerzu, a źródło materiału (ang. target) zostało zamocowane w komorze procesowej. Po uzyskaniu odpowiednio wysokiej próżni rozpoczęto proces rozpylania magnetronowego.



Rys. 6. Podłoża poliwęglanowe z osadzoną warstwą niklu

7. MASKI TECHNOLOGICZNE

Do zaprojektowania i wytworzenia elektrod konieczne było zastosowanie technologii mikroelektronicznych, aby ich wielkość odpowiadała wielkości komórek biologicznych. Maski technologiczne inspirowane były matrycą 8W10E i zawierały 8 kondensatorów grzebieniowych. Ponadto, ich projekt przewidywał możliwość przeprowadzenia procesów fotolitografii zarówno metodą pozytywową, jak i negatywową. Kształt i wymiary pól kontaktowych i ścieżek elektrycznych zaprojektowane zostały w programie graficznym CAD (ang. *Computer Aided Design*), a następnie wydrukowane na przezroczystej folii drukarskiej. Na rysunku 7 przedstawione zostały finalne wzory masek technologicznych.



Rys. 7. Maski technologiczne wykorzystywane w procesie fotolitografii metodą pozytywową (A) i negatywową (B)

8. TRAWIENIE EMULSJI ŚWIATŁOCZULEJ I ALUMINIUM

Trawienie jest niezbędnym etapem procesu odwzorowania kształtów, umożliwia usunięcie zbędnej warstwy metalu na obszarach nie pokrytych emulsją światłoczułą. Jakość trawienia uzależniona jest od składu chemicznego

i temperatury kąpiele. Podczas pierwszych próby przeprowadzenia procesu fotolitografii na wcześniej przygotowanych warstwach aluminium wykorzystano emulsję światłoczułą *POSITIV 20*. Następnie, docisnięto pozytywową maskę technologiczną do powierzchni płytki i poddano ją działaniu promieniowania ultrafioletowego przez 30 sekund. Po odwzorowaniu wzoru maski płytka została zanurzona w metakrzemianie sodu w celu usunięcia zbędnego materiału. Pierwsza próba okazała się nieudana, ponieważ cała emulsja odpadła ze względu na zbyt cienką warstwę pozostawiając niepokrytą płytkę poliwęglanową (Rys. 8).



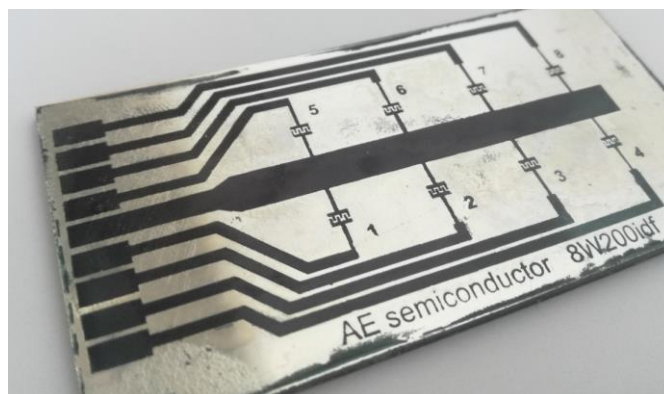
Rys. 8. Pierwsza próba przeprowadzenia fotolitografii na warstwie aluminium

Druga próba została przeprowadzona również przy użyciu metakrzemianu sodu. Tym razem zastosowano podwójną warstwę fotorezystu, która została naświetlona światłem UV przez 15 sekund. Uzyskano wzór doprowadzeni elektrycznych, których warstwa była wciąż zbyt cienka.



Rys. 9. Druga próba przeprowadzenia fotolitografii na warstwie aluminium

Podczas ostatniej próby zastosowano negatywową maskę technologiczną, jedną grubą warstwę fotorezystu i 30 sekundowe naświetlanie. Wzór został wywołany za pomocą uniwersalnego wywoływacza nie zawierającego w składzie wodorotlenku sodu. Emulsja została poddana dwukrotnemu trawieniu, ponieważ metakrzemian sodu był zbyt mało skuteczny. Dodatkowo, przed jej nałożeniem płytki z warstwą glinu zostały dokładnie umyte w myjce ultradźwiękowej. Efektem końcowym były podłoża z warstwą aluminium oraz widocznym wzorem elektrod (Rys. 10).



Rys. 10. Trzecia próba przeprowadzenia fotolitografii na warstwie aluminium

Przed przystąpieniem do doklejenia studzierek na pożywkę hodowlaną, kształt i jakość kondensatorów grzebieniowych sprawdzana jest pod mikroskopem. Na rysunku 11 przedstawiony został pojedynczy kondensator.

Mimo, zadowalającego efektu końcowego w pierwszym etapie kontroli jakościowej, obraz elektrod w przybliżeniu nie był dobry. Warstwa aluminium uległa pofałdowaniu, a kształt kondensatorów zniszczeniu.

Ze względu na brak dostępnych w laboratorium odczynników chemicznych umożliwiających przeprowadzenie trawienia warstwy aluminium nie podjęto kolejnych prób wykonania podłoży.



Rys. 11. Obraz pojedynczego kondensatora grzebieniowego z aluminium

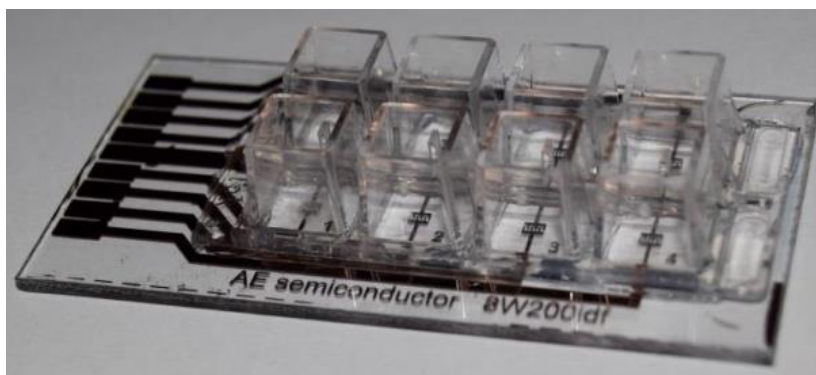
9. TRAWIENIE EMULSJI ŚWIATŁOCZULEJ I NIKLU ORAZ MONTAŻ POJEMNIKÓW NA POŻYWKĘ HODOWLANĄ

Analogicznie jak w przypadku pierwszej próby przeprowadzenia fotolitografii na warstwie aluminium, na warstwę niklu została napylna warstwa emulsji światłoczułej *POSITIV 20* oraz odstawiona do ciemni na okres zalecany przez producenta. Na podłoża została nałożona pozytywowa maska technologiczna, a następnie poddano je działaniu promieniowania UV przez maskę w czasie 40–90 sekund w zależności od grubości warstwy emulsji. Płytki z odwzorowanym układem zostały zanurzone w uniwersalnym wywoływaczu AGT-087 firmy TermoPlast® oraz poddano je działaniu wytrawiacza B375.

Najważniejszym czynnikiem procesu było utrzymanie stałej temperatury kąpeli, w celu utrzymania powtarzalności dla kolejnych prób. Po sprawdzeniu jakości struktur płytki poddano sterylizacji w myjce ultradźwiękowej.

Przed oddaniem podłoży do przeprowadzenia na nich testowych hodowli ostatnim etapem jest przyklejenie specjalnych pojemników, do których

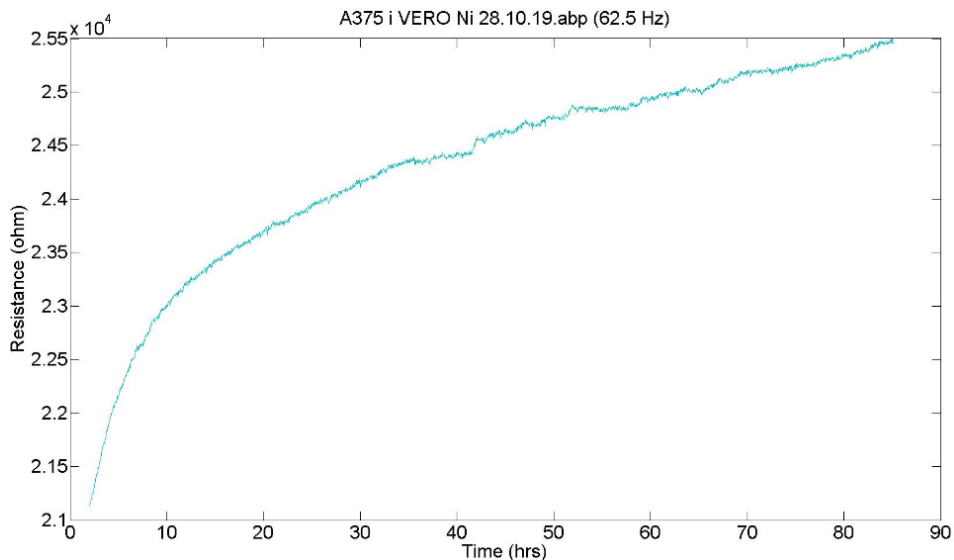
wprowadzane będzie medium hodowlane. Jedna płytki zawiera 8 studzienek o objętości 600 μ l, na każdym kondensatorze. Pojemniki mocowane są za pomocą biokompatybilnego silikonu, a następnie poddane bakteriobójczemu działaniu światła ultrafioletowego. Na rysunku 12 przedstawiony został gotowy układ elektrod niklowych z doklejonymi studzienkami.



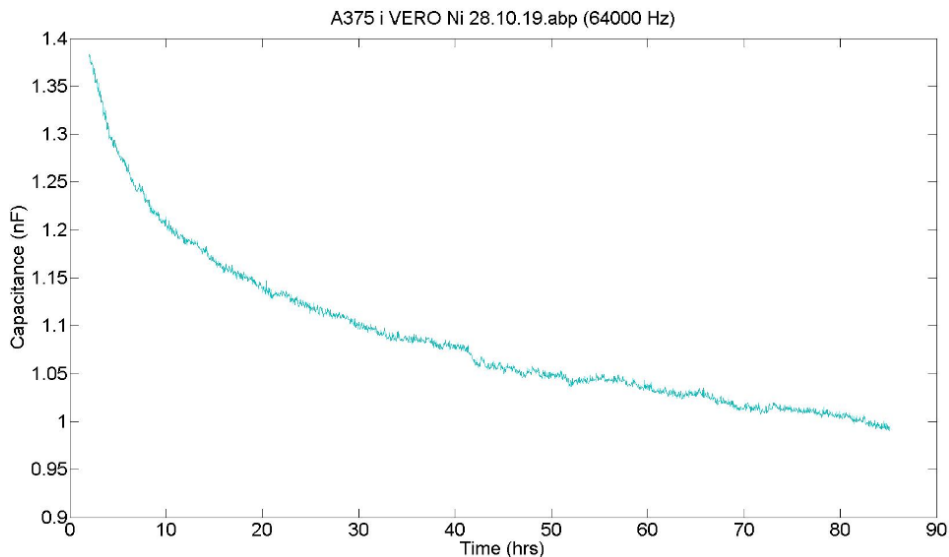
Rys. 12. Gotowe podłoże do hodowli komórkowej

10. WYNIKI POMIARÓW PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH KOMÓREK FIBROBLASTÓW MAŁPICH VERO

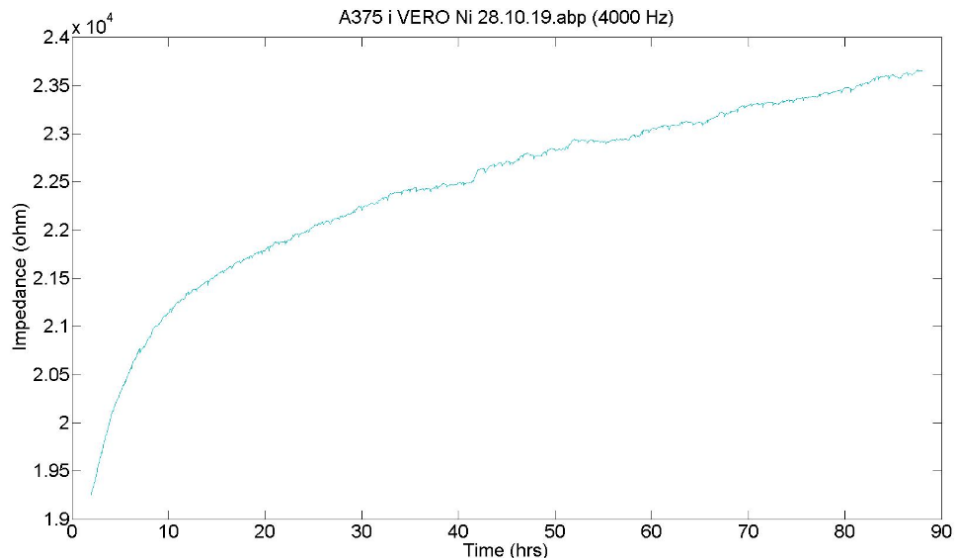
Jeden z eksperymentów przy użyciu elektrod niklowych został przeprowadzony na komórkach nerek dorosłego osobnika małpy. Aby uniknąć uszkodzenia struktur pominięto 24 godziną procedurę, w której na powierzchni elektrod znajdują się samo medium bez udziału komórek. Po naniesieniu fibroblastów wraz z pożywką hodowlaną eksperyment trwał 85 godziny. Zbierane były wyniki rezystancji, pojemności oraz impedancji dla częstotliwości sygnału od 62,5 Hz do 64 kHz, które zostały znormalizowane i przedstawione jako zmiany zachodzące w trakcie hodowli.



Rys. 13. Wyniki rezystancji znormalizowanej dla częstotliwości 62,5 Hz



Rys. 14. Wyniki pojemności znormalizowanej dla częstotliwości 64 kHz



Rys. 15. Wyniki impedancji znormalizowanej dla częstotliwości 4 kHz

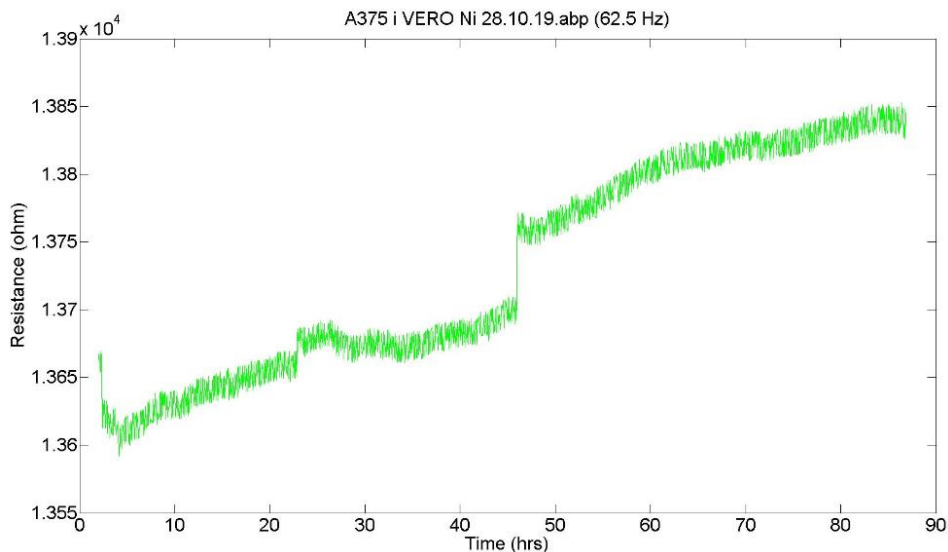
Ciągły wzrost rezystancji i spadek pojemności świadczy o poprawnym zachowaniu się komórek na powierzchni elektrod. Po zakończeniu eksperymentu struktury wraz z hodowlą zostały obejrzone pod mikroskopem, co zostało przedstawione na rysunku 16.



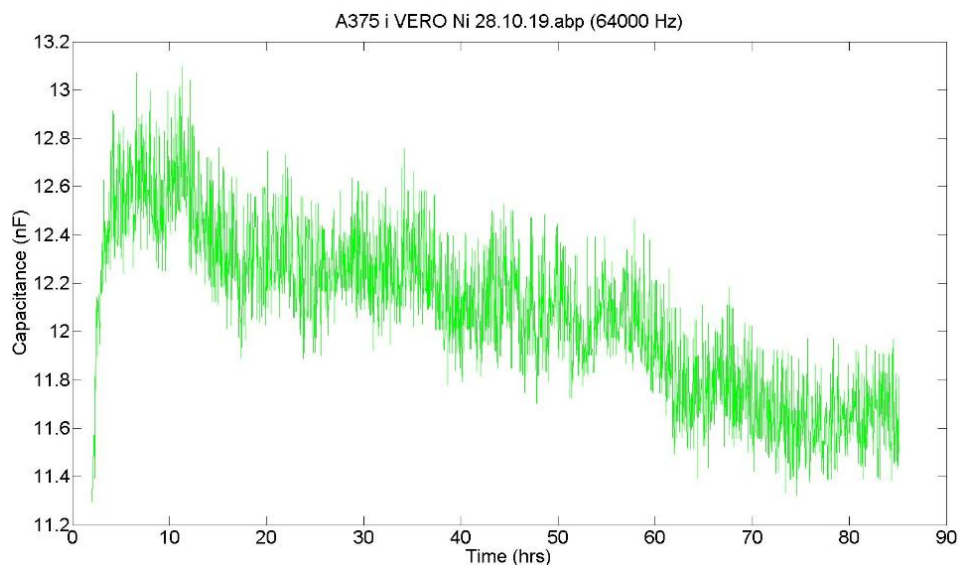
Rys. 16. Elektroda niklowa z widocznymi komórkami fibroblastów małych po przeprowadzeniu 85h hodowli

11. WYNIKI POMIARÓW PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH KOMÓREK CZERNIAKA A-375

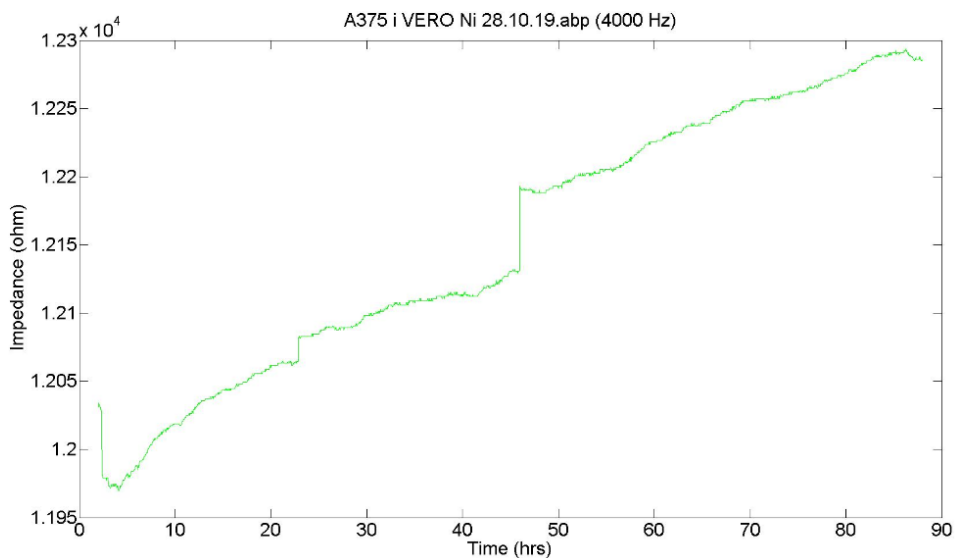
W tym samym czasie na sąsiedniej płytce przeprowadzona została hodowla komórek czerniaka ludzkiego, pobranych od 50 letniej kobiety. Eksperyment trwał 85 godzin, podczas których aparatura ECIS[®] zarejestrowała pierwszą fazę cyklu życiowego komórek. Nie zostały odnotowane żadne wyraźne odstępstwa od przewidywanych pomiarów, które świadczyłyby o uszkodzeniu elektrod. Wyniki przeprowadzonej hodowli nadawały się do interpretacji oraz możliwe było obejrzenie ich stanu pod mikroskopem.



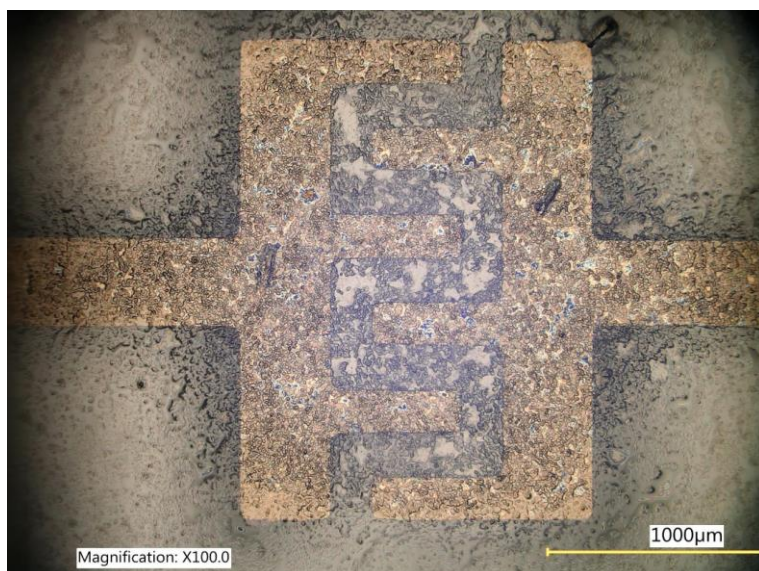
Rys. 17. Wyniki rezystancji znormalizowanej dla częstotliwości 62,5 Hz



Rys. 18. Wyniki pojemności znormalizowanej dla częstotliwości 64 kHz



Rys. 19. Wyniki impedancji znormalizowanej dla częstotliwości 4 kHz



Rys. 20. Elektroda niklowa z widocznymi komórkami czerniaka po przeprowadzeniu 85 h hodowli

12. PODSUMOWANIE

W ramach niniejszej pracy osiągnięto założony cel, jakim było wykonanie kondensatorów grzebieniowych z niklu, umożliwiających monitorowanie funkcji życiowych komórek za pomocą pomiaru impedancji. Ponadto, podłoża są w pełni kompatybilne ze stacją pomiarową systemu ECIS[®]. Omówiono metodykę badawczą obejmującą pomiary rezystancji, pojemności i impedancji komórek w czasie rzeczywistym. W części praktycznej opracowano technologię i wykonano kondensatory cienkowarstwowe z niklu na poliwęglanowym podłożu. Podjęto próby przeprowadzenia procesu fotolitografii i trawienia glinu, które mogą stanowić punkt odniesienia w przypadku podjęcia decyzji o dalszej realizacji projektu. Gotowe matryce zostały przekazane pracownikom Katedry Fizjologii Człowieka Uniwersytetu Medycznego w Lublinie, w celu przeprowadzenia na nich eksperymentów z wykorzystaniem hodowli komórek ludzkich i zwierzęcych. Wygenerowane wyniki hodowli zostały przedstawione i posłużyły za ocenę jakości i przydatności podłoża do badań przeprowadzanych za pomocą aparatury ECIS[®].

LITERATURA

- [1] *Applied BioPhysics, Product Guide, Corporate Headquarters*: 185 Jordan Road Troy, NY 12180 1-866-301-ECIS (3247)
- [2] Arias L.R., Carla A.P., Yang L.: *Real-Time Electrical Impedance Detection of Cellular Activities of Oral Cancer Cells*. *Biosensors and Bioelectronics* 25(10), 2010, s. 2225–2231
- [3] Kociubiński A. i inni: *Real-time Monitoring of Cell Cultures with Nickel Comb Capacitors*, 2/2020, s. 32–35
- [4] Scholten K., Meng E.: *Materials for Microfabricated Implantable Devices*, *ARReview. Lab on a Chip* 15(22), 2015, s. 4256–4272
- [5] Kossakowski P., *Aluminium-materiał ekologiczny*, Przegląd Budowlany, Katedra Wytrzymałości Materiałów i Konstrukcji Betonowych, Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2013
- [6] Zuziak J., Jakubowska M., *Glin w otoczeniu i jego wpływ na organizmy żywe*, *Analit 2*, Akademia Górniczo Hutnicza, Kraków 2016
- [7] <https://pl.wikipedia.org/wiki/Glin> (21.03.2021)
- [8] Serek A., Budniok A., *Otrzymywanie i własności elektrolitycznych warstw kompozytowych na osnowie niklu zawierających tytan*, Uniwersytet Śląski, Instytut Fizyki i Chemii Metali 3, 2002, s. 63–67
- [9] Bhattacharyya P., Basu P.K., Mondal B., Saha H., *A low power MEMS gas sensor based on n nanocrystalline ZnO thin films for sensing methane*, *Microelectronics Reliability*, Nr 48/2008, s. 1772–1779
- [10] Wilczyńska A., *Opracowanie technologii kondensatorów cienkowarstwowych na podłożu biokompatybilnym*, Praca inżynierska, Lublin 2020
- [11] <https://www.medianauka.pl/nikiel> (21.03.2021)

MODEL PRZEKSZTAŁNIKA NAPĘDOWEGO OPARTY O ALGORYTM STEROWANIA WEKTOROWEGO FOC

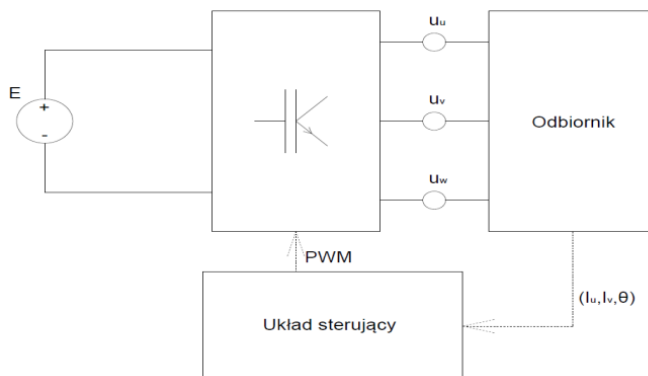
1. WSTĘP

Szybki rozwój energoelektroniki oraz spadające ceny komponentów powodują rozpowszechnianie się aplikacji opartych na nich, między innymi w przemyśle, gdzie coraz powszechniej stosuje się przekształtniki oparte o algorytmy sterowania wektorowego.

W niniejszym artykule przedstawiony zostanie projekt przekształtnika opartego o sterowanie zorientowane polowo. Urządzenie zaprojektowane zostało z przeznaczeniem do wykorzystania przy badaniach laboratoryjnych.

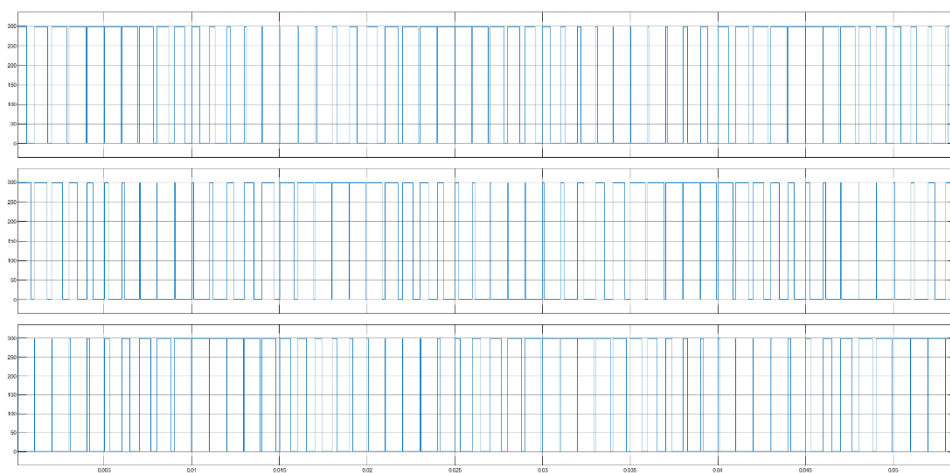
2. PODSTAWY TEORETYCZNE DZIAŁANIA PRZEKSZTAŁNIKA

Przekształtniki napięcia można podzielić na kilka bloków funkcyjnych. Źródła napięcia stałego, bloku wykonawczego, składającego się z elementów półprzewodnikowych oraz z bloku sterującego składającego się najczęściej z mikrokontrolera zarządzającego pracą urządzenia oraz układu pomiarowego, zbierającego niezbędne informacje zwrotne.



Rys. 1. Schemat blokowy przekształtnika napięcia

Przebieg sinusoidalny na wyjściu przekształtnika otrzymywany jest przez odpowiednią modulację szerokości impulsów PWM podawanych na bramki sterujące elementów wykonawczych. Zmieniając stosunek czasu stanu wysokiego do stanu niskiego w jednym okresie PWM, zmianie ulega wartość średnia napięcia w danym okresie. Przez odpowiednie zmienianie wartości wypełnienia w każdym okresie sygnału PWM, na wyjściu przekształtnika otrzymuje się zamierzony przebieg.

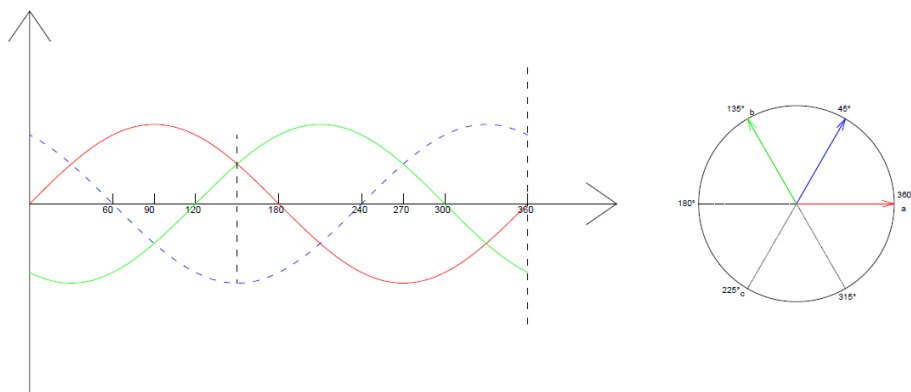


Rys. 2. Teoretyczny wyjściowy przebieg napięcia przekształtnika

Przykładowy wyjściowy przebieg napięcia przekształtnika przedstawia rysunek 2, widać na nim, że modulowany sygnał nie przypomina kształtem sinusoidy. Podłączenie do urządzenia silnika, który stanowi obciążenie indukcyjne, działa jak filtr dolnoprzepustowy dla przebiegu prądu, dzięki czemu wyjściowy przebieg prądu ma kształt zbliżony do sinusoidalnego, zsumowany z sygnałem piłokształtnym o znacznie mniejszej amplitudzie i częstotliwości równej częstotliwości sygnału nośnego PWM.

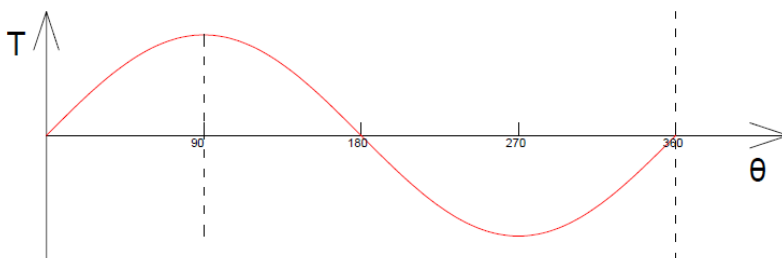
2.1. IDEA STEROWANIA WEKTOROWEGO

Do przedstawienia zasady działania sterowania zorientowanego polowo, wykorzystany zostanie model silnika trójfazowego o jednej parze biegunów stojana i pojedynczym magnesie trwałym w wirniku. Dzięki takim założeniom kąt elektryczny położenia wirnika jest równy mechanicznemu kątowi położenia.



Rys. 4. Wektory przestrzenne stojana silnika

Prąd przepływający przez każde uzwojenie stojana powoduje powstawanie w silniku strumienia magnetycznego o kierunku zgodnym z rozmieszczeniem danego uzwojenia. Sumarycznie daje to 3 wektory przesunięte względem siebie o 120 stopni. Po zsumowaniu tych 3 wektorów geometrycznie, otrzymuje się wypadkowy wektor, który oddziałuje ze strumieniem wirnika, wytwarzając moment elektromechaniczny zależny od iloczynu modułów tych wektorów i sinusa kąta zawartego pomiędzy nimi.



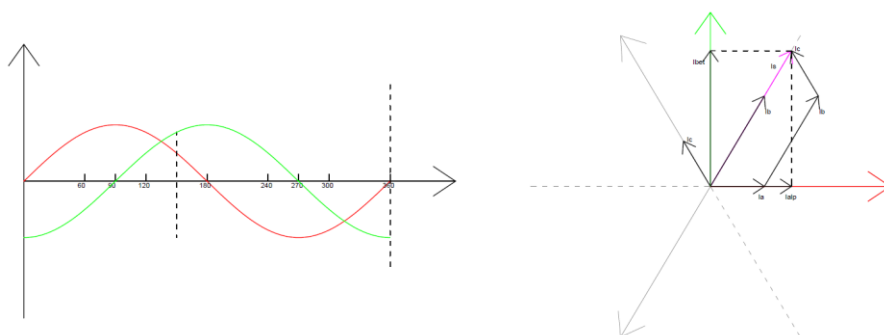
Rys. 5. Moment elektromechaniczny w funkcji kąta pomiędzy wektorami stojana i wirnika

Na rysunku 4 przedstawiono zależność kąta zawartego pomiędzy wektorami stojana i wirnika na generowany moment elektromechaniczny. Największa jego wartość przypada dla kąta równego 90 stopni. Są to warunki, w których układ osiąga największą sprawność, ponieważ silnik generuje największy moment przy pobieraniu tego samego prądu z sieci.

Ideą sterowania zorientowanego polowo jest to, aby stale nadążnie utrzymywać zadany kąt pomiędzy wektorami stojana i wirnika, a wartość generowanego momentu regulować przez zmianę wartości bezwzględnej wypadkowego wektora stojana.

2.2. TRANSFORMACJA CLARKE I PARKA

Osiągnięcie płynnej regulacji wypadkowego wektora przestrzennego przez bezpośrednią regulację wektorów fazowych stanowi trudne zadanie pod kątem działania algorytmu. Wymaga to stałego zadawania zmiennej wartości odniesienia zależnej od aktualnej pozycji wirnika i porównywaniu jej do zmierzonej wartości i położenia wypadkowego wektora stojana. W celu uniknięcia tych operacji w algorytmie sterowania zorientowanego polowo stosuje się transformacje Clarke i Parka, które to pozwalają na przejście z układu 3 zmiennych strumieni fazowych na układ dwuosiowy, obracający się wraz ze strumieniem wirnika.

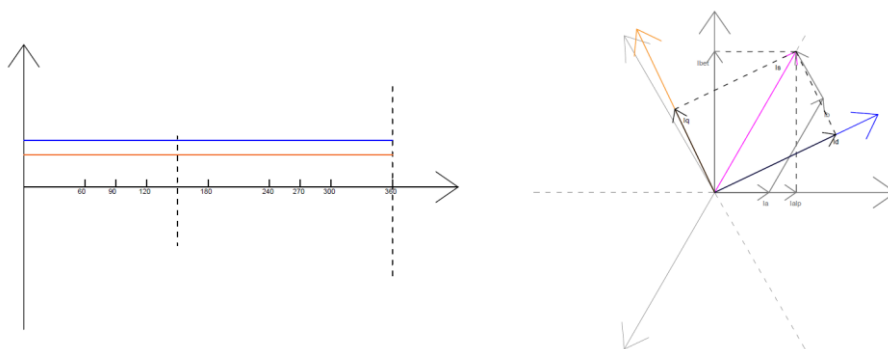


Rys. 6. Transformacja Clarke

Transformacja Clarke pozwala na przejście z układu współrzędnych o trzech osiach przesuniętych o 120° , na układ o dwóch osiach przesuniętych o 90° . Dokonuje się tego przez rzutowanie wypadkowego wektora na nowe osie α i β zgodnie z równaniami (1) i (2) [7]:

$$I_\alpha = I_a, \quad (1)$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + 2I_b). \quad (2)$$



Rys. 7. Transformacja Parka

Przez transformację Parka wektory w układzie $\alpha \beta$ przeliczane są na wektory d i q zgodnie z równaniami (3) i (4) [7]:

$$I_d = I_\alpha * \cos(\theta) + I_\beta * \sin(\theta), \quad (3)$$

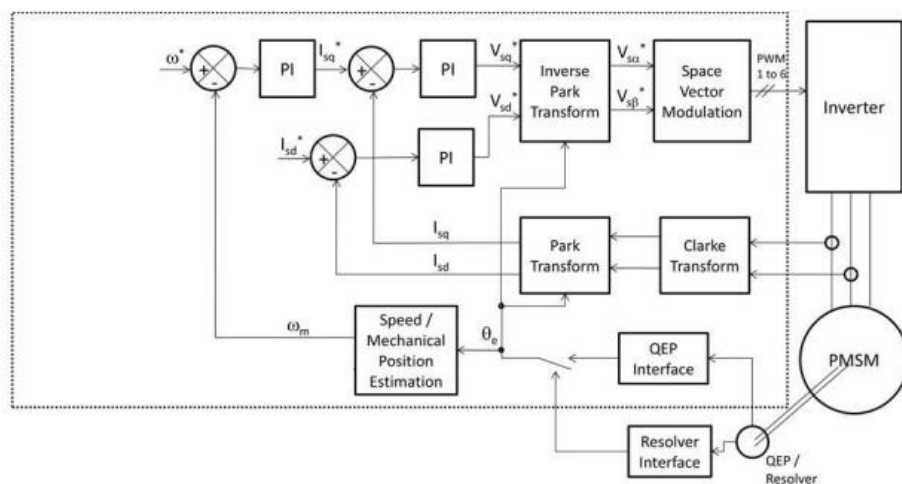
$$I_q = I_\beta * \cos(\theta) - I_\alpha * \sin(\theta). \quad (4)$$

Geometrycznie przeliczenie to polega to na uzależnieniu układu odniesienia od aktualnego zmierzonego położenia wirnika. Oś d pokrywa się w tym przypadku z wektorem strumienia wirnika. Dzięki tym operacjom z punktu widzenia nowego układu odniesienia, do zapewnienia prawidłowego działania silnika algorytm sterowania musi utrzymywać dwie stałe, niezmiennie w czasie wartości.

Ważnym aspektem tego rozwiązania jest to, że w układzie odniesienia d i q uzyskuje się rozdzielne sterowanie momentem i wzbudzeniem, podobnie jak ma to miejsce w silnikach DC. Wektor q odpowiada za generowany moment a wektor d za prąd wzbudzenia.

2.3. ALGORYTM STEROWANIA ZORIENTOWANEGO POŁOWO

Schemat algorytmu sterowania zorientowanego połowo został przedstawiony na rysunku 8. Wyznaczanie aktualnej pozycji wypadkowego wektora stojana odbywa się przez pomiar prądu na wyjściu przekształtnika. Silnik pracuje w połączeniu w trójkąt, do otrzymania wypadkowego wektora stojana wystarczy pomiar dwóch prądów fazowych, trzeci można wyznaczyć matematycznie zgodnie z prawem Kirchhoffa. Pozycje wirnika określa się za pomocą enkodera umieszczonego na wale silnika lub na drodze estymacji w metodach bezczujnikowych.



Rys. 8. Schemat blokowy algorytmu zorientowanego polowo [8]

Na podstawie informacji z enkodera, algorytm oblicza aktualny kąt położenia wału silnika potrzebny do przekształceń Parka i odwrotnego Parka, oraz prędkość obrotową która trafia jako sygnał sprzężenia zwrotnego, gdzie jest porównywana z zadaną wartością prędkości obrotowej.

Do wypracowywania wartości sygnału sterującego wykorzystywane są regulatory PI. Regulator prędkościowy i regulator wartości q są połączone ze sobą w kaskadę. Ma to wpływ na zwiększenie uchybu prędkości obrotowej np. przez zwiększenie momentu obciążenia silnika, powoduje podanie większej wartości odniesienia na regulator wartości q . W odpowiedzi na wyjście układu zadawana jest większa wartość wektora q , prowadzi to do zwiększenia generowanego momentu aż do osiągnięcia przez układ zadanej prędkości obrotowej. W takiej konfiguracji silnik utrzymuje stałą zadaną prędkość obrotową niezależnie od zadanego momentu na wale w ustalonym przedziale prądów.

Regulator wartości d odpowiada za prąd magnesujący, który jest niezbędny w przypadku korzystania z silników indukcyjnych. Wypracowane przez regulatory sygnały trafiają na odwrotną transformację Parka, która przekształca je na układ odniesienia $\alpha \beta$. W tej postaci trafiają one na generator wektora przestrzennego. Odpowiada on za wygenerowanie odpowiedniej sekwencji przełączania tranzystorów przekształtnika na podstawie otrzymanych informacji. Wyjściowy sygnał z bloku SPWM posiada w sobie trzecią harmoniczną, co pozwala na wygenerowanie większego momentu przy tym samym dostępnym

napięciu na szynie DC, niż byłoby to w przypadku sygnału bez trzeciej harmonicznej [3].

3. PROJEKT MODELU PRZEKSZTAŁTNIKA

Założeniami do projektu modelu przekształtnika było, aby umożliwiał on pracę z silnikami PMSM w zakresie napięć wyjściowych do 100V, przy prądzie do 2A. Urządzenie ma umożliwiać pracę w zamkniętej oraz otwartej pętli sprzężenia zwrotnego, oraz ma mieć możliwość przyłączenia zewnętrznego źródła napięcia stałego.

3.1. MIKROKONTROLER F28377S

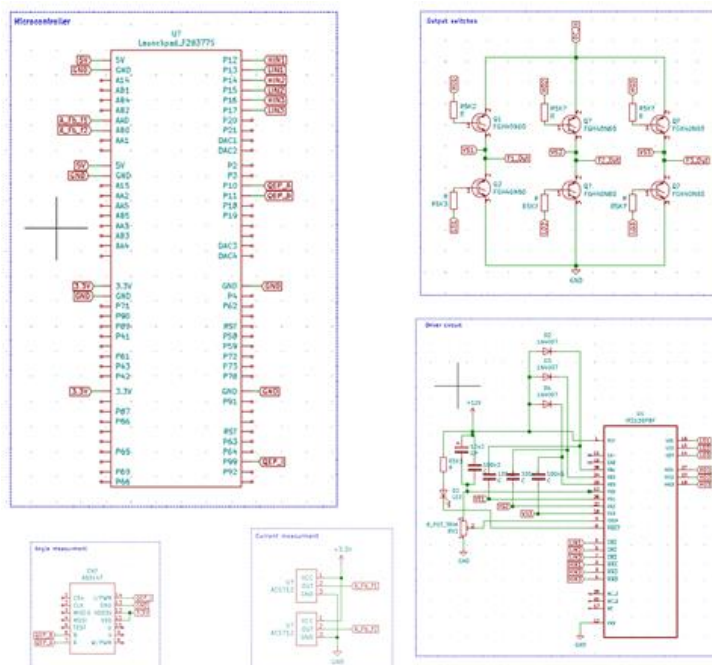


Rys. 9. Płytkę ewaluacyjną z mikrokontrolerem F28377S

Jako układ sterujący, wykorzystany został mikrokontroler F28377S firmy Texas Instruments w postaci płytki ewaluacyjnej. Mikrokontroler został wybrany ze względu na dużą moc obliczeniową i dużą ilość rozwiązań konstrukcyjnych dedykowanych do aplikacji sterowania napędami silnikowymi. Jednym z kluczowych elementów przy doborze była sprzętowa obsługa enkoderów oraz rozbudowany moduł ePWM zoptymalizowany do pracy z układami napędowymi. Pozwala on na sprzętowe generowanie czasu martwego przełączania tranzystorów oraz synchronizację poszczególnych sygnałów względem siebie. Przydatnym elementem przy generowaniu sygnału wyjściowego jest udostępnienie czterech komparatorów na każdy moduł ePWM z których to każdy ma możliwość generowania programowalnego zdarzenia.

Firma Texas Instruments udostępnia też wiele narzędzi dedykowanych do aplikacji napędów silnikowych, między innymi biblioteki DMC (Direct Motor Control) czy biblioteki Iqmath, pozwalające na optymalizację operacji na liczbach zmiennoprzecinkowych.

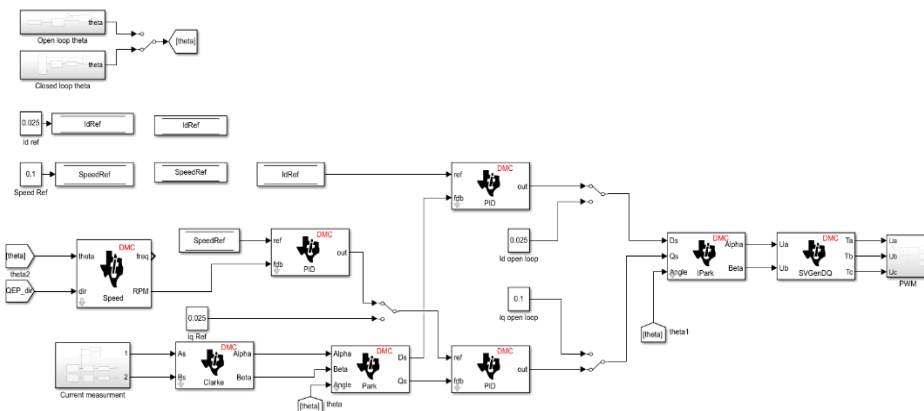
3.2. SCHEMAT IDEOWY UKŁADU PRZEKSZTAŁNIKA



Rys. 10. Schemat ideowy układu przekształtnika

Jako elementy wykonawcze, wykorzystane zostały tranzystory IGBT typu FGH40N60, do ich sterowania wykorzystano driver IR2130, który jest trójfazowym sterownikiem mostka. Do swojego działania wymaga dwóch sygnałów PWM na każdą fazę zanegowanych względem siebie. Pomiar prądu został zrealizowany przez dwa układy ACS712 opartych na czujnikach Halla umieszczonych w fazie pierwszej i drugiej. Sygnały z czujników podawane są na przetworniki ADC mikrokontrolera. Do pomiaru pozycji wału silnika wykorzystano enkoder magnetyczny AS5147 który został połączony z mikrokontrolerem za pomocą interfejsu emulującego enkoder kwadraturowy.

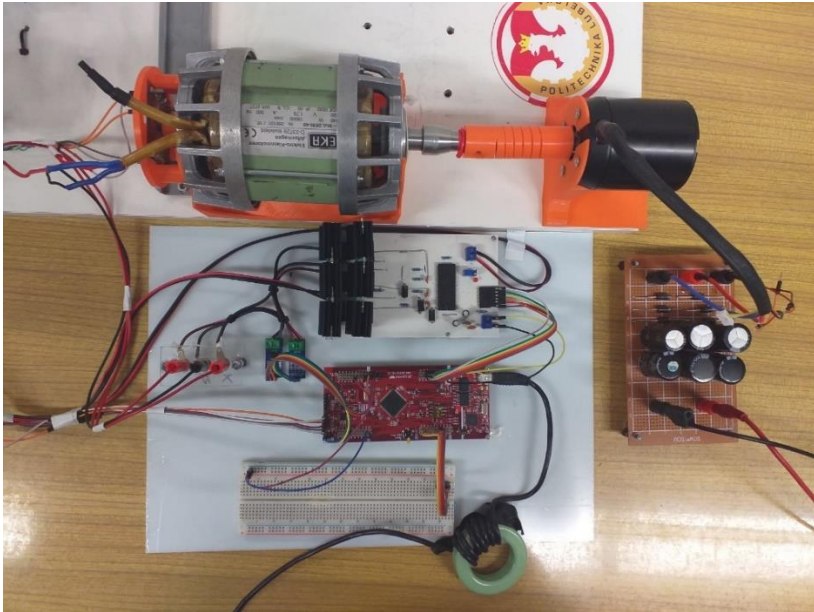
3.3. ALGORYTM STEROWANIA PRZEKSZTAŁNIKA



Rys. 11. Algorytm sterowania przekształtnika

Program sterujący został przygotowany przy pomocy programu Matlab i narzędziom dostarczanym przez firmę Texas Instruments dzięki którym możliwa jest generacja kodu na mikrokontroler bezpośrednio z modelu programu Matlab.

Algorytm został przygotowany w jednostkach per unit, w celu ułatwienia łączenia ze sobą kolejnych bloków funkcyjnych. Program ma możliwość używanie go w otwartej jak i zamkniętej pętli. W otwartej pętli kąt θ generowany jest programowo przy pomocy funkcji rampy o odpowiedniej częstotliwości a wartości i_d i i_q podawane są jako wartości stałe. W zamkniętej pętli zmierzone prądy w fazach pierwszej i drugiej przechodzą przez bloki odpowiedzialne za transformacje Clarke i Parka a następnie trafiają na regulatory PID. Sygnał po odwrotnej transformacji Parka trafia na generator wektora przestrzennego. Generuje on na swoim wyjściu przebieg sinusoidalny z modulacją trzeciej harmonicznej.



Rys. 12. Widok wykonanego modelu przekształtnika

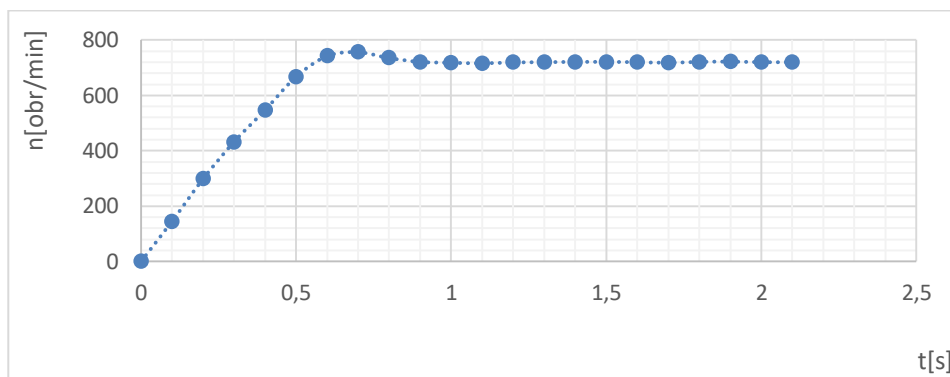
4. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Wykonany przekształtnik został poddany badaniom laboratoryjnym, które miały na celu zarejestrowanie oscylogramów obrazujących pracę przekształtnika oraz wyznaczenie charakterystyk jego działania.



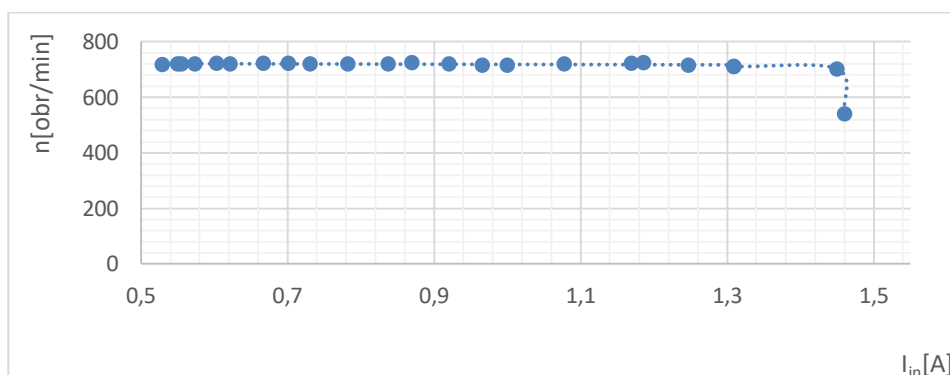
Rys. 13. Wyjściowy przebieg prądu przekształtnika

Rysunek 13 przedstawia wyjściowy przebieg prądu przekształtnika w pierwszej fazie przy rozpędzaniu się silnika, widać na nim, że przebieg ma kształt zbliżony do sinusoidalnego z dużą zawartością wyższych harmonicznych. Wynika to z przełączania tranzystorów zawartych w części wykonawczej przekształtnika. Indukcyjność silnika podłączonego do układu filtruje część z tych zakłóceń. Na oscylogramie można także zaobserwować zwiększanie się częstotliwości przebiegu, wynika to z rozpędzania się silnika i zwiększaniu prędkości wirowania pola kołowego w silniku.



Rys. 14. Odpowiedź skokowa układu

Rysunek 14 prezentuje odpowiedź skokową układu, widać na nim, że układ osiąga zadaną wartość prędkości obrotowej i utrzymuje ją na stałym poziomie, oznacza to, że pętla sprzężenia prędkościowego działa prawidłowo.



Rys. 15. Charakterystyka obciążeniowa badanego modelu dla $U_z = 40V$

Do określenia prawidłowego działania regulatora prądowego oraz prędkościowego wyznaczona została charakterystyka obciążeniowa badanego modelu przedstawiona na rysunku 12. Widać na nim, że silniki utrzymuje stałą prędkość w zakresie prądów obciążenia aż do punktu 1,45 A w którym to zaczyna działać ograniczenie nadprądowe i silnik przechodzi z utrzymywania stałej prędkości do utrzymywania stałego maksymalnego prądu.

5. PODSUMOWANIE

Projekt został przygotowany do wykorzystania przy badaniach laboratoryjnych z wykorzystaniem silników PMSM. Na podstawie przeprowadzonych badań można wywnioskować, że urządzenie działa zgodnie z założeniami projektowymi. Przekształtnik utrzymuje stałą zadaną prędkość obrotową w zadanym przedziale prądów obciążenia, zależnym od nastaw regulatora prądowego. W aktualnej formie zostanie wykorzystany jako obiekt do testów silników PMSM.

Projekt został przygotowany tak aby jego struktura była możliwie jak najbardziej otwarta, tak aby w przyszłości mógł on posłużyć jako baza w bardziej zaawansowanych rozwiązaniach, na przykład w układach serwonapędowych. Przedstawiony algorytm przygotowany w programie Matlab pozwala na jego prostą modyfikację i dalsze rozwijanie, także moc obliczeniowa wykorzystanego w projekcie mikrokontrolera pozwala na bezproblemowy dalszy rozwój programu.

LITERATURA

- [1] Horowitz P., *Sztuka elektroniki*, WKŁ, Warszawa 2018
- [2] Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M., Tolbert L. M., *Direct torque control of induction machines using space vector modulation*, IEEE 1992
- [3] Wang F., Zhang Z., Mei X., Rodriguez J., Kennel R., *Advanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control*, 2018
- [4] Holtz J., *Pulse width modulation for electronic power conversion*, IEEE 1994
- [5] Lara J., Xu J., Chandra A., *Effects of Rotor Position Error in the Performance of Field-Oriented-Controlled PMSM Drives for Electric Vehicle Traction Applications*, IEEE

- [6] Zielińska K., *Island operation of interleaved converters supported by kinetic energy storage*, Politechnika Lubelska 2019
- [7] https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide, (05.01.2021)
- [8] https://www.ti.com/lit/an/sprabz0/sprabz0.pdf?ts=1618825484401&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, (07.01.2021)

OCENA WPLYWU DŁUGOŚCI ŚWIATŁOWODÓW NA POMIAR APERTURY NUMERYCZNEJ DLA RÓŻNYCH METOD POMIAROWYCH

1. WSTĘP

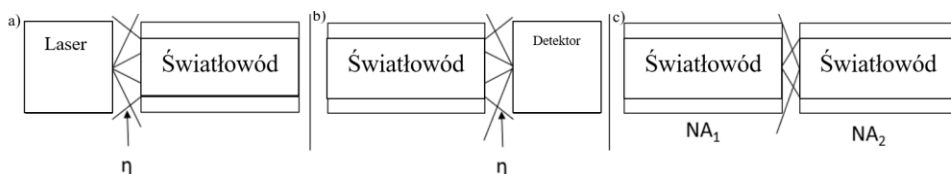
Światłowody coraz częściej stosowane są w dziedzinach zastosowań, gdzie dotychczas przodowały rozwiązania oparte o kable miedziane [1]. Wiele takich rozwiązań jest podyktowane o możliwości jakie oferują światłowody oraz ich właściwości. Światłowody w przeciwieństwie do swojego miedzianego odpowiednika są o wiele bardziej odporne na zakłócenia elektromagnetyczne oraz mogą przesłać o wiele więcej informacji zachowując jednocześnie niski poziom strat transmitowanego sygnału [2]. Z tego względu ważne jest utrzymanie wysokiej jakości procesu produkcyjnego samego światłowodu, który przekłada się bezpośrednio na parametry optyczne włókna. Tuż obok tłumienności czy dyspersji jedną z istotnych wielkości jest apertura numeryczna NA (z ang. *Numerical Aperture*). Wielkość ta jest bezwymiarowa i określa ilość światła jaka może zostać wprowadzona do światłowodu umożliwiając jego dalszą transmisję na zasadzie całkowitego wewnętrznego odbicia [1]. Dodatkowo NA pozwala określić wielkość strat przy połączeniach stałych czy rozłączanych pomiędzy światłowodami charakteryzującymi się jej różną wartością [1].

W niniejszej pracy została zmierzona apertura numeryczna trzech różnych typów światłowodów: jednomodowego 8/125 μm oraz wielomodowych 50/125 μm i 62,5/125 μm . Dla każdego typu przygotowanych zostało po 10 próbek różniących się długością wynoszącą od 0,5 do 25 m. Badania wykonano przy użyciu dwóch różnych metod wyznaczania NA, które przeprowadzone zostały

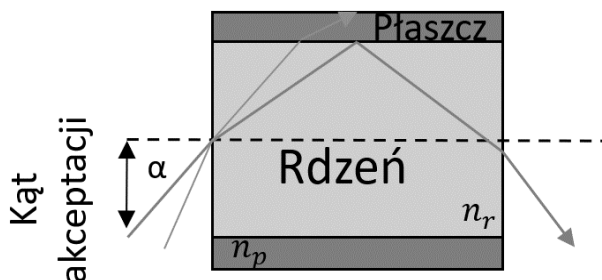
w Laboratorium Techniki Światłowodowych Politechniki Łódzkiej. Celem pracy było określenie wpływu długości badanego światłowodu na wielkość NA uzyskanej wybranymi metodami.

2. APERTURA NUMERYCZNA ŚWIATŁOWODU

Apertura numeryczna światłowodu pozwala określić pod jakim maksymalnym kątem α może zostać wprowadzone światło do rdzenia światłowodu, aby dalej mogło być transmitowane zgodnie z zasadą całkowitego wewnętrznego odbicia. Jej znajomość konieczna jest m. in. do określania teoretycznej jakości sprzęgania η pomiędzy elementami aktywnymi tj. diody laserowe czy fotodetektory a światłowodem lub pomiędzy dwoma światłowodami o różnej wartości NA [1–2]. Rys. 1 przedstawia połączenie światłowodu z elementami aktywnymi a) i b) oraz pomiędzy samymi światłowodami o różnych aperturach numerycznych.



rys. 1) a) Sprzężanie laser–światłowod, b) Sprzężanie laser–detektor
c) Sprzężanie światłowod–światłowod



Rys. 2 Apertura numeryczna światłowodu

Apertura numeryczna jest wielkością bezwymiarową opisywana zależnością:

$$NA = \sin \alpha = \sqrt{n_r^2 - n_p^2} \quad (1)$$

gdzie: n_r i n_p to odpowiednio współczynnik załamania rdzenia oraz płaszczka światłowodu.

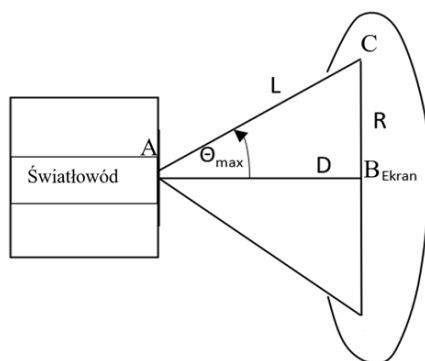
Korzystając z powyższego wzoru można obliczyć aperturę numeryczną podstawiając maksymalny kąt akceptacji α bądź współczynniki załamania światła poszczególnych materiałów wykorzystywanych do produkcji włókna. Apertura numeryczna dostępnych na rynku światłowodów jest różnorodna. Odpowiedni dobór współczynników n pozwala stworzyć włókno światłowodowe wykorzystywane w specjalnych zastosowaniach. W przypadku najpopularniejszego, standardowego, szklanego światłowodu jednomodowego SMF (z ang. *Single Mode Fiber*) o średnicy rdzenia 8 μm wynosi ona zaledwie 0,14. Dla pozostałych typów światłowodów wartości NA wynoszą:

- światłowod wielomodowy 50/125 μm – 0,20,
- światłowod wielomodowy 62,5/125 μm – 0,28,
- światłowod plastikowy 980/1000 μm – 0,50.

Patrząc na powyższe dane można zauważyć, że im większa jest średnica rdzenia tym większa jest apertura numeryczna i sam światłowod, zgodnie z założeniami teoretycznymi, jest w stanie zebrać większą ilość światła [3].

3. METODY POMIAROWE

Do wyznaczenia apertury numerycznej można skorzystać z obliczeń teoretycznych zgodnie z równaniem (1), o ile znane są współczynniki załamania rdzenia oraz płaszczka światłowodu. Natomiast w sposób eksperymentalny do pomiaru NA korzysta się z kilku metod pomiarowych pozwalających określić maksymalny kąt α . Należą do nich: metoda algebraiczna, dalekiego pola, bliskiego pola, załamanych promieni oraz inne. W ramach niniejszych badań pomiaru wpływu długości światłowodu na wielkość mierzonej wartości NA wykorzystano metodę algebraiczną oraz dalekiego pola. Pierwsza z nich polega na wykorzystaniu prostego układu pomiarowego składającego się ze źródła światła, ekranu i linijki [4–5]. Schemat ideowy przedstawiony jest na rysunku 3.



Rys. 3. Schemat idealny pomiaru apertury numerycznej metodą algebraiczną

Metoda ta wykorzystuje zależności trygonometryczne zachodzące pomiędzy wychodzącym ze światłowodu promieniem R światła, który jest widoczny w postaci plamki padającej na ekran, a odległością D światłowodu od ekranu. Opierając się na Rys. 3 można wyprowadzić prostą zależność:

$$NA = \sin \theta_{max} = \frac{R}{L} \quad (2)$$

gdzie: L – przeciwprostokątna trójkąta ABC.

Natomiast z własności trygonometrycznych:

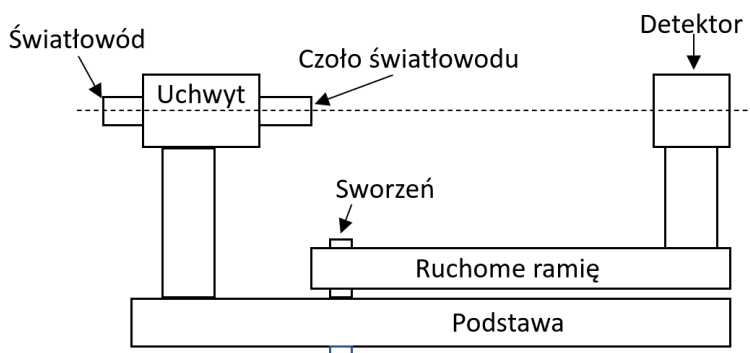
$$L = \sqrt{D^2 + R^2} \quad (3)$$

Łącząc równania (2) oraz (3) otrzymujemy ostatecznie zależność:

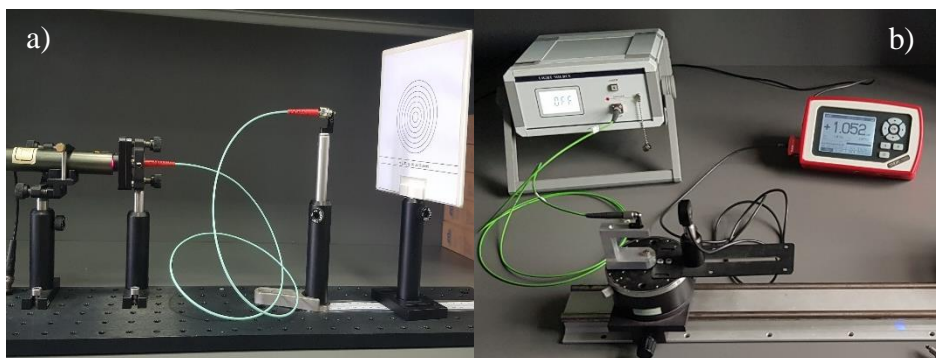
$$NA = \frac{R^2}{\sqrt{R^2 + D^2}} \quad (4)$$

Układ źródła światła, jak i miejsce mocowania światłowodu, musi być umiejscowione na stole wielopozycyjnym. Stół wielopozycyjny w tym przypadku służy do ustawienia źródła światła względem osi rdzenia światłowodu w taki sposób, aby propagowana fala świetlna trafiała z możliwie największą intensywnością na ekran. Zgodnie ze wzorem (4) należy wtedy odczytać promień plamki R padającej na ekran i zarazem odległość D ekranu od czoła światłowodu, aby wyznaczyć wartość NA. W tym celu wykorzystywane są dwie linijki umieszczone odpowiednio pomiędzy uchwytami światłowodu i ekranu jak i na samym ekranie.

Metodę dalekiego pola wykorzystywaną podczas badań nazywa się dokładnie pomiarem odwrotnym w polu dalekim. Aby wykorzystać tę technikę należy wyrównać środek powierzchni wejściowej czoła światłowodu względem padającej na niego skolimowanego światła. Następnie mierzy się kąt pod jakim światło pada na czoło światłowodu i mierzy moc wyjściową. Rozmiar tej plamki światła powinien być mniejszy bądź równy jednej dziesiątej średnicy rdzenia.



Rys. 4. Schemat ideowy stanowiska pomiarowego NA metodą dalekiego pola



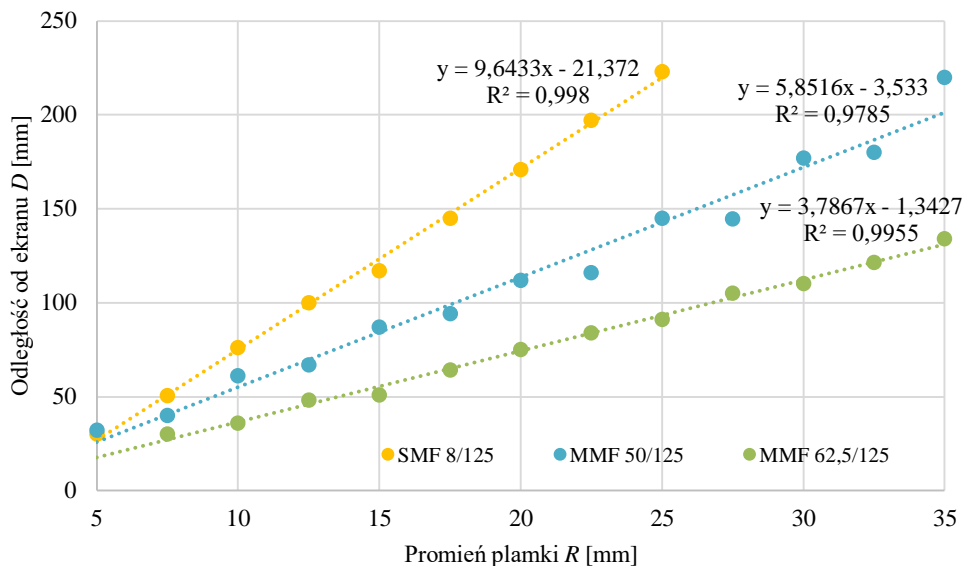
Rys. 3. Stanowisko pomiarowe do pomiaru NA metodą:
algebraiczną (a) oraz dalekiego pola (b)

Stanowisko laboratoryjne do pomiaru NA metodą algebraiczną przedstawia rysunek 5a. W jego skład wchodzi laser o długości fali $\lambda = 632$ nm, ekran, układ linijek, badany światłowód oraz zestaw uchwytów dla złącz światłowodowych. Na rysunku 5b z kolei, widoczne jest stanowisko pomiarowe wykorzystywane w metodzie dalekiego pola. W jego skład wchodzi miernik mocy optycznej

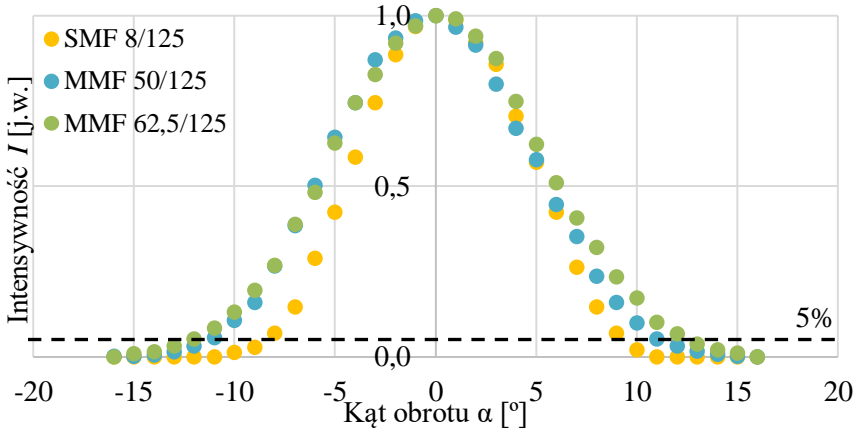
z detektorem, stół obrotowy z kątomierzem oraz laser o długości fali $\lambda = 850$ nm wraz z badanym światłowodem.

4. WYNIKI

Dla obu metod wyznaczania wartości NA pomiar badanego światłowodu wykonywany był trzykrotnie. W przypadku pierwszej metody obserwowane były liniowe zależności pomiędzy odczytywaną wartością odległości D oraz wielkością plamki światła R . Rysunek 6 przedstawia przykładowe wyniki uzyskane dla trzech typów światłowodów o długości równej 0,5 m. Zauważyć również można, że im większy rdzeń badanego światłowodu tym odległość D jest mniejsza dla tej samej wartości średnicy plamki.

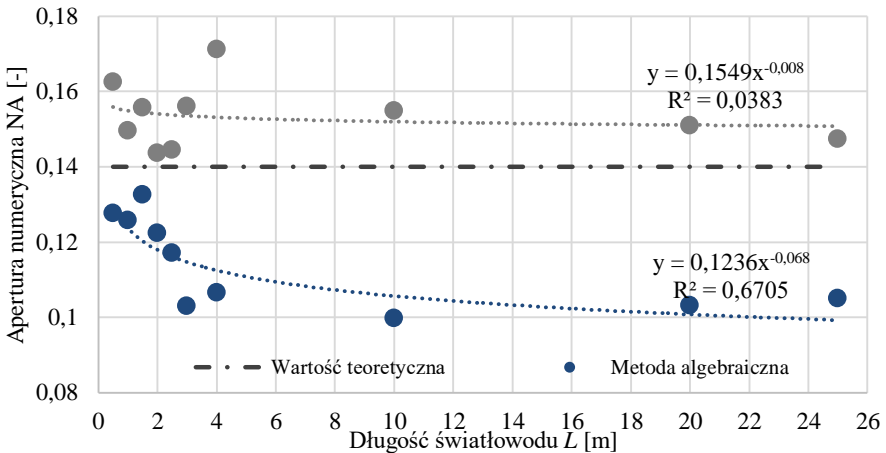


Rys. 4. Zależność wielkości plamki światła od odległości zakończenia światłowodu od ekranu



Rys. 5. Zależność intensywności sygnału od kąta obrotu detektora wokół zakończenia światłowodu

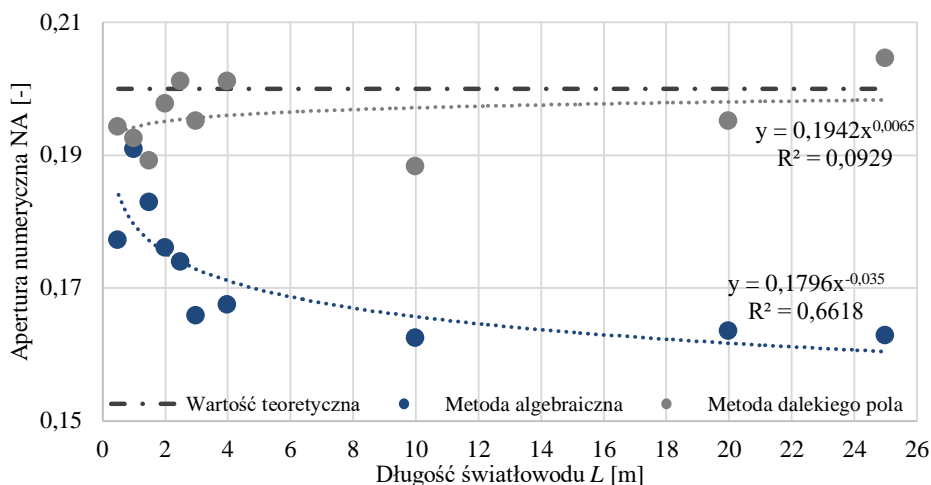
Na rysunku 7 widać przykładowe wyniki uzyskane metodą dalekiego pola dla tych samych trzech typów światłowodów o długości równej 0,5 m. Widoczny jest specyficzny kształt uzyskanych charakterystyk, które poddane zostały normalizacji celem wyznaczenia poziomu 5% mocy maksymalnej. Zauważyć można, że im mniejsza jest średnica rdzenia tym kąt przy, którym osiągnany jest poziom 5% maksymalnej mocy optycznej jest mniejszy. Tym samym przekłada się to na niższą wartość NA.



Rys. 6. Wpływ długości światłowodu jednomodowego 8/125 na wielkość NA

Na

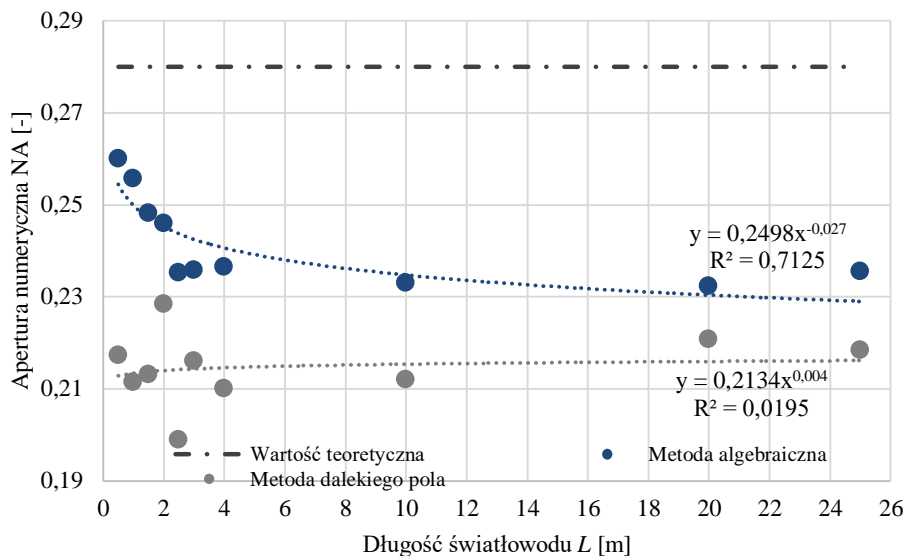
Rys. 6 (patrz rys. na s. 118) umieszczone są uśrednione wyniki pomiarów dla światłowodu jednomodowego wykonanych dwoma metodami pomiarowymi. Na wykresie można zauważyć rozbieżność między uzyskanymi wynikami sięgająca nawet 0,07. Na podstawie wyników widać, że dla metody algebraicznej jest wyraźny spadek wartości NA wraz ze wzrostem długości próbki do pewnego momentu gdzie następuje stabilizacja. Dla metody dalekiego pola nie zauważony żaden spadek i wartości mierzone dla różnych długości próbek są zawsze bliskie jednej wartości. Błąd jaki uzyskujemy dla NA w porównaniu z jej wartością teoretyczną dla metody algebraicznej sięga 18,38%, a w przypadku dalekiego pola 9,67%.



Rys. 7. Wpływ długości światłowodu wielomodowego 50/125 na wielkość NA

Na Rys. 7 widać wyniki pomiarów dla światłowodu wielomodowego z rdzeniem o średnicy 50 μm wykonanych dwoma metodami pomiarowymi. Na wykresie można zauważyć rozbieżność między wynikami eksperymentalnymi a teoretycznymi równą nawet 0,04. Błąd jaki uzyskujemy między średnią z wszystkich pomiarów a wartością teoretyczną dla metody algebraicznej osiąga 13,87%, a w przypadku dalekiego pola zaledwie 2,07%. Wyniki jednoznacznie pokazują, że pomiar metodą algebraiczną jest ponad sześciokrotnie mniej

dokładny niż pomiar wykonany metodą dalekiego pola. W tym przypadku wraz ze wzrostem długości badanych próbek wartość NA zmniejsza się.



Rys. 8. Wpływ długości światłowodu wielomodowego 62,5/125 na wielkość NA

Na Rys. 8 widać wyniki pomiarów dla światłowodu wielomodowego z rdzeniem o średnicy 62,5 μm wykonanych dwoma metodami pomiarowymi. Na wykresie można zauważyć rozbieżność między wynikami rzędu 0,02. Błąd jaki uzyskujemy między średnią z pomiarów a wartością teoretyczną dla metody algebraicznej osiąga 9,91 %, w przypadku dalekiego pola wartość ta jest 2,46 %.

Na podstawie zebranych danych widać, że wyniki uzyskane dla metody dalekiego pola prawie we wszystkich przypadkach są zbliżone do wartości teoretycznej NA. Wyjątek stanowi światłowód wielomodowy z rdzeniem 62,5 μm , gdzie wartość teoretyczna odbiega znacząco od wartości eksperymentalnych dla obu metod pomiarowych. Wyniki uzyskane zaś metodą algebraiczną dla dwóch pozostałych próbek światłowodów są zaniżone względem wartości teoretycznej. Zestawienie danych pomiarowych w porównaniu z wartościami katalogowymi badanych światłowodów zostały zebrane w tabeli 1 (patrz tab. na s. 121).

Tab. 1 Porównanie teoretycznych wartości NA z wynikami eksperymentalnymi

Typ światłowodu \ Długość	Metoda algebraiczna		Metoda dalekiego pola		Wartość teoretyczna n. d.
	< 5 m	> 5 m	< 5 m	> 5 m	
Jednomodowy 8/125	0,12	0,10	0,15	0,15	0,14
Wielomodowy 50/125	0,18	0,16	0,20	0,20	0,20
Wielomodowy 62,5/125	0,25	0,23	0,21	0,22	0,28

Korzystając z metody dalekiego pola dobór długości światłowodu nie ma większego znaczenia, ponieważ wszystkie uzyskane podczas badań wyniki są zbliżone z wartością teoretyczną. Podczas pomiarów metodą algebraiczną dobór długości próbki ma znaczenie. W tym przypadku wyniki uzyskane dla odcinków światłowodów o długości poniżej 2 m są najbardziej zbliżone do wartości teoretycznych.

5. PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy została zmierzona apertura numeryczna trzech różnych typów światłowodów: jednomodowego 8/125 μm oraz wielomodowych 50/125 μm i 62,5/125 μm . Pomiary określające wpływ długości światłowodu, w zakresie od 0,5 do 25 m, na wielkość badanej wartości NA wykonano przy użyciu dwóch metod pomiarowych. Na podstawie wyników zaobserwowano spadek wartości apertury numerycznej NA wraz ze wzrostem długości badanej próbki dla każdego typu światłowodu. Zależność ta jest znacznie mniejsza w przypadku metody dalekiego pola. Wartości uzyskane tą metodą od początku oscylowały w okolicach wartości teoretycznej, pomijając badany światłowod wielomodowy 62,5/125, gdzie wyniki uzyskane obiema metodami odbiegały od wartości teoretycznej. Na podstawie uzyskanych wyników można stwierdzić również, że wykorzystując metodę dalekiego pola do rezultaty pomiarów są bardziej dokładniejsze.

LITERATURA

- [1] Romaniuk, R. S. , *Miernictwo światłowodowe*,” Warszawa, 2001
- [2] Dorosz, J., *Technologia światłowodów włókniстых*, Kraków: Polska akademia nauk oddział w Krakowie, 2005
- [3] Marciniak, M., *Łączność światłowodowa*, Wydawnictwo komunikacji i łączności, 1998.
- [4] IEC, „PN-EN 60793-1-43,” PKN, Warszawa, 2020
- [5] Kimpel, A., *Technologie laserowe w spawalnictwie*, Gliwice: Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, 2011
- [6] Michtchenko, M. F. N. A. „Far Field Technique Applied in Single Mode Optical Fibers for Studying of Modal Field Diameter,” w *2006 3rd International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Veracruz, 2006
- [7] Romaniuk, R. S. *Miernictwo światłowodowe*, Warszawa, 2001
- [8] Socrates, „Socrates,” [Online]. URL: http://socrates.bmcc.cuny.edu/nsfvat/ASSETS/PDFS/Light_Video.pdf. (11.04.2021).
- [9] Sokół T., [Online]. URL: <http://moxa.elmark.com.pl/2019/02/01/podstawy-transmisji-swiatlowodowej-w-jaki-sposob-dobrac-odpowiedni-swiatlowod-do-swojej-instalacji/>. (8.04.2021)

SPONSORZY I INSTYTUCJE WSPIERAJĄCE
XI SYMPOZJUM NAUKOWE
ELEKTRYKÓW I INFORMATYKÓW



Dziękujemy !

PATRONI XI SYMPOZJUM NAUKOWEGO ELEKTRYKÓW I INFORMATYKÓW

Patronat Prezesa Urzędu Komunikacji Elektronicznej



Patronat Lubelskiego Oddziału Stowarzyszenia Elektryków Polskich



Patronat Jego Magnificencji Rektora Politechniki Lubelskiej



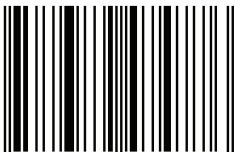
Patronat Dziekana Wydziału Elektrotechniki i Informatyki





Koło Zakładowe Stowarzyszenia Elektryków Polskich
przy Politechnice Lubelskiej – współorganizator
XI Sympozjum Naukowego Elektryków
i Informatyków SNEil 2021

ISBN: 978-83-7947-477-6



9 788379 474776