

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

SCIENTIFIC LETTERS
OF RZESZOW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

NR 292

(e-ISSN 2300-6358)

ELEKTROTECHNIKA

Kwartalnik

tom XXIII

zeszyt 34 (nr 2/2015)

kwiecień-czerwiec



WYDZIAŁ
ELEKTROTECHNIKI
I INFORMATYKI
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

Redaktor naczelny
Wydawnictw Politechniki Rzeszowskiej
prof. dr hab. inż. Leonard ZIEMIAŃSKI

Rada Naukowa
prof. Lúbomir BEŇA (Słowacja), prof. Victor BOUSHER (Ukraina)
prof. Stanisław GRZYBOWSKI (USA), prof. Michal KOLCUN (Słowacja)
prof. Stefan KULIG (Niemcy), dr hab. Grzegorz MASŁOWSKI (Polska)
prof. Stanisław PIRÓG (Polska)

Komitet Redakcyjny
(afiliacja: Polska)

redaktor naczelny

prof. dr hab. inż. Lesław GOŁĘBIEWSKI

redaktorzy tematyczni (naukowi)

dr hab. inż. Adam BRAŃSKI, prof. PRz

dr hab. inż. Marek GOTFRYD, prof. PRz

dr hab. inż. Stanisław PAWŁOWSKI, prof. PRz

dr hab. inż. Zbigniew ŚWIDER, prof. PRz

redaktor statystyczny

dr inż. Wiesława MALSKA

sekretarz redakcji

dr inż. Robert ZIEMBA

członkowie

dr inż. Robert HANUS

dr inż. Mariusz MAĆZKA

Redaktor językowy
Piotr CZERWIŃSKI

Przygotowanie matryc
Robert ZIEMBA

p-ISSN 0209-2662

e-ISSN 2300-6358

Wersja drukowana Zeszytu jest wersją pierwotną.

Redakcja czasopisma: Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki,
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów (e-mail: ziemba@prz.edu.pl)
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika>

Wydawca: Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej
al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów (e-mail: oficyna1@prz.edu.pl)
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl>

Informacje dodatkowe – str. 341

SPIS TREŚCI

Wstęp	5
Wspomnienie dr. hab. inż. Jerzego Bajorka	7
Wspomnienie prof. dr. hab. Stanisława Apanasewicza	9
Wspomnienie prof. dr. hab. inż. Włodzimierza Kality	11
Jubileusz 50-lecia utworzenia Wydziału Elektrotechniki i Informatyki	13
Rozwój Katedry Informatyki i Automatyki w ciągu 50 lat	41
Stanisław PIRÓG: Pojemności pasożytnicze uzwojeń transformatorów i dławików	81
Marian HNIŁKA, Janina RZĄSA: Analiza możliwości budowy instalacji przemysłowej do produkcji energii elektrycznej i ciepłej w oparciu o zgazowanie odpadów drzewnych	99
Tomasz BINKOWSKI: Investigation of the current space vector correction of 3P3W voltage inverter.....	113
Dariusz SOBCZYŃSKI, Łukasz KIDACKI: Wybrane aspekty prawne związane z budową i przyłączeniem do sieci energetycznej małej przydomowej elektrowni wiatrowej	125
Małgorzata ŁATKA, Marek NOWAK: Porównanie parametrów jakości energii elektrycznej linii zasilającej zakład przemysłowy przed i po kompensacji mocy biernej	131
Piotr BOGUSZ, Mariusz KORKOSZ, Adam POWRÓZEK: Analiza wpływu sprzężeń magnetycznych na charakterystyki generatora reaktancyjnego przelączalnego.....	145
Robert ZIEMBA, Grzegorz MASŁOWSKI, Lesław KARPÍŃSKI, Stanisław WYDERKA, Grzegorz KARNAS, Kamil FILIK, Paweł SZCZUPAK: Badanie rozptywu długotrwałej składowej prądu pionowego w instalacjach obiektu.....	157

Grzegorz KARNAS, Grzegorz MASŁOWSKI, Piotr BARAŃSKI: Sygnatury pola elektrycznego udarów piorunowych otrzymane z nowej stacji detekcyjnej Politechniki Rzeszowskiej	171
Mariusz GAMRACKI: Propagacja piorunowego zaburzenia elektromagnetycznego nad ziemią.....	187
Zofia WRÓBEL: Wybrane zagadnienia modelowania przepięć atmosferycznych jako źródeł zakłóceń w sieciach trakcyjnych	201
Yarosław MARUSHCHAK, Bogdan KOPCHAK: Analiza modeli całkowania i różniczkowania ułamkowego.....	213
Grzegorz DRAŁUS: Poprawa jakości dynamicznego modelu złożonego poprzez zastosowanie interpolowanych danych uczących	223
Marek GOTFRYD, Bartosz PAWŁOWICZ, Grzegorz PITERA: Aktywne, pasywne i półpasywne systemy RFID	243
Grzegorz TOMASZEWSKI, Jerzy POTENCKI, Marek DUDEK: Druk strumieniowy jako metoda wytwarzania elastycznych obwodów drukowanych	259
Krzysztof MLECZKO, Piotr PTAK: Niskotemperaturowe właściwości rezystorów RuO ₂ -szkło	275
Grzegorz DEC: Model systemu wspomagającego podejmowanie decyzji inwestycyjnych	295
Mateusz WIETECHEA, Bartosz TRYBUS: Sterownik PLC na platformie Raspberry PI programowany w środowisku CPDev	311
Paweł DYMORA, Mirosław MAZUREK, Sławomir JASKÓŁKA: Analiza statyczna pracy sieci komputerowej w środowisku LabView.....	323

Wstęp



W roku 2015 świętujemy znaczący jubileusz 50-lecia Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza. Pierwsi studenci rozpoczęli kształcenie na Wydziale Elektrycznym w 1965 roku, czyli zaledwie dwa lata po utworzeniu Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie. Uroczyste, wspólne posiedzenie Rady Wydziału i Rady Gospodarczej będzie wyjątkową okazją do przypomnienia historii i licznych sukcesów Wydziału osiągniętych w obszarze kształcenia, badań naukowych i współpracy z firmami. W trakcie pięćdziesięcioletniej historii mury Wydziału opuściło ponad 10,5 tys. absolwentów, którzy bez trudu znajdują zatrudnienie, zajmują odpowiedzialne stanowiska w przedsiębiorstwach i administracji publicznej. Wielu z nich wybrało karierę naukową i z powodzeniem działają, w tym również na naszym Wydziale. Wysoki poziom kształcenia został potwierdzony przez Polską Komisję Akredytacyjną, która przyznała pozytywną ocenę Wydziałowi jako instytucji. Dołożymy wszelkich starań, by był on nadal postrzegany jako lider w regionie i znacząca jednostka w Polsce kształcąca na kierunkach elektrotechnika, informatyka, elektronika i telekomunikacja, automatyka i robotyka oraz energetyka. Obecnie na Wydziale pracuje 121 nauczycieli akademickich, którzy kształcą ponad 2400 studentów. Rada Wydziału posiada uprawnienia do nadawania stopnia doktora habilitowanego nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika oraz uprawnienia do nadawania stopnia doktora w dyscyplinie informatyka. Ponadto prowadzone są studia doktoranckie w obydwu tych dyscyplinach. Dla uczczenia jubileuszu zaplanowano szereg imprez naukowych, spotkań koleżeńskich i wydarzeń towarzyszących. Będziemy ze wzruszeniem wspominać tych, którzy odeszli, a bez których Wydział nie osiągnąłby swojej wyjątkowej pozycji. Wyrażam głęboką nadzieję, że jubileusz 50-lecia stanie się doskonałą okazją dla absolwentów i byłych pracowników do odnowienia więzi z Wydziałem, a studentom i wszystkim zaproszonym gościom pokaże jego długoletnią tradycję, aktualną pozycję i planowane kierunki rozwoju. Serdecznie zapraszam wszystkich studentów, pracowników, absolwentów i przyjaciół Wydziału do wzięcia udziału w obchodach jubileuszu.

Dr hab. inż. Grzegorz Mastowski, prof. PRz
Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

WSPOMNIENIE

Dr hab. inż. Jerzy Bajorek
profesor nadzwyczajny Politechniki Rzeszowskiej
(1947-2013)

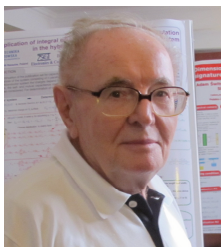


W dniu 4 maja 2013 r. zmarł w Rzeszowie dr hab. inż. Jerzy Bajorek profesor nadzwyczajny Politechniki Rzeszowskiej, znacząca postać Wydziału Elektrotechniki i Informatyki i całej Uczelni. Dziekan trzech kadencji i prorektor w kadencji 1996 – 1999, kierownik Zakładu Podstaw Elektrotechniki i Informatyki (wcześniej Zakładu Elektrotechniki Teoretycznej) w latach 1991–2011. Jerzy Bajorek urodził się 1 stycznia 1947 r. w Sandomierzu. Kilka lat później rodzina przeprowadziła się do Jasła, gdzie w 1961 r. ukończył szkołę podstawową oraz w 1965 r. liceum ogólnokształcące. Po zdaniu egzaminu maturalnego studiował na Uniwersytecie Jagiellońskim. Tytuł zawodowy magistra fizyki uzyskał w 1970 r. Bezpośrednio po ukończeniu studiów na Uniwersytecie Jagiellońskim rozpoczął pracę w Politechnice Rzeszowskiej w Zakładzie Elektrotechniki Teoretycznej kierowanym przez doc. dr inż. Irenę Kuzorę. Równolegle podjął studia inżynierskie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Rzeszowskiej, które ukończył z tytułem zawodowym inżyniera w 1972 r. W 1975 r. uzyskał stopień naukowy doktora w dziedzinie nauk technicznych, dyscyplinie elektrotechnika, nadany przez Radę Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej, natomiast stopień naukowy doktora habilitowanego, także w dyscyplinie elektrotechnika nadała profesorowi Jerzemu Bajorkowi Rada Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1986 roku. W Zakładzie Elektrotechniki Teoretycznej początkowo pracował jako asystent (1970-1975), przechodząc później kolejne stanowiska: adiunkta (1976-1987), docenta (1988-1990) i profesora nadzwyczajnego (1990-2013). Jako kierownik Zakładu Podstaw Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej wszystkie obowiązki wykonywał perfekcyjnie i posiadał nieocenioną umiejętność kierowania zespołem. Dzięki takiej postawie możliwa była m.in. wieloletnia współpraca z Międzynarodowym Centrum Badań Wyładowań Atmosferycznych należącym do Uniwersytetu Florydzkiego w Gainesville w USA oraz współpraca z Uniwersytetem w Dortmundzie. Podstawowe zainteresowania naukowe profesora Jerzego Bajorka to zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej dotyczące głównie przepięć atmosferycznych i modelowania matematycznego w obszarze elektrotechniki teoretycznej. W pracach tych pełnił kluczową rolę w zespole złożonym z pracowników Zakładu Podstaw Elektrotechniki i Informatyki oraz Katedry Energoelektroniki i Elektroenergetyki. Opublikował ponad 80 artykułów w

czasopismach o zasięgu międzynarodowym i krajowym oraz w materiałach konferencyjnych. Odbił szereg staży naukowych oraz przemysłowych w kraju i za granicą, między innymi w Katedrze Teoretycznych Podstaw Elektrotechniki Politechniki Leningradzkiej w 1982 r., Krakowskiej Fabryce Kabli i Instytucie Elektroenergetyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1983 r., Katedrze Elektrotechnologii Uniwersytetu Technicznego w Bratysławie i Instytucie Naukowym Kabli i Izolatorów w Bratysławie w 1987 r., Rzeszowskim Zakładzie Energetycznym w 1988 r. Był cenionym nauczycielem i wychowawcą młodych pokoleń nauczycieli akademickich i studentów. Sprawował funkcję kierownika studiów doktoranckich w dyscyplinie elektrotechnika. Wypromował 3 doktorów nauk technicznych i ponad 120 magistrów i inżynierów, recenzował 16 przewodów doktorskich i wydał kilka oryginalnych skryptów dla studentów. Przez szereg lat współpracował z Wyższym Seminarium Duchownym w Rzeszowie prowadząc z klerykami zajęcia praktyczne z informatyki. Jako prorektor Politechniki Rzeszowskiej zorganizował grupę osób z Zakładu Elektrotechniki Teoretycznej, która opracowała programy wspomagające pracę dziekanatów wydziałów oraz Działu Nauczania. Były to pierwsze programy powszechnie zastosowane w Politechnice Rzeszowskiej. Z Jego dużym udziałem powołano grupę informatyków, którą w późniejszym okresie przekształcono w jednostkę pn. Uczelniane Centrum Informatyzacji. Grupa ta przyczyniła się do uruchomienia Uczelnianej i Miejskiej Sieci Komputerowej. Profesor Jerzy Bajorek był redaktorem naczelnym zeszytów naukowych Politechniki Rzeszowskiej, seria: Elektrotechnika, członkiem Sekcji Teorii Elektrotechniki Komitetu Elektrotechniki Polskiej Akademii Nauk, członkiem Sekcji Wielkich Mocy i Wysokich Napięć Komitetu Elektrotechniki PAN, przewodniczącym Zarządu Oddziału Rzeszowskiego Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (2000-2002), sekretarzem naukowym Polskiego Komitetu Ochrony Odgromowej. Za swą działalność naukową, dydaktyczną i organizacyjną otrzymał wiele wyróżnień i odznaczeń, z których do najważniejszych należy zaliczyć: Krzyż Kawalerski Orderu Odrodzenia Polski (2011), Złoty Krzyż Zasługi (1997), Medal Komisji Edukacji Narodowej (1993), Złota Odznaka Honorowa Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (2011), Medal imienia Profesora Stanisława Fryzego (Stowarzyszenie Elektryków Polskich) w 2010r, Złota Odznaka Honorowa Stowarzyszenia Elektryków Polskich (2006), Srebrna Odznaka Honorowa Stowarzyszenia Elektryków Polskich (1994). Profesor Jerzy Bajorek był człowiekiem skromnym i uczciwym, a jednocześnie niezwykle pracowitym i uczynnym, cenionym zarówno przez studentów, jak i współpracowników. Straciliśmy wielkiego naukowca i nauczyciela akademickiego, współpracownika, życzliwego kolegę i przyjaciela, który wniósł znaczący wkład w rozwój Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza.

WSPOMNIENIE

Prof. dr hab. Stanisław Apanasewicz
(1936-2014)



Stanisław Apanasewicz urodził się 6 stycznia 1936 roku we wsi Kamień, w powiecie Wilejka (obecnie na terenie Białorusi). Po wojnie Jego rodzina przeniosła się do Giżycka. Po ukończeniu liceum rozpoczął studia na Uniwersytecie Mikołaja Kopernika w Toruniu na kierunku matematyka, które następnie kontynuował na Uniwersytecie Warszawskim specjalizując się w mechanice ośrodków ciągłych. Po uzyskaniu magisterium w 1959 roku rozpoczął

pracę w Instytucie Maszyn Przepływowych PAN w Gdańsku.

W początkowym okresie swojej działalności naukowej zajmował się głównie zagadnieniami z zakresu mechaniki płynów i gazodynamiki. W 1962 roku przeprowadził się do Łodzi, gdzie założył rodzinę. Tam Jego zainteresowania naukowe skierowały się w stronę teorii pola elektromagnetycznego. Rozwijał je w Ośrodku Badań Rozwojowych przy zakładach ELSTER i następnie w Instytucie Elektrotechniki, Rozprawę doktorską obronił na Uniwersytecie Łódzkim w 1965 roku. W międzyczasie został ojcem czwórki dzieci – dwóch synów i córek bliźniaczek. Naukowym zwieńczeniem tego okresu było uzyskanie w 1979 r. stopnia doktora habilitowanego. W tym też roku przeniósł się wraz z rodziną do Rzeszowa, gdzie już do końca życia prowadził swoje badania na Politechnice Rzeszowskiej. Tu po rozpoczęciu pracy objął kierownictwo Zakładu Matematyki, a następnie zastępcy dyrektora Instytutu Elektrotechniki. W 1984 roku zorganizował Zakład Elektrodynamiki, który dziesięć lat później połączył się z Zakładem Maszyn Elektrycznych, tworząc pod Jego kierownictwem Zakład Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych. W 1997 roku uzyskał tytuł profesora. Stanowisko kierownika KEiUE piastował do 2006 r. W międzyczasie pełnił też na Wydziale funkcję Prodziekana ds. dydaktyki.

Dorobek naukowy Profesora Apanasewicza to ok. 120 publikacji i opracowań naukowych, 2 monografie i 2 skrypty. Większość z Jego prac dotyczyła zagadnień elektrodynamiki i mechaniki ośrodków ciągłych. Specjalizował się głównie w analitycznych i pół-analitycznych metodach rozwiązywania różnego rodzaju zagadnień fizyki matematycznej. Ma w tej dziedzinie wiele oryginalnych i bardzo ciekawych osiągnięć. Ponadto był promotorem pięciu prac doktorskich oraz kilkudziesięciu inżynierskich i magisterskich. Zaskarbił sobie wdzięczność wielu młodych adeptów nauki, którym wydatnie pomógł w ich karierach.

Wykłady Profesora Apanasewicza zawsze wyróżniały się bardzo wysokim poziomem pod względem matematycznym. Wobec studentów był życzliwy i

wyrozumiały, ale też i wymagający. Egzaminy u Profesora uchodziły za jedno z najtrudniejszych w całym toku studiów i studenci podchodzili do nich ze szczególnym respektem. Nieszablonowa i barwna osobowość Profesora oraz jego nietypowe, zaskakujące pytania, sprawiły, że z latami narosło wokół Niego szereg popularnych wśród studentów anegdot. Jedną z jego studentek, a później bliska współpracownica, wspomina np. jak przed egzaminem jej koleżdy próbowali wypytać adiunkta prowadzącego ćwiczenia, jakie pytania Profesor będzie zadawał. Ten odpowiedział żartem, że tego o co będzie pytał Profesor Apanasewicz na egzaminie w żaden sposób nie da się przewidzieć. „Ale może mógłby pan nam zdradzić jakiegoś specjalnego konika Pana Profesora?” – padło pytanie. „Ależ proszę państwa, on ma ich całą stadninę!” – odparł prowadzący.

Egzamin u Profesora można było jednak zdać w innym trybie, rozwiązując spokojnie w domu lub akademiku jedno z tzw. „zadań specjalnych”. Były to jednak przeważnie zadania bardzo trudne, o których Profesor mawiał półżartem, że sam nie jest pewien, czy by sobie z nimi poradził. Zdarzyło się, że jeden ze studentów zdecydował się na taki sposób zaliczenia egzaminu, licząc na pomoc swojego znajomego pracującego na innej uczelni. Ten, po stwierdzeniu, że zagadnienie wykracza poza jego kompetencje przekazał je koleżdzie, a tamten jeszcze dalej. W ten sposób zadanie to zawędrowało podobno aż do Poznania, gdzie ktoś lepiej zorientowany w temacie poradził, żeby zwrócić się do „takiego jednego profesora z Rzeszowa, który świetnie zna się na takich problemach i z pewnością pomoże. Nazywa się Stanisław Apanasewicz”...

Prywatnie Profesor był osobą pogodną, z dużym poczuciem humoru i dystansem do swojej osoby. Pamiętne jest zdarzenie, gdy jeden z Jego dyplomantów pochodzący z jednego z krajów arabskich po obronie pracy magisterskiej podarował mu kefię (tradycyjne arabskie nakrycie głowy). Profesor nałożył ją sobie na głowę i, oznajmiając, że musi się udać do dziekanatu, wyszedł na wypełniony studentami korytarz. Gwar na korytarzu w jednej chwili ucichł i dało się słyszeć tylko kroki Profesora. Dopiero gdy zszedł piętro niżej na korytarzu wybuchnął gromki śmiech.

Innym razem oznajmił uroczyście swoim współpracownikom, że oto poprzedniego dnia osiągnął swój największy życiowy sukces dydaktyczny i dodał, że jest z niego bardzo dumny. Następnie zaproponował obecnym zabawę w dwadzieścia pytań, żeby spróbowali sami odgadnąć co to za sukces. Po rozstrzygnięciu zagadki okazało się, że było nim ... nauczenie kota sąsiadów podawania łapy.

Profesor Apanasewicz znany był też z niezwyklej prostolinijności. Zawsze mówił wprost to co myśli, czym czasem nawet szokował otoczenie. Był również świetnym erudyta, poza naukami ścisłymi żywo interesował się filozofią, religią, historią i polityką. Zapamiętamy Go jako człowieka o niepowtarzalnej osobowości, znakomitego uczonego o wielu pasjach, niezastąpionego mistrza i przyjaciela.

WSPOMNIENIE

Prof. dr hab. inż. Włodzimierz Kalita
profesor nadzwyczajny Politechniki Rzeszowskiej
(1933-2014)



Profesor Włodzimierz Kalita urodził się 11 września 1933 we Wrzawach, w małej miejscowości położonej w widłach Wisły i Sanu. Zmarł w dniu 29 listopada 2014.

Był człowiekiem, który pozostanie w naszej pamięci jako osoba nierozdzielnie związana z Politechniką Rzeszowską. Pracę w niej rozpoczął i kontynuował nieprzerwanie do chwili śmierci, od 1 września 1965 r., to jest od daty powstania niegdysiejszego Wydziału Elektrycznego. Na uczelnię przyszedł z przemysłu, z Wytwórni Sprzętu Komunikacyjnego PZL w Mielcu, po 8 latach spędzonych tam bezpośrednio po zakończeniu studiów na Wydziale Łączności Politechniki Wrocławskiej. Działalność naukowo-dydaktyczną rozpoczął na tworzącym się Wydziale Elektrycznym ówczesnej rzeszowskiej Wyższej Szkoły Inżynierskiej, jako starszy asystent w Zakładzie Elektrotechniki, który tworzył wówczas jednozakładowy Wydział. To tam powstawały zręby dzisiejszej elektroniki na obecnym Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Pracę rozpoczynał od własnoręcznie przygotowywanych zestawów ćwiczeniowych, będące bazą dla pierwszego laboratorium elektronicznego. W rok później objął kierownictwo jednego z pięciu zespołów przedmiotowych - zespołu automatyki, elektroniki i telemechaniki. Początki Jego badań naukowych skoncentrowane były w dwóch zasadniczych obszarach: technologii hybrydowych mikroelektronicznych układów grubowarstwowych oraz sterowania obiektami o parametrach rozłożonych. Tematyka badań została ujęta w 1969 r. w programach centralnie sterowanych Problemów Węzłowych, a następnie w Programie Rządowym PR-3. W tym czasie w kierowanym przez prof. W. Kalitę zespole została opracowana konstrukcja przepływowego pieca tunelowego oraz precyzyjna, półautomatyczna sitodrukarka EAT-1. Została ona wykonana w kilkunastu egzemplarzach na potrzeby instytutów naukowych i zakładów przemysłowych. W okresie tym podjął także kompleksowe prace badawcze dotyczące termicznych warunków pracy mikroukładów, determinujących stabilność parametrów w trudnych warunkach pracy, szczególnie przy dużych obciążeniach środowiskowych. Zagadnienia te były przedmiotem obronionej w 1972 roku na Politechnice Gdańskiej pracy doktorskiej pt. *„Wpływ rozkładów temperaturowych na odwracalne i nieodwracalne zmiany parametrów mikroukładów grubowarstwowych”*. Po uzyskaniu stopnia doktora nauk technicznych koncentrował się na badaniach związanych z termokinetyką mikroukładów hybrydowych, obejmującą w szczególności ich charakterystykę termiczną, z

uwzględnieniem zróżnicowanych procesów wymiany ciepła w wyodrębnionych obszarach.

W latach 1973-1982 był kierownikiem Zakładu Automatyki i Elektroniki, a w okresie 1982-2013 Zakładu Układów Elektronicznych, przekształconego następnie w Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych. Stopień doktora habilitowanego nauk technicznych z zakresu elektroniki, uzyskał w roku 1992 na Wydziale Elektrofizyki Politechniki Lwowskiej, na podstawie rozprawy pt. *„Projektowanie i technologia grubowarstwowych mikroukładów hybrydowych, przeznaczonych do pracy w trudnych warunkach eksploatacyjnych”*. Po habilitacji kontynuował badania dynamicznych stanów temperaturowych w mikroukładach hybrydowych oraz był inicjatorem podjęcia prac w obszarze kompatybilności elektromagnetycznej w mikroukładach hybrydowych - obejmujących zagadnienia sprzężeń i przesłuchów międzyelementowych, propagacji sygnałów zaburzających, lokalizację ich źródeł oraz niezwykle istotne problemy odporności mikroukładów na zaburzenia, zarówno przewodzone, jak też promieniowane.

Działalność zespołu Prof. Kality zawsze była bardzo silnie ukierunkowana na badania stosowane i ich aplikacje wynikające z potrzeb - głównie lokalnego - przemysłu lotniczego, motoryzacyjnego i oświetleniowego. Efektem tych działań było ponad 20 opracowań wdrożonych do praktyki przemysłowej lub badawczej, wiele uzyskanych patentów, jak również dynamiczny rozwój kadry naukowej. Czynnie uczestniczył w realizacji 58 projektów KBN, MNiSW, NCBiR, jak też na rzecz przemysłu. Profesor Kalita był autorem lub współautorem 306 prac publikowanych, 6 monografii, 2 skryptów, 17 patentów oraz 205 komunikatów konferencyjnych. W obszarze kształcenia kadry naukowej profesor był promotorem siedmiu zakończonych przewodów doktorskich (w tym dwóch poza granicami Polski).

Był inicjatorem szerokiej współpracy naukowo-badawczej, obejmującej również aspekty dydaktyczne, z wieloma uczelniami zagranicznymi - w tym wieloletniej - z najbliższymi terytorialnie uczelniami tj., z Uniwersytetem Technicznym w Koszycach, Politechniką Lwowską i wyższymi niemieckimi szkołami zawodowymi w Zwickau i Soest.

Zwieńczeniem zawodowej kariery Profesora W. Kality było otwarcie w dniu 25 listopada 2013 r. zespołu supernowoczesnych laboratoriów badawczych, zbudowanych i wyposażonych za kwotę blisko 25 mln zł, pozyskanych głównie ze środków unijnych oraz przyznanie Mu przez prezydenta Rzeczypospolitej Polskiej tytułu profesora w dniu 19 lutego 2014 r.

Za osiągnięcia w działalności naukowej i organizacyjnej na rzecz nauki został nagrodzony wieloma odznaczeniami i nagrodami. Do najważniejszych należy zaliczyć: tytułu doktora h.c. przyznany przez Uniwersytet Techniczny w Koszycach w 2003 r., Krzyż Oficerski OOP, Medal Komisji Edukacji Narodowej, Zasłużony dla Politechniki Rzeszowskiej oraz wiele nagród Rektora I, II i III stopnia (indywidualnych i zespołowych).

Jubileusz 50-lecia utworzenia Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

HISTORIA

Początki szkolnictwa wyższego w Rzeszowie to rok 1951. Utworzono wówczas w Politechnice Krakowskiej na Wydziale Mechanicznym Wieczorowe Studium Zawodowe Terenowe z siedzibą w Rzeszowie. Początkowo prowadzono wyłącznie kierunek *mechanika*, zajęcia odbywały się systemem wieczorowym i skierowane były do osób pracujących, głównie w Wytwórni Sprzętu Komunikacyjnego PZL w Rzeszowie. Dało to początki utworzenia w 1963 roku Wyższej Szkoły Inżynierskiej (WSI) a w niej Wydziału Mechanicznego i Wydziału Ogólnotechnicznego. Nowa, pierwsza uczelnia techniczna rozpoczęła swoje funkcjonowanie w dawnym Domu Młodego Robotnika przy ul. Marii Curie-Skłodowskiej (patrz rys.1) z dwoma wydziałami: mechanicznym i ogólnotechnicznym oraz dwoma kierunkami *mechaniką* i *elektrotechniką*.



Rys. 1. Dom Młodego Robotnika WSK w Rzeszowie przy
ul. M. Słodowskiej-Curie

Kierunek *elektrotechnika* na Wydziale Ogólnotechnicznym był faktycznie początkiem utworzenia Wydziału Elektrycznego. Program kształcenia studentów kierunku *elektrotechnika* obejmował wiele przedmiotów związanych z profilem mechanicznym. Były to m.in. *geometria wykreślna, mechanika techniczna, wytrzymałość materiałów, technologia metali* itp. Nauczanie na Wydziale Ogólnotechnicznym trwało 4 semestry. Po tym okresie studenci kierunku *elektrotechnika* kontynuowali kształcenie już na swoim Wydziale Elektrycznym do końca czteroletnich studiów inżynierskich. Wydział Elektryczny został powołany w roku 1965. Jego głównym organizatorem i pierwszym dziekanem był dr inż. Jerzy Sozański.

Pierwszy lub drugi semestr studiów na Wydziale Ogólnotechnicznym obejmował praktykę przemysłową, realizowaną na ogół w Wytwórni Sprzętu Komunikacyjnego PZL w Rzeszowie. Oprócz praktyki w takim semestrze studenci mieli również zajęcia dydaktyczne na uczelni z kilku przedmiotów, m.in. *matematyki, fizyki, ekonomii*. Studia stacjonarne (dzienne) – na Wydziałach Ogólnotechnicznym i Elektrycznym - trwały w sumie 4 lata i obejmowały łącznie ok. 4600 godzin zajęć zorganizowanych, realizowanych od poniedziałku do soboty włącznie. Ponadto semestr zimowy rozpoczynał się już 1 września, a każdy z ośmiu semestrów trwał 16 tygodni. Jednym z elementów 8. semestru studiów była miesięczna praktyka dyplomowa. Funkcjonowały dwie formy zajęć. Pierwsza to zajęcia audytoryjne w grupach 25..30 osobowych, zastępujące wykłady i ćwiczenia oraz druga forma to zajęcia laboratoryjne lub projektowe w grupach o połowę mniejszych. Obrona pracy inżynierskiej odbywała się w czerwcu i była złożona z dwóch części obejmujących egzamin dyplomowy i właściwą obronę poprzedzoną referatem na temat zrealizowanych badań (zadań inżynierskich). Przerwy wakacyjne podczas studiów były wypełnione jedną miesięczną praktyką i dwoma miesięcznymi poligonami wojskowymi. W związku z tym studenci WSI w tym okresie mieli na każdych wakacjach wyłącznie jeden miesiąc przerwy na wypoczynek. Kadre nauczającą tworzył początkowo kilkusobowy zespół elektrotechniki, w ramach Wydziału Ogólnotechnicznego. Wtedy zespół ten liczył zaledwie 3 nauczycieli (dr Sozański, mgr Dyszyński, mgr Skarbowski). W 1966 roku zatrudniono pierwszego nauczyciela akademickiego ze stopniem naukowym doktora habilitowanego (prof. Zygmunt Bajorek). W tym samym roku Docent Zygmunt Bajorek został nowym dziekanem Wydziału.

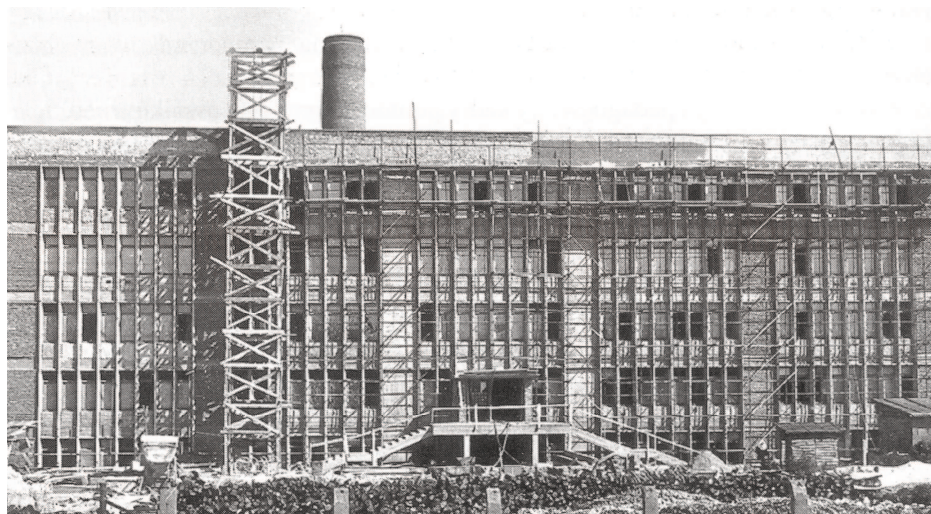
W opisanym wyżej okresie, większość kadry nauczającej Wydziału pochodziła głównie z Akademii Górniczo-Hutniczej i przemysłu. Specjaliści z przemysłu posiadali wieloletni staż i odpowiednią praktykę zawodową.

Od 1966 roku na kierunku *elektrotechnika* uruchomiono studia niestacjonarne (zaoczne). Pierwsze dyplomy absolwenci studiów zaocznych otrzymali w 1970 roku.

Od 1968 roku studenci studiów dziennych przyjmowani byli już bezpośrednio na Wydział Elektryczny. Semestralną praktykę zastąpiono zajęciami warsztatowymi. W marcu 1968 roku w kraju doszło do protestów studenckich wyrażających niezadowolenie z ograniczenia swobód obywatelskich. Bezpośrednim impulsem do tych protestów było zamknięcie spektaklu „Dziady” Adama Mickiewicza w Teatrze Narodowym w Warszawie. Wydarzenia, zwane powszechnie „wydarzeniami marcowymi”, miały istotny wpływ na funkcjonowanie szkolnictwa wyższego. Wielu nauczycieli akademickich i studentów usunięto z polskich uczelni. Do procesu kształcenia wszystkich studentów wprowadzono wakacyjne, miesięczne praktyki robotnicze. Nauczyciele akademicy ze stopniem naukowym doktora mogli zabiegać o tytuł (stanowisko) docenta, który dawał im samodzielność, w tym możliwość promotorstwa w przewodach doktorskich. Docenturę zatwierdzała wówczas Centralna Komisja ds. Tytułów i Stopni Naukowych. Wnioski o uzyskanie statusu docenta opiniowali nie tylko recenzenci naukowcy ale również agendy Polskiej Zjednoczonej Partii Robotniczej (PZPR).

W 1972 roku zlikwidowano Zrzeszenie Studentów Polskich (związek zawodowy studentów), jedyną organizację posiadającą chociaż niewielką niezależność od władz. ZSP zastąpiono Socjalistycznym Związkiem Studentów Polskich (SZSP); organizacją polityczną całkowicie zależną od rządzącej PZPR.

W latach sześćdziesiątych, po utworzeniu w Rzeszowie samodzielnej technicznej uczelni akademickiej przystąpiono do budowy nowych obiektów. W pierwszej kolejności dla kształcenia coraz liczniejszych grup mechaników. Do tego celu przede wszystkim miał służyć (patrz poniżej) budynek C.



Rys. 2. Budowa gmachu Wydziału Mechanicznego WSI (rok 1962)



Rys. 3. Rozpoczęcie budowy obiektu Wydziału Elektrycznego w 1964 roku (budynek B)

W latach sześćdziesiątych odnotować należy znaczną dynamikę zmian lokalizacji jednostek organizacyjnych Uczelni i Wydziału.

Budynek C dla Wydziału Mechanicznego oddano do użytku w 1964 roku, następnie zachodnią część budynku A w 1965 roku. W 1967 roku ukończono budowę budynku B, a w 1969 roku łącznik B-C dla Wydziału Elektrycznego i wschodnią część budynku A. Budynek przy ul. Marii Skłodowskiej-Curii (obecnie budynek D), w którym Wieczorowa Szkoła Inżynierska prowadziła zajęcia, przekazano dla potrzeb studium wojskowego.

Pomimo oddania do użytku kilku obiektów na potrzeby kształcenia, okres końca lat sześćdziesiątych i początek lat siedemdziesiątych był dla Uczelni i Wydziału okresem bardzo trudnym pod względem lokalowym, bowiem w 1966 roku utworzono Wydział Inżynierii Komunalnej (dzisiaj Wydział Budownictwa, Inżynierii Środowiska i Architektury) a rok później (w 1967) Wydział Technologii Chemicznej (dzisiaj Wydział Chemiczny). Trudno sobie dzisiaj wyobrazić, ale pierwsze laboratoria Wydziału Chemicznego zorganizowano na niskim parterze budynku A, a tuż obok w salach A1 i A2 mieściła się Biblioteka Główna.

Z początkiem lat siedemdziesiątych kształcenie na Wydziale było modyfikowane. W 1973 roku wprowadzono jednolite stacjonarne (dzienne) dziewięciosemestralne studia magisterskie. Zajęcia rozpoczynały się 1 października i każdy semestr liczył 15 tygodni. Od tego czasu podstawowymi formami zajęć były klasyczne wykłady, ćwiczenia audytoryjne, ćwiczenia laboratoryjne i projektowe w małych grupach. Po wprowadzeniu jednolitych studiów magisterskich, na pierwszym roku studiów w dalszym ciągu obowiązywały zajęcia warsztatowe z zakresu mechaniki i elektrotechniki. Stworzono też studentom formalnie możliwość specjalizacji. Na kierunku *elektrotechnika* były to *przetwarzanie i użytkowanie energii elektrycznej, budowa maszyn i urządzeń elektrycznych* oraz *automatyka i metrologia*. Na uczelni Wydziały przekształcono w instytuty. Wyjątkiem był Wydział Mechaniczny, który pozostał Wydziałem z dwoma instytutami. W miejsce Wydziału Elektrycznego funkcjonował jeden Instytut Elektrotechniki posiadający strukturę zakładową (*Zakład Elektroniki i Automatyki, Zakład Elektrotechniki, Zakład Maszyn Elektrycznych, Zakład Miernictwa Elektrycznego, Zakład Urządzeń Elektrycznych*). Instytut Elektrotechniki miał uprawnienia wydziału. Kształcenie prowadził na poziomie magisterskim (studia dzienne) i poziomie inżynierskim (studia zaoczne i wieczorowe).

W 1974 roku Wyższa Szkoła Inżynierska została przekształcona w Politechnikę Rzeszowską im. Ignacego Łukasiewicza. W latach siedemdziesiątych pierwsi nauczyciele akademicy zatrudnieni na Wydziale uzyskali stopień naukowy doktora nauk technicznych. Pod koniec tego okresu doktorami nauk zostali także pierwsi absolwenci wydziału.

W latach siedemdziesiątych znacząco powiększyła się baza lokalowa Uczelni i Wydziału. Oddano do użytku kolejno budynki E (dla Instytutu Lotnictwa), F (m.in. dla biblioteki i wydawnictw), H (dla Wydziału Chemicznego), K (dla Wydziału Budownictwa i Inżynierii Środowiska) a następnie budynek L dla Wydziału Budowy Maszyn i Lotnictwa. Dzięki temu zyskał lokalowo też Wydział Elektryczny. Na 3 piętro budynku A przeniesiono Zakład Elektroniki i Automatyki, na 3 piętro budynku B - Zakład Miernictwa Elektrycznego, na 2 piętro budynku B - Zakład Elektrotechniki, na wysoki i niski parter budynku B - Zakład Maszyn Elektrycznych, na 1 pierwszym piętrze budynku B pozostał dziekanat Wydziału, a w łączniku B-C i na niskim parterze zachodniej części budynku A - Zakład Urządzeń Elektrycznych.

Przełom lat siedemdziesiątych i osiemdziesiątych to okres wielu spodziewanych i niespodziewanych zawirowań. Powstanie NSZZ „Solidarność”, zapoczątkowało wiele demokratycznych działań w kraju w tym też w szkolnictwie wyższym. Uczelnie otrzymały uprawnienia do demokratycznego wyboru rektora a wydziały – wyboru dziekana. Po raz pierwszy w historii Wydziału Elektrycznego w sali wykładowej B2 (dzisiaj B107) goszczono osobę duchowną; ks. Ireneusza Folcika. W nieco późniejszym okresie kontakty z

przedstawicielami kościoła stały się czymś normalnym. Można tu przytoczyć kolejny przypadek, gdy strajkujących studentów w 1981 roku odwiedził ks. Abp Ignacy Tokarczuk (ordynariusz przemyski) w towarzystwie ks. Kazimierz Ryczana – pierwszego duszpasterza akademickiego w Rzeszowie, a późniejszego biskupa kieleckiego.

Na przełomie lat siedemdziesiątych i osiemdziesiątych wydłużono czas trwania jednolitych studiów magisterskich do 10 semestrów. Poza tym wydziały, w ograniczonym zakresie, mogły budować plany studiów wg własnych możliwości i koncepcji. W roku 1980 wprowadzono pięciodniowy tydzień nauki. Na Wydziale opracowano nowe plany i programy studiów dla jednego kierunku *elektrotechnika*. Niewystarczająca pod względem stopni i tytułów naukowych kadra nie pozwalała wówczas na otwarcie nowych kierunków. W 1981 roku Instytut Elektrotechniki przekształcono w Wydział Elektryczny z Instytutem Elektrotechniki, obejmującym *elektrotechnikę teoretyczną, urządzenia, maszyny elektryczne i elektrodynamikę* oraz Instytutem Automatyki i Metrologii obejmującym swoim działaniem: *elektronikę, automatykę* a także *metrologię elektryczną i elektroniczną*.

W 1981 roku z Zakładu Elektroniki i Automatyki wydzielono 3 samodzielne jednostki: Zakład Układów Elektronicznych, Zakład Automatyki i Zakład Podstaw Elektroniki. Pozwalały na to ówczesne przepisy i liczba samodzielnych pracowników nauki (doktorów habilitowanych).

W 1982 roku utworzono na uczelni Ośrodek Elektronicznej Techniki Obliczeniowej, a opiekę nad nim powierzono Zakładowi Automatyki na Wydziale Elektrycznym. Ośrodek był początkiem rozwoju informatyki.

W latach osiemdziesiątych ubiegłego stulecia Wydział nie prowadził naboru na studia niestacjonarne. Nabór wznowiono w 1989 roku w systemie zaocznym.

Przez dwie dekady, w latach 1970-1990, praktycznie nie zmieniała się liczba rekrutowanych studentów. Na I rok studiów dziennych (stacjonarnych) przyjmowano w granicach 80 do 100 studentów.

Początek lat osiemdziesiątych to kolejne zawirowania w kraju. Po ogłoszeniu stanu wojennego (13 grudnia 1981), już na początku roku 1982 odwołano demokratycznie wybranego rektora, a następnie nowy mianowany rektor odwołał demokratycznie wybranego dziekana Wydziału. Rozpoczął się nowy-stary okres w dziejach PRL.

Okres lat osiemdziesiątych był też okresem totalnego kryzysu ekonomicznego Państwa Polskiego. Wiele podstawowych artykułów było sprzedawanych w systemie kartkowym. Kryzys znacząco ograniczył rozwój szkolnictwa wyższego a system kartkowy powodował bardzo duże utrudnienia w życiu prywatnym. Na Wydziale mimo wszystko wystąpił przyrost kadr ze stopniem naukowym doktora habilitowanego. W tym okresie przyjęto 1 doktora habilitowanego z zewnątrz a kilku etatowych nauczycieli Wydziału pod koniec

dekady uzyskało stopień doktora habilitowanego otrzymując stanowisko docenta.

W 1989 roku rozpoczęła się transformacja ustrojowa w Polsce. Przemiany demokratyczne zapoczątkowane wyborami 4 czerwca 1989 roku prowadziły do istotnych zmian w funkcjonowaniu szkolnictwa wyższego. Uczelnie uzyskały autonomię, polegającą m.in. na: demokratycznym wyborze władz akademickich na szczeblu uczelni i wydziałów, określania własnych planów i programów kształcenia studentów, tworzenia własnych planów badań naukowych. W Politechnice Rzeszowskiej zrezygnowano z instytutów i ze struktury trójstopniowej. Po tej zmianie Wydział Elektryczny składał się z 8 zakładów. Utworzono wówczas Zakład Elektrodynamiki. Przepisy pozwalały w tym czasie, aby funkcję kierownika (p.o.) mogli pełnić także doktorzy, bez habilitacji.

W 1990 roku zmieniono prawo o szkolnictwie wyższym. Prawo to pozwalało na zatrudnienie doktorów habilitowanych na stanowisku profesora nadzwyczajnego. Ówczesny Rektor zawniósował, a Senat podjął uchwałę o nominacji wszystkich doktorów habilitowanych na stanowisko profesora nadzwyczajnego. Wcześniej uprawnienia do awansowania doktorów habilitowanych na stanowisko profesora nadzwyczajnego miało wyłącznie Ministerstwo.

Nominacje profesorskie w Politechnice Rzeszowskiej

Miło nam poinformować Czytelników „WS”, że zgodnie z zasadami zawartymi w nowej ustawie o szkolnictwie wyższym, rektor Politechniki Rzeszowskiej **prof. dr hab. inż. Stanisław Kuś** wręczył wczoraj nominacje na stanowiska profesora nadzwyczajnego 22 nauczycielom akademickim, którzy legitymowali się stopniami naukowymi doktora habilitowanego. Akty nominacyjne otrzymali (podajemy w kolejności alfabetycznej):

WYDZIAŁ BUDOWNICTWA I INŻYNIERII ŚRODOWISKA: Jan Chałupski, Bogusław Januszewski, Roman Kadaj, Wacław Przybyło, Andrzej Zieliński.

WYDZIAŁ BUDOWY MASZYN I LOTNICTWA: Bogumił Bieniasz, Teresa Gibczyńska, Jerzy Łunarski, Tadeusz Pomianek, Janusz Rybak, Jan Sieniawski.

WYDZIAŁ CHEMICZNY: Bolesław Fleszar, Henryk Galina, Stanisław Kopacz, Mieczysław Kucharski, Maria Świeboda.

WYDZIAŁ ELEKTRYCZNY: Stanisław Apanasewicz, Jerzy Bajorek, Andrzej Kusy, Leszek Trybus.

KATEDRA MATEMATYKI: Józef Banaś, Maria Kwaśnik.
Nasze serdeczne gratulacje! (j.w.)

„Gazeta Południowa”, nr 23 z dnia 17-18 października 1990 roku

Duży przyrost doktorów habilitowanych na Wydziale odnotowano w latach 1991-96; osiem osób uzyskało ten stopień, a później sukcesywnie wszyscy otrzymali stanowiska profesorów nadzwyczajnych Politechniki Rzeszowskiej. Niemal równocześnie w tym okresie do pracy na Wydziale zatrudniono 3 profesorów z Politechniki Świętokrzyskiej, 2 z Politechniki Lwowskiej i 2 z Politechniki Kijowskiej. W 1993 roku Wydział złożył wniosek o zgodę na prowadzenie kierunku studiów *elektronika*. Niestety wniosek ten nie uzyskał akceptacji ministerstwa. Z początkiem dekady lat dziewięćdziesiątych nastąpiło znaczące zwiększenie liczby rekrutowanych studentów. W 1991 roku Wydział przyjął na studia dzienne, jednego wówczas kierunku *elektrotechnika*, ok. 360 a rok później – ok. 540 studentów i podobnie w latach następnych. Dla przyjętych studentów Wydział na kierunku *elektrotechnika* oferował 4 specjalności: *przetwarzanie i użytkowanie energii elektrycznej*, *automatyka i informatyka*, *aparatura elektroniczna* oraz *metrologia i systemy pomiarowe*. Powyższe specjalności dały swój początek późniejszym kierunkom studiów. Trend tak licznego naboru studentów na Wydziale, a także na Uczelni i w całym kraju, utrzymuje się do dzisiaj.

W 1991 roku ze struktury Zakładu Podstaw Elektroniki wydzielono Zakład Systemów Cyfrowych złożony z kilku osób, a Zakład Automatyki przekształcono w Zakład Automatyki i Informatyki. Podkreślono w ten sposób wyraźny rozwój Wydziału w kierunku dyscypliny *informatyka*. W 1995 roku Wydział złożył wniosek o utworzenie kierunku *informatyka*. Wniosek uzyskał akceptację ministerstwa i od 1996 roku rozpoczęto nabór i kształcenie studentów na tym kierunku na poziomie inżynierskim a od 1997 roku – na poziomie magisterskim. W ramach kierunku *informatyka* Wydział oferował dwie specjalności: *systemy i sieci komputerowe* oraz *systemy informatyczne*.

Na studiach zaocznych (niestacjonarnych) Wydziału oferowano podobny układ specjalności jak na studiach dziennych (stacjonarnych).

W 1999 roku Wydział otrzymał uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora w dyscyplinie *elektrotechnika*, a w – 2000 zmienił nazwę na Wydział Elektrotechniki i Informatyki. Przy okazji zmiany nazwy Wydziału, zmieniono też nazwy niektórych jego jednostek organizacyjnych: Zakład Elektrotechniki Teoretycznej przemieniono na Zakład Podstaw Elektrotechniki i Informatyki, Zakład Układów Elektronicznych - na Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych, Zakład Systemów Cyfrowych - na Zakład Systemów Rozproszonych.

Rozwój jednostek organizacyjnych spowodował bardzo duże zapotrzebowanie na pomieszczenia pracownicze, laboratoryjne i sale dydaktyczne a także pomieszczenia rozrastającej się administracji. W kompleksie przy Al. Powstańców Warszawy wybudowano budynek S a następnie rozbudowano w tym samym kompleksie budynek P. Większość zajęć teoretycznych (wykłady, ćwiczenia) pracownicy Wydziału prowadzili

właśnie w tych budynkach. W tym też okresie przeznaczono salę wykładową B2, po remoncie, na salę Rady Wydziału (obecnie sala B107). W posiedzeniach Rady, w połowie lat dziewięćdziesiątych uczestniczyło 18 profesorów i doktorów habilitowanych, a w sumie skład Rady liczył wtedy 35 osób.

Kolejnym „przyrostem” powierzchni dla Wydziału była sala wykładowa E1, powstała po stolarni w budynku E. Sala ta służyła Wydziałowi także do prowadzenia publicznych obron prac doktorskich od 2000 roku.

W 2005 roku Wydział uzyskał uprawnienia do prowadzenia studiów I stopnia (inżynierskich) na kierunku *elektronika i telekomunikacja*. Dwa lata później uprawnienia do prowadzenia studiów II stopnia (magisterskich) na tym kierunku. Wydział prowadził też nabór studentów na ten nowy kierunek na studia niestacjonarne. Oferta kształcenia na Wydziale wzbogaciła się o kolejne specjalności: *urządzenia elektroniczne, telekomunikacja oraz elektroniczne systemy pomiarowe i diagnostyczne*.

Pierwsza dekada nowego XXI wieku przyniosła przyrost kadr wysokokwalifikowanych, zwłaszcza w grupie doktorów nauk technicznych i profesorów z tytułem naukowym. Wydział posiadał też znaczącą bazę naukową i aparaturową. Dzięki temu oraz staraniom Wydziału na początku roku 2010 - zatem na jubileusz 45-lecia działalności – Centralna Komisja ds. tytułów i stopni naukowych przyznała Wydziałowi **uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego w dyscyplinie *elektrotechnika***. Dotychczas Rada Wydziału Elektrotechniki i Informatyki przeprowadziła sześć przewodów nadania stopnia dr hab. i jedno postępowanie w zakresie nadania tytułu naukowego profesora.

Rok 2010 był też rokiem zmiany logo wydziału. Decyzją Senatu wprowadzono nowy system identyfikacji wizualnej Politechniki Rzeszowskiej, zmieniający m.in. loga wszystkich wydziałów. Poniżej stare i nowe logo.



Rys. 4. Poprzednie (po lewej) i aktualne (po prawej) logo Wydziału

Bardzo istotnym momentem dla Wydziału było uzyskanie w 2012 roku uprawnień do nadawania stopnia doktora nauk technicznych w dyscyplinie *informatyka*. Było to możliwe dzięki istotnemu wzmocnieniu kadrowemu o osoby z tytułem naukowym i stopniem naukowym doktora habilitowanego.

W 2014 roku siedmiu adiunktów zatrudnionych na Wydziale uzyskało stopień naukowy doktora habilitowanego. Czterem z nich stopień ten nadała Rada Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Miało to bardzo duże znaczenie, bowiem jesienią 2014 roku aż pięć osób zakończyło pracę w Uczelni przechodząc na emeryturę.

Utrzymując stan zatrudnienia powyżej 24 osób, z tytułem i stopniem naukowym doktora habilitowanego, Wydział otrzymał uprawnienia do prowadzenia studiów II stopnia na kierunku *energetyka*.

W wieloletniej działalności Wydziału wielu jego pracowników pełniło funkcje prorektorów Uczelni. Szczegółowe dane zamieszczono w tabeli 1 poniżej.

Tabela 1. Pracownicy Wydziału, którzy pełnili bądź pełnią funkcje prorektorów Uczelni

Osoba	Funkcja	Kadencja
Prof. dr inż. Jan Woźniacki	Prorektor ds. nauczania	1966-1972
Prof. dr hab. inż. Zygmunt Bajorek	Prorektor ds. dydaktyki i wychowania	1972-1975
Prof. dr hab. inż. Leszek Trybus	Prorektor ds. nauki	1981-1982
Doc. dr hab. inż. Benedykt Rząsa	Prorektor ds. nauczania	1982-1985
Prof. dr hab. inż. Andrzej Kusy	Prorektor ds. współpracy z zagranicą	1990-1993
Dr hab. inż. Marian Wysocki, prof. PRz.	Prorektor ds. nauczania	1993-1996
Dr hab. inż. Jerzy Bajorek, prof. PRz.	Prorektor ds. nauki	1996-1999
Dr hab. inż. Jerzy Potencki, prof. PRz.	Prorektor ds. nauczania	1999-2002 2002-2005
Prof. dr hab. inż. Jacek Kluska	Prorektor ds. nauki	2005-2008, 2008-2012
Prof. dr hab. inż. Kazimierz Buczek	Prorektor ds. rozwoju	2012-nadal

W 50-cio letniej historii Wydziałem kierowało 18 zespołów dziekańskich (dziekani i prodziekani). Szczegółowe dane zamieszczono w tabeli 2.

Tabela 2. Dziekani i prodziekani Wydziału w latach 1965-2015

Lata	Dziekan	Prodziekani
1965/1966- -1966/1967	dr inż. Jerzy Sozański	
1967/1968- -1970/1971	doc. dr hab. inż. Zygmunt Bajorek	doc. dr inż. Irena Kuzora

1971/1972	doc. dr inż. Irena Kuzora	dr Adam Drzymała mgr inż. Bohdan Zaborowski
1972/1973	prof. dr inż. Jan Woźniacki	dr inż. Włodzimierz Kalita mgr inż. Bohdan Zaborowski
1973/1974- -1977/1978	doc. dr inż. Jerzy Lewicki	dr inż. Marian Kieras doc. dr inż. Romuald Borek
1978/1979- -1980/1981	doc. dr inż. Jerzy Lewicki	dr inż. Marian Kieras dr inż. Ryszard Rut
1981/1982	doc. dr inż. Jerzy Lewicki	dr inż. Marian Kieras
1982/1983- -1983/1984	prof. dr hab. inż. Zygmunt Bajorek	dr inż. Marian Kieras
1984/1985- -1986/1987	doc. dr inż. Jerzy Lewicki	doc. dr hab. inż. Andrzej Kusy
1987/1988- -1989/1990	doc. dr inż. Jerzy Lewicki	doc. dr hab. Stanisław Apanasewicz
1990/1991- -1992/1993	dr hab. inż. Jerzy Bajorek, prof. PRz	dr hab. inż. Franciszek Grabowski, prof. PRz dr inż. Kazimierz Buczek
1993/1994- -1995/1996	dr hab. inż. Jerzy Bajorek, prof. PRz	dr hab. inż. Adam Kowalczyk, prof. PRz dr hab. inż. Kazimierz Buczek dr inż. Jan Rodziński
1996/1997- -1998/1999	dr hab. inż. Kazimierz Buczek, prof. PRz	dr hab. inż. Jacek Kluska, prof. PRz dr inż. Bronisław Mrugała dr inż. Jan Rodziński
1999/2000- -2001/2002	dr hab. inż. Kazimierz Buczek, prof. PRz	dr hab. inż. Jacek Kluska, prof. PRz dr inż. Bronisław Mrugała dr inż. Stanisław Wyderka
2002/2003- -2004/2005	dr hab. inż. Jerzy Bajorek, prof. PRz	dr hab. inż. Andrzej Kolek, prof. PRz dr inż. Jadwiga Płoszyńska dr inż. Stanisław Wyderka
2005/2006- 2007/2008	dr hab. inż. Kazimierz Buczek, prof. PRz	dr hab. inż. Andrzej Kolek, prof. PRz dr inż. Jadwiga Płoszyńska dr inż. Jan Rodziński
2008/2009- -2011/2012	prof. dr hab. inż. Kazimierz Buczek	dr inż. Grzegorz Masłowski dr inż. Jan Rodziński dr inż. Jakub Wojturski
2012/2013- nadal	dr hab. inż. Grzegorz Masłowski, prof. PRz	dr inż. Witold Posiewała dr inż. Dominik Strzałka dr inż. Roman Zajdel

W okresie pięćdziesięcioletniej historii Wydziału, funkcję kierowników dziekanatu a obecnie Kierownika Administracyjnego Wydziału pełniło 5 osób: Teresa Żądło, Waleria Mazurek, Elżbieta Nocko, mgr inż. Maria Popek, mgr inż. Renata Fularska.

W tabeli 3 przedstawiono najważniejsze daty w historii Wydziału (Kalendarium)

KALENDARIUM

Tabela 3. Ważniejsze daty w historii Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

Rok	Wydarzenie
1963	Rozpoczęcie studiów przez pierwszych studentów, najpierw na Wydziale Ogólnotechnicznym (4 semestry), później na Wydziale Elektrycznym Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie
1965	Utworzenie Wydziału Elektrycznego Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie
1970	Utworzenie struktury zakładowej Wydziału
1973	Rozpoczęcie studiów magisterskich
1974	Utworzenie Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza w miejsce Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie
1978	Wypromowanie pierwszych absolwentów z tytułem zawodowym magistra inżyniera
1981	Powrót do struktury wydziałowej w Politechnice Rzeszowskiej. Pierwsze demokratyczne wybory władz akademickich w Politechnice Rzeszowskiej, w tym demokratyczne wybory Rady Wydziału Elektrycznego, Dziekana i Prodziekanów
1989	Wznowienie kształcenia na studiach zaocznych
1990	Uzyskanie uprawnień do samodzielnego kształtowania planów i programów studiów na kierunku <i>elektrotechnika</i> oraz do powołania nowych specjalności kształcenia
1992	Nawiązanie współpracy międzynarodowej w zakresie kształcenia studentów – pierwsza wymiana studentów z uczelniami zagranicznymi
1996	Uzyskanie prawa do prowadzenia studiów inżynierskich na kierunku <i>informatyka</i>
1997	Uzyskanie prawa do prowadzenia studiów magisterskich na kierunku <i>informatyka</i>
1999	Uzyskanie prawa nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych w dyscyplinie <i>elektrotechnika</i>
2000	Zmiana nazwy Wydziału Elektrycznego na Wydział Elektrotechniki i Informatyki
2002	Organizacja XII Ogólnopolskiego Zjazdu Dziekanów Wydziałów Elektrycznych, Elektroniki i Informatyki
2002	Pierwsza publiczna obrona rozprawy doktorskiej w dyscyplinie <i>elektrotechnika</i>

c.d. tabeli 3

Rok	Wydarzenie
2004	Pozytywna ocena Państwowej Komisji Akredytacyjnej dla kierunku <i>informatyka</i>
2005	Uzyskanie uprawnień do prowadzenia studiów zawodowych na kierunku <i>elektronika i telekomunikacja</i>
2006	Pozytywna ocena Państwowej Komisji Akredytacyjnej dla kierunku <i>elektrotechnika</i>
2007	Uzyskanie uprawnień do prowadzenia studiów magisterskich na kierunku <i>elektronika i telekomunikacja</i>
2009	Utworzenie kierunków kształcenia <i>automatyka i robotyka</i> oraz <i>energetyka</i> na poziomie I stopnia (inżynierskim)
2010	Uzyskanie uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego nauk technicznych w dyscyplinie <i>elektrotechnika</i>
2010	Pozytywna ocena Państwowej Komisji Akredytacyjnej dla kierunku <i>informatyka</i>
2010	Pozytywna ocena Państwowej Komisji Akredytacyjnej dla kierunku <i>elektronika i telekomunikacja</i>
2011	Pierwsze kolokwium habilitacyjne w dyscyplinie <i>elektrotechnika</i>
2012	Uzyskanie prawa nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych w dyscyplinie <i>informatyka</i>
2013	Pozytywna ocena parametryczna Wydziału przez Państwową Komisję Akredytacyjną
2014	Uzyskanie uprawnień do prowadzenia studiów II stopnia (magisterskich) na kierunku <i>energetyka</i>
2015	Pierwsza publiczna obrona rozprawy doktorskiej w dyscyplinie <i>informatyka</i>

DZIEŃ DZISIEJSZY

Od 2015 roku studenci Wydziału na 5 kierunkach mają do wyboru w sumie 13 specjalności.

Tabela 4. Kierunki i specjalności kształcenia na Wydziale

Kierunki	Specjalności
elektrotechnika	<ul style="list-style-type: none"> • przetwarzanie i użytkowanie energii elektrycznej • napędy elektryczne w energetyce motoryzacji i lotnictwie
informatyka	<ul style="list-style-type: none"> • inżynieria systemów informatycznych • systemy i sieci komputerowe • informatyka w przedsiębiorstwie • systemy informatyki przemysłowej
elektronika i telekomunikacja	<ul style="list-style-type: none"> • telekomunikacja • elektroniczne systemy pomiarowe i diagnostyczne • urządzenia elektroniczne
automatyka i robotyka	<ul style="list-style-type: none"> • komputerowe systemy sterowania
energetyka	<ul style="list-style-type: none"> • technologie energetyczne • zarządzanie w energetyce • odnawialne źródła energii

Od utworzenia w 1965 roku do 10 lutego 2015 r. Wydział wypromował **10 768** absolwentów.

Uzyskanie przez Wydział uprawnień do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego jest równoznaczne z możliwością prowadzenia studiów III stopnia, doktoranckich. Wydział prowadzi **studia doktoranckie w dwóch dyscyplinach *elektrotechnice*** (od 2011) oraz ***informatyce*** (od 2013)

Wydział prowadzi również studia podyplomowe. Końcem dekady lat dziewięćdziesiątych zaproponowano kilka specjalności na studiach podyplomowych. Dla kierunku *informatyka*: *bezpieczeństwo systemów informatycznych*, *informatyka w przedsiębiorstwie*, *technologie internetowe* oraz dla kierunku *elektrotechnika*: *urządzenia energoelektroniczne do poprawy jakości energii elektrycznej w energetyce tradycyjnej i odnawialnej*. Obecnie największym zainteresowaniem cieszą się studia z zakresu *technologii internetowych*.

Studenci Wydziału rozwijają swoje zainteresowania w kołach naukowych. Przy Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej działa 13 kół naukowych: Koło Naukowe Elektroenergetyków, Koło Naukowe Informatyków – “Kod”, Koło Naukowe Systemów Złożonych, Koło Naukowe Pomiarowców „6 sigma”, Koło Naukowe „ROBO”, Koło Naukowe Elektroniki i Technologii Informacyjnych, Koło Naukowe Elektryków „Mega Volt”, Koło Naukowe Interakcji Człowiek – Komputer GEST, Koło Naukowe IT, Koło Naukowe Podstaw Elektroniki, Koło Naukowe Something about IT Security.

Efektami pracy studentów w kołach naukowych są m.in.: publikacje, organizacja ciekawych imprez o charakterze naukowym, np. organizacja Ogólnopolskich Zawodów Robotów ROBO-motion czy konferencji IT Academic Day, a także udział w krajowych i międzynarodowych konkursach jak np. start w finale konkursu informatycznego Imagine Cup.

Wydział od wielu lat prowadzi współpracę z zagranicznymi uczelniami i instytucjami. Na dzień dzisiejszy ta współpraca obejmuje przede wszystkim Europę:

- Hochschule für Technik und Wirtschaft Soest FH Südwestfalen, Niemcy;
- Fakulta Elektrotechniki a Informatyki (Katedra Mikroelektroniki Hybrydowej) Technická Univerzita v Kosicach, Słowacja;
- Wydział Elektrofizyki (Katedra Przyrządów Elektronicznych), Uniwersytet Państwowy Politechnika Lwowska, Ukraina;
- HBPO GmbH, Lippstadt, Niemcy;
- Delta Energy Systems (Germany) GmbH, Niemcy;
- Alenia Aeronautica, Caselle Torinese Plant, Torino, Włochy;
- HaikuTech Europe B.V., Reijmerstok, Holandia;
- The University of Nottingham, Wielka Brytania;
- Swiss Federal Institute of Technology (ETH Zürich), Szwajcaria;
- Narodowy Uniwersytet „Lvivska Politechnika” (Lwów, Ukraina);
- Sewastopolski Narodowy Uniwersytet Energii Jądrowej i Przemysłu (Sewastopol, Ukraina);
- Blekinge Institute of Technology (BTH), School of Engin. Karlskrona, Szwecja;
- Complex Systems Society w Paryżu, Francja;
- Zentralblatt MATH, FIZ-Karlsruhe GmbH – Leibniz Institute for Information Infrastructure, Abteilung Berlin, Niemcy;
- The Department of Electric Power Engineering, Technical University of Košice, Słowacja;
- Program europejski COST P18: The Physics of Lightning Flash and Its Effects; University in Munich, NowCast mobile GmbH, Niemcy;

- EMC Partner, Szwajcaria;
- IEC (International Electrotechnical Commission);
- CENELEC (European Committee for Electrotechnical Standardization);
- ICLP - International Conference on Lightning Protection;
- Uniwersytet Techniczny w Dortmundzie, Niemcy;
- Ulijanowski Państwowy Uniwersytet Techniczny, Rosja;
- Fizyko-mechaniczny Instytut Akademii Nauk Ukrainy im. G. W. Karpenka we Lwowie, Ukraina;
- INRIA Paris-Rocquencourt, Francja;
- GE Aviation, Wielka Brytania i Airbus Wielka Brytania/Francja;
- Praxis Automation Technology B.V., Leiderdorp, Holandia;
- Yasar University Turcja;
- University of Birmingham, W. Brytania;
- University of Sevilla, Hiszpania;
- University of Stavanger, Norwegia;
- Fachhochschule Bielefeld, University of Applied Science, Niemcy;
- Fernuniversität Lehrstuhl für Informationstechnik, Niemcy;
- CA Technologies, Praga, Czechy;
- Stanford University, Department of Electrical Engineering, W. Brytania;
- Lehrstuhl für Mensch-Maschine-Kommunikation, Techn. Universität München, Niemcy;
- INRIA Paris Rocquencourt(Francja);
- Departamento de Ingeniería Informática, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid, Hiszpania;
- Universidad De Castilla La Mancha, Hiszpania;
- Faculty of Engineering and Natural Sciences, Universidade Lusófona do Porto, Portugalia;

oraz Amerykę Północną:

- University of Florida (UF), Gainesville (USA);
- International Center for Lightning Research and Testing (ICLRT), USA;
- Embry-Riddle Aeronautical University, Daytona Beach, Florida, USA.

Wydział prowadzi współpracę praktycznie ze wszystkimi uczelniami krajowymi oraz wieloma jednostkami przemysłowymi, gospodarczymi i administracyjnymi: Elektromontaż Rzeszów; Polskie Zakłady Lotnicze Sp.z o.o.; GREINPLAST Sp. z o.o.; ELMAK Sp. z o.o.; PGE Elektrociepłownia Rzeszów SA; PGE Dystrybucja S.A. Oddział Rzeszów; Alcatel-Lucent; Cisco; Oracle; Instytut Metrologii i Gospodarki Wodnej; Juniper Networks; Polska Wytwórnia Papierów Wartościowych SA; PKP CARGO SA; Zelmer Market Sp.z o.o., Rzeszów; PZL Mielec & Sikorsky Company; Microsoft Polska Sp. z

o.o.; NiT, Nauka i Technika, Rzeszów; Assec Poland SA. WSK PZL Rzeszów; Lubuskie Zakłady Aparatów Elektrycznych LUMEL SA, Zielona Góra; IDEO Sp. z o.o.; Software Mind Kraków; OPTeam SA; IBM Polska Spółka z o.o.; Beckhoff; Astor; Siemens; SoftSystem Rzeszów; Motorola.

W 2012 roku przy Wydziale powołana została Rada Gospodarcza. Rada skupia przedstawicieli środowisk gospodarczych, przedsiębiorców oraz pracodawców. Jest organem konsultacyjno-doradczym dla kierownictwa Wydziału, a do jej kompetencji należy m.in.: wyrażanie opinii dotyczącej uruchamiania nowych kierunków kształcenia i specjalności o szczególnym znaczeniu dla gospodarki, wyrażaniu opinii w sprawie działalności badawczej w kontekście potrzeb regionu, itp.

Istotnej poprawie uległa także baza lokalowa Wydziału po opuszczeniu przez administrację Uczelni budynku A i - przez Bibliotekę Główną budynku F (obie jednostki zostały przeniesione do nowo wybudowanego budynku V przy Al. Powstańców Warszawy). Po wykonaniu prac remontowych w budynkach A, B i częściowo w budynku F, Wydział Elektrotechniki i Informatyki dysponuje obecnie powierzchnią użytkową ok. 6500 m² (w tym 17 salami do prowadzenia dydaktyki teoretycznej). Sale dydaktyczne rozmieszczone są w wyżej wspomnianych budynkach (kompleks przy ul. W. Pola) i posiadają pojemności: 170 osób - 1 sala, 90 osób - 3 sale, 45 osób - 7 sal, oraz 30 osób - 6 sal. Posiadane zaplecze lokalowe można uznać na chwilę obecną jako zadowalające. Wydział sporadycznie korzysta z pomieszczeń w kampusie przy Al. Powstańców Warszawy.

Po wstąpieniu Polski do Unii Europejskiej w 2004 roku powstała nowa perspektywa z możliwościami rozbudowy Uczelni i znaczącego doposażenia aparaturowego, szczególnie w aparaturę naukowo-badawczą. Niemal wszystkie laboratoria wzbogaciły się o nowe urządzenia na łączną kwotę kilkudziesięciu milionów złotych. Laboratoria Wydziału wyposażone w nowoczesną aparaturę badawczą realizują prace, które na ogół są w ścisłej korelacji z tematami planowanych rozpraw doktorskich, tematyką studiów doktoranckich oraz głównych kierunków badań naukowych Wydziału, tj.: jakość i niezawodność dostawy energii elektrycznej, kompatybilność elektromagnetyczna, technika wysokich napięć i ochrona odgromowa, maszyny elektryczne i układy napędowe, technika świetlna, układy energoelektroniczne zasilające silniki wysokoobrotowe małej mocy, projektowanie i zastosowania systemów informatycznych i systemów sterowania, przetwarzanie i statystyczna analiza danych w pomiarach wielkości fizycznych, elektroniczne systemy pomiarowe, kontrolne i diagnostyczne w przemyśle i medycynie, technika radiowej identyfikacji obiektów RFID, technologie mikroelektroniczne, transport elektryczny i szumy niskoczęstotliwościowe w materiałach i elementach elektronicznych, termodynamika procesów w systemach komputerowych.

Należy podkreślić bardzo dużą rolę w rozwoju Wydziału laboratoriów: kriogenicznego, kompatybilności elektromagnetycznej (EMC), poligonu doświadczalnego ochrony odgromowej w Hucie Poręba. Trwają prace przygotowawcze do powstania w pobliżu Rzeszowa Europejskiego Laboratorium Badawczego Nowych Materiałów ELA-MAT Podkarpackie, którego głównym organizatorem jest pracownik Naszego Wydziału prof. Karpiński. Będzie to jedyne w Europie tego typu laboratorium badawcze, niezwykle ważne dla rozwoju regionu i przemysłu energetycznego.

Aktualnie w ramach Wydziału Elektrotechniki i Informatyki PRz funkcjonuje 38 laboratoriów badawczych oraz 30 laboratoriów dydaktycznych.

Wydział Elektrotechniki i Informatyki posiada uprawnienia pozwalające na:

- 1) nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego w dyscyplinie *elektrotechnika*;
- 2) nadawania stopnia doktora nauk technicznych w dyscyplinach *elektrotechnika i informatyka*;
- 3) prowadzenia studiów III stopnia (doktoranckich) w zakresie *elektrotechniki i informatyki*;
- 4) prowadzenia studiów II stopnia na kierunkach *elektrotechnika, informatyka, elektronika i telekomunikacja* oraz *energetyka*;
- 5) prowadzenia studiów I stopnia na kierunkach *elektrotechnika, informatyka, elektronika i telekomunikacja, energetyka* oraz *automatyka i robotyka*.

Obecnie **na Wydziale pracuje** 121 nauczycieli akademickich (w tym: 9 z tytułem naukowym profesora i 17 ze stopniem naukowym doktora habilitowanego), 1 pracownik naukowy, 8 pracowników dydaktycznych, 29 pracowników naukowo-technicznych i inżynierijno-technicznych, 8 pracowników administracyjnych dziekanatu. Łącznie na Wydziale zatrudnionych jest 167 osób. Nauczyciele akademicy, pracownicy techniczni i asystent naukowy są przydzieleni do 6 katedr (Katedra Automatyki i Informatyki; Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych; Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki; Katedra Metrologii i Systemów Diagnostycznych; Katedra Podstaw Elektroniki; Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki), 2 zakładów (Zakład Systemów Rozproszonych; Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych) i Pracowni Akustyki.

Niemal połowa (12 osób) kadry profesorów i doktorów habilitowanych to absolwenci Wydziału. Wśród nich:

1 osoba z tytułem naukowym zatrudniona na stanowisku profesora zwyczajnego; prof. dr hab. inż. Kazimierz Buczek;

1 osoba z tytułem naukowym zatrudniona na stanowisku profesora nadzwyczajnego; prof. dr hab. inż. Lesław Gołębiowski;

10 osób ze stopniem naukowym doktora habilitowanego zatrudnionych na stanowisku profesora nadzwyczajnego; dr hab. inż. Lesław Gniewek, prof. PRz.; dr hab. inż. Franciszek Grabowski, prof. PRz.; dr hab. inż. Mariusz Korkosz, prof. PRz.; dr hab. inż. Ryszard Leniowski, prof. PRz.; dr hab. inż. Grzegorz Masłowski, prof. PRz.; dr hab. inż. Damian Mazur, prof. PRz.; dr hab. inż. Jan Mróz, prof. PRz.; dr hab. inż. Jerzy Potencki, prof. PRz.; dr hab. inż. Jan Prokop, prof. PRz.; dr hab. inż. Zbigniew Świder, prof. PRz.; dr hab. inż. Marian Wysocki, prof. PRz.

Integralną częścią niniejszego artykułu jest 8 załączników (w załączeniu) zawierających kserokopie dokumentów związanych z rozwojem Wydziału.

Literatura

- [1] Praca zbiorowa: INFORMATOR JUBILEUSZOWY; 35-LECIE WYDZIAŁU ELEKTRYCZNEGO POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ 1965-2000, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów, 2000
- [2] Oczko E.K.: POLITECHNIKA RZESZOWSKA 1951-2001, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów, 2001
- [3] Praca zbiorowa: 45 LAT WYDZIAŁU ELEKTROTECHNIKI I INFORMATYKI 1965-2010, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów, 2010
- [4] Praca zbiorowa: RAPORT SAMOCENY WEiI PRz, DO AKREDYTACJI INSTYTUCJONALNEJ WYDZIAŁU, 2013
- [5] Dokumenty zebrane w Dziekanacie Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

Załącznik 1. Utworzenie Wyższej Szkoły Inżynierskiej w 1963 roku**Poz. 74****ZARZĄDZENIE MINISTRA SZKOLNICTWA WYŻSZEGO**

z dnia 21 września 1963 r. (DT-I-3/4/63)

w sprawie utworzenia wydziałów w Wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie.

Na podstawie art. 141 pkt. 2 ust. 4 ustawy z dnia 5 listopada 1958 r. o szkołach wyższych (Dz. U. nr 68, poz. 336) zarządza się, co następuje:

§ 1.

W Wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie tworzy się następujące Wydziały:

- 1) Ogólnotechniczny,
- 2) Mechaniczny.

§ 2.

W ramach Wydziałów wymienionych w § 1 tworzy się studia wieczorowe.

§ 3.

W Politechnice Krakowskiej na Wydziale Mechanicznym ulega likwidacji Wieczorowe Studium Zawodowe Terenowe z siedzibą w Rzeszowie.

§ 4.

Zarządzenie wchodzi w życie z dniem ogłoszenia z mocą od dnia 1 września 1963 roku.

Minister Szkolnictwa Wyższego
w/z S. Minc

Załącznik 2. Utworzenie Wydziału Elektrycznego w Wyższej Szkole Inżynierskiej w 1965 roku

Poz. 62.

ZARZĄDZENIE MINISTRA SZKOLNICTWA WYŻSZEGO

z dnia 10 lipca 1965 r. (DT-I-3/2/65)

w sprawie zmian organizacyjnych w wyższych szkołach inżynierskich.

Na podstawie art. 17 ustawy z dnia 5 listopada 1958 r. o szkolnictwie wyższym (Dz. U. z 1965 r. nr 16, poz. 114) zarządza się, co następuje:

§ 2.

W Wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie tworzy się:

1. Wydział Elektryczny.
2. W ramach Wydziału Elektrycznego:
 - 1) Studium Wieczorowe,
 - 2) Studium Zaoczne.

§ 4.

Zarządzenie wchodzi w życie z dniem ogłoszenia z mocą od dnia 1 lipca 1965 r.

Minister Szkolnictwa Wyższego
w/z S. Mine

Załącznik 3. Utworzenie jednostek organizacyjnych w Wyższej Szkole Inżynierskiej w 1967 roku

Poz. 10

ZARZĄDZENIE MINISTRA OŚWIATY I SZKOLNICTWA WYŻSZEGO

z dnia 10 stycznia 1967 r. (Nr T-1-11-1/67)

w sprawie utworzenia jednostek organizacyjnych w Wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie

Na podstawie art. 17 ustawy z dnia 5 listopada 1956 r. o szkolnictwie wyższym (Dz. U. z 1965 r. Nr 16, poz. 114), w związku z § 2 zarządzenia Ministra Szkolnictwa Wyższego z dnia 10 października 1966 r. w sprawie określenia jednostek organizacyjnych, które mogą być tworzone w technicznych wyższych szkołach zawodowych (Dz. Urz. M. Sz. W. Nr 13, poz. 128) zarządza się, co następuje:

§ 1.

W wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie tworzy się

I. W ramach Wydziału Ogólnotechnicznego:

1. Zespoły przedmiotowe:

- 1) nauk społeczno-politycznych,
- 2) matematyki,
- 3) fizyki,
- 4) chemii,
- 5) geometrii wykreślnej i rysunku technicznego,
- 6) mechaniki technicznej.

2. Pracownie:

- 1) fizyki,
- 2) chemii,
- 3) wytrzymałości materiałów.

II. W ramach Wydziału Mechanicznego:

1. Zespoły przedmiotowe:

- 1) podstaw konstrukcji maszyn,
- 2) termodynamiki technicznej i energetyki cieplnej,
- 3) materiałoznawstwa,
- 4) technologii budowy maszyn,
- 5) obróbki skrawaniem i obrabiarek,
- 6) aparatury i urządzeń przemysłu chemicznego,
- 7) urządzeń i technologii przeróbki plastycznej.

2. Pracownie:

- 1) podstaw konstrukcji maszyn,
- 2) termodynamiki technicznej i energetyki cieplnej,
- 3) materiałoznawstwa,
- 4) technologii budowy maszyn,
- 5) obróbki skrawaniem i obrabiarek,
- 6) aparatury i urządzeń przemysłu chemicznego,
- 7) urządzeń i technologii przeróbki plastycznej.

III. W ramach Wydziału Elektrycznego:

1. Zespoły przedmiotowe:

- 1) elektrotechniki,
- 2) miernictwa elektrycznego,
- 3) maszyn i napędów elektrycznych,
- 4) automatyki, elektroniki i telemekhaniki,
- 5) elektrotechniki przemysłowej,
- 6) elektroenergetyki.

2. Pracownie:

- 1) elektrotechniki,
- 2) miernictwa elektrycznego,
- 3) maszyn i napędów elektrycznych,
- 4) automatyki, elektroniki i telemekhaniki,
- 5) elektrotechniki przemysłowej,
- 6) elektroenergetyki.

§ 2.

Wykonanie zarządzenia porucza się Rektorowi Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie.

§ 3.

Zarządzenie wchodzi w życie z dniem 1 lutego 1967 r.

Minister Oświaty i Szkolnictwa Wyższego
w/z R. Mistewicz

Załącznik 4. Zmiany organizacyjne: zamiana Wydziałów na Instytuty w 1981 roku

ZARZĄDZENIE nr 29 MINISTRA NAUKI, SZKOLNICTWA WYŻSZEGO I TECHNIKI

z dnia 15 października 1981 r.

w sprawie zmian organizacyjnych w szkołach wyższych, podległych Ministrowi Nauki, Szkolnictwa Wyższego i Techniki

Na podstawie art. 7 ust. 1 ustawy z dnia 5 listopada 1958 r. o szkolnictwie wyższym (Dz. U. z 1973 r., nr 32, poz. 191) zarządza się, co następuje:

§ 4

W strukturze organizacyjnej Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza, określonej zarządzeniem Ministra Nauki, Szkolnictwa Wyższego i Techniki z dnia 18 lipca 1978 r. w sprawie struktury organizacyjnej Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Rzeszowie (Dz. Urz. MNSzWiT nr 13, poz. 133; z 1975 r., nr 8, poz. 44; z 1980 r., nr 10, poz. 39), wprowadza się następujące zmiany:

1. Instytut Elektrotechniki, spełniający funkcję wydziału, przekształca się w Wydział Elektryczny z następującymi jednostkami organizacyjnymi:
 - 1) Instytut Elektrotechniki,
 - 2) Instytut Automatyki i Metrologii.
2. Instytut Technologii Chemicznej, spełniający funkcję wydziału, przekształca się w Wydział Chemiczny z następującymi jednostkami organizacyjnymi:
 - 1) Zakład Chemii Fizycznej,
 - 2) Zakład Chemii Nieorganicznej,
 - 3) Zakład Chemii Ogólnej,
 - 4) Zakład Chemii Organicznej,



- 5) Zakład Inżynierii i Aparatury Chemicznej,
- 6) Zakład Technologii Chemicznej,
- 7) Zakład Tworzyw Sztucznych.
3. Instytut Budownictwa i Inżynierii Środowiska, spełniający funkcję wydziału, przekształca się w Wydział Budownictwa i Inżynierii Środowiska z następującymi jednostkami organizacyjnymi:
 - 1) Zakład Budownictwa,
 - 2) Zakład Geodezji,
 - 3) Zakład Geometrii Wykreślonej,
 - 4) Zakład Geotechniki,
 - 5) Zakład Konstrukcji Budowlanych,
 - 6) Zakład Mechaniki Budowli,
 - 7) Zakład Oczyszczania i Ochrony Wód,
 - 8) Zakład Ogrzewnictwa i Wentylacji,
 - 9) Zakład Technologii i Organizacji Budownictwa,
 - 10) Zakład Wodociągów i Kanalizacji.

§ 7


Zarządzenie wchodzi w życie z dniem podpisania.

Minister
Nauki, Szkolnictwa Wyższego i Techniki
Jerzy Nawrocki

**Załącznik 5. Nadanie uprawnień do nadawania stopnia doktora nauk w
dyscyplinie *elektrotechnika* w 1999 roku**

	
CENTRALNA KOMISJA DO SPRAW TYTUŁU NAUKOWEGO I STOPNI NAUKOWYCH Pałac Kultury i Nauki 00-901 Warszawa	Warszawa..27..września..1999r. tel. 826-82-38 tel./fax 620-33-24
Nr. BCK-VI-U-1152/98/99	
	Dziekan Wydziału Elektrycznego Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza
<p>Uprzejmie informuję, że Centralna Komisja do Spraw Tytułu Naukowego i Stopni Naukowych, na podstawie art.4 ustawy z dnia 12 września 1990r. o tytule naukowym i stopniach naukowych (Dz.U. nr 65,poz.386) przyznała w dniu 27 września 1999r. Wydziałowi Elektrycznemu Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza uprawnienie do nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika.</p> <p>Fakt przyznania Wydziałowi ww. uprawnienia zostanie uwzględniony przy ogłaszaniu w Monitorze Polskim wykazu jednostek, które mają uprawnienia do nadawania stopni naukowych.</p>	
<u>Do wiadomości:</u> Ministerstwo Edukacji Narodowej Rada Główna Szkolnictwa Wzszego	ZASTĘPCA PRZEWODNICZĄCEGO KOMISJI  Prof. dr hab. Andrzej Grzywacz

Załącznik 6. Nadanie uprawnień do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego w dyscyplinie *elektrotechnika* w 2010 roku



**CENTRALNA KOMISJA
DO SPRAW STOPNI I TYTUŁÓW**

Pałac Kultury i Nauki
00-901 Warszawa

Nr BCK –VI-U-397/09

Warszawa, 25 stycznia 2010 r.
tel. 022 826-82-38; tel./ fax. 022 620-33-24
e-mail: kancelaria@ck.gov.pl

DECYZJA

Centralna Komisja do Spraw Stopni i Tytułów, na podstawie art. 5 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. nr 65, poz. 595 ze zm. w Dz., U. z 2005 r. nr 164, poz. 1365), po zasięgnięciu opinii Rady Głównej Szkolnictwa Wyższego, podjęła decyzję o przyznaniu z dniem 25 stycznia 2010r. Wydziałowi Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza uprawnienie do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego nauk technicznych w dyscyplinie elektrotechnika.

UZASADNIENIE

W związku z tym, iż niniejsza decyzja uwzględnia w całości żądanie strony, na mocy art. 107 § 4 Kodeksu postępowania administracyjnego (ustawa z dnia 14 czerwca 1960 r. Dz. U. z 2000 r. nr 98, poz. 1071 ze zm.) odstąpiono od jej uzasadnienia.

POUCZENIE

Decyzja jest ostateczna. Strona niezadowolona z decyzji może zwrócić się do Centralnej Komisji do Spraw Stopni i Tytułów z wnioskiem o ponowne rozpatrzenie sprawy w terminie 14 dni od dnia jej doręczenia.

Otrzymuje:

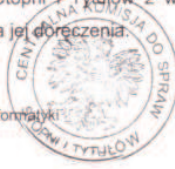
- Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej

Do wiadomości:

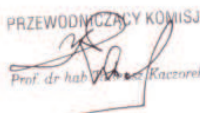
1. Departament Nadzoru i Organizacji Szkolnictwa Wyższego Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego
2. Rada Główna Szkolnictwa Wyższego

Załącznik:

- dokum. 4 przewodów doktorskich






PRZEWODNICZĄCY KOMISJI



Prof. dr hab. Wiesław Kaczorek

Załącznik 7. Nadanie uprawnień do nadawania stopnia doktora nauk w dyscyplinie *informatyka* w 2012 roku

 <p>CENTRALNA KOMISJA DO SPRAW STOPNI I TYTUŁÓW</p> <p>Pałac Kultury i Nauki 00-901 Warszawa</p> <p>Nr BCK -VI-U/Dr-89/2012</p>	<p>Warszawa, 28 maja 2012 r. tel. 22 826-82-38; tel / fax. 22 656-63-28 e-mail: kancelaria@isk.gov.pl</p>
<p>DECYZJA</p>	
<p>Centralna Komisja do Spraw Stopni i Tytułów, na podstawie art. 5 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym oraz o stopniach i tytule w zakresie sztuki (Dz. U. nr 65, poz. 595 ze zm. w Dz., U. z 2005 r. nr 164, poz. 1365), po zasięgnięciu opinii Rady Głównej Nauki i Szkolnictwa Wyższego, podjęła decyzję o przyznaniu z dniem 28 maja 2012r. Wydziałowi Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza uprawnienia do nadawania stopnia naukowego doktora nauk technicznych w dyscyplinie informatyka.</p>	
<p>UZASADNIENIE</p>	
<p>W związku z tym, iż niniejsza decyzja uwzględnia w całości żądanie strony, na mocy art. 107 § 4 Kodeksu postępowania administracyjnego (ustawa z dnia 14 czerwca 1960 r. Dz. U. z 2000 r. nr 98, poz. 1071 ze zm.) odstąpiono od jej uzasadnienia.</p>	
<p>POUCZENIE</p>	
<p>Decyzja jest ostateczna. Strona niezadowolona z decyzji może zwrócić się do Centralnej Komisji do Spraw Stopni i Tytułów z wnioskiem o ponowne rozpatrzenie sprawy w terminie 14 dni od dnia jej doręczenia.</p>	
<p><u>Otrzymuje:</u></p> <p>- Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza</p> <p><u>Załączniki:</u></p> <p>- Dokumentacja wniosku</p> <p><u>Do wiadomości:</u></p> <ol style="list-style-type: none"> 1. Departament Nadzoru i Organizacji Szkolnictwa Wyższego Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego 2. Rada Główna Nauki i Szkolnictwa Wyższego 3. Ośrodek Przetwarzania Informacji 	
	<p style="text-align: center;">PRZEWODNICZĄCY KOMISJI</p>  <p style="text-align: center;"><i>Prof. dr hab. Tadeusz Kaczarek</i></p>

Załącznik 8. Pozytywna ocena pracy Wydziału po akredytacji instytucjonalnej w 2013 roku

Uchwała Nr 501/2013
Prezydium Polskiej Komisji Akredytacyjnej
z dnia 5 września 2013 r.

w sprawie oceny instytucjonalnej
na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki
Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza w Rzeszowie

§ 1

Na podstawie art. 48a ust. 4 oraz art. 52 ust. 1 ustawy z dnia 27 lipca 2005 r. Prawo o szkolnictwie wyższym (Dz. U. z 2012 r., poz. 572 i 742) Prezydium Polskiej Komisji Akredytacyjnej po zapoznaniu się z raportem Zespołu Oceniającego oraz stanowiskiem Uczelni, a także kierując się sprawozdaniem Zespołu działającego w ramach obszaru nauk technicznych w sprawie oceny instytucjonalnej na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza - wydaje ocenę:

pozytywną

§ 2

Prezydium Polskiej Komisji Akredytacyjnej stwierdza, iż Wydział Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza realizuje strategię rozwoju jednostki spójną ze strategią rozwoju Uczelni, spełnia wymagania dotyczące funkcjonowania wewnętrznego systemu zapewnienia jakości kształcenia, w tym jego konstrukcji i oddziaływania na doskonalenie jakości kształcenia, oraz jakości kształcenia na prowadzonych studiach doktoranckich i podyplomowych. Poziom prowadzonego kształcenia odpowiada przyjętym kryteriom jakościowym w stopniu pozwalającym na wydanie oceny pozytywnej.

§ 3

Następna ocena działalności jednostki wymienionej w § 1 powinna nastąpić w roku akademickim 2018/2019.

§ 4

1. Uczelnia niezadowolona z uchwały może złożyć wniosek o ponowne rozpatrzenie sprawy.
2. Wniosek, o którym mowa w ust. 1, należy kierować do Polskiej Komisji Akredytacyjnej w terminie trzydziestu dni od dnia doręczenia uchwały.

§ 5


Uchwałę Prezydium Polskiej Komisji Akredytacyjnej otrzymują:

1. Minister Nauki i Szkolnictwa Wyższego,
2. Rektor Politechniki Rzeszowskiej im. Ignacego Łukasiewicza w Rzeszowie.

§ 6

Uchwała wchodzi w życie z dniem podjęcia.

PRZEWODNICZĄCY
POLSKIEJ KOMISJI AKREDYTACYJNEJ


Marek Rocki

Składam serdeczne podziękowania wszystkim osobom, które pomogły mi w opracowaniu niniejszego artykułu, a przede wszystkim: prof. Grzegorzowi Masłowskiemu, mgr Renacie Fularskiej, mgr. Ryszardowi Schabowi, dr. Janowi Rodzińskiemu, mgr. Michałowi Knottowi

Kazimierz Buczek

ROZWÓJ KATEDRY INFORMATYKI I AUTOMATYKI W CIĄGU 50 LAT

1. Zakład Automatyki i Elektroniki – 1965-1980

Wraz z utworzeniem w 1965 r. Wydziału Elektrycznego w Wyższej Szkole Inżynierskiej w Rzeszowie powstał Zakład Automatyki i Elektroniki z zadaniem podjęcia kształcenia, a z czasem również prac naukowo-badawczych. Na kierownika powołano Włodzimierza Kalitę¹. Zakład AE mieścił się początkowo w budynku B. Pierwsze kilka lat upłynęło na tworzeniu bazy dydaktycznej dla prowadzonych wtedy tylko studiów inżynierskich. Za automatykę odpowiadał Jan Gruszecki. W 1970 r. dołączył do niego Leszek Trybus.

1.1. Prace naukowo-badawcze

Wkrótce po utworzeniu Zakładu J. Gruszecki rozpoczął prace naukowo-badawcze, które podsumował doktoratem

- J. Gruszecki: Model matematyczny i algorytm optymalnego sterowania procesem produkcji kwasu azotowego pod ciśnieniem. Politechnika Śląska, 1971 (promotor prof. S. Węgrzyn).

Dane eksperymentalne pochodziły z Zakładów Azotowych w Mościskach k. Tarnowa, zaś do obliczeń służył komputer Odra 1013 programowany w języku wewnętrznym (typu assembler). Był to wówczas drugi komputer w Rzeszowie, po Odrze 1003 w WSK.

We współpracy z Zakładem Automatyki Kompleksowej PAN w Gliwicach podjęto następnie prace nad sterowaniem obiektami o parametrach rozłożonych jako perspektywnym kierunkiem działalności naukowej. Są to takie obiekty przemysłowe i urządzenia, których opis matematyczny stanowią równania różniczkowe cząstkowe. Tematyki tej dotyczyła pierwsza istotna publikacja w ogólnokrajowym czasopiśmie *Podstawy Sterowania* (Gruszecki, Trybus, 1972). Wkrótce jednak J. Gruszecki przeszedł na Wydział Mechaniczny z zadaniem organizacji kształcenia lotniczego. Pracę podjął natomiast Marian Wysoczek. Niedługo potem Zakład AE przeniósł się do budynku A.

Kontynuacja przez L. Trybusa prac nad obiektami o parametrach rozłożonych doprowadziła do doktoratu

¹ W artykule zrezygnowano z podawania stopni naukowych i zawodowych czyniąc tylko wyjątek dla zasłużonych dla PRz profesorów S. Węgrzyna i H. Góreckiego.

- L. Trybus: Identyfikacja i wrażliwość układów o parametrach rozłożonych na przykładzie procesu wypalania porcelany elektrotechnicznej w piecu tunelowym. AGH, 1974 (promotor prof. H. Górecki; wyróżnienie).

Pomiary były prowadzone w Zakładach Porcelany Elektrotechnicznej ZAPEL w Boguchwale, a do obliczeń służyła Odra 1204 programowana w Algolu. Odnośne artykuły zamieścił miesięcznik *Pomiary Automatyka Kontrola*, w skrócie *PAK* (1975) oraz *Szkło i Ceramika* (Trybus, Janas, 1975×2, 1977). Modelowania rozkładu ciśnienia w piecu tunelowym dotyczyła również praca magisterska M. Wysockiego (PW, 1974) i artykuł w *Szkle i Ceramicie* (1975). Współpracę z ZAPELem kontynuowano przez następne 15 lat.

Oprócz badań nad sterowaniem obiektami o parametrach rozłożonych zajmowano się również projektowaniem i konstrukcją urządzeń cybernetycznych, w tym regulatorów czasooptymalnego i ekstremalnego. Dwa artykuły L. Trybusa na ten temat zamieścił *PAK* (1972). Doboru nastaw regulatora ekstremalnego dotyczył też pierwszy artykuł w czołowym czasopiśmie międzynarodowym

- L. Trybus: Extremum controller design. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1976, no. 3, 388-391.

Konstrukcja różnego typu regulatorów i sterowników wraz z odpowiednim oprogramowaniem pozostała trwałym elementem działalności grupy rzeszowskiej.

W roku akademickim 1976/77 L. Trybus wyjechał na staż do Massachusetts Institute of Technology, USA, w celu zaawansowania prac teoretycznych nad obiektami opisanymi symetrycznymi równaniami hiperbolicznymi pierwszego rzędu. Wynikiem tego były najpierw dwa artykuły

- L. Trybus: Nonzero sum feedback differential game with a linear symmetric hyperbolic system. *Journal of Optimization Theory and Applications*, no. 4, 645-653, 1978,
- L. Trybus: Pointwise control of a counterflow process. *International Journal of Systems Science*, no. 7, 807-815, 1979,

a następnie pięć innych, które opublikowały *Control and Cybernetics*, *Podstawy Sterowania, Kybernetika* (Czechosłowacja), *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki* oraz *Systems Science* (wszystkie w 1979 r.).

Prace nad sterowaniem optymalnym obiektami o parametrach rozłożonych kontynuował również M. Wysocki, co doprowadziło do doktoratu

- M. Wysocki: Sterowanie pewnego systemu rekuperatorów. AGH, 1979 (promotor prof. H. Górecki).

Rekuperatory stanowią końcową część pieca tunelowego. Obliczenia prowadził na Odrze 1204.

W 1977 r. pracę w Zakładzie AE podjął Jacek Kluska poszerzając dotychczasowy obszar działalności o problematykę z zakresu teorii automatów. Publi-

kowanie rozpoczął od artykułu w *Podstawach Sterowania* (1979) związanego z programowaniem dynamicznym.

Dotychczasowe rezultaty prac L. Trybusa dotyczące systemów hiperbolicznych zostały zebrane w monografii habilitacyjnej

- L. Trybus: Regulacja optymalna liniowych symetrycznych systemów hiperbolicznych. Wyd. Ucz. PRz, 1980.

Przewód przeprowadziła Rada Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki AGH. Umocniło to grupę automatyków w Zakładzie, która także dzięki wystąpieniom konferencyjnym zaczęła być szerzej zauważalna. Do dalszego umocnienia przyczynił się również staż M. Wysockiego w Uniwersytecie Stuttgart (1980/81).

Ważnymi konferencjami naukowymi, na których przedstawiono referaty, były *Krajowe Konferencje Automatyki* organizowane w Poznaniu (1974), Rzeszowie (1977) i Szczecinie (1980).

Należy dodać, że kierownikiem Uczelnianego Ośrodka Elektronicznej Techniki Obliczeniowej był w tym czasie Lesław Gołębiowski. Spośród pracowników Wydziału Elektrycznego w obliczenia komputerowe angażował się aktywnie Jerzy Bajorek.

1.2. Dydaktyka, konferencja KKA, aparatura, przemysł

Przez ponad 10 pierwszych lat istnienia Wydziału jedynym kierunkiem kształcenia była *elektrotechnika*, której nie dzielono na specjalności. Automatyka była jednym z przedmiotów wchodzących do programu kształcenia. Pierwszym skryptem laboratoryjnym był

- J. Gruszecki, L. Trybus: Laboratorium teorii regulacji. Wyd. Ucz. PRz, 1975. W 1977 r. na kierunku *elektrotechnika* powołano specjalność *automatyka i metrologia*, co spowodowało rozszerzenie zakresu kształcenia, w tym także o programowanie komputerów. Następnym skryptem był
- L. Trybus, F. Bator, W. Pecka, M. Walaszek, M. Wysocki: Teoria sterowania i teoria systemów - laboratorium. Wyd. Ucz. PRz, 1978.

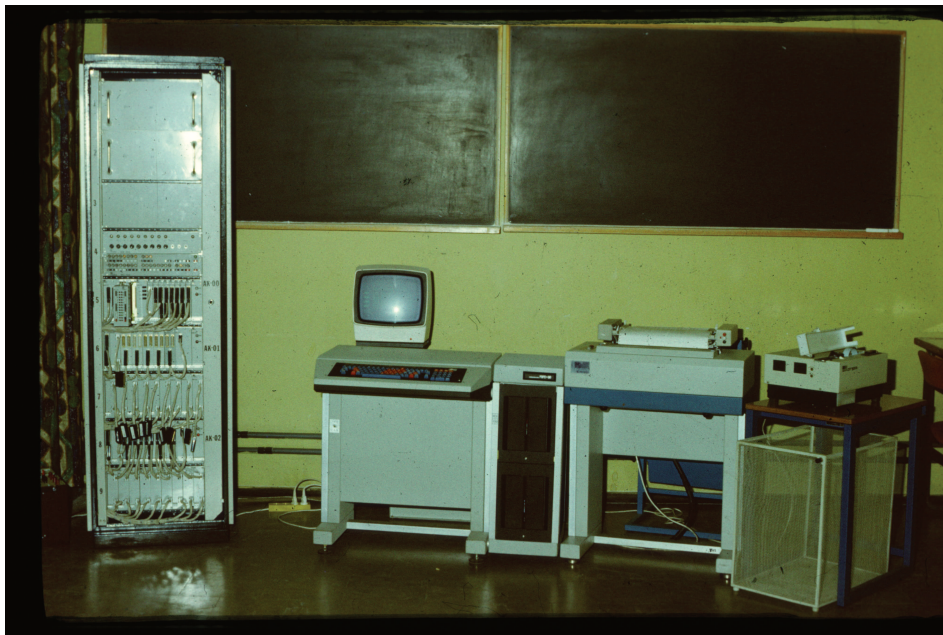
Świadectwem dostrzeżenia rzeszowskiej grupy automatyków przez ośrodki krajowe było powierzenie PRz organizacji *VII Krajowej Konferencji Automatyki* (1977). Na konferencji przedstawiono 400 referatów opublikowanych w czterech obszernych tomach. Przewodniczącym Komitetu Naukowego był prof. H. Górecki, Przewodniczącym Komitetu Organizacyjnego W. Kalita, a Sekretarzem Naukowym L. Trybus.

Począwszy od drugiej połowy lat 70. środowiskiem programistycznym dla badań naukowych i niektórych prac dyplomowych stał się tzw. pakiet Linqua przeznaczony do rozwiązywania liniowo-kwadratowych problemów teorii optymalnego sterowania. Zawierał on zestaw funkcji napisanych w Fortranie,

których kody pochodziły ze skryptu przywiezionego z MIT. Dopiero w drugiej połowie lat 80. Linquę zastąpił Matlab.

Rosnąca wiedza na temat automatyzacji w przemyśle ceramicznym spowodowała, że w połowie lat 70. Zakłady ZAPEL powierzyły PRz zadanie opracowania systemu informatycznego dla prognozowania stanu pieców tunelowych przy zmiennych warunkach produkcyjnych. System taki o nazwie PIEC opracowali L. Trybus i M. Wysocki (Odra 1305, Fortran) i od 1977 r. ZAPEL wykonywał go w miarę regularnie. We współpracy z krakowskim Biurem BIPROPIEC system ten został zaadaptowany dla Fabryki Porcelany Bogucice w Katowicach. Artykuły omawiające te prace pojawiły się później w *PAKu* (Trybus, Wysocki, Kalita, 1982) i niemieckim *Regelungstechnik* (Trybus, Wysocki, 1983).

Znaczący wpływ na ukierunkowanie przyszłych prac badawczo-rozwojowych wywarł pierwszy mikrokomputer PSPD 90 (Programowalna Stacja Przetwarzania Danych), który Zakład AE otrzymał dzięki staraniom Władz Uczelni (Z. Hippe). Pokazano go na rys. 1 wraz z otrzymanym później kanałem przemysłowym Inteldigit PI zawierającym moduły wejść/wyjść obiektowych. PSPD 90 pozwolił na stosunkowo wczesne poznanie techniki mikroprocesorowej i służył jako stacja inżynierska dla przygotowania oprogramowania systemów zbierania danych i regulatorów cyfrowych.



Rys. 1. Mikrokomputer PSPD 90 z kanałem przemysłowym Inteldigit PI

Powyższe rezultaty i zaplecze aparaturowe spowodowały, że kolejne prace udało się objąć długofalowym planem badawczo-rozwojowym Zjednoczenia Aparatury Kontrolno-Pomiarowej MERA. Celem miały być prototypy urządzeń mikroprocesorowych realizujących sterowanie *on-line*.

2. Zakład Automatyki i Informatyki – 1981-1990

Pod koniec 1981 r. z dotychczasowego Zakładu Automatyki i Elektroniki wydzielił się kilkusobowy Zakład Automatyki i Informatyki z L. Trybusem jako kierownikiem. Poza osobami wymienionymi wyżej dołączył do niego Kazimierz Lal oraz dwie inne osoby (A. Baran, M. Mrocza). Pracownikami technicznymi byli Tadeusz Cieśla i Edward Krul. Zakład AI mieścił się nadal w budynku A.

2.1. Prace naukowo-badawcze

Rozpoczęte poprzednio prace J. Kluski w obszarze teorii automatów zakończyły się doktoratem

- J. Kluska: Model formalny automatowego organu sterującego autonomicznym obiektem latającym przy zastosowaniu automatu parametrycznego. Politechnika Wrocławska, 1983 (promotor J. Kazimierczak).

Tematykę tę kontynuował on jeszcze przez pewien czas, ale ewoluując stopniowo ku logice rozmytej stającej się nowym obszarem badawczym. Świadczą o tym późniejsze artykuły w *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki/Robotyki* (1989, 1990).

M. Wysocki po powrocie ze Stuttgartu zajmował się przejściowo metodą kollokacji ortogonalnej, która pozwala zastąpić równania różniczkowe cząstkowe układami równań różniczkowych zwyczajnych ułatwiającymi symulację. Przedstawił ją w znaczącym artykule

- M. Wysocki: Application of orthogonal collocation to simulation and control of first order hyperbolic systems. *Mathematics and Computers in Simulation*, XXV, 335-345, 1983.

Później jednak zainteresowały go zaawansowane problemy optymalizacyjne spotykane zwłaszcza w grach różniczkowych. Wyrazem tego był artykuł w *Systems Science* (1983).

L. Trybus wraz z młodszymi współpracownikami kontynuował jeszcze przez parę lat prace nad sterowaniem obiektami o parametrach rozłożonych, ale już takimi, które wyróżniała złożona struktura, zróżnicowana dynamika itp. Przykładem może być artykuł

- T. Kwater, L. Trybus: Sequential filter for river pollution monitoring. *International Journal of Systems Science*, v. 13, no. 11, 1261-1280, 1982,

bądź sprawy poruszone w raporcie

- L. Trybus: Report on the IFAC Symposium on Control of Distributed Parameter Systems. *Optimal Control Application and Methods*, v. 4, 277-278, 1983.

Reaktora chemicznego o zróżnicowanej dynamice dotyczył artykuł w *Inżynierii Chemicznej i Procesowej* (Kościński, Trybus, Petrus, 1984). Finalnymi rezultatami tego typu prac były trzy doktoraty:

- W. Pecka: Regulacja optymalna systemu o strukturze szeregowej na przykładzie ciągu wykańczającego walcowni gorącej blach. AGH, 1985 (promotor L. Trybus),
- J. Kościński: Filtracja i regulacja optymalna pewnych obiektów opisanych przez układy równań różniczkowych cząstkowych z małym parametrem. Politechnika Śląska, 1985 (promotor L. Trybus),
- T. Kwater: Estymacja i sterowanie pewnymi obiektami o strukturze kaskadowej na przykładzie systemu aeratorów mechanicznych. Politechnika Rzeszowska, 1987 (promotor L. Trybus).

Warto zwrócić uwagę, że podobnie zresztą jak każdy z wcześniejszych doktoratów, zawierały one odniesienia do realnych obiektów technicznych.

Również w tym czasie do Zakładu dołączył Eugeniusz Eberbach, którego doktorat z matematyki (1982) dotyczył algorytmów z możliwością samouczenia i samomodyfikacji, a więc był bardzo bliski informatyce.

W 1985 r. L. Trybus wyjechał na 1,5 roku do Uniwersytetu Alberta w Kanadzie (Edmonton), gdzie rozpoczął prace nad nowymi obszarami badawczymi, w szczególności nad regulacją adaptacyjną i filtracją, a także robotyką, którą wówczas zaczęto się interesować. Funkcję kierownika Zakładu pełnił w tym czasie M. Wysocki. Pierwszego z wymienionych obszarów dotyczył współautorski artykuł

- V. G. Gourishankar, L. Trybus, R. E. Rink: An adaptive filter for dynamic positioning. *Optimal Control Applications and Methods*, v. 7, 271-287, 1986, nawiązujący do tzw. dynamicznego pozycjonowania statków. W drugim
- V. G. Gourishankar, L. Trybus, R. E. Rink, G. M. Steil: Controller design for robot arm guarded and compliant motions. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, v. SMC-17, no. 4, 650-654, 1987

przedstawiono model matematyczny Lagrange'a oraz dobór parametrów sprzężenia zwrotnego dla 2-ramiennego manipulatora. W obydwu przypadkach symulacje przeprowadzono na komputerze PC (IBM XT) korzystając z pakietu Matlab. Doświadczenia te dopomogły w zorganizowaniu podobnego stanowiska po powrocie do kraju.

W 1986 r. pracę w Zakładzie AI podjął Zbigniew Świder, a nieco wcześniej Andrzej Pelczar. Pierwszy z nich zainteresował się filtracją adaptacyjną, o czym świadczy artykuł w *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki* (1989). A. Pelczar

skłaniał się wyraźnie ku informatyce inicjując wraz z E. Eberbachem kontakty z rzeszowską WSP.

Również w tym okresie M. Wysocki zintensyfikował prace nad optymalnymi rozwiązaniami gier różniczkowych, które zakończył monografią habilitacyjną

- M. Wysocki: Wyznaczanie rozwiązań liniowo-kwadratowych gier Stackelberga. ZN PRz, 1989.

Przewód przeprowadziła Rada Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki AGH. Towarzyszyły temu publikacje w *Systems Science* (Waligóra, Wysocki, 1988) oraz w *Archiwum Automatyki i Telemechaniki* (Waligóra, Wysocki, 1989; Wysocki, 1989). Problemami optymalizacyjnymi zajmuje się M. Wysocki do dziś.

Ostatnią rozprawę doktorską w opisywanej dekadzie przygotował K. Lal

- K. Lal: Metody zmniejszania niedokładności pomiaru zespołów czterech parametrów szumowych czwórników liniowych. Politechnika Gdańska, 1989 (promotor L. Spiralski).

Praca ta, a także cztery patenty i prototypowe konstrukcje, ugruntowały o nim opinię jako o czołowym elektroniku w Zakładzie AI.

Znaczącymi konferencjami międzynarodowymi, na których pracownicy Zakładu przedstawiali referaty, były: *3rd IFAC Symposium on Control of Distributed Parameter Systems* (Tuluza, 1982), *11th World Congress on Systems Simulation and Scientific Computation* (Oslo, 1985), *12th IMACS World Congress on Scientific Computation* (Paryż, 1988). Przedstawiano je także na czeskosłowackim *Microsystemie* (Bratysława, 1984, Brno, 1987). Spośród konferencji organizowanych w kraju warto wymienić wrocławską *International Conference on Systems Science* (1983, 1987), *Krajową Konferencję Automatyki*, w skrócie *KKA* (Lublin, 1988) oraz *Krajową Konferencję Robotyki – KKR* (Wrocław, 1988).

Należy jeszcze dodać, że w latach 80. Zakład sprawował pieczę nad Uczelnianym Ośrodkiem ETO, w którym znajdowały się komputery Riad 32 i Odra 1305 eksploatowane w większości przez ZETO Rzeszów. Pracownicy UO ETO uczestniczyli w pracach i seminariach Zakładu orientując je stopniowo bardziej ku informatyce.

2.2. Dydaktyka, aparatura, przemysł

Istotny postęp w kształceniu dotyczącym informatyki nastąpił w połowie lat 80. dzięki nowemu minikomputerowi MERA-400 (rys. 2). Sporą część ćwiczeń zaczęto prowadzić już w Zakładzie, a nie jak dotąd w UO ETO. Warto przypomnieć, że pod względem funkcjonalnym MERA-400 nie ustępowała zbytnio znanemu amerykańskiemu minikomputerowi PDP-11 (czego jednak nie można powiedzieć o niezawodności). Powiększona baza sprzętowa była jednym z po-

wodów zmiany nazwy dotychczas prowadzonej specjalności na *automatykę i informatykę*.



Rys. 2. Minikomputer MERA 400 z drukarką DZM i pamięcią zewnętrzną

Pod koniec lat 80. pojawił się również w Zakładzie pierwszy komputer PC, którym był IBM XT (używany, odkupiony). Drugi – nowy zakupiono potem w ramach prac prowadzonych przez E. Eberbacha, A. Pelczara, W. Irzeńskiego i R. Woźniaka we współpracy z WSP i Instytutem Matematycznym PAN w zakresie obliczeń współbieżnych. Komputery PC stały się szybko platformą dla realizacji prac doktorskich oraz rozwijającej się współpracy z przemysłem. Z Kanady przywieziono program Matlab, który również znacząco przyspieszył prace naukowe i badawczo-rozwojowe. Zakład AI był jednym z pierwszych ośrodków krajowych, w których Matlaba zaczęto efektywnie wykorzystywać. Stanowisko PC-Matlab udostępniano również innym pracownikom Wydziału (L. Gołębiowski).

Wprowadzenie techniki mikroprocesorowej do prac realizowanych dla przemysłu zainicjował jeszcze wcześniej K. Lal opracowując kilka systemów CRPD (Centralnej Rejestracji i Przetwarzania Danych) składających się z mikrokomputera PSPD 90 i kanału przemysłowego Inteldigit PI (zob. rys. 1). Stosowały je ropczycka Cukrownia i Zakłady Magnezytowe. Jeden zestaw przekazano do krakowskiego KFAPu. Publikacje na ten temat K. Lal opublikował

w *PAKu* (Lal, Mroczka, 1984; Lal, Irzeński, 1986; Lal, 1987) oraz w *Euromicro Journal* (1987).

Drugim kierunkiem były prace nad regulatorami cyfrowymi prowadzone wspólnie z Zakładami Automatyki Przemysłowej ZAP w Ostrowie Wlkp. Ich pierwszym rezultatem był tzw. wielokanałowy regulator cyfrowy WRC Intelligit PI (zob. rys. 1, po lewej), nie ustępujący zbytnio pod względem funkcjonalnym amerykańskiemu regulatorowi firmy Honeywell. Regulator WRC zastosowano po raz pierwszy do sterowania piecem tunelowym w Zakładach ZAPEL Boguchwała. Jeden z artykułów na ten temat opublikował słowacki *Elektrotechnický Casopis* (Kościński, Trybus, 1988). Ścisłą współpracę z Ostrowem Wlkp. kontynuowano przez następne 20 lat.

Drugi regulator WRC, ale już z mocniejszym procesorem i nowym interfejsem operatorskim, zastosował w 1991 r. J. Kluska wraz z T. Cyrulikiem w Stacji Uzdatniania Wody Zwiężyca II. Tak więc przez następne lata spora część mieszkańców Rzeszowa korzystała z wody uzdatnianej przez WRC.

Następnym zadaniem, jakie ZAP Ostrów Wlkp. postawił przed Zakładem AI, było opracowanie oprogramowania dla tzw. modułów inteligentnych rozproszonego systemu sterowania Proway. Pod względem zastosowań miały być one zbliżone do wielofunkcyjnej jednostki Multifunktionseinheit Teleperm D Siemens. Prototypy udało się opracować i posłużyły one jako pierwowzór dla opracowanego dwa lata później aparatu sterownika wielofunkcyjnego PSW-8, uważanego za jedno z istotnych osiągnięć Zakładu. W 1991 r. w ramach programu ASO koordynowanego przez PW i AGH zmontowano 10 egzemplarzy sterowników PSW, z których kilka przekazano do ZAP, PW i AGH. W krajowym środowisku automatyków utarł się odtąd pogląd, że specjalnością Zakładu (a potem Katedry) są sterowniki mikroprocesorowe.

Istotnym wsparciem prac badawczych był udział Zakładu w Programie Ramowym RP. I. 02 *Teoria sterowania i optymalizacji ciągłych układów dynamicznych i procesów dyskretnych*, koordynowanym przez Politechnikę Warszawską (A. Wierzbicki). W Programie uczestniczyły znaczące polskie jednostki naukowe zajmujące się automatyką.

3. Katedra Automatyki i Informatyki – 1991-2000

Wobec pojawienia się w jednostkach Uczelni komputerów PC i zmniejszającego się obciążenia komputerów Riad i Odra, ośrodek UO ETO został rozwiązany. Do Zakładu AI przeszli wtedy Ryszard Leniowski, Wacław Irzeński i Ewa Jędrzejec, a także Eugeniusz Frącz i Jerzy Stachowicz. Sekretariat prowadziła Halina Michalak. Na rys. 3 pokazano zdjęcie pracowników Zakładu pochodzące mniej więcej z tego okresu. Pomieszczenia w budynku A były już niewystarczające, więc zdecydowano się na przejście do budynku D. Tadeusz Gozdek uruchomił tam sieć katedralną z własną domeną Katedry – www.prz-rzeszow.pl.

3.1. Prace naukowo-badawcze

Wyniki prowadzonych w ciągu minionych lat prac nad regulatorami cyfrowymi zostały zebrane przez L. Trybusa w książce

- L. Trybus: *Regulatory wielofunkcyjne*. WNT, 1992.

W wyniku postępowania przeprowadzonego na Wydziale Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki AGH otrzymał on dwa lata później tytuł profesora, zaś dotychczasowy Zakład AI przekształcił się w Katedrę Automatyki i Informatyki.

Również w 1992 r., na bazie artykułów opublikowanych w *Archiwum Automatyki i Telemekhaniki/Robotyki* (1989, 1991), J. Kluska przygotował monografię habilitacyjną

- J. Kluska: *Sterowanie z logiką rozmytą*. ZN PRz, 1992.



Rys. 3. Pracownicy Zakładu Automatyki i Informatyki w 1994 r.

Podobnie jak wyżej przewód przeprowadzono na Wydziale EAiE AGH. Do tematyki poruszanej w habilitacji nawiązywały artykuły J. Kluski w *Systems Science* (1995), *Archives of Control Sciences* (1996) oraz rozdziały w dwu pracach zbiorowych *Stability Issues in Fuzzy Control* i *Fuzzy Control – Theory and Practice* (Springer, 2000). Pokrewnej tematyki dotyczyły publikacje w *Mechaniku* (Kluska, Oczóś, 1994) i *Systems Science* (Kluska, Wiktorowicz, 1997).

J. Kluska wraz ze współpracownikami kontynuował badania nad sterowaniem rozmytym jeszcze prawie 10 lat.

Prace Z. Świdra dotyczące filtracji adaptacyjnej znalazły się w doktoracie

- Z. Świder: Adaptacyjna filtracja zakłóceń periodycznych w układach sterowania. Politechnika Śląska, 1992 (promotor L. Trybus; wyróżnienie),

któremu towarzyszyła publikacja w *Archiwum Automatyki i Robotyki* (Świder, Trybus, 1991). Wkrótce potem Z. Świder wyjechał na prawie rok do Uniwersytetu w Birmingham (TEMPUS, PŚI). Po powrocie zajął się cyfrowymi realizacjami algorytmów sterowania i filtracji czego wyrazem był artykuł w czołowym czasopiśmie międzynarodowym

- Z. Świder: Realization using the γ -operator. *Automatica*, v. 34, no. 11, 1455-1458, 1998.

Również w 1992 roku A. Pelczar uzyskał doktorat z metod wnioskowania w systemie eksperckim

- A. Pelczar: Zastosowanie metod algebraicznych do organizacji wnioskowania w systemie eksperckim. AGH, 1992 (promotor R. Tadeusiewicz).

Problematyka systemów eksperckich pojawiła się również w przyszłości (G. Dec).

Wzrastające zainteresowanie robotyką doprowadziło do skonstruowania wspólnym wysiłkiem kilku pracowników 3-przegubowego robota laboratoryjnego nazwanego KREPY, jednego z pierwszych jakie wtedy powstały w krajowych uczelniach. Był on mocnym argumentem wspierającym trzy doktoraty:

- W. Irzeński: Dokładne pozycjonowanie robotów przemysłowych. Politechnika Rzeszowska, 1992 (promotor L. Trybus),
- R. Leniowski: Model matematyczny i metoda kompensacji wibracji robota z elastycznym ramieniem. Politechnika Śląska, 1993 (promotor J. Klamka),
- K. Świder: Automatyczne generowanie i redukcja symbolicznych modeli dynamiki robotów. Politechnika Warszawska, 1993 (promotor L. Trybus).

Prace nad wibracjami w lekkich robotach R. Leniowski kontynuował nadal prezentując referaty na konferencjach za granicą, tj. *International Congress on Noise Control Engineering* (Budapeszt, 1997) i *International Conference on Noise and Vibration Engineering* (Leuven, 1998). Warto także zwrócić uwagę, że szczególnie w doktoracie K. Świdra, ale również A. Pelczara, faktycznie przeważały osiągnięcia z zakresu informatyki, chociaż stopnie doktora otrzymali w dyscyplinie automatyka i robotyka.

Po uzyskaniu habilitacji M. Wysocki zajął się bliżej techniką komputerową, a zwłaszcza angielskimi transputerami, których cechą była wysoka wydajność dzięki obliczeniom prowadzonym równoległe. Obliczenia równoległe były naturalnie również prowadzone w sieciach komputerów PC. Wyniki badań w tym zakresie zawarł w napisanej wraz z B. Kwolkiem książce

- M. Wysocki, B. Kwolek: Obliczenia równoległe i transputery w automatyce. OW PRz, 1995

oraz w rozdziałach prac zbiorowych *Parallel and Distributed Computing in Engineering Systems* (Elsevier, 1992) i *Transputer Applications and Systems '93* (IOS Press, 1993). Tematyki transputerowej, a później rozpoznawania gestów, dotyczyły referaty na cyklicznych konferencjach *International Scientific Colloquium* (1991, 1994, 2000).

Szybkie obliczenia transputerowe umożliwiały zastosowania wizyjne w sterowaniu robotem mobilnym, o czym świadczył doktorat B. Kwolka

- B. Kwolek: Metody i narzędzia inżynierii transputerowej i ich zastosowanie w sterowaniu ze sprzężeniem wizyjnym. AGH, 1998 (promotor M. Wysocki).

Był to pierwszy doktorat pracownika Katedry w dyscyplinie informatyka. Również w tym okresie B. Kwolek przebywał na dłuższym stażu w Fachhochschule Bielefeld. Ostatni artykuł dotyczący stopniowo zanikających transputerów, które jednak nie wytrzymały amerykańskiego parcia, ukazał się w *Archives of Electrical Engineering* (Sowa, Wysocki, 1997). M. Wysocki wraz ze współpracownikami rozwijał nadal badania nad wizją komputerową, ale już na innych platformach sprzętowych.

Po habilitacji i zakończeniu prac nad regulatorem WRC (pkt. 2.2) J. Kluska podjął tematykę sieci neuronowych oraz rozmytych sieci Petriego. Zainteresował nimi młodszych współpracowników, co doprowadziło do dwóch doktoratów:

- R. Zajdel: Algorytmy rozmyto-neuronowe i ich zastosowanie do sterowania małym robotem mobilnym. Politechnika Wrocławska, 1999 (promotor J. Kluska),
- L. Gniewek: Rozmyta sieć Petriego – synteza i zastosowania. Politechnika Wrocławska, 1999 (promotor J. Kluska).

Drugiemu z nich towarzyszył znaczący artykuł

- L. Gniewek, J. Kluska: Family of fuzzy J-K flip-flops based on bounded product, bounded sum and complementation. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, v.28, no.6, 1998, 861–868.

Badania nad sieciami neuronowymi oraz rozmytymi sieciami Petriego R. Zajdel i L. Gniewek prowadzili nadal. Pierwszy z nich w *PAKu* (1996) opublikował dwuczęściowy artykuł na temat sprzętu i oprogramowania układów logiki rozmytej i sieci neuronowych, a potem wraz z K. Wiktorowiczem dwie prace w *Systems Science* (1997) i *PAKu* (1997) o sterowaniu rozmytym mobilnym robotem Khepera. Wraz z K. Świdrem był on autorem referatu przedstawionego na *International Workshop on Fuzzy-Neuro-Systems and Computational Intelli-*

gence (Soest, D, 1997). L. Gniewek wraz z B. Hołotą pisali w *PAKu* (1997×2) o logice rozmytej realizowanej przez układy FPGA.

W połowie lat 90. w FernUniversität Hagen jako stypendysta DAAD i TEMPUSa przebywał kilkakrotnie M. Śnieżek zapoznając się z technologią FPGA, zasadami konstruowania sterowników bezpiecznych oraz formalną weryfikacją algorytmów. Wynikiem był obroniony tam doktorat

– M. Śnieżek: Safety licensable programmable logic control. FernUniversität Gesamthochschule, Hagen, 1998 (promotor W. Halang),

opublikowany również w polskojęzycznej wersji jako monografia

– W. Halang, M. Śnieżek: Bezpieczny programowalny sterownik logiczny. OW PRz, 1998.

Towarzyszyły temu dwa niemieckie patenty, a także publikacje w *Journal of Mittweida University* (1996) i *Annual Reviews in Control* (2003). Unikalną cechą tego sterownika było równoległe wykonywanie tego samego programu przez dwa odmienne procesory (FPGA i 80C51), z ciągłym porównywaniem wyników. Ideę rozwiązania przedstawiono na *1st International Workshop on Real-Time Computing Systems and Applications* (Seoul, 1994). Inna praca M. Śnieżka ukazała się w *International Journal of Medical Informatics* (Halang, Śnieżek, Colnaric, 1998).

Również w ramach programu TEMPUS, na paromiesięcznym stażu w Uniwersytecie w Lyngby k. Kopenhagi przebywał R. Leniowski.

Ważniejszymi konferencjami organizowanymi w kraju, na których pracownicy Katedry prezentowali referaty, były *International Conference on Systems-Modelling-Control* (Zakopane, 1993, 1995), *Methods and Models in Automation and Robotics*, tzw. *MMAR* (Międzyzdroje, 1997), *KKA* (Białystok-Białowieża, 1991; Gdynia, 1994, L. Trybus – referat planarny; Opole, 1999), *KKR* (Wrocław, 1994, 1994), *Diagnostyka Procesów Przemysłowych – DPP* (Podkowa Leśna, 1996).

Jak można wnosić z powyższego przeglądu, w latach 90. ukształtowały się w Katedrze AI trzy zespoły badawcze skupione wokół pracowników samodzielnych. Strukturę taką zaakceptowały formalnie Władze Uczelni. Obecne nazwy tych zespołów są następujące:

- systemy sterowania i inżynieria mikroprocesorowa (L. Trybus potem Z. Świder),
- systemy wizyjne i optymalizacja (M. Wysocki),
- sztuczna inteligencja i podstawy informatyki (J. Kluska).

Kilku pracowników, których zainteresowania odbiegały od tematyki rozwijanej w zespołach, prowadziło badania indywidualnie. Spójność całości zapewniały stałe wspólne seminaria Katedry.

3.2. Kierunek informatyka, TEMPUS, KBN i przemysł

Rosnące zainteresowanie studentów informatyką, jako konsekwencja szybko postępującej komputeryzacji, spowodowało uruchomienie w 1995 r. *informatyki* jako drugiego kierunku kształcenia. Na kierunku tym powstały trzy specjalności, z których Katedra prowadziła i prowadzi nadal *inżynierię systemów informatycznych*. Wkrótce potem Wydział zmienił nazwę na Wydział Elektrotechniki i Informatyki. Nowy kierunek postawił poważne zadania przed Katedrą, bowiem należało przygotować wykłady i laboratoria z nowych przedmiotów wymaganych przez ministerialne minima programowe. Powstały więc dwa nowe laboratoria oparte już wyłącznie o komputery PC. Popularność *informatyki* sprawiła, że na kierunek ten Wydział zaczął z czasem przyjmować najwięcej studentów.

Na wyraźny rozwój kontaktów międzynarodowych w latach 90. zasadniczy wpływ miał program TEMPUS. Licząca się pozycja Katedry sprawiła, że Politechnika Warszawska, Śląska i AGH wprowadziły ją do programów TEMPUS, które koordynowały. Skutkiem tego były wspomniane wyżej wyjazdy długoterminowe, a także szereg krótszych do uczelni francuskich (Lyon, Nancy), angielskich (Birmingham, Stafford), niemieckich (Hagen, Aachen) i duńskich (Kopenhaga). Nastąpiło także wzmocnienie aparaturowe, czego przykładem był system Digimatik, który obecnie jako Freelance nadal służy jako platforma dla kształcenia w zakresie rozproszonych systemów sterowania. Pod koniec lat 90. Katedra zorganizowała w Wetlinie dwie szkoły letnie, tzw. *TEMPUS Summer School*, gdzie prezentowano postępy w realizacji programów.

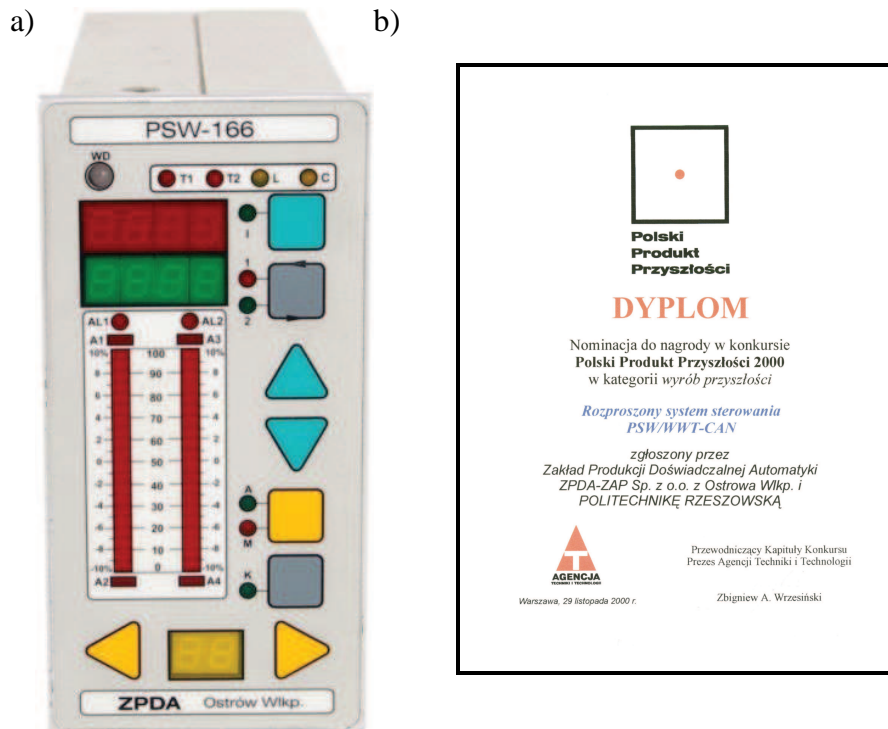
Powstanie Komitetu Badań Naukowych na początku lat 90. stworzyło możliwość ubiegania się o granty na badania naukowe i projekty badawczo-rozwojowe. Katedra była aktywna w tym zakresie, zaś tematyka realizowanych wtedy grantów i projektów wyglądała następująco:

- układy sterowania wykorzystujące logikę rozmytą i sieci neuronowe,
- metody i narzędzia inżynierii transputerowej z zastosowaniami wizyjnymi,
- aktywna kompensacja wibracji w lekkich robotach,
- aparatura kontrolno-pomiarowa: sterownik wielofunkcyjny, regulator samonastrajalny, stacja pomiarowa, konwerter komunikacyjny,
- rozproszony system sterowania: oprogramowanie komputera nadrzędnego, konfiguracja graficzna, komunikacja i redundancja.

Dwa ostatnie tematy realizowano wraz z Zakładem Produkcji Doświadczalnej Automatyki ZPDA w Ostrowie Wlkp. (wyodrębnionym z ZAP) oraz Przedsiębiorstwem ELMONT z Białej Podlaskiej. Spośród opracowanych urządzeń najważniejszymi były nowe wersje sprzętowe sterowników PSW, których łącznie wyprodukowano prawie 1000. Sporo było również stacji pomiarowych WWT oraz sterowników węzłów cieplnych SWC. Sterowniki PSW i stacje WWT mogły komunikować się wzajemnie tworząc system rozproszony, za który

w 2000 r. Politechnika Rzeszowska wraz z ZPDA otrzymała nominację do nagrody w konkursie Polski Produkt Przyszłości (rys. 4).

Wyniki prac nad sterownikami przedstawiono w *PAKu* (Trybus, Świder, Śnieżek, 1996; Trybus, Fórmanek, 1999²; Trybus, 1999) oraz na szeregu konferencjach za granicą dotyczących aparatury kontrolno-pomiarowej, tzn. *Intelligent Components and Instruments for Control Applications* (Budapeszt, 1994; Anney, F, 1997), *Control Applications²* (Glasgow, 1994), *Adaptive Control and Signal Processing* (Budapeszt, 1995; Glasgow 1998), *System Modelling and Optimization* (Praga, 1995), *CAX Techniques* (Bielefeld, 1999), *Programmable Devices and Systems* (Ostrawa, 2000), *Mathematics in Signal Processing* (Warwick, UK, 2000).



Rys. 4. a) Sterownik wielofunkcyjny PSW-166, b) dyplom nominacji w konkursie Polski Produkt Przyszłości 2000

Poważnymi wdrożeniami, które przeprowadzono wraz z ELMONTem, był system sterowania naolejaniem siarki w tarnobrzeskim SIARKOPOLu oraz sys-

² Dla skrócenia pominięto pierwszą część nazwy konferencji, tj. *3rd IEEE Conference*, pozostawiając tylko jej część merytoryczną. W odniesieniu do nazw konferencji zasadę tę stosowano również dalej, wyjątek czyniąc tylko dla kongresów światowych.

tem badania mocy cieplnej grzejników w Instytucie Techniki Grzewczej i Sanitarnej w Radomiu, przedstawiony w *Ciepłownictwie Ogrzewnictwie Wentylacji* (Cisek, Pelc, Śniezek, Świder, Trybus, 1996).

Dla komputerów operatorskich tych systemów, korzystających wówczas z systemu DOS, opracowano pakiet wizualizacyjny ORSA (Obraz Rozproszonego Systemu Automatyki), wtedy prawdopodobnie jeden z pierwszych krajowych pakietów typu SCADA. ORSEę przedstawiono w *PAKu* (Trybus, Świder, Cisek, Pelc, Śniezek, 1996).

Przejęcie na gospodarke rynkową oraz rosnące zapotrzebowanie na systemy informatyczne spowodowały, że w latach 90. kilku pracowników Katedry założyło własne firmy, jak Optimus Comfort (obecnie Opteam i PPE), Softsystem, Softel oraz Nauka i Technika, lub wzmocniło już istniejące, np. Comp (obecnie Asseco). Ponadto kilka innych przedsiębiorstw i instytucji, jak MPEC, czy NFZ, korzystało przez dłuższy czas z pomocy pracowników Katedry i Wydziału.

3.3. Zakład Systemów Cyfrowych i Zakład Elektrotechniki Teoretycznej

Zakład Systemów Cyfrowych. Zakład powstał w 1991 r. z inicjatywy F. Grabowskiego i S. Paszczyńskiego, który po dłuższym pobycie na Uniwersytecie w Austin był zorientowany, jak wygląda informatyzacja uczelni amerykańskich. Wkrótce jednak pozyskała go rzeszowska Wyższa Szkoła Informatyki i Zarządzania, aby tam organizował informatykę. Na ukształtowanie się profilu Zakładu znaczący wpływ miały konferencje *SCALNET* organizowane co 2 lata wraz z Politechniką Kijowską i WSIZ począwszy od 1993 r. Już pierwsza dotyczyła dużych systemów komputerowych i sieci. Po powołaniu kierunku *informatyka*, dydaktykę na prowadzonej przez Zakład SC specjalności *systemy i sieci komputerowe* przez kilka lat wspierał H. Loutsky z Kijowa.

W drugiej połowie lat 90. grupa pracowników pod kierunkiem S. Hajdera, przy wsparciu finansowym z KBN, zorganizowała Uczelnianą Sieć Komputerową, a następnie Rzeszowską Miejską Sieć Komputerową. Faktycznie więc im PRz zawdzięcza swe „usieciowienie”. Wydano wówczas również *Podręcznik użytkownika sieci komputerowych* (OW PRz, 1999) przeznaczony dla rzeszowskiego środowiska akademickiego.

Od 2000 r. przez prawie 10 lat Zakład SC sprawował pieczę nad dużym ogólnowydziałowym laboratorium komputerowym (sala E51). Rok później Zakład zmienił nazwę na Zakład Systemów Rozproszonych.

Zakład Elektrotechniki Teoretycznej. W Zakładzie ET od początku pracowały osoby aktywnie angażujące się w informatykę, do których z czasem dołączyli młodszy. Jak wspomniano na początku, J. Bajorek jako jeden z pierwszych, jeszcze na Odrze 1204, prowadził obliczenia do pracy doktorskiej. L. Gołębiowski kierował ośrodkiem ETO także wtedy, gdy był on częścią Zakładu Matematyki. Po rozwiązaniu UO ETO przez kilka lat opracowywał i wdrażał w rzeszowskim

MPECu systemy informatyczne obsługujące kadry, płace, zamówienia itd. W drugiej połowie lat 90. W. Posiewała zaczął zajmować się usługami sieciowymi, zwłaszcza katalogowymi, a także tworzył pierwsze aplikacje internetowe. Jego następnym krokiem był funkcjonujący do dziś system *eHurtownia* obsługujący sprzedaż internetową. Warto jeszcze przypomnieć popularny program antywirusowy A. Kubaszka, który także zorganizował Koło Naukowe KOD.

Dorobek ten spowodował, że wraz z podjęciem kształcenia na kierunku informatyka, Zakład ET rozpoczął prowadzenie specjalności *informatyka w przedsiębiorstwie*, prowadzoną do dziś. Zmieniono wtedy również nazwę na Zakład Elektrotechniki i Podstaw Informatyki.

4. Katedra Informatyki i Automatyki – 2001-2010

W latach 2001-2010 informatyka stała się już głównym obszarem działalności Katedry. Świadczyła o tym m.in. tematyka doktoratów, z których około $\frac{3}{4}$ dotyczyło informatyki. Pociągnęło to za sobą zmianę nazwy na Katedrę Informatyki i Automatyki, która obowiązuje do dziś. Obszar działalności poszerzył się dzięki Edwardowi Nawareckiemu, który przyjeżdżał z AGH. Katedra przejęła halę po Zakładzie Silników, gdzie powstało duże laboratorium komputerowe i sala dydaktyczno-seminaryjna. Powstała również światłowodowa sieć katedralna i centralna serwerownia. Po Halinie Michalak, która przeszła na emeryturę, sekretariat przejęła Małgorzata Sosnowska. Siecią katedralną administrował Tomasz Śliwa. Na rys. 5 pokazano zdjęcie pracowników Katedry z 2010 roku.



Rys. 5. Pracownicy Katedry Informatyki i Automatyki w 2010 roku

4.1. Prace naukowo-badawcze

4.1.1. Systemy sterowania i inżynieria mikroprocesorowa

Podsumowaniem prac Z. Świdra nad numerycznymi aspektami sterowania, zwłaszcza w kontekście arytmetyki zmiennoprzecinkowej i zaokrągleń współczynników, była monografia habilitacyjna

- Z. Świder: Realizacje cyfrowe algorytmów sterowania i filtracji. Błędy zmiennoprzecinkowe i zaokrąglenia współczynników. OW PRz, 2003.

Przewód przeprowadziła Rada Wydziału Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej. Trwałe kontakty z PŚl od dawna mają duże znaczenie dla rozwoju Katedry. Z działalnością zespołu systemów sterowania i inżynierii mikroprocesorowej w latach 2001-2010 było związane pięć doktoratów:

- A. Stec: Metoda kontroli stanu plazmy podczas magnetronowego wyładowania jonowego. Politechnika Rzeszowska, 2004 (promotor E. Leja; wyróżnienie),
- L. Pelc: Specyfikacja i walidacja protokołów komunikacyjnych czasu rzeczywistego. Politechnika Wrocławska, 2004 (promotor L. Trybus),
- J. Cisek: Weryfikacja poprawności oprogramowania układu sterowania złożonego z bloków funkcyjnych. AGH, 2004 (promotor L. Trybus),
- B. Trybus: Zastosowanie kolorowanych sieci Petriego do analizy strukturalnej systemów czasu rzeczywistego. AGH, 2004 (promotor T. Szmuc),
- W. Mikluszka: Synteza i weryfikacja algorytmów konwersji protokołów komunikacyjnych w polowych magistralach rozgłoszeniowych. AGH, 2008 (promotor L. Trybus).

Prace L. Pelca, J. Ciska i W. Mikluszki dotyczyły specyfikacji, walidacji i weryfikacji oprogramowania sterującego i komunikacyjnego badanych różnymi metodami formalnymi w środowiskach LOTOS, SML i PVS. B. Trybus zastosował kolorowaną sieć Petriego do strukturalnej analizy regulatora cyfrowego w systemie wielozadaniowym. Artykuł z tym związany ukazał się w *Theoretical and Applied Informatics* (2007). A. Stec wdrożył swą metodę kontroli stanu plazmy w prototypowej linii produkcyjnej napyłającej szkło. Dotyczył tego cykl jego artykułów w *Vacuum* (2001), *Zeszytach Naukowych PW* (2002, 2005), *Elektronice* (Leja, Stec, 2003) i *PAKu* (2005). Praktyczne aspekty prac zespołu na temat komunikacji Modbus, CAN, GPRS i OPC, mikroserwera *www* oraz konwertera protokołów ukazywały się w *PAKu* (2005×2), *PARze* (2005, 2007) i *Biuletynie Automatyki* (2006), gdzie współautorem wszystkich był D. Rzońca, trzech B. Trybus, a po jednym A. Bożek, L. Bryndza, W. Mikluszka i Z. Świder. W następnych latach zespół podjął opracowywanie środowiska programistycznego zgodnego z normą IEC 61131-3.

Konferencjami organizowanymi za granicą, gdzie prezentowano referaty, były *Cost Oriented Automation* (Berlin, 2001) i *XXIII MicroCAD* (Miskolc, 2009). W pracy zbiorowej *Metody formalne w inżynierii oprogramowania systemów czasu rzeczywistego* wydanej przez WNT rozdział zamieścił B. Trybus. Konferencjami krajowymi były *Computer Science and Information Technology* (2007, 2008), *Computer Networks – CN* (2007-2010), *KKA* (Warszawa, 2002, L. Trybus – referat plenarny) oraz *Systemy Czasu Rzeczywistego – SCR* (2007-2010).

4.1.2. Systemy wizyjne i optymalizacja

W zespole systemów wizyjnych i optymalizacji powstały trzy doktoraty:

- J. Marnik: Rozpoznawanie znaków alfabetu palcowego z wykorzystaniem morfologii matematycznej i sieci neuronowych. AGH, 2003 (promotor M. Wysocki; wyróżnienie),
- T. Kapuściński: Rozpoznawanie Polskiego Języka Migowego w systemie wizyjnym. Uniwersytet Zielonogórski, 2006 (promotor M. Wysocki; wyróżnienie),
- W. Szydełko: System wspomagający zarządzanie zużyciem energii elektrycznej w inteligentnym budynku. Politechnika Rzeszowska, 2008 (promotor M. Wysocki).

Dwa pierwsze doktoraty dotyczyły rozpoznawania wypowiedzi języka migowego z tym, że J. Marnik skupiła się na gestach statycznych oraz algorytmach morfologicznych i neuronowych, zaś wkładem T. Kapuścińskiego było rozpoznawanie gestów dynamicznych (wyrazy, zdania), zastosowanie ukrytych modeli Markowa i wykorzystanie systemu z kamerą stereowizyjną. Ostatni doktorat, chociaż obroniony w dyscyplinie elektrotechnika, był silnie związany z informatyką poprzez zastosowanie mikrokomputerowych sieci automatyki LON, technik agentowych oraz obliczeń optymalizacyjnych w logice ograniczeń. Artykuły z tym związane ukazały się w *Archiwum Informatyki Teoretycznej i Stosowanej* (Kapuściński, Wysocki, 2001; Marnik, Wysocki, 2004), *PAKu* (2005×2, Kapuściński, Wysocki, jeden z Marnik) oraz *Archives of Control Sciences* (Kapuściński, Wysocki, 2005). Dalsze prace zespołu zmierzały ku oparciu wizji o zaawansowaną optymalizację i zastosowaniu jej do wspomagania rehabilitacji osób niepełnosprawnych.

Konferencjami zagranicznymi, gdzie przedstawiono referaty, były *Innovations in Education for Electrical and Information Engineering* (Nancy, 2001), *Intelligent Distributed Computing* (Katania, 2008), *Soft Computing and Pattern Recognition* (Paryż, 2010). Rozdziały przygotowane przez zespół ukazały się w trzech monografiach Springer, tj. *Advances in Soft Computing* (2005, 2009), *Studies in Computational Intelligence* (2008×2) oraz *Advances in Intelligent and Soft Computing* (2010). Konferencjami krajowymi były *Diagnostyka Procesów*

i Systemów – DPS (2001-2007, poprzednio DPP), *Robot Motion and Control* (2001), *KKA* (2002), *Methods of Artificial Intelligence* (2003), *Computer Recognition Systems* (2005-2009), *Language and Technology* (2005, 2007), *Artificial Intelligence and Soft Computing – ICAISC* (2008, 2010), *Information Technology and Biomedicine* (2008), *Man-Machine Interaction* (2008), *Image Processing and Communications* (2010), *Human-System Interaction* (2010).

4.1.3. Sztuczna inteligencja i podstawy informatyki

Prace w zespole sztucznej inteligencji i podstaw informatyki doprowadziły do czterech doktoratów:

- K. Wiktorowicz: Jakość regulacji rozmytej. Politechnika Wrocławska, 2001 (promotor J. Kluska; wyróżnienie),
- G. Dec: Rozmyty system ekspertowy jako sprzętowy układ sterowania i kontroli. Politechnika Warszawska, 2006 (promotor J. Kluska),
- Z. Hajduk: Sprzętowa implementacja rozmytych sieci Petriego jako układów sterowania. Uniwersytet Zielonogórski, 2006 (promotor J. Kluska; wyróżnienie),
- M. Kusy: System for cancer diagnosis based on support vector machines and neural networks. Politechnika Warszawska, 2008 (promotor J. Kluska).

Jakości regulacji rozmytej, uczenia z modelem odniesienia i stabilności dotyczyły trzy publikacje K. Wiktorowicza w *PAKu* (2005 z R. Zajdlem, 2008, 2010). G. Dec pokazał jak zrealizować w sterowniku PLC system ekspertowy z rozmytymi regułami wnioskowania. Reguły te zastąpił kolorowaną siecią Petriego w artykule napisanym wraz z B. Jędrzejcem i W. Rząsą, który ukazał się w *Studia Informatica* (2010). Układy FPGA stanowiły sprzętową implementację rozmytych sieci Petriego przedstawioną przez Z. Hajduka. Odnośny artykuł opublikowano w *PAKu* (Kluska, Hajduk, Gniewek, 2006). Metodę wektorów wspierających SVM i sieci neuronowe zastosował M. Kusy do diagnostyki nowotworu. Oprócz tego R. Zajdel opublikował w *Theoretical and Applied Informatics* (2008) pracę na temat wyboru parametrów dla uczenia ze wzmocnieniem.

Znaczącym artykułem L. Gniewka i J. Kluski był

- L. Gniewek, J. Kluska: Hardware implementation of fuzzy Petri net as a controller. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, v. 34, no. 3, 1315-1324, 2004,

dotyczący implementacji w sterowniku PLC algorytmu regulacji w formie rozmytej sieci Petriego. Podobną tematykę zawierała również ich publikacja w *PAKu* (2005).

Podsumowaniem wieloletnich prac J. Kluski w obszarze logiki rozmytej była wydana w 2009 r. książka

- J. Kluska: *Analytical methods in fuzzy modeling and control*. Springer, 2009

dotycząca analitycznych metod modelowania i sterowania rozmytego z wykorzystaniem wielomianowych funkcji przynależności zbiorów rozmytych. Postępowanie o nadanie tytułu profesora przeprowadził Instytut Badań Systemowych PAN.

Na światowym kongresie IFAC w Barcelonie (*15th IFAC World Congress on Automatic Control*, 2002) oraz konferencjach *Fuzzy Logic and Technology* (Zittau/Goerlitz, 2003) oraz *Innovations in Intelligent Systems and Applications* (Istambuł, 2005) były prezentowane referaty zespołu. Przedstawiono je także w kraju na konferencjach *ICAISC* (2004-2010), *Intelligent Systems* (2004) oraz *Inżynieria Wiedzy i Systemy Ekspertowe* (2009).

W 2007 r. B. Kwolek przygotował monografię habilitacyjną

- B. Kwolek: Adaptive real-time image processing for cognitive vision systems. OW PRz, 2007

dotyczącą wizyjnych systemów kognitywnych wspomagających interakcję człowiek-komputer w środowisku dynamicznym. Przewód przeprowadzono na Wydziale Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej. Była to pierwsza habilitacja pracownika Katedry w zakresie informatyki. Artykuły z nią związane opublikowały *Theoretical and Applied Informatics* (2002), *Journal of WSCG* (2003), *Informatica* (2004, 2005), *Machine Graphics and Vision* (Żabiński, Grygiel, Kwolek 2006; Pelc, Kwolek, 2006). Jego następne prace opublikowane w *Fundamenta Informaticae* (2009×2) dotyczyły segmentacji obrazów i śledzenia obiektów algorytmami rojowymi.

4.1.4. Pozostałe prace badawcze

Oprócz doktoratów wymienionych wyżej, w latach 2001-2010 w Katedrze zostało przygotowane jeszcze 6 innych, tak że było ich w sumie 18. Do czwartej grupy należały:

- S. Samolej: Projektowanie systemów wbudowanych z zastosowaniem czasowych kolorowanych sieci Petriego. AGH, 2004 (promotor T. Szmuc),
- M. Bednarek: Diagnostyka programowalnych systemów wielofunkcyjnych. Wojskowa Akademia Techniczna, 2005 (promotor T. Dąbrowski),
- T. Żabiński: Sterowanie układami mechatronicznymi w czasie rzeczywistym; podejście klasyczne i inteligentne. AGH, 2006 (promotor A. Turnau; wyróżnienie),
- T. Rak: Modelowanie i analiza interaktywnych systemów internetowych realizujących obsługę szybkozmiennych ofert. AGH, 2007 (promotor J. We-rewka),
- B. Hołota: Modelowanie i sterowanie robotem kratownicowym. Politechnika Rzeszowska, 2008 (promotor L. Trybus),

- B. Jędrzejec: Pozyskiwanie wiedzy z dużych zbiorów danych z zastosowaniem adaptacyjnych metod generowania zapytań. AGH, 2009 (promotor E. Nawarecki).

Do projektowania systemów wbudowanych S. Samolej wykorzystał czasowe kolorowane sieci Petriego. Związane z tym artykuły opublikował w *Computer Science* (Samolej, Szmuc, 2002) i w *PAKu* (Samolej, B. Trybus, 2005). Potem zajął się wraz z T. Rakiem opisem systemów internetowych za pomocą sieci Petriego, co opublikowała *Informatica* (2009). Dwa artykuły o podobnej tematyce napisane wraz z T. Szmucem ukazały się w *e-Informatice* (2009) i *Przeglądzie Elektrotechnicznym* (2010). Prezentował również referaty na konferencjach *Real-Time Programming and Software Systems* (Istambuł, 2004) i *Software Engineering Techniques* (Brno, 2008, Kraków, 2009). Napisał rozdziały w pracach zbiorowych *Frontiers in Artificial Intelligence and Applications* (IOS, 2005) oraz *Metody formalne w inżynierii oprogramowania systemów czasu rzeczywistego* (WNT, 2010). Stale występuje na konferencjach *SCR* (2002-2010). Referaty przedstawiał także na *KKR* (1998, 2001), *Computer Science and Information Technology* (2008) i na *Awionice* (2010).

Doktorat M. Bednarka dotyczył potencjałowo-efektowego diagnozowania systemów technicznych i antropotechnicznych, zwłaszcza w warunkach wieloprocessowej eksploatacji. Szereg prac na ten temat napisanych wraz z T. Dąbrowskim i L. Będrowskim opublikowały *Diagnostyka* (2005×3), *Zagadnienia Eksploatacji Maszyn* (2005), *Przegląd Elektrotechniczny* (2008, 2009), *Biuletyn WAT* (2009), *Zeszyty Naukowe PW* (2009) i *Logistyka* (2010). Artykuł napisany wraz z K. Świdrem ukazał się w *PAKu* (2005). M. Bednarek był stałym uczestnikiem *Zimowych Szkół Niezawodności* (2005-2010). Referaty prezentował także na konferencjach *KKA* (1999, 2002), *DPP* (2003), *Congress on Technical Diagnostics* (2008) i *Transport of 21st Century* (2010).

Serwomechanizmy cyfrowe i robot z napędami bezpośrednimi typu BLM, sterowanie konwencjonalne (PID) lub za pomocą regulatorów rozmytych i adaptacyjnych neuronowych były układami mechatronicznymi, którymi zajmował się T. Żabiński. Dwa artykuły na ten temat napisane wraz z L. Trybusem opublikował *PAK* (2005) oraz *Bulletin of the Polish Academy of Sciences* (2010). Jego trzeci samodzielny artykuł ukazał się w *PAKu* (2008). Następne prace T. Żabińskiego dotyczyły: 1) komputera pokładowego dla samolotu bezzałogowego – *drona*, *Pomiary Automatyka Robotyka – PAR* (Nowak, Żabiński, 2010), 2) systemu monitorowania i sterowania produkcją, *PAR* (Mączka, Czech, Żabiński, 2010) oraz 3) kolorowanych sieci Petriego symulujących procesy produkcyjne, *Przegląd Elektrotechniczny* (2010, z A. Bożkiem). Na światowym kongresie IFAC w Pradze (*16th IFAC World Congress on Automatic Control*, 2005) przedstawiono referat nawiązujący do jego doktoratu. T. Żabiński występował także na *KKR* (2008).

Interaktywny system internetowy realizujący obsługę szybkozmiennych ofert, np. giełdowych, T. Rak zaimplementował na wydajnym klastrze komputerowym. Jego artykuły o modelowaniu szybkich systemów internetowych oraz technicznych aspektach klastra opublikowały *Computer Science* (2003), *PAK* (Lal, Rak, 2005) oraz *Informatica* (Samolej, Rak, 2009). Napisał także rozdział w pracy zbiorowej *Advances in Software Engineering Techniques* (Springer, 2009) oraz występował na konferencjach *Principles of Information Technology and Applications* (2008) i *Software Engineering Techniques* (2009).

Osiągnięciem B. Hołoty było skonstruowanie robota kratownicowego KRAT o kilkakrotnie większym udźwigu niż roboty konwencjonalne. Do napędu ramion kratownicy służyły pneumatyczne siłowniki liniowe z odpowiednimi zaworami. Była to najprawdopodobniej jedyna tego typu konstrukcja krajowa, choć tarcie siłowników uniemożliwiło osiągnięcie dostatecznej precyzji.

Celem adaptacyjnych metod generowania zapytań, którymi zajmował się B. Jędrzejec, było wykrywanie prawidłowości występujących w dużych zbiorach danych, przede wszystkim medycznych. Uzyskana w ten sposób wiedza mogła wspierać diagnozy lekarskie. Metody te nadają się naturalnie także do zastosowań technicznych. Ważnym elementem pracy było zastosowanie programowania genetycznego. Z tą tematyką wiąże się m. in. artykuł w książce *Studies in Computational Intelligence, Knowledge-Driven Computing* (Springer, 2008, współautorzy K. Świder, M. Wysocki).

R. Leniowski kontynuował badania nad modelowaniem wibracji i ich aktywnym tłumieniem. Tym razem dotyczyły one okrągłej płyty, której drgania tłumili elementy piezoceramiczne. Artykuły na ten temat przygotowane wraz z L. Leniowską opublikowały *International Journal of Acoustic and Vibration* (2001), *Molecular and Quantum Acoustics* (2001), *Archives of Control Sciences* (2003, 2006) i *Mechanics* (2003). Jego samodzielna praca dotycząca modelowania wibracji napędów harmoniczných ukazała się w *Archives of Acoustics* (2007).

M. Śnieżek nadal zajmował się bezpiecznym programowalnym sterownikiem logicznym, a jego publikacje zamieściły *Annual Reviews in Control* (Śnieżek, von Stackelberg, 2003), *PAK* (2005) oraz *Bulletin of the Polish Academy of Sciences* (Halang, Śnieżek, 2010). Referaty były prezentowane na konferencji *New Technologies for Computer Control* (Hong Kong, 2001) i światowym kongresie IFAC w Pradze (2005).

Należy jeszcze wspomnieć o pracach W. Rząsy nad aplikacjami gridowymi opisanymi w *Computing and Informatics* (Rząsa, Bubak, Baliś, Szepieniec, 2007) oraz sieciami Petriego i systemem ekspertowym *Studia Informatica* (Dec, Jędrzejec, Rząsa, 2010). Referaty prezentował na *Cracow Grid Workshop* (2003-2008), *Computer Science* (2004) i *CN* (2009).

Referaty T. Mączki były prezentowane na konferencjach *Industrial Electronics* (Bari, 2010) i *Human System Interaction – HSI* (2010), a A. Bożka na *KKR* (2008) oraz *Automatyzacji Procesów Dyskretnych – KKAPD* (2010).

4.2. Książki, granty, przemysł

Lata 2001-2010 przyniosły także znaczący dorobek w postaci wydawnictw książkowych i skryptowych. Istotnym uzupełnieniem szczupłej polskojęzycznej literatury dotyczącej prowadzonych przedmiotów były skrypty:

- M. Bednarek: Wizualizacja procesów. OW PRz, 2001, 2004,
- Z. Świder: Sterowniki mikroprocesorowe. OW PRz, 2002,
- M. Wysocki: Sterowanie wielowymiarowe. Projektowanie liniowych układów stacjonarnych w przestrzeni stanu. OW PRz, 2004,

a także 10 innych w postaci tzw. materiałów pomocniczych (nierecenzowanych). Były to: *Metody obliczeniowe optymalizacji* (M. Wysocki, 2004), *Wizja komputerowa* (M. Wysocki, J. Marnik, T. Kapuściński, 2004), *Podstawy programowania funkcjonalnego i weryfikacji* (L. Trybus, 2004, 2007), *Inżynieria systemów informatycznych* (K. Świder, G. Dec, B. Trybus, 2004), *Wykłady z algorytmów i struktur danych z zadaniami* (K. Świder, 2004), *Wprowadzenie do użytkowania systemów Unix i Linux* (K. Lal, T. Rak, 2004), *Teoretyczne podstawy informatyki* (J. Kluska, L. Gniewek, 2004), *Teoria sterowania* (L. Trybus, 2005, 2007), *Systemy telefonii komórkowej* (K. Lal, T. Rak, 2005), *Teoria sterowania. Zbiór zadań* (L. Trybus, T. Żabiński, 2009), *Logika i teoria mnogości* (K. Wiktorowicz, 2013, 2015).

Świadectwem praktycznej wiedzy K. Lala i T. Raka była seria książek wydanych w większości przez Helion, adresowanych głównie do indywidualnego czytelnika. Dotyczyły one następującej tematyki:

- 1) konfiguracja nieskomplikowanego serwera internetowego
 - T. Rak, K. Lal: Po prostu własny serwer internetowy. Helion, 2002,
 - T. Rak: SuSe Linux 7.2. Czarna księga administratora. Helion, 2002,
- 2) niewielkie sieci komputerowe
 - J. Zieliński, T. Rak: Domowe sieci komputerowe. Ćwiczenia praktyczne. Helion, 2002,
 - T. Rak: Tworzenie sieci komputerowej. Helion, 2006,
- 3) system RT Linux, komendy Linuxa i budowa klastra
 - K. Lal, T. Rak, K. Orkisz: RT Linux system czasu rzeczywistego. Helion, 2003,
 - K. Lal, T. Rak: Linux. Komendy i polecenia. Praktyczne przykłady. Helion, 2005,
 - K. Lal, T. Rak: Linux a technologie klastrowe. Mikom, 2005,

- K. Lal, T. Rak, S. Kościółek: SuSe Linux Enterprise Server. Administracja usługami serwera. Księga eksperta. Helion, 2008.

Z kolei wydawnictwo BTC opublikowało dwie książki Z. Hajduka. Pierwszą o komunikacji w mikrokontrolerach sterujących

- Z. Hajduk: Mikrokontrolery w systemach zdalnego sterowania. BTC, 2005

i drugą o programowaniu w języku Verilog, stosowanym m.in. w układach FPGA

- Z. Hajduk: Wprowadzenie do języka Verilog, BTC, 2009.

Dzięki tym ogólnodostępnym książkom entuzjaści informatyki w Polsce mieli okazję zwrócić uwagę na Politechnikę Rzeszowską.

Katedra przejęła opiekę nad zorganizowanym przez A. Kubaszka studenckim Kołem Naukowym KOD. Powstało także Koło Naukowe Automatyków i Robotyków ROBO (T. Żabiński). M. Śniezek dla zainteresowanych studentów prowadził nieobowiązkowe wykłady z zakresu największych komputerów IBM *mainframe* (tzw. *System-Z*), którym towarzyszyły konferencje w Bezmiechowej z udziałem przedstawicieli firmy. Pierwsza taka konferencja odbyła się w 2009 r.

W 2010 r. w Gdańsku odbyła się kolejna edycja *Krajowej Konferencji Inżynierii Oprogramowania* połączona z konferencją *Systemy Czasu Rzeczywistego*. Merytorycznie za *KKIO* odpowiadała Politechnika Gdańska, która także była głównym organizatorem, natomiast za *SCR* odpowiadała Politechnika Rzeszowska. Materiały *SCR* ukazały się w pracy zbiorowej

- L. Trybus, S. Samolej (red.): Metody wytwarzania i zastosowania systemów czasu rzeczywistego. WKŁ, 2010

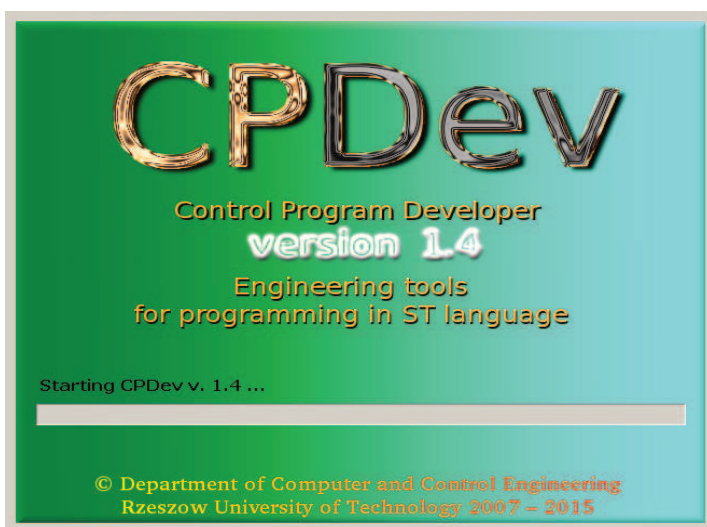
zawierającej na 500 stronach ponad 40 rozdziałów.

Tematyka grantów i projektów badawczych wspieranych najpierw przez KBN/MNiSW, a potem przez NCN wyglądała następująco:

- inteligentny system diagnostyki i wspomagania sterowania procesów DIASTER (współpraca z PW),
- błędy zaokrągleń zmiennoprzecinkowych w realizacjach algorytmów sterowania i filtracji,
- automatyczne rozpoznawanie wypowiedzi w języku migowym na podstawie sekwencji wizyjnych,
- wielomodalny system wizyjny wspomagający interakcję człowiek-maszyna w środowisku dynamicznym,
- projektowanie i analiza wybranych układów sterowania rozmytego,
- modelowanie układów sterowania za pomocą rozmytej interpretowanej sieci Petriego,
- aktywne tłumienie wibracji lekkich robotów i manipulatorów zasięgowych,
- oprogramowanie autonomicznego systemu sterującego bezzałogowym samolotem.

Powyższy wykaz nie uwzględnia tzw. grantów promotorskich, których było 10, o nazwach niemal takich samych jak tytuły doktoratów (zob. wyżej). Rozpoczęto także realizację kilku innych grantów o tematyce podanej w następnym rozdziale.

W 2006 r., w ramach projektu celowego KBN/MNiSW, Katedra IA wraz z zielonogórskimi Zakładami LUMEL przystąpiła do opracowania pakietu inżynierskiego do programowania sterowników PLC/PAC zgodnie z normą IEC 61131-3. Pakiet miał być otwarty na różne platformy sprzętowe i umożliwić producentom sterowników w miarę łatwe zintegrowanie z nim ich własnych procedur niskopoziomowych. Liczono, że będzie to sprzyjać wdrożeniom. Pakiet nazwano CPDev (*Control Program Developer*). Jak dotąd pozostaje on jedynym krajowym pakietem o takim przeznaczeniu. Zakłady LUMEL stosują go w małych systemach rozproszonych (mini-DCS) bazujących na sterowniku SMC. Na rys. 6 pokazano ekran startowy CPDeva w wersji angielskiej.



Rys. 6. Ekran startowy pakietu inżynierskiego CPDev

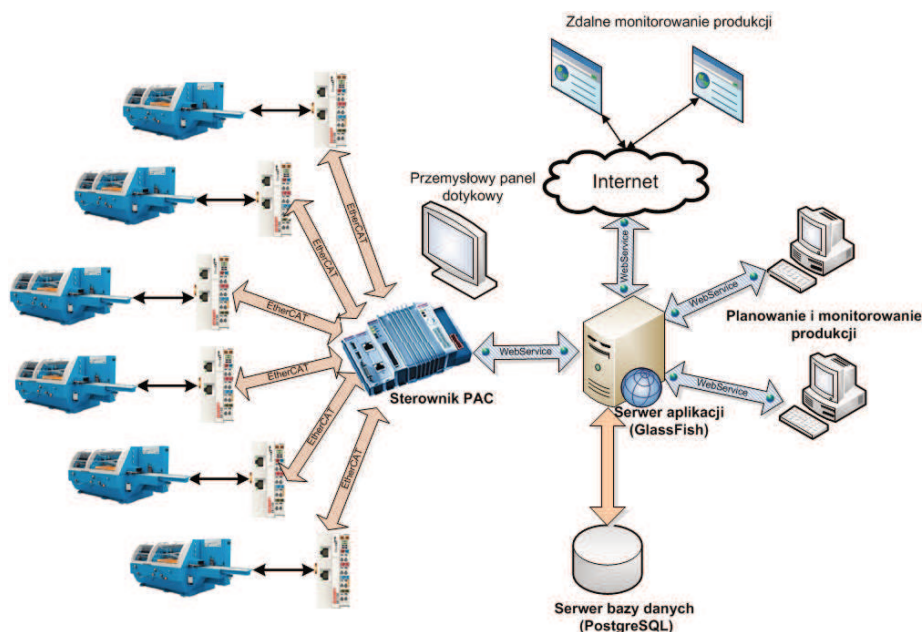
Pierwszy artykuł dotyczący budowy kompilatora języka ST dla CPDeva opublikowali D. Rzońca, J. Sadolewski i B. Trybus w *Computer Science and Information Systems* (2007). W następnych sześciu artykułach, które ukazały się w *Journal of Applied Computer Science* (2008), *Journal of Automation, Mobile Robotics and Intelligent Systems* (2008), *Metodach Informatyki Stosowanej* (2008), *Scalable Computing Practice and Experience* (2009), *PARze* (2009) i *Przeglądzie Elektrotechnicznym* (2010), do grona autorów dołączyli A. Stec, Z. Świder i L. Trybus. O wykorzystaniu komputera PC z kartą wejść/wyjść obiektowych jako sterownika laboratoryjnego pisali K. Krok, D. Rzońca i J. Sadolewski w *PARze* (2009), a o modelowaniu podsystemu komunikacyjnej-

go za pomocą hierarchicznych czasowych kolorowanych sieci Petriego D. Rzońca i B. Trybus w *Studia Informatica* (2008).

W 2009 r. holenderska firma Praxis Automation Technology spod Lejdy zaczęła stosować CPDev w swoich systemach monitorowania i automatyzacji statków. Trwająca współpraca Katedry z Holendrami wpłynęła na dalszy rozwój pakietu.

Dla Zakładów LUMEL opracowano również oprogramowanie regulatora temperatury z funkcjami samostrojenia i adaptacji. Artykuł Z. Świdra i L. Trybusa na ten temat zamieścił *Przegląd Elektrotechniczny* (2009).

W roku 2007 konsorcjum Asseco Poland S.A. i Politechnika Rzeszowska uzyskało dofinansowanie prac badawczo-rozwojowych w ramach programu NCBiR Inicjatywa Technologiczna II. Pracownicy Katedry IA (G. Dec, B. Jędrzejec, W. Rząsa oraz student T. Kołodziej) uczestniczyli w projekcie celowym, którego rezultatem było opracowanie i wdrożenie systemu obsługującego proces sprzedaży produktów i usług bankowych realizowany przez farnczyzowane sieci pośredników oraz sieci agentów instytucji bankowych.



Rys. 7. Struktura systemu monitorowania produkcji

Drugim kierunkiem współpracy Katedry z przemysłem były systemy monitorowania produkcji (T. Żabiński), z których pierwszy wdrożono w podrzeszowskim Zakładzie Produkcji Śrub – Gawel, należącym wraz z PRz do Klastra Technologicznego „Zielona Kuźnia”. W skład systemu wchodził sterownik PAC połączony z rozproszonymi modułami wejścia/wyjścia zainstalowanymi przy

obrabiarkach, komunikujący się z komputerem PC funkcjonującym jako serwer aplikacji z bazą danych (rys. 7). Z kolei serwer aplikacji komunikował się z komputerami monitorowania i planowania produkcji wielosortymentowej, umożliwiając także monitorowanie zdalne. System monitorowania produkcji obudził żywe zainteresowanie w firmach należących do Klastra. W 2010 r. rozpoczęto prace nad podobnym systemem dla WSK Rzeszów.

4.3. Zakład Systemów Rozproszonych i Zakład Elektrotechniki i Podstaw Informatyki

Zakład Systemów Rozproszonych. Do organizatorów cyklicznych konferencji *SCALNET* dołączyła Politechnika Lwowska oraz Krzemieniecki Uniwersytet Techniczny. Tematyka konferencji, rzutuująca na działalność Zakładu SR, obejmowała systemy przetwarzania równoległego i rozproszonego, protokoły i usługi sieciowe, technologie przewodowe i bezprzewodowe, bezpieczeństwo, diagnostykę, skalowalne aplikacje sieciowe i architektury odporne na uszkodzenia.

W 2003 r. w Zakładzie powstało laboratorium systemów operacyjnych z kilkunastoma stacjami roboczymi SUN. Udało się również nakłonić firmę Alcatel do wyposażenia nowoczesnego laboratorium sieciowego w ramach Akademii Alcatela. W 2009 r. uruchomiona została Regionalna Akademia Cisco, niezbędna dla prawidłowego kształcenia w zakresie sieci komputerowych. Dysponowanie stacjami SUN spowodowało nawiązanie kontaktów z firmą Oracle (która przejęła SUN Microsystems).

Świadectwem rozwoju prac naukowo-badawczych było 5 doktoratów, wspólnie obronionych w 2009 r. Spośród nich praca D. Strzałki (Politechnika Śląska, promotor F. Grabowski) dotyczyła badania procesów na styku dane-algorytm w ujęciu statystyki nieekstensywnej. P. Dymora (Politechnika Częstochowska) badała topologiczne i algorytmiczne mechanizmy zwiększania niezawodności sieci, a M. Mazurek (również PCz) metody poprawy jakości komunikacji w sieciach wysokoprzepustowych. Praca A. Paszkiewicz (Politechnika Łódzka) dotyczyła doboru środków komunikacji uwzględniającego wielozadaniowe wykorzystanie, zaś praca M. Bolanowskiego (PŁ) projektowania systemów wielomagistralowych do realizacji złożonych obliczeń.

F. Grabowski podjął nowe prace nad teoretycznymi aspektami systemów złożonych, nie tylko komunikacyjnych. Wyrazem tego były dwa artykuły:

- F. Grabowski, D. Strzałka: Towards possible q-generalization of the Malthus and Verhulst growth model. *Physica A-Statistical Mechanics and its Applications*, v. 387, 2511-2518, 2008,
- F. Grabowski: Logistic equation of arbitrary order. *Physica A-Statistical Mechanics and its Applications*, v. 389, 3081-3093, 2010.

Zakład Elektrotechniki i Podstaw Informatyki. Świadectwem podjęcia działalności naukowo-badawczej w obszarze informatyki był doktorat G. Drałusa

- G. Drałus: Modelowanie obiektów złożonych z wykorzystaniem sieci neuronowych. Politechnika Wroclawska, 2001 (promotor J. Świątek).

Nawiązujące do tematyki doktoratu wyniki prac nad statycznymi i dynamicznymi modelami procesów złożonych, zwłaszcza chemicznych, tworzonymi za pomocą wielowarstwowych sieci neuronowych opublikował on w *Annals UMCS Informatica AI* (2007) i *The International Journal of Systems and Cybernetics* (Drałus, Świątek, 2009). Dotyczy tego również rozdział w pracy zbiorowej *Artificial Intelligence and Soft Computing* (Springer, 2010) oraz referat na konferencji *Human System Interactions* (2010).

W. Posiewała opracował systemy informatyczne funkcjonujące w PRz, tzn. obsadę zajęć dydaktycznych, rekrutację, rozliczanie nauczycieli akademickich, przydział miejsc w domach studenckich itp. Faktycznie w znacznym stopniu dzięki niemu Uczelnia została z informatyzowana. Współpracował również z podkarpackimi przedsiębiorstwami tworząc m.in. system śledzenia ruchu pojazdów za pomocą GPS, czy system planujący załadunek dla optymalizacji dystrybucji towarów. Prowadził także wdrożenia systemów ERP i jako jeden z pierwszych wykorzystał strumieniowy protokół XMPP do zarządzania przedsiębiorstwem.

Na prośbę Prorektora A. Kubaszek podjął się kierownictwa Uczelnianej Sieci Komputerowej. Obecnie kieruje on Centrum Informatyzacji PRz.

5. Katedra IA w latach 2011-2015

W ostatnich latach Katedra kontynuowała kierunki działalności, które ukształtowały się w poprzedniej dekadzie. Jej pozycja w środowisku informatyków-automatyków utrwaliła się m.in. dzięki organizacji konferencji *Systemy Czasu Rzeczywistego* w Czarnej. Świadczą o tym liczne recenzje doktorskie, habilitacyjne i profesorskie przygotowywane dla czołowych politechnik krajowych (AGH, PŚI, PW, PGd, PP). Na dwu piętrach budynku F powstały nowe laboratoria. Od roku akademickiego 2012/2013 kierowanie Katedrą przejął M. Wysocki.

5.1. Prace naukowo-badawcze

5.1.1. Systemy sterowania i inżynieria mikroprocesorowa

Kierowanie zespołem systemów sterowania i inżynierii mikroprocesorowej przejął w 2013 r. Z. Świder. W minionych 5 latach przygotowano w nim trzy prace doktorskie:

- D. Rzońca: Metodyka specyfikacji i walidacji polowych protokołów komunikacyjnych z wykorzystaniem czasowych kolorowanych sieci Petriego. Politechnika Śląska, 2012 (promotor Z. Świder),
- J. Sadolewski: Metodyka specyfikacji, weryfikacji i implementacji oprogramowania dla systemów sterowania. Politechnika Śląska, 2012 (promotor Z. Świder),
- M. Jamro: Metodyka modelowania, testowania i implementacji oprogramowania sterującego przy użyciu diagramów SysML oraz testów jednostkowych. Politechnika Rzeszowska, 2015 (promotor L. Trybus; wyróżnienie).

W pierwszej z nich, na przykładzie protokołów Modbus, Profibus/Profinet i OPC, D. Rzońca pokazał jak specyfikować, a potem przeprowadzać walidację modeli protokołów za pomocą czasowych kolorowanych sieci Petriego. J. Sadolewski wykazywał formalną poprawność programów sterujących uzupełnionych asercjami korzystając z narzędzi takich jak Coq, Why i Caduceus, co wymagało również opracowania translatorów języków ST/C i ST/Why. M. Jamro przedstawił metodykę tworzenia oprogramowania sterującego składającą się z modelowania, implementacji i testowania. Do modelowania posłużyły diagramy SysML, a do testowania specjalnie opracowany język. Był to pierwszy doktorat z informatyki obroniony na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki PRz.

Publikacje zespołu w opisanym okresie rozpoczął B. Trybus artykułem w *Theoretical and Applied Informatics* (2011) o wieloplatformowej maszynie wirtualnej opracowanej dla środowiska CPDev. Zabezpieczenia komunikacyjne realizowane za pomocą uwierzytelniania i szyfrowania w protokole typu *challenge-response* rozpatrywali D. Rzońca i A. Stec w *Annales UMCS Informatica AI* (2011) i *PARze* (2013). Dołączył do nich B. Trybus w pracy opublikowanej w *Automatyce AGH* (2012), gdzie modelem zabezpieczeń była czasowa sieć Petriego. M. Jamro w *Journal of Theoretical and Applied Computer Science* (2012) pisał o tworzeniu edytorów graficznych dla języków normy IEC 61131-3 (których dotyczyła jego praca magisterska). Dwa następne artykuły M. Jamro i B. Trybusa na temat budowy interfejsu operatorskiego HMI oraz testów jednostkowych ukazały się odpowiednio w *PARze* (2013) i *Automatyce AGH* (2013). Rozwój środowiska CPDev wynikający ze współpracy z Holendrami oraz jego aktualne funkcjonalności przedstawiły *Napędy i Sterowanie* (2013) oraz *Zeszyty Naukowe PRz* (2013). Oprócz osób wymienionych wyżej współautorami byli tu także Z. Świder i L. Trybus.

Proces modelowania komunikacji w rozproszonych systemach sterowania za pomocą diagramów SysML i kolorowanych sieci Petriego oraz związane z tym testy zostały opisane w znaczącym artykule

- M. Jamro, W. Rząsa, D. Rzońca: Testing communication tasks in distributed control systems with SysML and timed colored Petri nets model. *Computers in Industry*, v. 71, 77-87, 2015.

Drugi ważny artykuł opublikowany w *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, będący wynikiem współpracy międzyzespołowej, scharakteryzowano dalej.

Referaty zespołu prezentowano na konferencji *Programmable Devices and Embedded Systems* (Velke Karlovice, CZ, 2013) oraz krajowych konferencjach *SCR* (2011-2013), *CN* (2011-2014), *KKA* (2011), *Computer Science and Information Systems – FedCSIS* (2011, 2013), *KKIO* (2012) i *HSI* (2013).

5.1.2. Systemy wizyjne i optymalizacja

Ponad 10-letnie prace zespołu nad rozpoznawaniem gestów wykonywanych rękami oraz wyrażanych w ten sposób słów i zadań podsumowała monografia

- M. Wysocki, T. Kapuściński, J. Marnik, M. Oszust: *Rozpoznawanie gestów wykonywanych rękami w systemie wizyjnym*. OW PRz, 2011,

przedstawiająca zarówno aspekty metodologiczne jak i implementacje odpowiadające aktualnemu poziomowi techniki. Druga monografia, dotycząca głównie systemów wizyjnych, ukazała się nakładem URz

- M. Wysocki, T. Kapuściński: *Systemy wizyjne*. URz, 2013.

Dzięki tym monografiom zespół rzeszowski umocnił się w środowisku badaczy wizji komputerowej.

Zastosowania metod optymalizacji do analizy szeregów czasowych w celu rozpoznawania gestów języka migowego z wykorzystaniem elementarnych składników, przypominających fonemy w języku mówionym, dotyczył doktorat M. Oszusta

- M. Oszust: *Zastosowanie grupowania szeregów czasowych do rozpoznawania wypowiedzi w języku migowym na podstawie sekwencji wizyjnych*. AGH, 2013 (promotor M. Wysocki).

Dwa artykuły M. Oszusta na ten temat, pierwszy napisany wraz z M. Wysockim i drugi wraz z M. Wysockim, T. Kapuścińskim i D. Warchołem, ukazały się w *International Journal on Data Mining, Modeling and Management* (2014) oraz w *International Journal of Advanced Robotic Systems* (2015). Do obserwacji gestów wykorzystano kamerę 3D dostarczającą danych o głębi obrazu.

Na obronę oczekuje ponadto praca doktorska A. Bożka o zastosowaniu sieci Petriego, technik agentowych i metod inteligencji obliczeniowej w planowaniu i sterowaniu produkcją (promotor M. Wysocki). Wyniki użycia opisanego w niej algorytmu agentowego do harmonogramowania produkcji śrub opublikowała *Gospodarka Materiałowa i Logistyka* (Bożek, Wysocki, 2012). Z kolei w znaczącym artykule

- A. Bożek, M. Wysocki: *Flexible job shop with continuous material flow*. *International Journal of Production Research*, 53, 4, 1273-1290, 2015

podano, jak wykorzystać metody wymienione wyżej do planowania produkcji wieloasortymentowej w rozszerzonym problemie gniazdowym.

Konferencjami organizowanymi za granicą, gdzie przedstawiono referaty, były *Artificial Intelligence: Methodology, Systems and Applications* (Warna, 2012), *Agents and Artificial Intelligence* (Barcelona, 2013) oraz *Intelligent Autonomous Systems* (Padwa, 2014). Prace zbiorowe wydane przez Springera z rozdziałami przygotowanymi w zespole to: *Advances in Intelligent Control and Soft Computing* (2012, 2014×2), *Lecture Notes in Computer Science* (2012, 2013) oraz *Lecture Notes in Artificial Intelligence* (2014). Rozdziały takie zawierały również monografie *Production Management – Contemporary Approaches – Selected Aspects* (2012) oraz *Innovations in Management and Production Engineering* wydane przez Oficyny Wydawnicze Politechniki Poznańskiej i Polskiego Towarzystwa Zarządzania Produkcją (Opole). Referaty prezentowano także na konferencjach *ICAISC* (2013, 2014), *Signal Processing Applications* (2013), *Advanced Video and Signal-Based Surveillance* (2013), *HSI* (2013), *KKAPD* (2014).

5.1.3. Sztuczna inteligencja i podstawy informatyki

Swoje wieloletnie prace nad rozmytymi sieciami Petriego L. Gniewek podsumował monografią habilitacyjną

- L. Gniewek: Modelowanie i synteza układów sterowania z wykorzystaniem rozmytej interpretowanej sieci Petriego. OW PRz, 2012.

Interpretowane sieci Petriego to takie, których zachowanie ma interpretację fizyczną. Przewód habilitacyjny w 2014 roku przeprowadziła Rada Wydziału Informatyki i Zarządzania Politechniki Wrocławskiej. Monografii towarzyszyły dwa artykuły w czołowym czasopiśmie międzynarodowym

- L. Gniewek: Sequential control algorithm in the form of fuzzy interpreted Petri net. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, v. 43, no. 2, 451–459, 2013,
- L. Gniewek: Coverability graph of fuzzy interpreted Petri net. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, v. 44, no. 9, 1272–1277, 2014,

pierwszy o sposobie realizacji algorytmu sterowania sekwencyjnego w formie rozmytej interpretowanej sieci Petriego, a drugi o grafie pokrycia tej sieci.

Wyniki kontynuowanych badań nad zastosowaniem klasyfikacji SVM i sieci neuronowych w diagnostyce medycznej opisali M. Kusy, B. Obrzut i J. Kluska w *Medical and Biological Engineering and Computing* (2013). Uczenie sieci probabilistycznej za pomocą uczenia się ze wzmocnieniem dla danych medycznych przedstawili M. Kusy i R. Zajdel w znaczącym artykule

- M. Kusy, R. Zajdel: Probabilistic neural network training procedure based on Q(0)-learning algorithm in medical data classification. *Applied Intelligence*, v. 41, 3, 837–854, 2014.

Ich podobny artykuł, ale zorientowany bardziej na adaptację parametru o krytycznym znaczeniu dla procesu uczenia, ukaże się niebawem w czołowym czasopiśmie międzynarodowym, tj.

- M. Kusy, R. Zajdel: Application of reinforcement learning algorithms for the adaptive computation of the smoothing parameter for probabilistic neural network. *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, 2014.

Dorobek R. Zajdla dotyczący uczenia sieci neuronowych algorytmami ze wzmocnieniem ujmuję ostatnia monografia

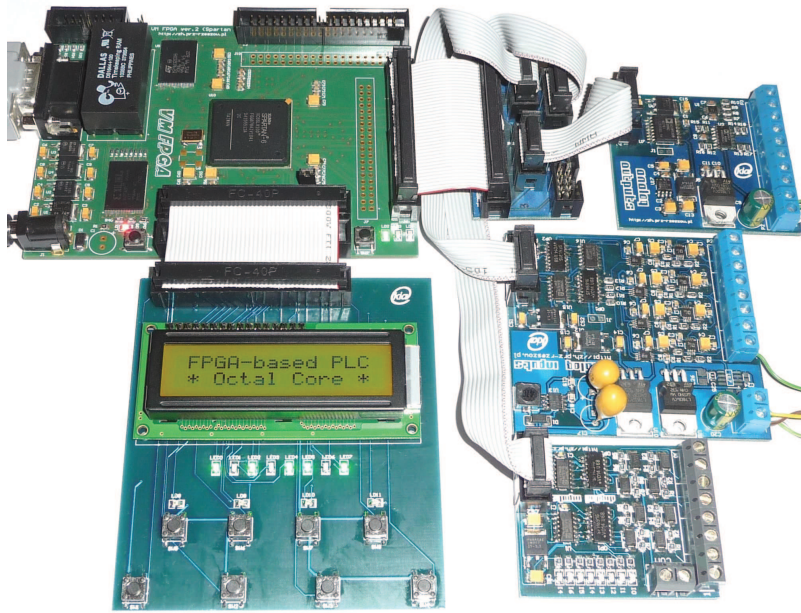
- R. Zajdel: Uczenie się ze wzmocnieniem w trybie epokowo inkrementacyjnym. OW PRz, 2015.

Również Z. Hajduk kontynuował prace nad układami FPGA implementując w nich procesory i struktury arytmetyki zmiennoprzecinkowej. Dotyczyły tego artykuły w *PAKu* (2011), *Elektroniku* (2011×2) oraz w *Microprocessors and Microsystems* (2014). We współpracy z B. Trybusem i J. Sadolewskim zajął się także implementacją maszyny wirtualnej CPDev w FPGA, najpierw maszyny jednoprocessorowej opisaną w *Przeglądzie Elektrotechnicznym* (2011), a potem wieloprocessorowej, przedstawionej w czołowym czasopiśmie międzynarodowym

- Z. Hajduk, B. Trybus, J. Sadolewski: Architecture of FPGA embedded multiprocessor programmable controller. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, no. 5, 2952-2961, 2015.

Jest to prawdopodobnie pierwszy bardzo szybki wieloprocessorowy sterownik PLC/PAC programowany w pełni według normy IEC 61131-3, zrealizowany w układzie FPGA. Zestaw jego modułów pokazano na rys. 8, z modułem głównym po lewej stronie u góry.

Z kolei K. Wiktorowicz we współpracy z URz zajął się zastosowaniem systemów ekspertowych i sieci neuronowych do tworzenia harmonogramów treningu sportowego. Pierwszy artykuł na ten temat opublikował *Sport Wyczynowy* (Przednowek, Cieszkowski, Wiktorowicz, 2011). Następne dwie prace K. Wiktorowicza napisane wraz z K. Przednowkiem ukazały się w *Metodach Informatyki Stosowanej* (2011) oraz w *Journal of Theoretical and Applied Computer Science* (2013). Pisał on także w *PAKu* (2012) o stabilności regulatora rozmytego wyposażonego w korektor nieliniowy. Referaty zespołu prezentowano na konferencji *Computational Intelligence and Informatics* (Budapeszt, 2012), a w kraju na *KKA* (2011; 2014 – J. Kluska, referat plenarny), *ICAISC* (2012-2015) i *DPS* (2013).



Rys. 8. Moduły prototypowego sterownika FPGA-PLC

5.1.4. Pozostałe prace badawcze

Prowadzone od dawna przez R. Leniowskiego badania nad drganiami lekkich robotów, płyt elastycznych i napędów harmoniczných, a także ostatnie kilka lat poświęconych na skonstruowanie prototypu delikatnego laparoskopowego robota chirurgicznego zostały podsumowane w monografii habilitacyjnej

- R. Leniowski: Aktywne tłumienie wibracji w lekkich robotach. OW PRz, 2012.

Przewód przeprowadzono na Wydziale Automatyki, Elektroniki i Informatyki Politechniki Śląskiej. Analizy wibracji robota chirurgicznego dotyczył artykuł w *Archives of Acoustics* (2012) napisany wraz z L. Leniowską.

Zakończone zostały również dwa przewody doktorskie:

- W. Rząsa: Timed colored Petri net based estimation of efficiency of the grid applications. AGH, 2011 (promotor E. Nawarecki; wyróżnienie).
- T. Krzeszowski: Śledzenie ruchu postaci ludzkiej w systemie wielokamerowym. Politechnika Śląska, 2013 (promotor B. Kwolek; wyróżnienie).

Praca W. Rząsy dotyczyła analizy efektywności i bezpieczeństwa rozproszonych aplikacji gridowych przeprowadzonej za pomocą czasowych kolorowanych sieci Petriego. Występował także na konferencjach *FedCSIS* (2013) i *CN* (2013). Niestety jego promotor E. Nawarecki był zmuszony w 2013 r. wrócić do Krakowa.

T. Krzeszowski korzystając z kilku kamer tworzył obrazy 3D pozwalające śledzić ruchy człowieka, np. celem wykrycia w nich określonych prawidłowości. Wykorzystał do tego optymalizację rojem cząstek. Odnośne artykuły ukazały się w *Machine Graphics and Vision* (Krzeszowski, Kwolek, Wojciechowski, Josiński, 2011) i *Medycynie Sportowej* (Przednowek, Iskra, Krzeszowski, 2014). Z grubsza podobną tematyką, tzn. algorytmami ekstrakcji i śledzenia ruchu obiektów w czasie rzeczywistym, zajmuje się B. Rymut w aktualnie realizowanym doktoracie (promotor B. Kwolek). Artykuł na ten temat opublikowano w *Concurrency and Computation* (Rymut, Kwolek, 2014).

Wizji 3D dotyczy również współautorski artykuł B. Kwolka

- M. Kaiser, X. Xu, B. Kwolek, S. Sural, G. Rigoll: Towards using covariance matrix pyramids as salient point descriptors in 3D. *Neurocomputing*, v. 120, 101-112, 2013.

Konferencjami zagranicznymi, na których B. Kwolek przedstawiał referaty, były *Advanced Concepts for Intelligent Vision Systems* (Ghent, 2011), *Computer Vision/Computer Graphics Collaboration Techniques* (Paryż, 2011), *Articulated Motion and Deformable Objects* (Majorka, 2012). Napisał także rozdziały w pracach zbiorowych Springer, tj. *Computer Recognition Systems* (2011), *Artificial Intelligence and Soft Computing* (2012), *Swarm and Evolution Computation* (2012), *Intelligent Information and Database* oraz *Research and Technology Support* (2014) wydanej przez ScitePRESS. W kraju przedstawił referat na konferencji *Advanced Video and Signal-Based Surveillance* (2011). W 2013 r. B. Kwolek przeniósł się do AGH.

Realizowana jest również praca doktorska T. Mączki o zastosowaniu metod inteligencji obliczeniowej i wspomaganie decyzji w systemach produkcyjnych (promotor J. Kluska). Praca ta jest mocno osadzona w realiach przemysłowych dzięki współpracy z WSK Rzeszów i Wydziałem Budowy Maszyn i Lotnictwa. Bazę sprzętową stanowi nowa generacja systemu monitorowania produkcji pokazanego wcześniej na rys. 7. Artykuł na ten temat opublikował PAR (Mączka, Żabiński, 2011), a referat przedstawiono na konferencji w Budapeszcie (2012, zob. wyżej).

Przed kilku laty S. Samolej podjął współpracę z Katedrą Awioniki i Sterowania PRz nad implementacją algorytmów sterowania i komunikacji w systemie VxWorks z przeznaczeniem dla systemów awionicznych. Dotyczyło to najpierw modułu sterowania kątem pochylecia samolotu pasażerskiego w systemie zintegrowanej awioniki (projekt europejski SCARLETT), a następnie *drona* obserwującego teren. Pierwszy artykuł dotyczący informatycznych aspektów tych prac opublikowała *e-Informatica* (2011). Na konferencji *AIAA Guidance, Navigation and Control* (Portland, USA, 2011) przedstawiono współautorski referat S. Samoleja. Jego rozdziały ukazały się w pracach zbiorowych *Lecture Notes in Computer Science* (Springer, 2011, 2012) oraz *Wybranych zagadnieniach stero-*

wania obiektami latającymi (OW PRz, 2011). Występował również na konferencjach SCR (2011-2013) i Awionika (2013).

Trwająca już ponad dekadę współpraca M. Bednarka z WATem w obszarze diagnostyki zorientowana jest w ostatnich latach na dwa szczegółowe tematy. Pierwszym jest diagnozowanie bezpieczeństwa i wiarygodność diagnozy, a artykuły na temat napisane wraz z T. Dąbrowskim opublikowały *Problemy Eksploatacji* (2011, 2013, 2014), *Przegląd Elektrotechniczny* (2013), *Wiadomości Elektrotechniczne* (2013), *Zeszyty Naukowe PW* (2013), *Journal of KONBiN* (2013) i *PAK* (2014×2). Drugi temat dotyczy metody i implementacji diagnozowania komparacyjno-progowego z artykułami w *Zagadnieniach Eksploatacji Maszyn* (2011), *Przeglądzie Elektrotechnicznym* (2011×2, 2012), *Elektronice* (2012), *Problemach Eksploatacji* (2012) i *Zeszytach Naukowych WAT* (2013×2). Współautorami niektórych z tych prac byli także K. Fokow i M. Wiśnios. M. Bednarek brał jak zwykle udział w *Zimowej Szkole Niezawodności* (2011-2015), a jego referaty prezentowane były także na konferencjach *EKOMILITARIS* (2012) oraz *Transport of 21st Century* (2013).

T. Rak napisał rozdział w pracy zbiorowej Springera *Information Sciences and Systems* (2014) oraz wygłosił referaty na konferencjach *FedCSIS* (2014) i *Computer and Information Sciences* (2014).

5.2. Kierunek automatyka i robotyka, skrypty i książki, koła naukowe, konferencja SCR, granty i przemysł

Wobec ustabilizowania się kształcenia na *informatyce*, a przy tym dysponując potencjałem w zakresie automatyki, Katedra na wniosek Władz Wydziału zdecydowała się na zorganizowanie nowego kierunku kształcenia, tzn. *automatyki i robotyki*, na razie tylko na studiach I stopnia (inżynierskich). Zasluga w tym przede wszystkim T. Żabińskiego, którego starania doprowadziły do uruchomienia dwóch nowych laboratoriów, m.in. z robotem Kawasaki i obrabiarką CNC oraz profesjonalnymi stanowiskami dydaktycznymi z Inteco Kraków.

Skryptami, które ukazały się niedawno były:

- R. Leniowski: Podstawy robotyki. URz, 2013,
- S. Samolej, W. Rząsa, D. Rzońca, J. Sadolewski, B. Jędrzejec: Wprowadzenie do informatyki I – architektura komputerów, algorytmika, paradygmaty i języki programowania. OW PRz, 2014,
- B. Jędrzejec, J. Sadolewski: Programowanie w języku C i C++. OW PRz, 2014,
- S. Samolej, W. Rząsa, D. Rzońca, J. Sadolewski: Wprowadzenie do informatyki II – bezpieczeństwo systemów informatycznych, sieci komputerowe, systemy operacyjne i bazy danych. OW PRz, 2014.

Uzupełniły one kształcenie na obydwu prowadzonych przez Katedrę kierunkach.

T. Rak kontynuował współpracę z Helionem, który wydał jego dwie kolejne książki:

- T. Rak: Budowa i obsługa domowych sieci komputerowych. Ćwiczenia praktyczne. Helion, 2011,
- K. Żydzik, T. Rak: C# 6.0 i MVC 5. Tworzenie nowoczesnych portali internetowych. Helion, 2015.

W ten sposób T. Rak stał się już liczącym autorem piszącym o informatyce praktycznej.

Koło Naukowe KOD wraz z Kołem EiIT (elektronicy) organizowało coroczną konferencję *IT Academic Day* popularyzującą nowe technologie informatyczne. Oprócz edycji regularnej adresowanej do studentów i osób z branży informatycznej odbywały się też specjalne edycje dla uczniów szkół średnich. Kilkuosobowe drużyny z KN KOD od kilku lat biorą udział w organizowanym przez Microsoft konkursie *Imagine Cup*.

Koło Naukowe ROBO trzykrotnie organizowało ogólnopolskie zawody amatorskich konstrukcji robotów mobilnych, tzw. *ROBO-motion*. W ubiegłorocznych zawodach brali również udział studenci z krajów ościennych. Zawody są otwarte dla publiczności wzbudzając entuzjazm wśród dzieci i młodzieży.

W 2011 r. powstało Koło Naukowe GEST koncentrujące się na konstruowaniu interfejsów wspierających osoby niepełnosprawne (opiekun T. Kapuściński). W 2014 r. mieszana drużyna *Power of Vision* z kół GEST i KOD zajęła I miejsce w krajowym finale *Imagine Cup* i uczestniczyła w finale światowym w Seattle.

Studenci uczestniczący w kursach M. Śnieżka na temat *Systemu-Z* brali regularnie udział w ogólnoswiatowych konkursach organizowanych przez IBM kończąc w finałach. W 2014 r. ścisły finał z ich udziałem odbył się w Nowym Jorku. Współpraca z IBM trwa od 10 lat, a konferencje w Bezmiechowej dotyczące komputerów *mainframe* odbyły się już 4 razy.

W 2011 r. połączone konferencje *KKIO-SCR* organizowane wspólnie przez PGd i PRz odbyły się w Czarnej k. Ustrzyk Dolnych. Tym razem głównym organizatorem była PRz. Materiały *SCR* ukazały się w pracy zbiorowej

- L. Trybus, S. Samolej (red.): Projektowanie, analiza i implementacja systemów czasu rzeczywistego. WKŁ, 2011.

W dwu następnych latach Katedra wspomagała kolejnych organizatorów *SCR*, tj. AGH (2012) i Uniwersytet Szczeciński (2013). Potem tematykę systemów czasu rzeczywistego włączono do sesji *KKIO*.

Tematyka grantów, które realizowano ostatnio, obejmowała:

- wielomianowe rozmyte systemy regulowe,
- metody inteligencji obliczeniowej do zastosowań w technice i medycynie,
- uczenie ze wzmocnieniem w trybie epokowo-inkrementacyjnym,

- optymalizacja i nadzór nad obróbką cienkościennych zespołów silników lotniczych,
- interfejs oparty na naturalnych metodach ekspresji i komunikacji,
- wieloczołowy robot chirurgiczny nowej generacji,
- sprzętowa implementacja maszyny wirtualnej z wielozadaniowością,
- oprogramowanie dla sterowania kątem pochylenia samolotu.

Wśród nich większość stanowią granty NCN, a tylko jeden dotyczący silników lotniczych, realizowany wspólnie z WSK Rzeszów i Wydziałem BMiL, jest grantem NCBiR. Jak sygnalizowano powyżej, jego głównym rezultatem ma być utworzenie platformy sprzętowo-programowej umożliwiającej wdrożenie inteligentnych systemów monitorowania procesów i zasobów produkcyjnych, jako drugiej generacji systemu pokazanego na rys. 7.

Kontynuowano współpracę z holenderską firmą Praxis, na wniosek której środowisko CPDev zostało uzupełnione o narzędzia do tworzenia interfejsów operatorskich HMI. Interfejsy takie implementowane w dotykowych panelach TFT mają już nowe wersje systemów napędowych, alarmowych i świateł sygnalizacyjnych statku produkowane przez Praxis. Ostatnio sporym wysiłkiem, ze względu na nowość tematyki, było opracowanie prototypowego oprogramowania dla adaptacyjnego autopilota okrętowego o funkcjonalnościach zbliżonych do autopilotów komercyjnych. Pierwszy referat na ten temat przedstawiono niedawno na konferencji *Automation* (2015).

Nowym partnerem przemysłowym stała się w 2014 r. kalifornijska firma *Industrial Control Links* spod Sacramento produkująca sterowniki PLC/PAC i rozproszone moduły wejścia/wyjścia przeznaczone szczególnie dla instalacji w aglomeracjach miejskich. Dostosowanie środowiska CPDev do potrzeb Amerykanów wymaga prac zwłaszcza nad podsystemem komunikacyjnym oraz edytorami języków graficznych.

5.3. Zakład Systemów Rozproszonych oraz Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki

Zakład Systemów Rozproszonych. Pracę doktorską na temat wyrównywania obciążeń komórek sieci bezprzewodowej za pomocą wieloklasowego przemieszczania ruchu przedstawił M. Nycz (Politechnika Częstochowska, 2013). F. Grabowski opublikował znaczący artykuł na temat systemów złożonych

- F. Grabowski: Nonextensive model of self-organizing systems. *Complexity*, v. 18, 28-36, 2013.

Kontakty z Oraclem doprowadziły do utworzenia pierwszej w kraju Regionalnej Akademii Oracle (2012), w ramach której zorganizowano pierwszą Olimpiadę Informatyczną oraz konferencję *Oracle Academic Day*, powtarzaną w następnych latach. Pod patronatem Asseco zostało ostatnio uruchomione w Zakładzie laboratorium nowoczesnych technik informatycznych.

Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki. G. Drałus napisał rozdziały w pracach zbiorowych *Human-Computer Systems Interactions* (Springer, 2012) i *Monographs in Applied Informatics* (Department of Applied Informatics, Warsaw University of Life Sciences, 2013/14) dotyczące globalnych modeli dynamicznych procesów chemicznych jako sieci neuronowych.

W. Posiewała pracował nadal nad uczelnianymi systemami informatycznymi, tym razem nad KRK oraz obsługą odwołań od decyzji rekrutacyjnych. Ostatnio zaangażował się we wdrożenie systemu *ePRz* będącego otwartą platformą dla ponad 20. *e-usług* obejmujących cztery obszary problemowe – *eKształcenie*, *eNauka*, *eAdministracja* i *eWspółpraca*. Zastosowana szyna danych OpenESP oraz infrastruktura PKI powinny ułatwić przyszły rozwój systemu informatycznego Uczelni.

6. Zakończenie

W artykule scharakteryzowano rozwój Katedry Informatyki i Automatyki w ciągu 50 lat działalności Wydziału Elektrotechniki i Informatyki PRz. Z początkowo jednej, a potem dwóch osób w Zakładzie Automatyki i Elektroniki oraz jednego laboratorium, Katedra stała się niemal 40-osobową jednostką zajmującą budynek D, część budynku F i dysponującą 10-ma laboratoriami. Reprezentuje ona obecnie prawie ¼ potencjału Wydziału w różnych formach jego działalności.

Charakteryzując rozwój Katedry zwrócono przede wszystkim uwagę na prace naukowo-badawcze, których wynikiem były stopnie i tytuły naukowe, artykuły w znaczących czasopismach oraz monografie i książki. Awans naukowy pracowników był zresztą koniecznym warunkiem rozwoju. W pierwszej połowie tych 50 lat doktoraty uzyskiwano w automatyce. W drugiej połowie nastąpił zwrot ku informatyce, z którą obecnie identyfikuje się większość pracowników. Stały rozwój kadrowy Katedra w znacznym stopniu zawdzięcza wsparciu ze strony AGH, a także Politechniki Śląskiej i Wrocławskiej. Jej wyraźny profil naukowo-badawczy wpływa również korzystnie na opinię o Wydziale w krajowym środowisku akademickim.

Pracownicy Katedry prowadzą kilkadziesiąt przedmiotów na kierunkach *informatyka* oraz *automatyka i robotyka*, uczestnicząc również w pozostałych kierunkach studiów prowadzonych przez Wydział. Od wielu lat prowadzą także zajęcia na Wydziale Chemicznym, a od czasu do czasu również na innych Wydziałach PRz. Dydaktykę wspiera około 20 skryptów i materiałów pomocniczych oraz 10 podręczników informatycznych o zasięgu ogólnopolskim.

Od początku pracownicy Katedry utrzymywali ścisłe kontakty z przemysłem, o czym świadczy choćby tematyka pierwszych doktoratów. Przez wiele lat współpracowano z zakładami w Boguchwale, Ostrowie Wielkopolskim, Białej Podlaskiej i Zielonej Górze. Kontakty te osłabły jednak od czasu, gdy większość

tematyki badawczej zaczęły definiować granty, na przyznawanie których przemysł ma niewielki wpływ. Tym niemniej potencjał Katedry został dostrzeżony za granicą i obecnie głównymi partnerami w pracach badawczo-rozwojowych są firmy z Holandii i USA.

Kierunkami prac naukowo-badawczych prowadzonych ostatnio są systemy czasu rzeczywistego, wizja komputerowa, metody inteligencji obliczeniowej, sterowanie rozmyte, drgania lekkich robotów, automatyzacja systemów produkcyjnych, inżynieria programowania, bezpieczeństwo i parę innych. Rezultaty tych badań prezentowane na seminariach Katedry pozwalają na zorientowanie się we w miarę szerokim wachlarzu problemów z zakresu informatyki i automatyki. Następuje również stopniowa zmiana pokoleniowa, bo na działalność Katedry coraz większy wpływ wywierają wychowankowie jej pierwszych pracowników.

Celem pełniejszego przedstawienia stanu informatyki na Wydziale scharakteryzowano również krótko rozwój Zakładu Systemów Rozproszonych oraz Katedry Elektrotechniki i Podstaw Informatyki. Domeną pierwszego są sieci komputerowe, a drugiej – informatyzacja przedsiębiorstw. 20 lat temu pracownicy Zakładu SR budowali najpierw uczelnianą, a potem miejską sieć komputerową. Niedawne doktoraty kilku młodszych pracowników również dotyczyły sieci. Natomiast w Katedrze EiPI powstały systemy informatyczne, które obecnie wspierają funkcjonowanie Uczelni. Wdrożenia przyszłych systemów również znacząco będą zależeć od Katedry EiPI.

Leszek Trybus

Stanisław PIRÓG¹

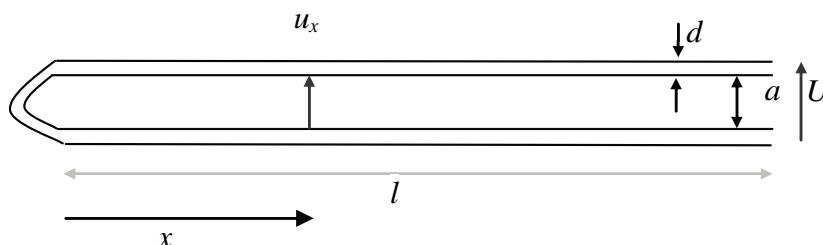
POJEMNOŚCI PASOŻYTNICZE UZWOJEŃ TRANSFORMATORÓW I DŁAWIKÓW

Pasożytnicze pojemności transformatorów i dławików stosowanych w impulsowych układach energoelektronicznych wpływają na kształt impulsu. Aby przewidzieć kształt impulsu, należy znać wartości pojemności pasożytniczych w zależności od geometrii transformatora impulsowego lub dławika. W artykule przedstawiono analityczne wyrażenia dla pojemności pasożytniczych uzwojeń wykonanych przewodem nawojowym oraz uzwojeń foliowych.

Słowa kluczowe: pojemność pasożytnicza transformatorów i dławików impulsowych, uzwojenie foliowe

1. Pojemności pasożytnicze uzwojeń wykonanych drutem nawojowym

1.1. Pojemność prostego przewodu o średnicy d zgiętego tak, by odległość była równa a .



Rys. 1. Wymiary zgiętego pręta

Fig. 1. Dimensions of the bent rod

¹ Stanisław Piróg, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1975, spirog@prz.edu.pl

Jeżeli pojemność elektryczna dwóch równoległych przewodów (niepołączonych) o długości l , średnicy d , ułożonych w odległości a (rys. 1), jest równa C_0 [6],

$$C_0 = \frac{\pi \varepsilon l}{\ln \left(\frac{a}{d} + 1 + \sqrt{\frac{a}{d} \left(\frac{a}{d} + 2 \right)} \right)} \quad (1)$$

to pojemność elementu o długości dx ma wartość:

$$dC_x = \frac{C_0}{l} dx \quad (2)$$

Pomiędzy oboma połączonymi odcinkami przewodu, w odległości x od punktu połączenia, występuje napięcie:

$$u_x = \frac{U}{l} x \quad (3)$$

Na odcinku o długości dx jest gromadzona energia o wartości:

$$dW = \frac{C_0 dx}{2l} u_x^2 = \frac{C_0}{2} \frac{U^2}{l^3} x^2 dx \quad (4)$$

W całej przestrzeni pomiędzy przewodnikami gromadzona jest energia pola elektrycznego o wartości:

$$W = \int_0^l \frac{C_0}{2} \frac{U^2}{l^3} x^2 dx = \frac{C_0}{6} U^2 \quad (5)$$

Energia o takiej wartości jest gromadzona w kondensatorze o pojemności C , przy napięciu U .

$$W = \frac{C}{2} U^2 = \frac{C_0}{6} U^2 \quad (6)$$

Stąd pojemność przewodu z rys. 1 ma wartość:

$$C = \frac{C_0}{3} \quad (7)$$

1.2. Pojemność międzyzwojowa jednej warstwy cewki

Pomiędzy przylegającymi do siebie punktami kolejnych zwojów cewki o w zwojach, zasilanej napięciem o wartości U , występuje napięcie o takiej samej wartości, równej:

$$U_w = \frac{U}{w} \quad (8)$$

Skoro różnica napięć ma wartość stałą, to energia pola elektrycznego gromadzona pomiędzy kolejnymi zwojami o pojemności C_w ma wartość:

$$W_w = \frac{C_w U^2}{2 w^2} \quad (9)$$

W całej cewce jest $w-1$ przestrzeni, w których gromadzona jest energia. Całkowita wartość energii gromadzonej w jednej warstwie uzwojenia cewki o w - zwojach, zasilanej napięciem U :

$$W = \frac{C_w U^2}{2} \frac{w-1}{w^2} \quad (10)$$

Energia o takiej wartości jest gromadzona w kondensatorze o pojemności C , przy napięciu U .

$$W = \frac{C}{2} U^2 = \frac{C_w U^2}{2} \frac{w-1}{w^2} \quad (11)$$

Stąd pojemność pasożytnicza jednowarstwowej cewki ma wartość:

$$C = C_w \frac{w-1}{w^2} \quad (12)$$

Pojemność ta ma niewielką wartość, szczególnie w przypadku dużej liczby zwojów. Wynika to z tego, że pojemność wypadkowa jest wynikiem szeregowego połączenia kolejnych cząstkowych pojemności poszczególnych

zwojów. Wartość pojemności między dwoma kolejnymi zwojami jest zależna od ich wymiarów geometrycznych, a w szczególności od długości zwoju l_w .

1.3. Pojemność pomiędzy kolejnymi warstwami uzwojenia

Na rys. 2 przedstawiono dwa możliwe sposoby realizacji uzwojenia N warstwowego (na przykładzie uzwojenia 3-warstwowego) zasilanego napięciem U .



Rys.2. Uzwojenie trójwarstwowe jednorodne (a) i uzwojenie uzyskane w wyniku szeregowego połączenia trzech identycznych cewek (b)

Fig. 2. Homogeneous three-layer winding (s) and the winding obtained from the series connection of three identical coils (b)

Na każdej pełnej warstwie uzwojenia N warstwowego występuje napięcie:

$$U_n = \frac{U}{N} \quad (13)$$

Pomiędzy punktami (zwojami) jednakowo oddalonymi od końca dwu cewek występuje napięcie:

Dla uzwojenia z rys. 2a:

$$U_x = \frac{2U}{Nl} x \quad (14)$$

Dla uzwojenia z rys. 2b:

$$U_x = \frac{U}{N} \quad (15)$$

Pojemność pomiędzy dwoma niepołączonymi wzajemnie uzwojeniami cylindrycznymi o długości l oraz o promieniu zewnętrznym cylindra wewnętrznego r_n , promieniu wewnętrznym cylindra zewnętrznego r_{n+} , rozdzielonymi izolacją o przenikalności ϵ i grubości d , może być w przybliżeniu

wyznaczona tak jak pojemność pomiędzy okładkami kondensatora płaskiego o powierzchni okładek równej średniej wartości powierzchni bocznej obu walców. Pojemność ta jest w przybliżeniu równa:

$$C_{0w} = k \frac{\varepsilon 2\pi \left(\frac{r_n + r_{n+1}}{2} \right) l}{d} \quad (16)$$

Dla uzwojenia transformatora o kwadratowym przekroju kolumny pojemność pomiędzy dwoma warstwami uzwojenia ma wartość:

$$C_{0w} = k \frac{\varepsilon 4 \left(\frac{a_n + a_{n+1}}{2} \right) l}{d} \quad (17)$$

przy czym: a – długość boku kwadratu.

Pojemność pomiędzy kolejnymi warstwami uzwojenia nie jest jednakowa, gdyż kolejne warstwy mają większą powierzchnię wynikającą z większej wartości rozmiaru promienia lub boku kwadratu zwoju, a tym samym większą powierzchnię okładek ekwiwalentnego kondensatora płaskiego. Jeżeli przenikalność elektryczna izolacji, sposób ułożenia uzwojenia i liczba zwojów (długość warstwy cewki są w każdej warstwie jednakowe, to przyrost wartości pojemności ΔC_w pomiędzy kolejnymi warstwami jest stały i wynika tylko ze zmiany powierzchni, a ta jest wprost proporcjonalna do liniowego wymiaru cewki (16) lub (17). Pojemność pomiędzy kolejnymi warstwami ma wartość:

$$C_{0wn} = C_{0w1} + (n-1)\Delta C_w \quad (18)$$

gdzie: C_{0w1} – pojemność pomiędzy pierwszą i drugą warstwą uzwojenia,
 n – numer kolejnej warstwy izolacyjnej pomiędzy uzwojeniami,
 ΔC_w – przyrost pojemności pomiędzy kolejnymi warstwami uzwojenia.

Dla elementarnej jednostki długości cewki dx pojemność ta ma wartość:

$$dC = \frac{C_{0wn}}{l} dx \quad (19)$$

Energia pola elektrycznego gromadzona w polu elektrycznym w pojemności dC pomiędzy sąsiednimi cewkami ma wartość:

Dla uzwojenia z rys. 2a:

$$dW_n = \frac{1}{2} dC \cdot U_x^2 = \frac{C_{0wn}}{2l} dx \cdot \left(\frac{2U}{Nl} \right)^2 x^2 \quad (20)$$

Energia gromadzona pomiędzy dwoma warstwami takiego uzwojenia ma wartość:

$$W_n = \frac{C_{0wn}}{2l} \left(\frac{2U}{Nl} \right)^2 \int_0^l x^2 dx = \frac{2}{3} C_{0wn} \frac{U^2}{N^2} \quad (21)$$

W N -warstwowym uzwojeniu jest $N-1$ obszarów, w których następuje magazynowanie energii pola elektrycznego (warstw izolacji między zwojowej). Całkowita energia pola elektrycznego takiego uzwojenia ma wartość:

$$W = \frac{2}{3} \frac{U^2}{N^2} \sum_1^{N-1} C_{0wn} \quad (22)$$

Energię o takiej samej wartości gromadzi, przy napięciu U , kondensator o pojemności C_N .

$$W = \frac{U^2 C_N}{2} = \frac{2}{3} \frac{U^2}{N^2} \sum_1^{N-1} C_{0wn} \quad (23)$$

Stąd wartość pojemności pasożytniczej całego uzwojenia:

$$C_N = \frac{4}{3N^2} \sum_1^{N-1} C_{0wn} \quad (24)$$

Po uwzględnieniu zależności (18) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} C_N &= \frac{4}{3N^2} \sum_{n=1}^{N-1} C_{0wn} = \frac{4}{3N^2} \sum_{n=1}^{N-1} [C_{0w1} + (n-1)\Delta C_w] = \\ &= \frac{4}{3N^2} \left[C_{0w1} (N-1) + \Delta C_w \frac{N-2}{2} (N-1) \right] \end{aligned} \quad (25)$$

Stąd:

$$C_N = \frac{4(N-1)}{3N^2} [C_{0w1} + (N-2)\Delta C_w] \quad (26)$$

Przy założeniu, że wartości pojemności C_{own} pomiędzy kolejnymi warstwami niewiele się różnią ($\Delta C_w \approx 0$), pojemność pasożytnicza całego uzwojenia ma wartość:

$$C_N \approx \frac{4(N-1)}{3N^2} C_{0w1} \quad (27)$$

Dla sposobu uzwojania przedstawionego na rys. 2b w wyniku analogicznego rozumowania otrzymuje się wypadkową wartość pojemności pasożytniczej uzwojenia:

$$dW_n = \frac{1}{2} \frac{C_{0wn}}{l} dx U_x^2 = \frac{1}{2} \frac{C_{0wn}}{l} dx \left(\frac{U}{N} \right)^2 \quad (28)$$

$$W_n = \frac{1}{2} C_{0wn} \frac{U^2}{N^2} \quad (29)$$

$$W = \frac{U^2}{2N^2} \sum_1^{N-1} C_{0wn} \quad (30)$$

Energię o takiej samej wartości gromadzi, przy napięciu U , kondensator o pojemności C_N .

$$W = \frac{U^2 C_N}{2} = \frac{U^2}{2N^2} \sum_1^{N-1} C_{0wn} \quad (31)$$

Stąd, z uwzględnieniem (18) wartość pojemności pasożytniczej całego uzwojenia:

$$\begin{aligned} C_N &= \frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^{N-1} C_{0wn} = \frac{1}{N^2} \sum_{n=1}^{N-1} [C_{0w1} + (n-1)\Delta C_w] = \\ &= \frac{1}{N^2} \left[C_{0w1}(N-1) + \Delta C_w \frac{N-2}{2}(N-1) \right] \end{aligned} \quad (32)$$

Stąd:

$$C_N = \frac{(N-1)}{N^2} [C_{0w1} + (N-2)\Delta C_w] \quad (33)$$

Przy założeniu, że wartości pojemności C_{own} pomiędzy kolejnymi warstwami niewiele się różnią ($\Delta C_w \approx 0$), pojemność pasożytnicza całego uzwojenia ma wartość:

$$C_N = C_{0w1} \frac{(N-1)}{N^2} \quad (34)$$

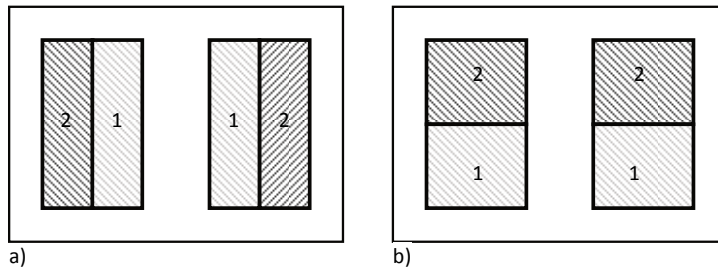
Pojemność wielowarstwowego uzwojenia połączonego jak na rys. 2b i wykonanego identycznie jak uzwojenie z rys. 2a jest mniejsza. Jest to jedna z możliwości zmniejszenia wartości pojemności pasożytniczej uzwojenia.

Z zależności (27) i (34) wynika, że w celu zmniejszenia wartości pasożytniczej pojemności korzystniej jest wykonać uzwojenia umieszczone na jednej kolumnie rdzenia i zajmujące po połowie wysokości kolumny, rozłożone w podwójnej liczbie warstw. Uzwojenie takie ma mniejszą pojemność własną międzywarstwową (mniejsza powierzchnia warstwy) i większą liczbę warstw (pojemności połączone szeregowo). Pojemność pasożytnicza uzwojenia wykonanego w postaci jednakowych cewek jednowarstwowych połączonych szeregowo ma wartość równą $\frac{3}{4}$ wartości pojemności pasożytniczej typowego uzwojenia (patrz (26) i (33)). Uzwojenie takie jest trudniejsze do wykonania ze względu na konieczność zewnętrznego łączenia początków i końców cewek poszczególnych warstw.

Ponadto można zmniejszyć pojemność pomiędzy warstwami uzwojenia stosując dodatkową warstwę izolacji wykonanej z materiału o możliwie małej przenikalności dielektrycznej i odpowiednio dobranej grubości.

W celu zmniejszenia tej pojemności należy tak projektować transformator, aby powierzchnia warstwy uzwojenia była możliwie mała. Wykonanie uzwojenia jako wielowarstwowego (krótka cewka) zmniejsza wypadkową pojemność, gdyż mniejsze pojemności większej liczby warstw połączone są szeregowo.

Na rys. 3 przedstawiono dwa sposoby rozmieszczenia uzwojeń transformatora. W obu przypadkach liczba zwojów jest taka sama. W transformatorze z rys. 3b cewki mają dwukrotnie więcej warstw. Pojemność pomiędzy warstwami jest prawie o połowę mniejsza ze względu na mniejszą powierzchnię warstwy wynikającą z mniejszej jej długości. Przykładowo dla uzwojenia rozmieszczonego na rys. 3a bliżej kolumny rdzenia pojemność pasożytnicza ma wartość wynikającą z zależności (26) lub (33).



Rys.3. Sposoby rozmieszczenia uzwojeń transformatora

Fig. 3. Methods of arrangement transformer windings

Pomiędzy liczbą warstw, pojemnością międzywarstwową i przyrostem pojemności pomiędzy kolejnymi warstwami uzwojenia z rys. 3a (1) i 3b (2) zachodzi związek: $N_2 = 2N_1$, $C_{0w12} = C_{0w11}/2$, $\Delta C_{0w2} = \Delta C_{0w1}/2$.

Pojemność pasożytnicza tego uzwojenia 2 (rys. 3) ma wartość:

$$\begin{aligned}
 C_{N_2} &= \frac{4(N_2-1)}{3N_2^2} [C_{0w2} + (N_2-2)\Delta C_{w2}] = \\
 &= \frac{4(2N_1-1)}{3 \cdot 4N_1^2} \left[\frac{C_{0w1}}{2} + (2N_1-2) \frac{\Delta C_{w1}}{2} \right] = \\
 &= \frac{4(2N_1-1)}{3 \cdot 8N_1^2} [C_{0w1} + (2N_1-2)\Delta C_{w1}]
 \end{aligned} \tag{35}$$

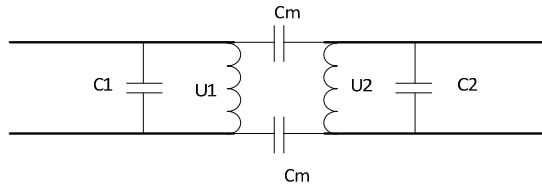
Pomiędzy wartościami pojemności pasożytniczych obu tych uzwojeń zachodzi relacja:

$$\frac{C_{N_2}}{C_{N_1}} = \frac{\frac{(2N_1-1)}{8N_1^2} [C_{0w1} + (2N_1-2)\Delta C_{w1}]}{\frac{(N_1-1)}{N_1^2} [C_{0w1} + (N_1-1)\Delta C_{w1}]} = \frac{(2N_1-1)}{8(N_1-1)} \cdot \frac{1+2(N_1-1) \frac{\Delta C_{w1}}{C_{0w1}}}{1+(N_1-1) \frac{\Delta C_{w1}}{C_{0w1}}} < \frac{1}{4} \tag{36}$$

Dla uzwojenia zewnętrznego (rys. 3a) wykonanego jak na rys. 3b efekt zmniejszenia wartości pojemności pasożytniczej jest większy, gdyż uzwojenie to ma większą powierzchnię, a tym samym większe wartości pojemności międzywarstwowych.

Wartości pojemności C_{0wn} można mierzyć klasycznymi metodami po przecięciu połączeń pomiędzy kolejnymi warstwami uzwojenia (w transformatorze przeznaczonym do badań typu).

Na przebiegi dynamiczne w układach energoelektronicznych może wpływać energia gromadzona w obu uzwojeniach (rys. 4). W takim przypadku w całkowitej pojemności należy uwzględnić pojemności obu uzwojeń sprowadzone na jedną stronę transformatora.



Rys. 4. Pojemności pasożytnicze transformatora

Fig. 4. Parasitic capacitance of the transformer

$$C_{eq1} = C_1 + \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2 C_2 \quad (37)$$

Pojemność pomiędzy warstwami uzwojenia można zmniejszyć poprzez zastosowanie przekładek izolacyjnych (zwiększenie odległości) o możliwie małej wartości przenikalności dielektrycznej.

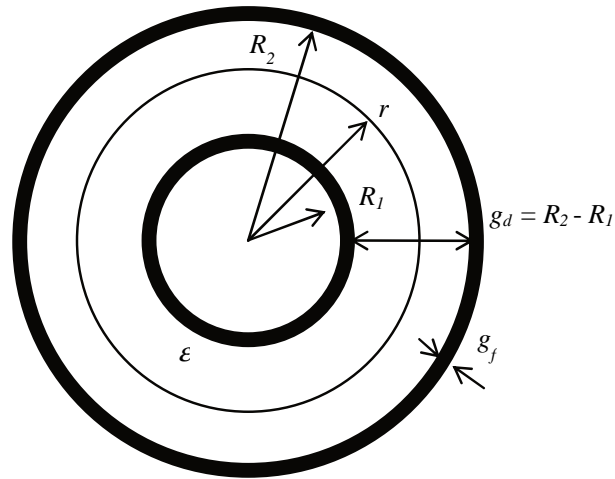
1.4. Pojemność wzajemna uzwojeń i pojemność doziemna

Pojemności międzyuzwojeniowa C_m i pojemność doziemna (do rdzenia) jest klasyczną pojemnością pomiędzy dwoma odizolowanymi powierzchniami przewodzącymi odizolowanymi dielektrykiem. Wartości tych pojemności mogą być łatwo mierzone. Wartości tych pojemności są proporcjonalne do wartości powierzchni zewnętrznej uzwojeń i przenikalności dielektrycznej ich izolacji, a odwrotnie proporcjonalne do odległości (grubości dielektryka).

2. Pojemność własna uzwojenia wykonanego folią

2.1. Pojemność kondensatora cylindrycznego

Transformatory i dławiki dla urządzeń energoelektronicznych, ze względu na cenę miedzi, coraz częściej wykonuje się aluminium. Dla uzyskania dużego upakowania uzwojenia, minimalizacji gabarytów i masy rdzenia magnetycznego, uzwojenia takie wykonuje się z folii aluminiowej. Dla poprawnej pracy układów energoelektronicznych, pracujących przy wysokiej częstotliwości impulsów prostokątnych, należy minimalizować pojemności pasożytnicze.



Rys. 5. Przekrój poprzeczny przez kondensator cylindryczny

Fig. 5. The cross section of the cylindrical capacitor

Wewnątrz przestrzeni pomiędzy cylindrami wypełnionej dielektrykiem o przenikalności ε , korzystając z prawa Gaussa, można zapisać:

$$E2\pi rl = \frac{Q}{\varepsilon} \quad (38)$$

przy czym:

$\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$, ε_r – przenikalność względna,

ε_0 – przenikalność próżni ($\varepsilon_0 = 8,854187817 \cdot 10^{-12}$ F/m)

Stąd natężenie pola elektrycznego E na powierzchni bocznej walca o długości l i promieniu r ($R_1 < r < R_2$), wywołane przez ładunek równomiernie rozłożony na powierzchni walców, ma wartość:

$$E = \frac{Q}{2\pi l \varepsilon r} \quad (39)$$

Napięcie pomiędzy okładkami:

$$U = \int_{R_1}^{R_2} E dr = \int_{R_1}^{R_2} \frac{Q}{2\pi l \varepsilon r} dr = \frac{Q}{2\pi l \varepsilon} \int_{R_1}^{R_2} \frac{dr}{r} = \frac{Q}{2\pi l \varepsilon} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (40)$$

Pojemność kondensatora:

$$C = \frac{Q}{U} = \frac{2\pi l \epsilon}{\ln \frac{R_2}{R_1}} = \frac{2\pi l \epsilon}{\ln \frac{R_1 + g_d}{R_1}} = \frac{2\pi l \epsilon}{\ln \left(1 + \frac{g_d}{R_1} \right)} \quad (41)$$

Funkcję $\ln(1+x)$ dla $-1 < x \leq 1$ można rozwinąć w szereg Maclaurina:

$$\ln(1+x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1}}{n} x^n = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \frac{x^4}{4} + \dots \quad -1 < x \leq 1 \quad (42)$$

Z rys. 5 wynika, że:

$$R_2 = R_1 + g_d \quad (43)$$

przy czym: g_d – grubość jednorodnego dielektryka.

$$\ln \left(1 + \frac{g_d}{R_1} \right) \approx \frac{g_d}{R_1} \quad (44)$$

Oznacza to, że pojemność kondensatora cylindrycznego, dla małej wartości grubości dielektryka, w odniesieniu do promienia jego wewnętrznej okładki można obliczać jak dla kondensatora płaskiego.

$$C \approx \frac{2\pi l \epsilon R_1}{g_d} \quad (45)$$

2.2. Pojemność pasożytnicza uzwojenia foliowego umieszczonego na kolumnie o przekroju kołowym

Wielowarstwowe uzwojenie wykonane z folii o grubości g_f z izolacją o grubości g_d (do karkasu cewki przylega folia izolacyjna) i nawinięte na walcu o promieniu R , jest swoim kształtem zbliżone do spirali Archimedesesa o równaniu $r = R + a\varphi$ i o wartości współczynnika $a = (g_d + g_f) / 2\pi$.

Wartość pojemności pomiędzy warstwami takiego uzwojenia (w n warstwie dielektryka) można wyznaczyć zakładając, że składa się ono z wielu zwojów cylindrycznych (45). Promień zewnętrzny walca wewnętrznego ma wartość $R_{1n} = R + n(g_d + g_f)$, a promień wewnętrzny cylindra zewnętrznego $R_{2n} = R + n(2g_d + g_f)$.

Pojemność w jednej warstwie dielektryka ma wartość:

$$C_n = \frac{2\pi l \varepsilon (R + n(g_f + g_d))}{g_d} \quad (46)$$

Pomiędzy warstwami uzwojenia o N zwojach występuje różnica napięcia o jednakowej wartości równej:

$$U_n = \frac{U}{N} \quad (47)$$

W polu elektrycznym jednej warstwy takiego uzwojenia gromadzona jest energia pola elektrycznego o wartości:

$$W_n = \frac{1}{2} C_n U_n^2 = \frac{\pi l \varepsilon (R_1 + n(g_d + g_f))}{g_d} \left(\frac{U}{N} \right)^2 \quad (48)$$

Całkowita energia gromadzona w uzwojeniu ma wartość:

$$\begin{aligned} W_N &= \sum_{n=1}^{N-1} W_n = \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\pi l \varepsilon [R_1 + n(g_d + g_f)]}{g_d} \left(\frac{U}{N} \right)^2 = \\ &= \frac{\pi l \varepsilon}{g_d} \left(\frac{U}{N} \right)^2 \sum_{n=1}^{N-1} [R_1 + n(g_d + g_f)] = \\ &= \frac{\pi l \varepsilon}{g_d} \left(\frac{U}{N} \right)^2 \left[R_1 (N-1) + (g_d + g_f) \frac{(N-1)^2}{2} \right] = \\ &= \frac{N-1}{N^2} \cdot \frac{\pi l \varepsilon}{g_d} U^2 \left[R_1 + (g_d + g_f) \frac{N-1}{2} \right] \quad (49) \end{aligned}$$

Energię o takiej wartości, przy napięciu U , gromadzi kondensator o pojemności C_N :

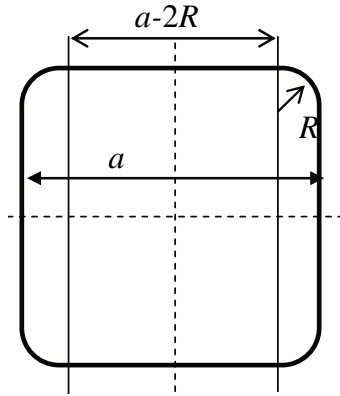
$$W_N = \frac{1}{2} C_N U^2 = \frac{N-1}{N^2} \cdot \frac{\pi l \varepsilon}{g_d} U^2 \left[R_1 + (g_d + g_f) \frac{N-1}{2} \right] \quad (50)$$

Stąd wartość pasożytniczej pojemności uzwojenia:

$$C_N = 2 \frac{N-1}{N^2} \cdot \frac{\pi l \varepsilon}{g_d} \left[R_1 + (g_d + g_f) \frac{N-1}{2} \right] \quad (51)$$

2.3. Pojemność uzwojenia wykonanego na rdzeniu o przekroju kwadratowym

Na rys. 6 przedstawiono przekrój poprzeczny takiego rdzenia z zaznaczonymi wymiarami.



Rys. 6. Przekrój kwadratowy kolumny rdzenia transformatora

Fig. 6. Square cross-section column of the transformer core

Pojemność warstwy uzwojenia jest sumą pojemności 4 kondensatorów płaskich o powierzchni okładek $S = (a - 2R)l$ oraz kondensatora cylindrycznego o długości l i o promieniach dla n warstwy: wewnętrznym $R_{1n} = R + n g_f$ i zewnętrznym $R_{2n} = R + n(g_f + g_d)$.

$$C_n = 4 \cdot \frac{\varepsilon(a-2R)l}{g_d} + \frac{2\pi l \varepsilon(R+n(g_d+g_f))}{g_d} \quad (52)$$

Na każdym zwoju występuje napięcie o takiej samej wartości:

$$U_n = \frac{U}{N} \quad (53)$$

Pomiędzy warstwami uzwojenia (w n warstwie dielektryka) jest gromadzona energia o wartości:

$$\begin{aligned} W_n &= \frac{1}{2} C_n U_n^2 = \\ &= \frac{1}{2} \left[4 \frac{\varepsilon(a-2R)l}{g_d} + \frac{2\pi l \varepsilon(R+n(g_d+g_f))}{g_d} \right] \frac{U^2}{N^2} = \\ &= \frac{\varepsilon l}{g_d} \left[2(a-2R) + \pi(R+n(g_d+g_f)) \right] \frac{U^2}{N^2} \end{aligned} \quad (54)$$

Całkowita energia gromadzona w uzwojeniu ma wartość:

$$\begin{aligned} W_N &= \sum_{n=1}^{N-1} W_n = \sum_{n=1}^{N-1} \frac{\varepsilon l}{g_d} \left[2(a-2R) + \pi(R+n(g_d+g_f)) \right] \cdot \frac{U^2}{N^2} = \\ &= \frac{\varepsilon l}{g_d} \frac{U^2}{N^2} \sum_{n=1}^{N-1} \left[2(a-2R) + \pi(R+n(g_d+g_f)) \right] = \\ &= \frac{\varepsilon l}{g_d} \frac{U^2}{N^2} \left[(2a - (4-\pi)R)(N-1) + \frac{(N-1)^2}{2} \pi(g_d+g_f) \right] = \\ &= \frac{\varepsilon l}{g_d} \frac{U^2}{N^2} (N-1) \left[(2(a-2R) + \pi R) + \frac{(N-1)}{2} \pi(g_d+g_f) \right] \end{aligned} \quad (55)$$

Energię o takiej wartości, przy napięciu U , gromadzi kondensator o pojemności C_N :

$$W_N = \frac{1}{2} C_N U^2 = \frac{\epsilon l U^2}{g_d N^2} (N-1) \left[(2a - (4-\pi)R) + \frac{(N-1)}{2} \pi (g_d + g_f) \right] \quad (56)$$

Stąd:

$$C_N = \frac{(N-1) 2\epsilon l}{N^2 g_d} \left[(2a - (4-\pi)R) + \frac{(N-1)}{2} \pi (g_d + g_f) \right] \quad (57)$$

Z zależności (57) wynika, że wartość pojemności pasożytniczej uzwojenia foliowego (o zdefiniowanych: szerokości, wymiarze bazowym karkasu i przenikalności dielektrycznej warstwy izolacyjnej) jest odwrotnie proporcjonalna do liczby zwojów i grubości warstwy izolacyjnej.

Przykład:

Uzwojenie transformatora: 60 zwojów folii Al o grubości $g_f = 0,2$ mm szerokości $l = 60$ mm na karkasie o przekroju kwadratowym o boku $a = 30$ mm (z narożnikami z okrąglonymi o promieniu $R = 3$ mm) izolowanej folią Mylar (DuPoint) o grubości $g_d = 0,05$ mm.

Grubość uzwojenia $G = 60 \times (0,2+0,05)$ mm = 15 mm

Dla: $N = 60$, $l = 60$ mm, $a = 30$ mm, $R = 3$ mm, $g_d = 0,05$ mm, $g_f = 0,2$ mm, $\epsilon_r = 3,3$ otrzymuje się:

$$C_N = \frac{(60-1) 2 \cdot 8,854187817 \cdot 10^{-12} 3,3 \cdot 60 \cdot 10^{-3}}{60^2 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3}} \left[(2 \cdot 30 - (4-\pi)3) + \frac{(60-1)}{2} \pi (0,2+0,05) \right] 10^{-3} =$$

$$= \frac{59 8,854187817 \cdot 10^{-12} \cdot 6,6 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 0,05} [48 + 3\pi + 29,5\pi 0,25] = 92,62 \cdot 10^{-12} \approx 93 \text{ pF}$$

Dla folii o przenikalności względnej $\epsilon_r = 1,6$ otrzymuje się: $C_N = 45$ pF.

Przykładowe parametry folii izolacyjnych:

Mylar® A

Electrical Total thickness	50 μm
Dielectric strength	8 kV
Dielectric constant (AC 50 Hz, 25 °C)	3,3
Dielectric loss factor (AC 50 Hz, 25 °C)	0,0025

Specific volume resistance (25 °C) Ω/m	10¹⁸
Specific surface resistance Ω/m	10¹⁶
Specific surface resistance $\Omega/m 10^{12}$ CTI	1
NOMEX 140 50 μm	
Dielectric strength AC rapid rise(1) 17 (kV/mm) Full wave impulse(2) 39 (kV/mm)	
Dielectric constant(3) at 60 Hz	1,6
Dissipation factor(3) 60 Hz (x10-3)	4

Literatura

- [1] Biela J., Bortis D., Kolar J. W.; Analytical Modeling of Pulse Transformers for Power Modulators; 1-4244-0019-8/06/\$25.00 ©2006 IEEE
- [2] Biela J., Kolar J. W.: Using Transformer Parasitics for Resonant Converters – A Review of the Calculation of the Stray Capacitance of Transformers; IAS 2005, 0-7803-9208-6/05/\$20.00 © 2005 IEEE
- [3] Bortis D., Biela J., Ortiz G. and Kolar J.W.; Design Procedure for Compact Pulse Transformers with Rectangular Pulse Shape and Fast Rise Times; 978 -1-4244-7129-4/10/\$26.00 ©2010 IEEE
- [4] Hai Yan Lu, Jian Guo Zhu, and S. Y. Ron Hui: Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers; IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 18, NO. 5, SEPTEMBER 2003
- [5] <http://www.synflex.de/en/produkte/?id=18&areaid=flaechenisolierstoffe>
- [6] Sikora R., Teoria Pola Elektromagnetycznego, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1997, wydanie trzecie zmienione, str. 83–119 str. 68–77, 104–113
- [7] Zahn M., Pole Elektromagnetyczne, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, 1989,

PARASITIC CAPACITANCE of TRANSFORMERS and CHOKS WIRINGS

Summary

Parasitic capacitance transformers and reactors used in pulsed power electronic systems influence the shape of the pulse. To predict the shape of the pulse must know the value of the parasitic capacitance depending on the geometry of the pulse transformer or choke. The article presents the analytical expressions for the parasitic capacitance winding made wire and folia.

Keywords: parasitic capacitance of pulse transformers and chokes, foils winding

DOI: 10.7862/re.2015.7

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Marian HNIŁKA¹
Janina RZĄSA²

ANALIZA MOŻLIWOŚCI BUDOWY INSTALACJI PRZEMYSŁOWEJ DO PRODUKCJI ENERGII ELEKTRYCZNEJ I CIEPLNEJ W OPARCIU O ZGAZOWANIE ODPADÓW DRZEWNYCH

Artykuł dotyczy analizy możliwości budowy instalacji do zgazowania odpadów drzewnych jako źródła czystej energii elektrycznej i ciepłej produkowanej w skozarzeniu. Zgazowanie biomasy, nie tylko drzewnej, ale także odpadów wysypiskowych czy biologicznych odpadów technologicznych z przetwórstwa spożywczego, jest procesem, który pozwala na produkowanie gazu o dużej zawartości metanu, wodoru i tlenku węgla. Gaz ten może być wykorzystany w agregatach prądotwórczych z dodatkowym obiegiem ORC (Organic rankine cycle) lub, po poddaniu odpowiedniej obróbce, może być zatłaczany do instalacji gazowej jako gaz sieciowy. Teren Zagórza i okolic jest terenem bogatym w zasoby odpadów drzewnych, co zostało przeanalizowane w niniejszym artykule. Bazując na wynikach tej analizy, w Zakładzie Usług Technicznych Sp. z o.o, podległym Gminie Zagórz, z inicjatywy mgra inż. Mariana Hniłki, zostały opracowane wstępne założenia do budowy instalacji do zgazowania zrębków drewna, szczególnie z drewna o niższej jakości, mało przydatnego w przetwórstwie. Artykuł niniejszy zawiera wiadomości na temat głównych procesów związanych ze zgazowaniem odpadów drzewnych i oczyszczaniem produktu gazowego; zawiera opis wybranej instalacji zgazowania, która jest najbardziej zbliżona do naszych lokalnych warunków. Instalacja ta została z powodzeniem wdrożona do produkcji energii elektrycznej i energii ciepłej w Güssing w Austrii. Wybór tej instalacji, jako możliwej do zrealizowania w strefie przemysłowej w Zaslawiu koło Zagórza został dokonany po wnikliwej analizie rozwiązań technicznych wdrożonych już dotychczas w Europie. Artykuł jest jednym z etapów nawiązywania współpracy pomiędzy i Gminą Zagórz, czyli pomysłodawcą i ewentualnym inwestorem instalacji do zgazowania biomasy drzewnej, a Wydziałem Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej.

Słowa kluczowe: biomasa drzewna, odnawialne źródło energii, zgazowarka ze złożem stałym, zgazowarka ze złożem fluidalnym

¹ Autor do korespondencji: Marian Hniłka, Zakład Usług Technicznych Sp. z o.o. 38-540 Zagórz, ul. Bieszczadzka 5, marian@zut.zagorz.net

² Janina Rząsa, Politechnika Rzeszowska, ul. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. (017) 865-19-76, jrzas@prz.edu.pl

1. Wprowadzenie

Porozumienie klimatyczne zawarte na szczycie UE w dniu 23.10.2014 zobowiązuje kraje członkowskie do 40-procentowej redukcji emisji CO₂ w stosunku do roku 1990 i do udziału energii ze źródeł odnawialnych w całkowitym zużyciu energii elektrycznej w Unii Europejskiej w wysokości co najmniej 27% w 2030 r. Jest to cel ambitny, ale zarazem trudny do realizacji. Cel ten tworzy szansę na rozwój energetyki rozproszonej szczególnie w obszarach słabo zurbanizowanych, na których są słabiej rozwinięte sieci przesyłowe i dystrybucyjne. Otwarta topologia sieci dystrybucyjnych w obszarach wiejskich powoduje duże spadki napięcia, częste przerwy w dostawach energii i duże straty przesyłowe energii. Problemem jest również dekapitalizacja sieci zasilających odbiorców wiejskich oraz koszty ich modernizacji przy znacznie mniejszej opłacalności modernizacji sieci wiejskich w porównaniu przebudową sieci miejskich.

Rozwój energetyki rozproszonej opartej o OZE, wytwarzającej energię z lokalnych substratów, pozwoli na zmniejszenie strat przesyłowych jako że miejsce wytwarzania jest blisko miejsca odbioru, poprawi jakość i dostępność energii elektrycznej w obszarach słabo zurbanizowanych. Wytwarzanie energii z lokalnie występujących substratów zmniejszy zużycie energii na ich transport, a dodatkowo spowoduje utworzenie rynków zbytu na lokalnie produkowane substraty lub odpady.

Interesujące dla tego typu obszarów jest wykorzystanie lokalnie występującej biomasy do produkcji energii. W obszarach gdzie istnieje rozwinięte rolnictwo biomasa celowo uprawiana lub odpadowa z produkcji rolniczej, może zostać wykorzystana w biogazowniach, z tym że wielkość biogazowni powinna być skorelowana z wielkością gospodarstwa i ilością powstającej w gospodarstwie biomasy odpadowej jak i biomasy celowo uprawianej na potrzeby biogazowni. Przekładem tak powiązanych gospodarstw z biogazowniami jest Bawaria, gdzie są wsie, w których jest kilka lub kilkanaście biogazowni o mocy od kilku do kilkudziesięciu kW.

W obszarach o słabo rozwiniętym rolnictwie, ale o dużej lesistości, do produkcji energii można wykorzystać odpadową biomasę leśną jako drewno energetyczne. Na cele energetyczne obecnie wykorzystywane są następujące sortymenty drewna:

- drewno średniowymiarowe;
- papierówka;
- drewno opałowe;
- drewno małe wymiarowe;
- pozostałości zrębowe, tartaczne;
- drzewne odpady przemysłowe, stanowiące ok 27 % całego pozyskiwanego surowca drzewnego.

2. Charakterystyka zasobów biomasy drzewnej na Podkarpaciu

Teren województwa podkarpackiego charakteryzuje się stosunkowo dużą lesistością (36 %), znacznie wyższą niż w całym kraju (29%). Do najważniejszych wskaźników przy ocenie potencjału drewna jako surowca energetycznego poza lesistością, należy wziąć pod uwagę wielkość pozyskania drewna z uwzględnieniem jego rodzajów czyli sortymentów. Na potrzeby Wojewódzkiego Programu Rozwoju Odnawialnych Źródeł Energii dla Województwa Podkarpackiego na rok 2013 zostało opracowane zestawienie ilości pozyskiwanego drewna, które może stanowić biomasę drzewną. Do obliczeń potencjału biomasy leśnej przyjęto różnorodne gatunki drzew występujących w lasach województwa podkarpackiego oraz założono, że na cele energetyczne drewno jest sezonowane przez jeden rok. Z uwagi na bardzo duży popyt na drewno ze strony przemysłu płytowego oraz na ze względu na potrzeby społeczności lokalnych, dla których drewno jest surowcem opałowym, w przytoczonym zestawieniu (Tab.1) przyjęto założenie, że tylko połowa potencjału teoretycznego może zostać przeznaczona na cele techniczne [1].

Tabela 1. Pozyskanie oraz potencjał teoretyczny i techniczny drewna na cele energetyczne w województwie podkarpackim w układzie powiatowym

Table 1. Logging and wood theoretical and technical potential in Podkarpackie Province

	Drewno średnio-wymiarowe	Drewno małowymiarowe	Pozostałości zrębowe	Potencjał drewna na cele energetyczne				
				teoretyczny		techniczny		
	T	Mg	Mg	Mg	GJ	Mg	GJ	MWh
Województwo podkarpackie	481940,25	24059,75	191575,45	436988	3495903	222288	2641538	733760,6
Powiat								
bieszczadzki	57716,45	2881,45	22942,7	53241,1	425928,8	26620,55	319446,6	88735,2
brzozowski	11075,9	552,75	4402,75	10217,35	81738,8	5108,95	61307,4	17029,8
dębicki	14048,65	701,25	5584,7	12959,65	103677,2	6479,55	51836,4	14399
jarosławski	16391,65	818,4	6515,85	15120,6	120964,8	7560,3	90723,6	25201
jasielski	22113,3	1103,85	8790,1	20398,95	163191,6	10199,2	122390,4	33997,3
kolbuszowski	19463,95	971,85	7736,85	10367,72	82941,76	8977,65	107731,8	29925,5
krośnieński	24039,95	1200,1	9556,25	22176	177408	11088	133056	36960
leski	41020,65	2047,65	16305,85	37840,55	302724,4	18920	227040	63066,7
leżajski	13249,5	661,65	5266,8	12222,1	97776,8	6111,05	73332,6	20370,2
lubaczowski	45062,6	2249,5	17912,95	41569	332552	20784,5	249414	69281,7
łańcucki	6746,85	336,6	2681,8	6223,8	49790,4	3111,9	37342,8	10373
Krosno	18,7	1,1	7,15	17,05	136,4	8,8	105,6	29,3
Przemyśl	118,25	6,05	47,3	109,45	875,6	54,45	653,4	181,5
Rzeszów	161,15	8,25	64,35	148,5	1188	74,25	891	247,5
Tarnobrzeg	447,15	22,55	177,65	412,5	3300	206,25	2475	687,5
mielecki	14236,75	710,6	5659,5	13132,9	105063,2	6566,45	78797,4	21888,2
niżański	23592,8	1177,55	9378,6	21763,5	174108	10881,75	130581	36272,5
przemyski	34304,6	1712,7	13636,15	31644,8	253158,4	15822,4	189868,8	52741,3
przeworski	11471,35	572,55	4560,05	10582	84656	5291	63492	17636,7
ropczycko-sędziszowski	9660,2	482,35	3840,1	8911,1	71288,8	4455,55	53466,6	14851,8
rzeszowski	18803,4	938,85	7474,5	17345,9	138767,2	8672,95	104075,4	28909,8
sanocki	45021,9	2247,3	17896,45	41531,6	332252,8	20765,8	249189,6	69219,3
stałowowlowski	31049,7	1549,9	12342,55	28642,35	229138,8	14321,45	171857,4	47738,2
strzyżowski	9591,45	479,05	3812,6	8847,85	70782,8	4424,2	53090,4	14747,3
tarnobrzeczki	12533,4	625,9	4981,9	11561,55	92492,4	5781,05	69372,6	19270,2

Uwzględniając dane z tabeli 1 oraz możliwości wykorzystania wytwarzanej energii, instalacja produkująca energię elektryczną i ciepłą z wykorzystaniem zgazowania biomasy drzewnej mogłaby zostać zlokalizowana w obszarze przemysłowym gminy Zagórz. Obszar ten znajduje się w niewielkiej odległości od źródeł biomasy. Na jego terenie zużywa się rocznie około 8 GWh energii elektrycznej. Celowe wydaje się wykorzystanie technologii opracowanej w Güssing we współpracy z Uniwersytetem Technicznym we Wiedniu. Technologia stosowana w Güssing jest przedstawiona w dalszej części artykułu. Jest ona z powodzeniem zastosowana w kilku pracujących instalacjach. Technologia ta umożliwia wykorzystanie biomasy o dużej zawartości wilgoci, oraz oczyszczenie gazu do parametrów gazu sieciowego. Możliwa jest również produkcja oleju napędowego metodą Tropscha Fishera.

Pomysłodawca nie bierze pod uwagę spalania ani współ spalania biomasy, ponieważ zgazowanie jest bardziej efektywnym procesem wykorzystania energii zawartej w biomase. Zgazowanie jest sposobem na zwiększenie jakości i wartości energetycznej surowca. Biomasa z niską lub nawet ujemną wartością grzewczą, w pewnych ściśle określonych warunkach może być w procesie zgazowania przekształcona w dobrej jakości paliwo lub bardziej efektywnie wykorzystana do produkcji energii elektrycznej i ciepłej.

3. Technologia zgazowania biomasy drzewnej

Technologia zgazowania jest znana od dawna. Jest ona najlepszym sposobem konwersji biomasy stałej na wysokokaloryczny produkt gazowy, w składzie którego znajduje się między innymi wodór (H_2), metan (CH_4), tlenek węgla (CO), para wodna (H_2O), dwutlenek siarki (SO_2). Substratem do produkcji gazu w tym procesie mogą być: węgiel, biomasa, odpady. W trakcie procesu zgazowania następuje konwersja substratu wejściowego, pod wpływem wysokiej temperatury oraz reakcji z utleniaczem, na gaz. Jako czynniki zgazowujące mogą być stosowane: tlen, powietrze atmosferyczne, para wodna, mieszanina pary wodnej tlenu i dwutlenku węgla, mieszanina pary wodnej i powietrza. Skład uzyskiwanego gazu zależy od zastosowanej technologii (Tab.2) i materiału poddawanego zgazowaniu. Produktem ubocznym zgazowania jest popiół, substancje lotne, ciekłe i smoliste.

Do procesu zgazowania niezbędne jest dostarczenie ciepła. Ciepło może być dostarczone do procesu na dwa sposoby i ze względu na to wyróżnia się dwie metody zgazowania:

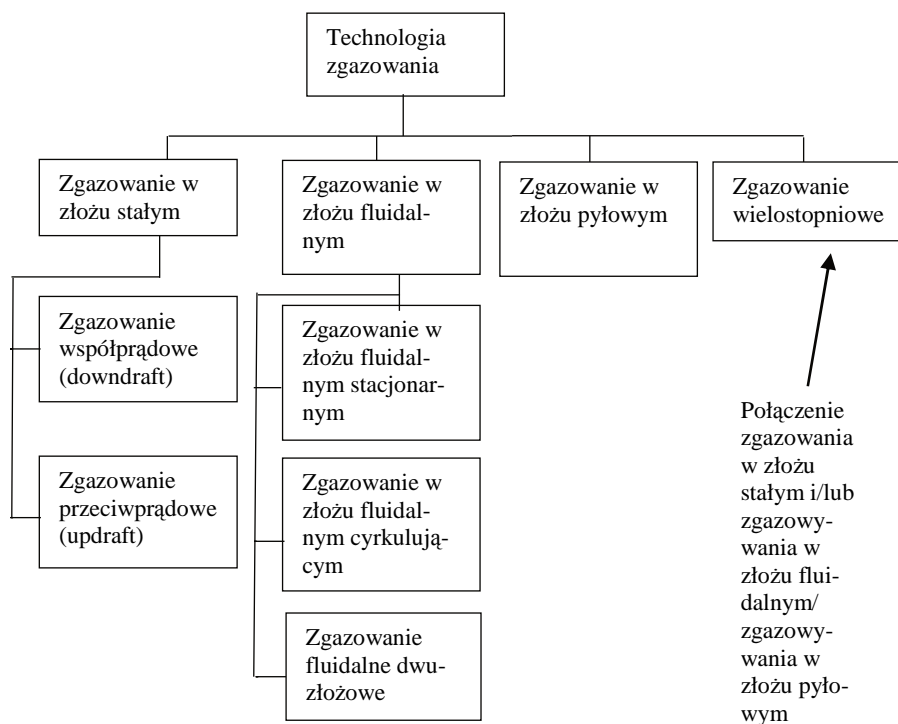
- autotermiczną, w której część paliwa dostarczonego do reaktora ulega spalaniu i oddaje ciepło bezpośrednio do procesu zgazowania;
- allotermiczną, w której niezbędne do procesu ciepło jest wytwarzane w odseparowanym urządzeniu ze spalania biomasy dostarczanej do procesu za pomocą nośnika stałego, ciekłego lub gazowego.

Tabela 2 Skład chemiczny gazu w zależności od czynnika zgazowującego, na podstawie [2]

Table 2. Gas composition dependently on gasification agent, based on [2]

Czynnik zgazowujący	Skład produkowanego gazy %				
	H ₂	CO	CO ₂	CH ₄	N ₂
Powietrze	16	20	12	2	50
Tlen	32	48	15	2	3
Para wodna	50	20	22	6	-

Proces zgazowania biomasy drzewnej przebiega w czterech etapach: suszenie, piroliza, utlenianie i redukcja. Procesy te, w zależności od prędkości przemieszczania się złoża, którym jest dostarczona biomasa i substancje dodatkowe, przebiegają w rozróżnialnych strefach, bądź nakładają się częściowo na siebie, co wynika z przemieszczania się złoża. Przemieszczanie się złoża wewnątrz reaktora gazowego zależy od zastosowanego przedmuchiwania. Ze względu na przebieg procesów w złożu i prędkość przemieszczania się złoża, technologia zgazowania dzieli się na trzy podstawowe rodzaje przedstawione na rysunku 1.



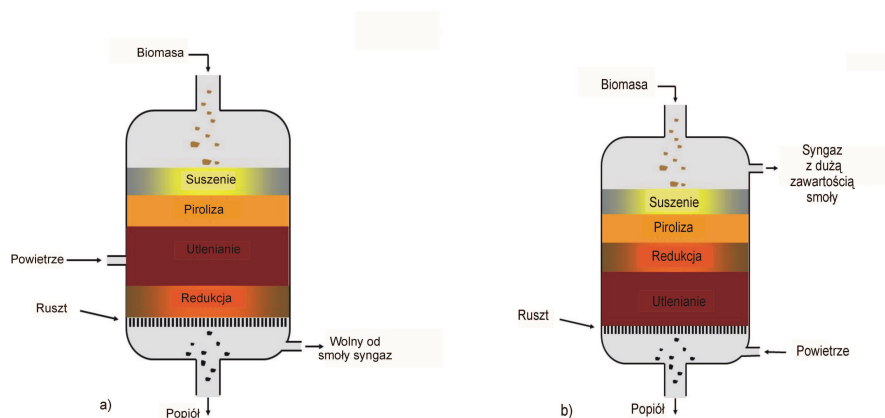
Rys. 1. Przegląd różnych technologii zgazowania

Fig.1. Overview of the different gasification technologies

3.1. Typy reaktorów do zgazowania

Zgazowarki ze złożem stałym

Konstrukcja zgazowarek ze złożem stałym jest stosunkowo prosta. Zgazowarki ze złożem stałym współprądowym używane były bardzo często podczas drugiej wojny światowej ze względu na produkcję gazu o bardzo niskiej zawartości substancji smolistych, co umożliwiało zasilanie nim silników spalinowych w samochodach.



Rys. 2. Schemat zgazowarki ze złożem stałym: a) współprądowej (downdraft); b) przeciwproudowej (updraft), na podstawie [3]

Fig. 2. Schematic picture a fixed bed gasifier of a) downdraft type; b) updraft type, based on [3]

Wykorzystywane są zgazowarki ze złożem stałym typu współprądowego (downdraft) lub przeciwproudowego (updraft). W zgazowarce współprądowej (Rys.2a) biomasa dostarczana jest od góry, opada grawitacyjnie na dół ulegając kolejno suszeniu, pirolizie, zgazowaniu i spalaniu. Czynnikiem zgazowującym, którym jest powietrze, jest podawany w górnej części zgazowarki, gaz przechodzi przez gorące złożo, gdzie „spalają” się części smoliste i jest odbierany w części dolnej spod złoża. Po przejściu przez złożo gaz jest ogrzany do temperatury około 1.100°C i wymaga odpowiedniego chłodzenia. Wadą tej konstrukcji jest wysoka zawartość cząsteczek popiołu w produkowanym gazie, oraz wymagania co do jakości paliwa, w którym zawartość wilgoci nie powinna przekraczać 25%.

Innym rozwiązaniem zgazowarki ze złożem stałym jest zgazowarka typu przeciwproudowego (Rys.2b). Biomasa dostarczana jest od góry zgazowarki, opada grawitacyjnie na dół ulegając kolejno suszeniu, pirolizie, zgazowaniu i spalaniu. Czynnikiem zgazowującym, którym jest powietrze, podawany jest przez dysze umieszczone w dnie zgazowarki, a gaz odbierany jest w górnej części. Produkowany gaz zawiera duże ilości substancji smolistych, co oznacza, że przed

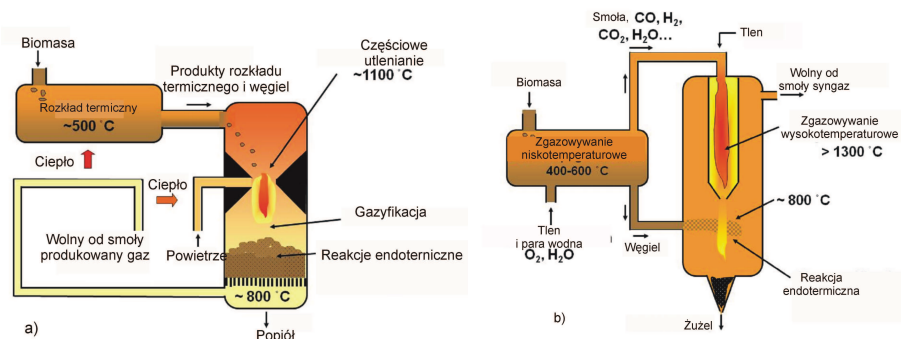
jego wykorzystaniem wymaga oczyszczania. Zaletą w stosunku do zgazowarki typu współprądowej jest wyższa efektywność, oraz niższe wymagania dla stosowanego paliwa.

Z punktu widzenia sprawności jest pożądane aby produkowany gaz opuszczał zgazowarkę przy najniższej możliwie temperaturze, podczas gdy, usuwanie smoły wymaga wysokiej temperatury. Przez separację procesu zgazowania w różnych stadiach istnieje możliwość łączenia tych dwóch przeciwstawnych wymagań. Przykładem spełnienia tych przeciwstawnych wymagań jest dwustopniowa zgazowarka DTU (Viking) i Choren CarboV®.

Zasada działania zgazowarki Viking jest przedstawiona na rysunku 3a). W zgazowarce tej rozdzielono proces pirolizy i zgazowania. Biopaliwo jest suszone i podlega rozkładowi termicznemu w zewnętrznym reaktorze. Ciepło jest pobierane częściowo z gorącego produkowanego gazu, częściowo ze spalin silnika gazowego, co zwiększa sprawność procesu zgazowania.

Produkty rozkładu termicznego i pozostałości (głównie węgla drzewnego) są dostarczane do zgazowarki razem z pewną ilością przegrzanego powietrza. Przez częściowe utlenianie, temperatura wrasta z około 500°C do około 1100°C i następuje redukcja smoły z około 50000 mg/Nm³ do 500 mg/Nm³. Kiedy gaz przechodzi przez złożę gorącego węgla drzewnego, gdzie mają miejsce reakcje endotermiczne, następuje dalsza redukcja smoły poniżej 5 mg/Nm³.

Cząsteczki stałe są usuwane przez filtry workowe i wodę na drodze kondensacji. Integralną częścią instalacji zgazowującej jest silnik gazowy sprzęgnięty z generatorem produkującym energię elektryczną. Zgazowarka Viking jest w pełni zautomatyzowana i pracuje bez operatora. Ponieważ do zgazowania stosowane jest powietrze, to produkowany gaz zawiera azot i nie nadaje się do syntezy.



Rys. 3. a) Dwustopniowa zgazowarka Viking; b) Trzystopniowa zgazowarka Choren, na podstawie [3]

Fig.3. a) Viking two-stage gasifier; b) Choren three-stage gasifier, based on [3]

Firma Choren Industries w Niemczech opatentowała trzystopniowy proces zgazowania Carbo-V®10. W procesie CHOREN Carbo-V®10 (Rys.3b) w pierwszym etapie biomasa jest poddana częściowemu utlenianiu w temperaturze 500 °C. Biomasa jest zgazowana w niskiej temperaturze i składniki lotne są separowane od węgla drzewnego. W zagazowaniu niskotemperaturowym, jako środek zgazowujący, jest użyta mieszanina tlenu i pary.

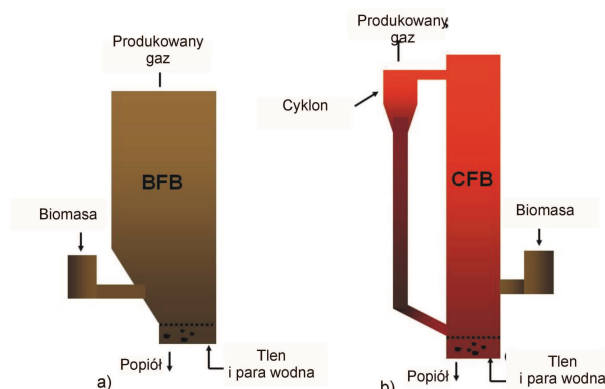
Następnym etapem jest zgazowanie wysokotemperaturowe w temperaturze około 1400 °C i zgazowanie w złożu pyłowym w temperaturze około 800 °C, w którym gazyfikacji ulega pył węglowy i inne składniki. Składniki lotne są utleniane w zagazowaniu wysokotemperaturowym. Z powodu wysokiej temperatury, smoły są termicznie krakowane. Gorące produkty gazowe są schładzane w reakcjach endotermicznych, które przebiegają w kontakcie ze złożem węglowym. Ponieważ żaden z trzech stopni zgazowania (niska temperatura, wysoka temperatura i gazyfikacja węglowa) nie są przedmuchiwane powietrzem, więc w syntezowanym surowym gazie wychodzącym ze zgazowarki nie ma azotu. Surowy gaz jest oczyszczany i może być syntezowany w procesie Fishera - Tropsha do oleju napędowego.

Zgazowarki ze złożem fluidalnym

W zgazowarkach ze złożem fluidalnym (Rys.4) paliwo i materiał złoża unoszony jest przez czynnik zgazowujący do góry generatora. W zależności od prędkości czynnika zgazowującego w zgazowarkach wykorzystuje się dwa typy złożów fluidalnych BFB i CFB.

Zgazowarka BFB - (*bubbling fluidized bed gasifier*) (Rys.4a) to zgazowarka ze złożem fluidalnym pęcherzykowym. Jest to złożo, w skład którego wchodzi paliwo i materiał złoża (zwykle piasek). Złożo to jest upłynniane za pomocą powietrza lub pary przesuwających się w górę poprzez złożo z tak dużą prędkością, która jest wystarczająca do utrzymania złoża w zawieszeniu.

Zgazowarka CFB - (*circulating fluidized bed gasifier*) (Rys.4b) to zgazowarka ze złożem fluidalnym cyrkulacyjnym. Z powodu dużej prędkości upłynniania cząsteczki paliwa i materiał złoża są zamieniane w pył i opuszczają zgazowarkę razem z produkowanym gazem. Zamienione w pył cząsteczki paliwa i materiału złoża są separowane w cyklonie i wracają do złoża.



Rys. 4. Zgazowarki ze złożem fluidalnym; a) typu BFB, b) typu CFB, na podstawie [3]

Fig.4. a) Bubbling fluidized bed gasifier (BFB); b) Circulating fluidized bed gasifier (CFB), based on [3]

3.2. Oczyszczanie surowego produktu gazowego

Gaz, produkowany w procesie zgazowania, musi być przed dalszym wykorzystaniem oczyszczony. Stopień oczyszczenia zależy od sposobu jego wykorzystania. Istnieje wiele różnych sposobów oczyszczania, ale wspólne dla nich wszystkich jest zapewnienie wysokiej jakości finalnego produktu oraz usuwanie substancji, które mogą spowodować niewłaściwe funkcjonowanie lub skrócenie czasu eksploatacji podzespołów urządzeń zgazowujących. Wiele koncepcji jest opartych na oczyszczaniu ekstensywnym (przeważnie wysoko termicznym) gazu, podczas gdy inne bazują na udoskonaleniu komponentów.

Cyklony. Do oczyszczania gazu stosowane są cyklony. W cyklonie wymuszana jest cyrkulacja gazu i cząstki stałe są separowane w wyniku działania siły odśrodkowej. W ten sposób jest separowanych więcej niż 90% cząstek stałych o rozmiarze większym niż $5\mu\text{m}$. Jest również duże prawdopodobieństwo, że jest separowanych część cząstek o rozmiarze $(1 \div 5)\mu\text{m}$. Cyklony są często umiejscowione szeregowo, gdzie pierwszy cyklon oddziela większe cząsteczki i następne cyklony separują coraz mniejsze z nich.

Jak wspomniano wcześniej, cyklony nie są w stanie separować cząsteczek mniejszych niż $1\mu\text{m}$, co implikuje, że kropelki smoły o rozmiarze mniejszym od $1\mu\text{m}$ przechodzą przez cyklon. Smoły w fazie gazowej będą przechodzić przez cyklony razem z produkowanym gazem. Alternatywą byłoby ostudzenie gazu, ale lepkość kondensowanych smół w kombinacji z separacją cząsteczek implikuje bezpośrednio ryzyko zapychania się filtra.

Filtry przegrodowe wykonane z materiału porowatego zatrzymują cząsteczki stałe ale pozwalają na przepuszczanie gazu. W zasadzie, filtry przegrodowe mogą być przeznaczone do usuwania pewnych rozmiarów cząsteczek, ale

różnica ciśnień w filtrze zwiększa się ze zmniejszaniem wielkości porów. Techniczne i ekonomiczne rozważania dostarczają zakresu około 0,5 μm w systemie, który zapewnia wysoki przepływ gazu, taki jaki jest wymagany w zgazowarce. Technologia, którą można zastosować do separacji cząsteczek przy wysokiej temperaturze, polega na wykorzystaniu filtrów ceramicznych, nazywanych filtrami świecowymi (candle filter), gdzie świeca oznacza kształt filtru.

Gaz musi zostać oczyszczony również ze smoły. Smoła może być usunięta z gazu na dwa sposoby. Sposób pierwszy polega na fizycznej separacji, gdzie kondensowane smoły w formie kropelek i aerozoli są usuwane w podobny sposób jak cząsteczki stałe, i smoły w fazie gazowej są w skrubkach absorbowane przez rozpuszczalnik. Drugim sposobem jest termiczny kraking smół.

Zastosowanie mokrych skrubków do usuwania smół wymaga by, w przypadku skrubka wodnego, temperatura gazu wynosiła $(35 \div 60)^\circ\text{C}$. Smoły są hydrofobowe, co implikuje, że tylko aerozole są separowane. Zastosowanie rozpuszczalników, które są liofilowe, powoduje, że smoły w fazie gazowej rozpuszczają się w cieczy i sprawność skrubka zwiększa się.

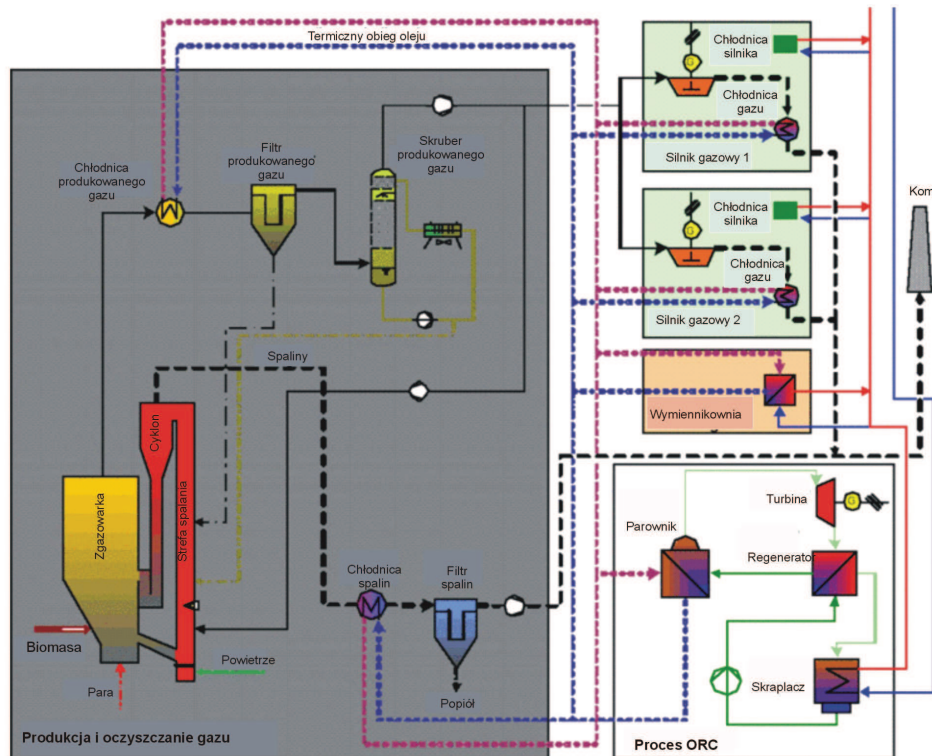
Termiczny kraking pozwala na redukcję smół. Wielkie molekuly węglowodorowe są rozbijane na mniejsze cząstki. Termiczny kraking ma miejsce w procesie zgazowania przy wysokiej temperaturze. Kraking smół może być osiągnięty przy znacznie niższej temperaturze przy udziale katalizatora. Badane są różne katalizatory, które pozwalają w obecnym stanie techniki na obniżenie temperatury do $(450 \div 900)^\circ\text{C}$ [3].

3.3. Instalacja w Güssing

Na obecnym etapie studiów nad zagadnieniem wyboru technologii, najlepszej do zastosowania w warunkach jakie zostały zdefiniowane dla Gminy Zagórz, wydaje się być technologia zgazowania zastosowana w Austrii. W Güssing od roku 2002 pracuje instalacja służąca do produkcji energii elektrycznej i ciepłej, w której są zgazowane zrębki drzewne. Należy podkreślić, że Güssing leży w biedniejszej części Austrii, tuż przy granicy z Węgrami (południowy Burgenland), gdzie 50 lat temu nie było żadnego przemysłu a 70% zdolnych do pracy mieszkańców tego regionu pracowało w innych regionach Austrii. Obecnie, rozwój instalacji OZE przyciągnął inwestorów. Powstało 50 nowych zakładów pracy, co pozwoliło na zwiększenie liczby miejsc pracy. Jednocześnie, znaczne nadwyżki wytworzonej energii są „eksportowane” do sąsiednich regionów.

W Güssing zrealizowano innowacyjny proces zgazowania zrębków drewna z wykorzystaniem pary wodnej. W instalacji zastosowana jest zgazowarka allotermiczna ze zgazowaniem parą wodną w temperaturze 850°C . Z 1760 kg drewna/h wytwarza się 2 MW energii elektrycznej i 4,5 MW ciepła użytkowego. Sprawność całkowita wynosi 85%, sprawność procesu zgazowania 95%, sprawność elektryczna 36,3%.

Biomasa jest tu zgazowana w podwójnym reaktorze z cyrkulującym złożem fluidalnym CFB (Rys. 5). Produkowany gaz jest schładzany, oczyszczany i zużywany w silniku gazowym. Wióry biomasy są transportowane z dziennego kosza samowładowczego do dawkującej skrzyni i dostarczane poprzez system zaworów obrotowych i podajnik ślimakowy do reaktora ze złożem fluidalnym. Reaktor ze złożem fluidalnym składa się z dwóch stref, strefy gazyfikacji i strefy spalania. Strefa zgazowywania jest fluidyzowana parą wodną, która jest generowana przez ciepło odpadowe. Strefa spalania jest fluidyzowana powietrzem i jest źródłem ciepła dla procesu zgazowywania.



Rys. 5. Schemat instalacji w Güssing do produkcji energii elektrycznej i ciepłej, na podstawie [6]

Fig. 5. Scheme of the biomass CFB steam gasification process with integrated gas engines and ORC unit in Güssing, based on [6]

Cyrkulujące zrębki drewna przez komorę paleniskową są zawracane do strefy zgazowania parą wodną. Endotermiczny proces zgazowania surowca uzyskuje ciepło od cyrkulujących zrębków drewna przez komorę ich częściowego spalania. Porywany przez gaz pył popiołowy jest wyłapywany na filtry ręka-wowym.

Produkowany gaz jest schładzany i oczyszczany w dwustopniowym systemie oczyszczania. Wodny wymiennik ciepła schładza gaz z $850^{\circ}\text{C} \div 900^{\circ}\text{C}$ do $160^{\circ}\text{C} \div 180^{\circ}\text{C}$. Pierwszym stopniem oczyszczania produkowanego gazu jest filtr tkaninowy do separacji cząstek stałych i części smoły. Cząsteczki stałe z tego filtru wracają do strefy zgazowania. W drugim stopniu gaz jest oczyszczany ze smoły w skruberze. Smółki oraz zanieczyszczenia kwaśne i zasadowe są wymywane z gazu w skruberze z obiegiem wodnym, a następnie zawracane do reaktora zgazowania.

Zużyty płyn ze skrubera jest odparowywany i wprowadzany do strefy spalania. Skruber jest również wykorzystywany do redukowania temperatury oczyszczonego produkowanego gazu do około 40°C , co jest wymagane przy zasilaniu nim silnika gazowego. Jako ciecz, w procesie skrubbingu, jest w instalacji użyty RME (Rapeseed methyl ester). Zużyty i zawierający smoły oraz skroplony nasycony płyn ze skrubera jest później spalany w reaktorze spalania. W tak zaprojektowanym procesie oczyszczania gazu nie ma odpadów i ścieków szkodzących środowisku.

Oczyszczony gaz jest następnie kierowany do turbiny gazowej sprzężonej z generatorem elektrycznym. Produkowany gaz może być również kierowany do instalacji syntezującej olej napędowy metodą Fishera - Tropscha. Jeśli silnik gazowy nie pracuje, cały produkowany gaz może być spalany w kotle produkującym ciepło. Skład gazu produkowanego w Güssing, za literaturą [5], jest podany w tabeli 3.

Tabela 3. Skład gazu uzyskiwanego w instalacji w Güssing, na podstawie [5]

Table 3. Gas composition produced in Güssing after cleaning, based on [5]

Składniki główne		
H ₂	%	35 - 45
CO	%	22 - 25
CH ₄	%	~ 10
CO ₂	%	20 - 25
Składniki drugorzędne		
C ₂ H ₄	%	2 - 3
C ₂ H ₆	%	~ 0,5
CH ₄ C ₃ H ₄	%	~ 0,4
O ₂	%	< 0,1
N ₂	%	1 - 3
C ₆ H ₆	g/m ³	~ 0,8
C ₇ H ₈	g/m ³	~ 0,5
C ₁₀ H ₈	g/m ³	~ 2
Smoly	mg/m ³	20 - 30

Możliwe zanieczyszczenia		
H ₂ S	mgS/Nm ³	~ 200
COS	mgS/Nm ³	~ 5
Tioalkohol	mgS/Nm ³	~ 30
Tiofens	mgS/Nm ³	~ 7
HCl	ppm	~ 3
NH ₃	ppm	500 - 1000
HCN	ppm	~ 100
Pył	mg/Nm ³	< 20

Dla zredukowania emisji CO spaliny z silnika gazowego są katalitycznie utleniane. Użyteczne ciepło ze spalin jest używane w strefie spalania do wstępnego ogrzewania powietrza, dodatkowego podgrzewania pary i do dostarczania

ciepła do systemu grzewczego odbiorców komunalnych. Cząsteczki stałe ze spalin są separowane w filtrze gazowym zanim spaliny dotrą do komina.

Energia cieplna wykorzystywana jest do zasilania miejskiej sieci ciepłowniczej, oraz częściowo w układzie ORC do produkcji energii elektrycznej, co podnosi w całym procesie sprawność wytwarzania energii elektrycznej.

W oparciu o technologię opracowaną w Güssing zostały uruchomione lub są planowane instalacje wymienione w tabeli 4.

Tabela 4. Instalacje pracujące w oparciu technologię opracowaną w Güssing, na podstawie [5]

Table 4. The plants based on technology worked out in Güssing, based on [5]

Lokalizacja	Wykorzystanie gazu/Produkt	Paliwo wejściowe/Produkt MW/MW	Rok uruchomienia	Status	Dostawca instalacji
Güssing, AT	Silnik gazowy	8,0 / 2,0	2002	działająca	AE&E / Repotec
Oberwart, AT	Silnik gazowy/ORC	8,5 / 2,8	2008	działająca	Ortner Anlagenbau
Villach, AT	Silnik gazowy	15 / 3,7	2010	zatrzymana	Ortner Anlagenbau
Senden/Ulm, DE	Silnik gazowy/ORC	14 / 5,0	2011	działająca	Repotec
Burgeis, IT	Silnik gazowy	2,0 / 0,5	2012	działająca	Repotec
Göteborg, Sweden	BioSNG	32 / 20	2013	działająca	Repotec / Valmet
California	R&D	50 / 30	2015	działająca	GREG

4. Podsumowanie

Biorąc pod uwagę możliwości pozyskania lokalnie odpadów drzewnych z zakładów przerabiających drewno oraz możliwości pozyskania drewna energetycznego z gospodarki leśnej, istnieje możliwość wykorzystania tej biomasy do produkcji energii elektrycznej i ciepłej z wykorzystaniem technologii zgazowania. Instalacja będzie zlokalizowana w niewielkiej odległości od występowania zasobów odpadów drzewnych dla zredukowania kosztów transportu, oraz w miejscu gdzie możliwe jest lokalne zużycie produkowanej energii. Pozwoli to uniknąć strat przesyłowych i obniżyć koszty energii związane z jej przesyłem. Wartością dodaną będzie stworzenie rynku zbytu dla lokalnych przedsiębiorców zajmujących się usługami leśnymi, co przyczyni się do wzrostu lokalnej koniunktury. Środki finansowe wydawane obecnie przez firmy z obszaru przemysłowego Zaśław na zakup energii w znacznej części będą pozostawały w regionie.

Za wyborem technologii stosowanej w Güssing przemawiają następujące argumenty:

- jest to technologia sprawdzona, zastosowana w kilku pracujących instalacjach;
- cały czas prowadzone są prace rozwojowe nad wykorzystaniem innych substratów np. osadów ściekowych;
- jest to technologia, która umożliwia wykorzystanie odpadów drzewnych o dużej zawartości wilgoci (nie jest wymagane suszenie wsadu);
- produkowany gaz może być wykorzystany do produkcji energii elektrycznej i ciepłej, a po rozbudowie o specjalistyczne instalacje do syntezy chemicznej lub może być zatłaczany do sieci gazowej;
- paliwa gazowe są korzystne z powodu wysokiej sprawności silników gazowych i turbin gazowych w porównaniu do konwencjonalnego cyklu parowego

Rola Politechniki Rzeszowskiej w realizacji projektu byłaby znacząca i polegałaby na:

- nadzorze naukowym nad projektowaniem instalacji;
- udziale w pracach rozruchowych;
- optymalizacji procesów w całym cyklu produkcyjnym;
- prowadzeniu badań doświadczeń w zakresie stosowania do procesu zgazowania substratów i odpadów występujących w naszym regionie.

Literatura

- [1] Wojewódzki Program Rozwoju Odnawialnych Źródeł Energii dla Województwa Podkarpackiego – projekt Case - Doradcy Sp. z.o.o.
- [2] Kryńska M., Sosnowska M.: Zgazowywanie biomasy odpadowej jako źródło energii.
- [3] Held J.: Status and Technology. Swedish Gas Centre Gasification. Rapport SGC 240. June 2012.
- [4] Hofbauer H., Rauch R., Bosh K., Koch R., Aicherning Ch.: Biomass CGP Plant Güssing – A success Story. 2001.
- [5] Rauch R.: Advanced biofuels by gasification – Status of R&D work in Güssing. Working Group Future Energy Technology. 2011.
- [6] Obernberger I., Thek G.: Combustion and Gasification of Biomass Solid for Heat and Power Production in Europe – State -of-The-Art and Relevant Future Developments. Pro. of the 8th European Conference on Industrial Furnaces and Boilers, April 2008, Vilamoura, Portugal

ANALYSIS OF THE POSSIBILITY OF INDUSTRIAL BUILDING SYSTEM FOR THE PRODUCTION OF ELECTRICITY AND HEAT ON THE BASIS OF WOOD WASTE GASIFICATION

Summary

The paper concerns with analysis of the possibility of building installation for wood waste gasification as a source of clean power and heat produced in association. Biomass gasification, not only wooden biomass but also dump waste or biological waste of technological food processing, is the process which permits to produce the gas consisting of high contents of the methane, hydrogen and oxide carbon. The gas may be used in electric aggregate with additional ORC process or, after appropriate processing, may be pushed into the gas installation. Surroundings of the Zagórz is the terrain which is rich in wood resources, what was analysed in the paper. Based on results of the analyses, with initiative of Marian Hniłka in Zakład Usług Technicznych Sp. z.o.o subjected the Gmina Zagórz, the preliminary foredesign for building the gasification installation supplied by waste wood was worked out. The article incorporates the knowledge about main processes involved in waste wood gasification and product gas cleaning. Description of chosen gasification installation which was implemented with success is also presented in the article. This installation is the plant in Güssing in Austria. The choice of this installation as possible to be built in the Zasław industry zone near Zagórz was preceded with thoroughly analyse of the installations implemented in Europe so far. The article is part of the establishing of collaboration between Zakład Usług Technicznych and Gmina Zagórz that conceives the idea of installation and Faculty of Electrical and Computer Engineering in Rzeszow University of Technology.

Keywords: wood biomass, renewable energy source, fixed bed gasifier, fluidized bed gasifier

DOI: 10.7862/re.2015.8

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Tomasz BINKOWSKI¹

INVESTIGATION OF THE CURRENT SPACE VECTOR CORRECTION OF 3P3W VOLTAGE INVERTER

The article presents a solution to the problem of asymmetry of a three-phase voltage inverter output currents for the trajectory correction vector currents to a wheel form. The solution uses the layout described using the fuzzy logic equations. Test results apply to verify a system operation in terms of the asymmetric load. It was examined in the form of a circular trajectory of the vector output currents in case of resistant or induction asymmetry. Also not harmonics components of load currents are included. They simulate the vibrations of mechanical loads or mechanical resonance. After verification by simulations the laboratory prototype control system of inverter with equalizer in the FPGA was performed. The investigations were done on the system created for this purpose, using the field programmable gate arrays of EP3SL150F type. This system performs the task of correcting space vector of the inverter currents and, at the same time, the process of modulation waveforms. In parallel with the controlling tasks the inverter model was running in real time. The waveforms of inverter model were observed using a Signal Tap II utility or after processing into an analog signal using an oscilloscope. Observed trajectories of the currents' space vector were adjusted to the circular form in addition to the type of load asymmetry.

Keywords: space vector, voltage inverter, corrector, fuzzy logic

1. Introduction

The three-phase three wire voltage inverter is one of the most commonly used converters in power electronics. Its topology is used in a number of areas requiring transformation of DC power to AC power in three phase circuits. The most common area of the voltage inverter uses is integrated with inductive motors operation in almost every industry, beginning from power engineering with motor vehicles ending [1]. There are many methods of the inverter output waveform modulation. The simplest one is the natural modulation.

¹ Tomasz Binkowski, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tbinkow@prz.edu.pl

However, it has limitations in terms of an amplitude modulating function limitation in relation to the current waveforms, which results in an additional frequency components occurring as output currents deformation. It comes then to the overmodulation [2]. A larger, maximum voltage boost voltage inverter is obtained by applying a vector modulation. This modulation is widely used due to its ability to inflict the values directly in the orthographic reference system [3]. Implementation of the 3P3W inverter involves the realization of complex calculations arising out of the control process. Commonly the processors are used for this purpose, often specially optimized for control tasks and performing control using digital machines [4-5]. However, control processes and the complexity of additional operations to be performed in parallel (for example verification of real-time models) are so complicated, that they require a different approach in the implementation of their hardware platform [6]. A family of such systems are programmable logic of FPGA, that allow the parallel operation of main tasks. These systems are increasingly used in the power converters control [7]. One of the objectives of the control strategy is getting the symmetric sine waveform of an output current. Such waves, in most cases of control, are achieved for symmetric load and symmetric control. Load asymmetries resulting from changes of the resistance-induction parameters or other external impacts, effect on changing the trajectory of the currents space vector. To limit the impact of asymmetric load the corrector of current trajectory can be attached to the modulation process. The case of the space vector correction application was described in literature [8]. There has been shown that it is possible to correct the trajectory of the output currents space vector of a voltage inverter. A solution presented in [8] relates to the use of the fuzzy logic system. Application of the corrector resulted in a circular trajectory of currents, but at the same time the load currents were no sinusoidal. The study shows how to eliminate no sinusoidal waves of the inverter output currents while maintaining their circular trajectory in terms of asymmetry.

2. Equalizer circuit in the inverter control process

The corrector of the vector output currents main task is to adjust the space vector currents to preset, fixed values. This value is the reference value from the other levels of regulatory process. Changes in the physical length of the space vector output currents of the voltage inverter result from the changes of the control process, or due to asymmetry of load in the case of symmetrical control. Symmetrical control refers to one of the known ways of modulation of the inverter output waveform, where modulation functions are sinusoidal and symmetrical. The case under consideration in the article refers to the case of three phase waveforms of the natural modulation in the 3-wire inverter. The deformations of the current vector trajectory resulting from the asymmetry of a load are adjusted

by the appropriate modification of modulation functions. A general diagram of the inverter with the corrector is shown in figure 1. In a considered topology of the inverter a block that represents the source of DC voltage is distinguished. During the case of analysis the source DC voltage without deformation is taken into consideration. In case of general it may be the DC-link circuit, where in addition to the constant component the variable components are as a ripple. Ripple may result from inverter power supply from the single phase source. Then the primary component will have a ripple frequency of twice the value of a single phase source frequency. This is not discussed in the study.

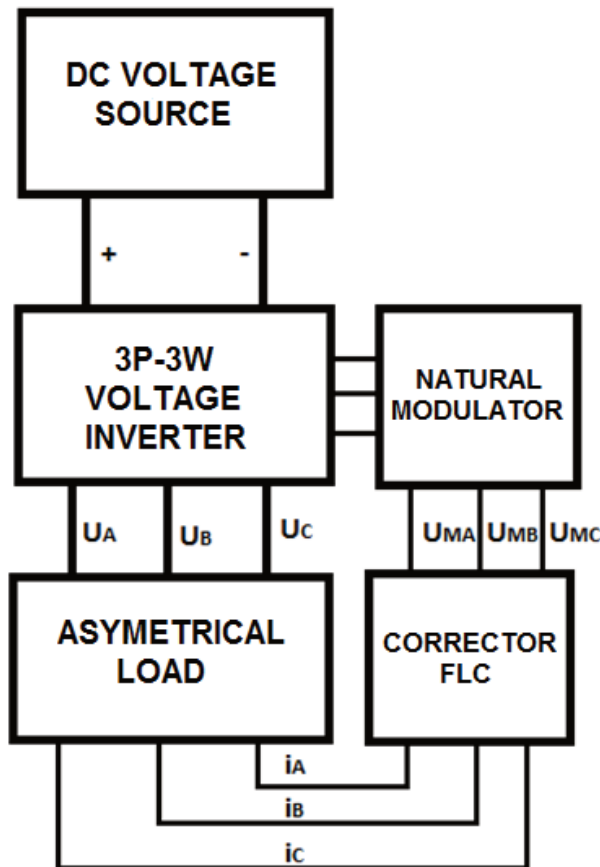


Fig. 1. Flowchart tracking the corrector in the control structure of the voltage inverter

Rys.1. Schemat blokowy lokalizujący układ korektora w strukturze sterowania falownikiem napięcia

The voltage inverter block 3P-3W in figure 1 represents a three-phase, three-wire voltage inverter which consists of six IGBT transistors connected as a typical bridge topology. This topology is considered in many studies. Modulated voltages U_A , U_B , U_C are on load connectors. Block named „asymmetrical load”, shown in figure 1, is the three phase load, which can be changed by parameterization. These changes relate to setting a different, asymmetric resistance values and inductance. Consequently, the load currents i_A , i_B , i_C are unbalanced. In addition, the test stand allows the injection of no harmonic load changes. These changes are taken into account in the form of the total load and taken into account in the form of a block. The voltage modulator block represents a three-phase modulator with phase-modulating functions compared with a 5kHz triangular current waves. Sinusoidal modulation functions are adjusted in an active mode by corrector block in relation to current trajectory deformation. The FLC corrector is described using the fuzzy logic equations. The correction affects the scale of modulating function (U_{MA} , U_{MB} , U_{MC}) influencing the modulator block working in a natural coordinate system.

3. Fuzzy corrector of SV

Changes of the space vector (SV) output currents of the 3-wire voltage inverter can be determined, (for example, a constant asymmetric load), or be random, (for example may arise from momentary disturbances or variable load nonlinearities). It is hard to define the influence, that corrector system must limit. In similar situations the systems are often described by the fuzzy logic equations.

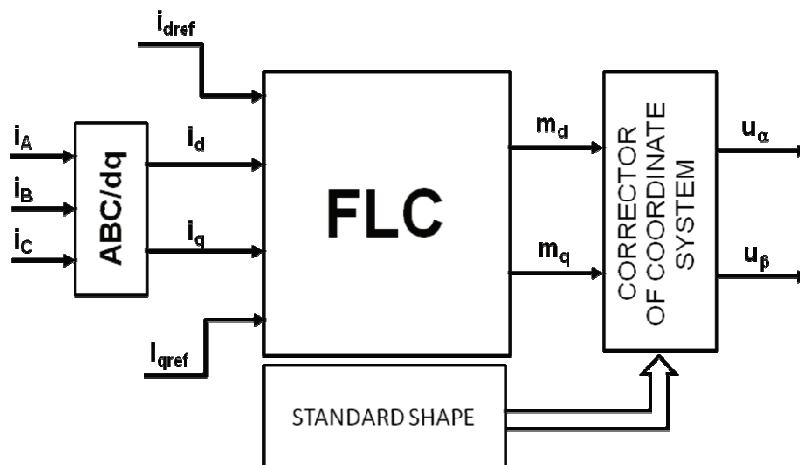


Fig. 2. Flowchart of the fuzzy corrector

Rys.2. Schemat blokowy układu korektora rozmytego

These equations use an expert knowledge of the nature as the fuzzy sets, which are sharpened to the numerical form used in the process of correcting the modulation waves. Achieving the sinusoidal waveform of the output currents of 3-phase voltage inverter at asymmetry load is possible by analyzing the space vector in the rotating coordinate system d-q. The rotating coordinate system is synchronized with the coordinate system associated with modulation functions of voltage. Changes of the vector currents coordinates in the d-q surface testify present derogations from the circular trajectory. In such a situation the coordinate system is corrected by temporarily changing its rotational speed that corrects changes in the currents hodograph. Value of the adjustment of the d-q is made based on the requesting module defined by fuzzy logic equations. Input of the FLC module consists of four signals. These are the values of the two displacement vector components of current and two values of the displacement coordinates changes of d-q current vector. In response to these four fuzzy signals, using singleton function, database corresponds to the rules defined in the form of two sets resulting from the implications of the Mamdani function. These sets are emphasized by calculating their centers of gravity and they are used in the corrections of d and q components of the modulating vector. Fuzzy sets representing correction rules have been determined as linguistic reasons described as follows:

- P1 - decrease when too large,
- P2 - increase, if too small,
- P3 - do nothing when it is appropriate.

The premises were used for the d and q components in the same way for error and error change of currents. Fuzzy sets have been adopted in the form of triangular sets. Details describing the action of knowledge base, such as fuzzy sets and equations have been described in the literature [8]. The difference lies in the application of the similar response, as described in the correction of the no sinusoidal output currents [8], for two current components at the same time.

4. Laboratory tests

Presented concept of the space vector trajectory corrector of an output currents of the 3P-3W voltage inverter was conducted and tested using the programmable logic device of the Altera Stratix III family. The inverter control unit, defined in VHDL language, leads a control data stream in one of two ports. One of the ports matches the physical port, which is connected to an external voltage inverter. The second port redirects the output from the control system to the digital model of the inverter and is launched in real time on the same programmable FPGA chip. The results presented in the article refer only to situations in which waves were observed based on the digital inverter model. For the card containing the programmable FPGA the module that includes fast ana-

logue-to-digital converters and digital-to-analog converters was connected. The A/D and D/A were allocated to the currents measurement in the physical, external voltage inverter and allocated to send an analogue values of currents or voltages of the digital inverter model that runs in real time. The complexity of the calculations of the requesting module is large enough that, in order to facilitate the calculation processes analyzed space has been discredited and saved in the memory as a block representing a transition space. The coordinates of this space correspond to the discrete values of error and error changes of the vector component and heightened the value of the response of the deductive module. RAM that stores the transition space includes answers of module, which were addressed by a word containing in a less significant part the discrete value of the vector error and in a more significant part the discrete value of the error changes.

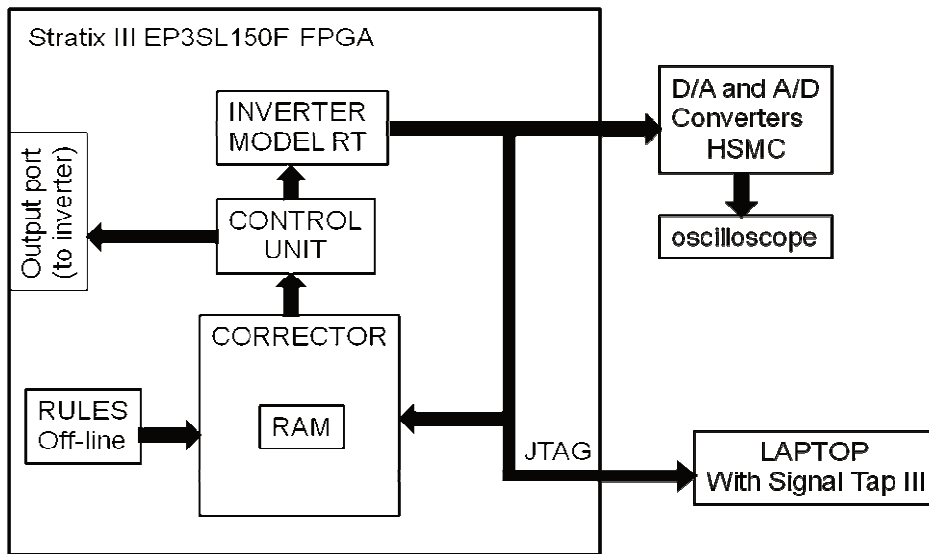


Fig. 3. A block diagram of the test bench

Rys.3. Schemat blokowy stanowiska badawczego

Laboratory tests verifying the concept of space vector trajectory of the inverter output current were conducted with the use of the digital voltage inverter model that runs in real time, on the same FPGA parallel with the control system. Digital signals representing the phase voltage and inverter output currents were observed in two ways. In the first case, these signals, when converted to analog form, were observed using an oscilloscope. At the same time, you can watch them on your computer screen via the JTAG interface cooperated with the tool Signal Tap II as a part of the Quartus II environment. This project was executed in this environment, and it configured the FPGA system. The performed tests

include the asymmetry of a load: resistant, induction and a variable load asymmetry which emulate mechanical vibration of a quasi-stationary engine model.

Case 1: $R_1=1\Omega$, $R_2=2\Omega$, $R_3=3\Omega$, $L=5\text{mH}$,

Case 2: $R=1\Omega$, $L_1=1\text{mH}$, $L_2=5\text{mH}$, $L_3=10\text{mH}$,

Case 3: $R=1\Omega$, $L_1=1\text{mH}$, $L_2=5\text{mH}$, $L_3=10\text{mH}$ with no-harmonic distortions.

In test cases, when the corrector was in off position, the space vector trajectories of load currents were an elliptical curves. A sample trajectory of a induction asymmetry is shown in figure 4.

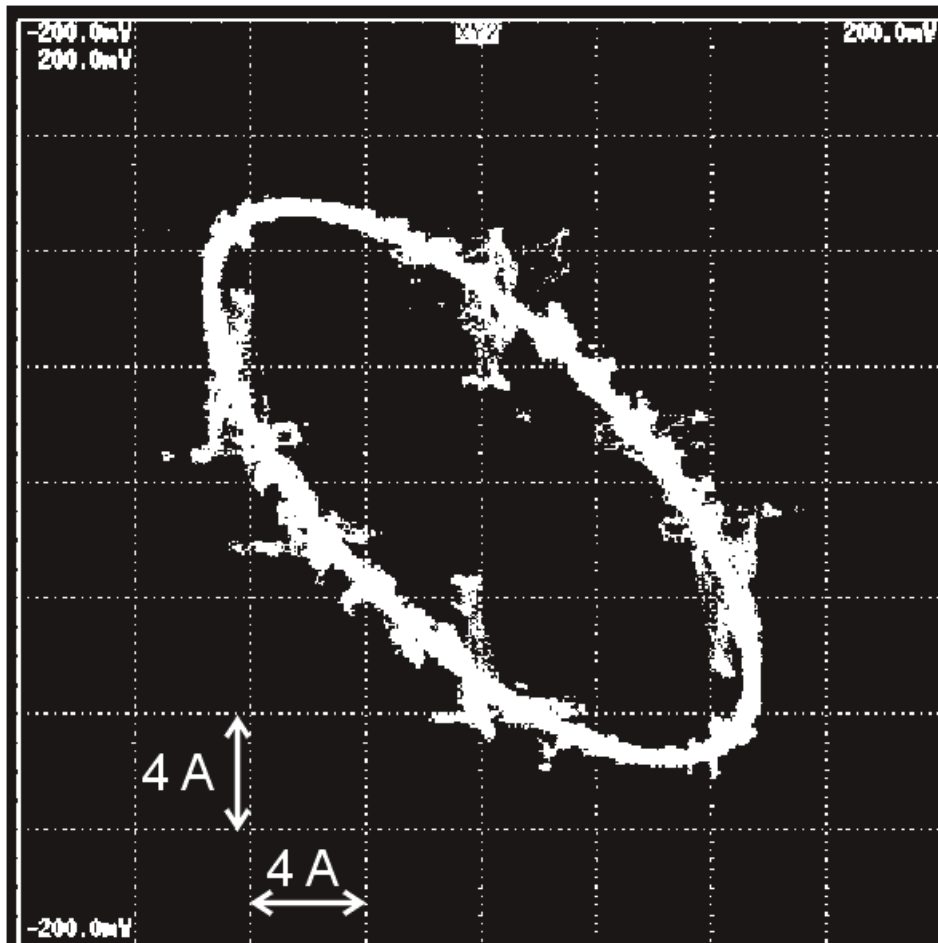


Fig. 4. Hodograph of the inverter output currents for a load in case of a induction asymmetry

Rys.4. Hodograf prądów wyjściowych falownika dla przypadku asymetrii indukcyjnej obciążenia

In case of an imposed no-harmonic deformations this path changed its position in time with a frequency of 60 Hz and the relative amplitude 0.3. The test

cases were for the primary component of the voltage with a frequency of 50 Hz. An example of a trajectory in case of the induction asymmetry of load and imposed no-harmonic deformation is shown in figure 5.

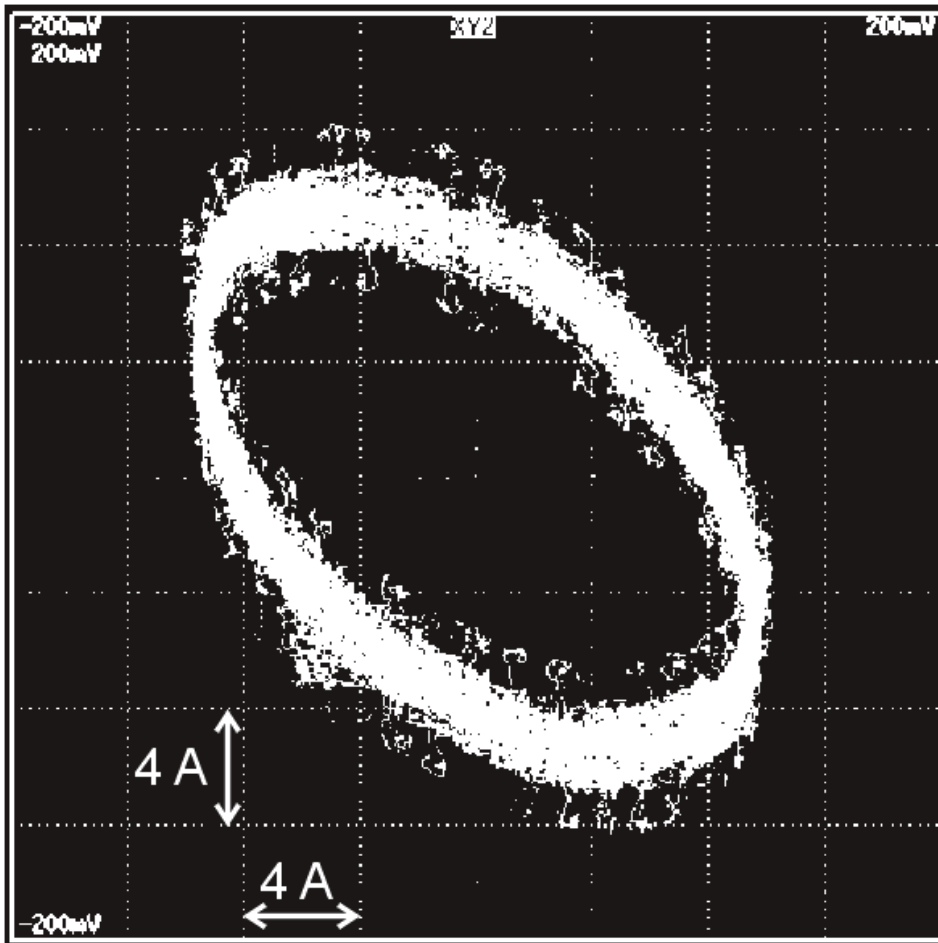


Fig. 5. Hodograph of the inverter output currents for a load in case of a induction asymmetry and no-harmonic distortions

Rys.5. Hodograf prądów wyjściowych falownika dla przypadku asymetrii indukcyjnej obciążenia i odkształceń nieharmonicznych

In case of a resistant or induction asymmetry the load currents are sinusoidal. Effect of asymmetry is visible in the form of different amplitudes of currents flowing in three phases of a load. In case of a no-harmonic component in currents their amplitude have evolved over time. An example of load currents in case of a resistant asymmetry is shown in figure 6.

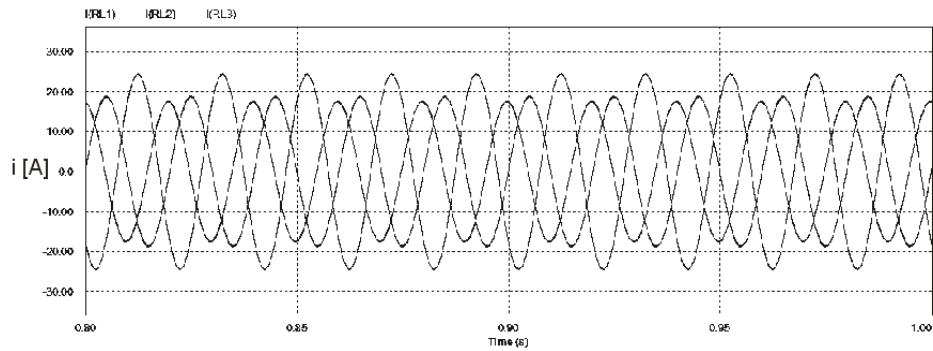


Fig. 6. Waveforms of currents for the case of resistant load asymmetry

Rys.6. Przebiegi prądów obciążenia dla przypadku asymetrii rezystancyjnej obciążenia

After joining the fuzzy corrector to a control process the circular trajectory of an output currents was obtained with given vector output currents equal to 10A. Example of the trajectory obtained after correcting effect of asymmetry is shown in figure 8. The load currents in case of an active process of space vector trajectory corrections, regardless of the type of deformation, were characterized by constant amplitude and a referenced shape. In the considered case the shape was sinusoidal. Example waveforms for a given amplitude 10A is shown in figure 7.

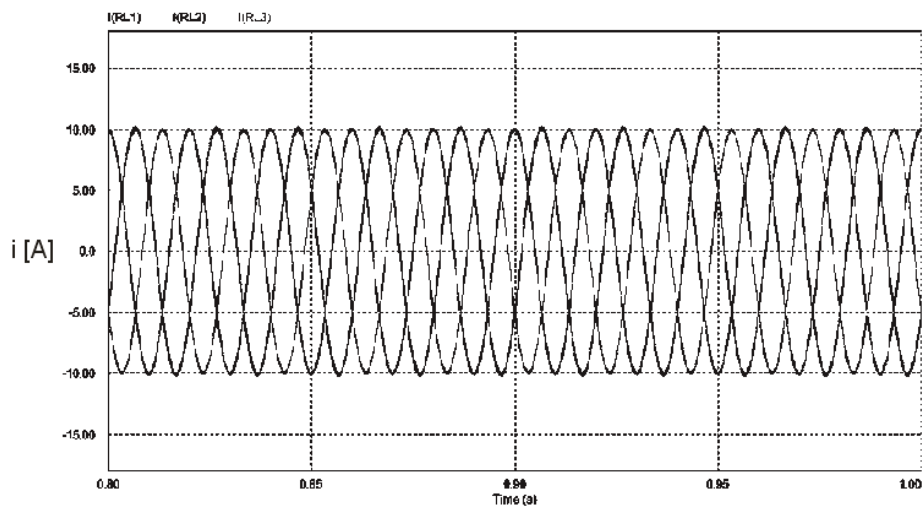


Fig. 7. The load currents when the corrector is on (asymmetrical load)

Rys.7. Przebiegi prądów obciążenia przy włączonym korektorze (asymetryczne obciążenie)

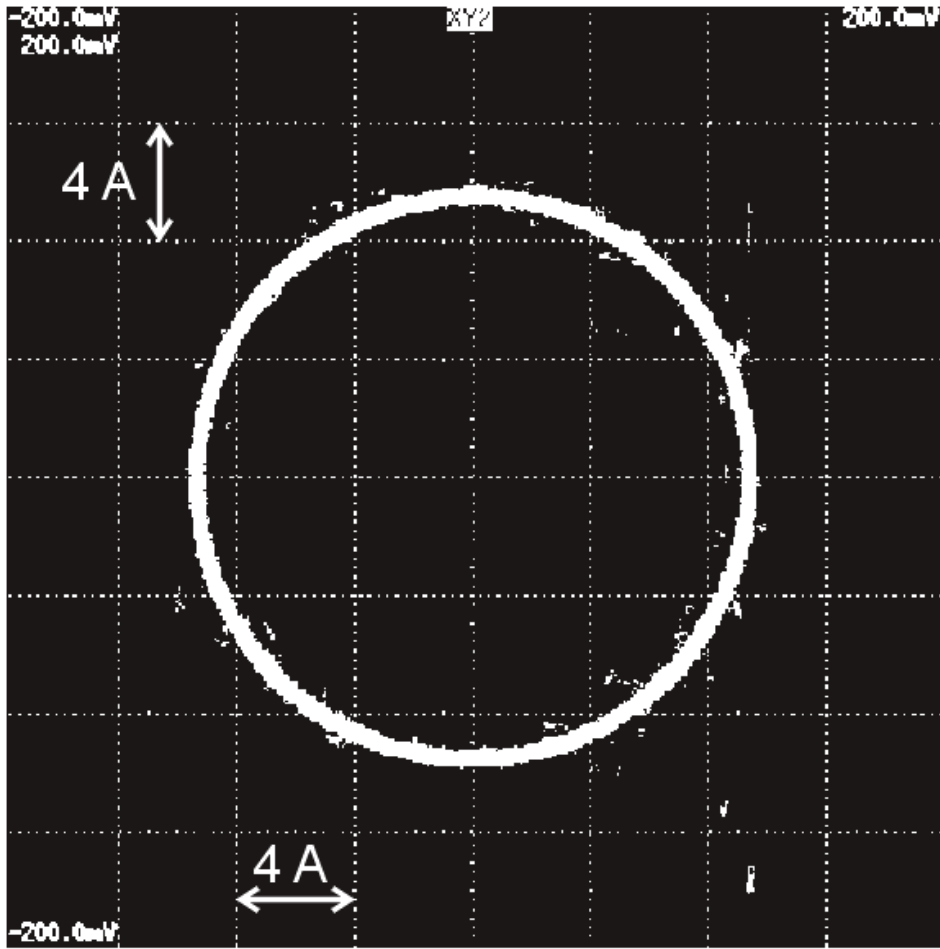


Fig. 8. Hodograph of the inverter output currents in case of the induction asymmetry of load with no-harmonic distortions when the corrector is turned-on

Rys.8. Hodograf prądów wyjściowych falownika przy asymetrii indukcyjnej obciążenia z nałożonymi odkształceniami nieharmonicznymi w przypadku włączonego korektora

5. Conclusions

A developed corrector of an output voltage inverter currents SV trajectory is described in the rotating coordinate system. This allows to set the shape of the output currents by attaching to the transformation block the proper wave with referencing shape. In the case of the electrical circuits it is sinusoidal shape, which forces the sinusoidal output current. Attaching the corrector to control process effects the sinusoidal load currents and causes a circular trajectory in

cases of asymmetry of load and external factors. As a consequence, the solution containing the fuzzy inference shall be replaced by the first step of the current regulation as presented in the article. Reference values given by the inference module may come from a higher level of the control process, for example, speed regulator in the electric motor or voltage regulator. Laboratory tests carried out on a digital voltage inverter model operating in real time on the same hardware platform as the control system positively verify a concept and allow redirecting control data stream on the physical layout of the inverter.

Literatura

- [1] Karimi R., Koeneke T., Kaczorowski D., Werner T. ; Mertens A.: Low voltage and high power DC-AC inverter topologies for electric vehicles, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE
- [2] Saren H., Pyrhonen O, Rauma K., Laakkonen O.; Overmodulation in Voltage Source Inverter with Small DC-link Capacitor, Power Electronics Specialists Conference, 2005, PESC '05.
- [3] Kai Cai, Shanmei Cheng; A general SVM strategy for n-level m-phase converter based on voltage level, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE
- [4] Szostek K.: Projektowanie procesora sekwencyjnego i symulacja w środowisku MATLAB/Simulink, Pomiary Automatyka Kontrola, vol. 59, NR 10/2013, str. 1061-1063, ISSN 0032-4140
- [5] Szostek K.: Konstruowanie automatów sekwencyjnych w środowisku Matlab Simulink, Przegląd Elektrotechniczny, R. 90 NR 1/2014, str. 119-121, ISSN 0033-2097
- [6] Szostek R.: Modelowanie systemów współbieżnych za pomocą sieci kolejkowych, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 245, z. 11, Rzeszów 2007, str. 153-165
- [7] Vinay, K.C. ; Shyam, H.N. ; Rishi, S. ; Moorthi, S., FPGA Based Implementation of Variable-Voltage Variable-Frequency Controller for a Three Phase Induction Motor, 2011 International Conference on Process Automation, Control and Computing, PACC 2011, 20-22, July 2011, Coimbatore, India
- [8] Binkowski T., Korekcja trajektorii wektora przestrzennego z wykorzystaniem logiki rozmytej, Elektronika, nr 12/2012, ISSN 0033-2089, str. 35-38

BADANIA KOREKCJI WEKTORA PRZESTRZENNEGO PRĄDÓW FALOWNIKA NAPIĘCIA 3P-3W

Streszczenie

Artykuł przedstawia rozwiązanie problemu asymetrii prądów wyjściowych trójfazowego falownika napięcia polegające na korekcji trajektorii wektora prądów do postaci kołowej. Przedstawione rozwiązanie wykorzystuje układ opisany równaniami logiki rozmytej. Wyniki badań dotyczą sprawdzenia działania układu w warunkach asymetrycznego obciążenia. Sprawdzono postać kołową trajektorii wektora prądów wyjściowych w przypadku asymetrii rezystancyjnej lub induk-

cyjnej obciążenia. Wprowadzono także do obciążenia odkształcenia prądów nie będące składowymi harmonicznymi, które symulują drgania części mechanicznej obciążenia lub rezonans mechaniczny. Po weryfikacji idei symulacjami wykonano prototyp laboratoryjny układu sterowania falownikiem z korektorem w układzie FPGA.

Badania wykonano na stworzonym do tego celu stanowisku badawczym wykorzystującym układ EP3SL150F. Układ ten realizował zadanie korekcji wektora przestrzennego prądów falownika i jednocześnie proces modulacji przebiegów. Równoległe z zadaniami sterowanie uruchomiony był model falownika działający w czasie rzeczywistym. Przebiegi modelu falownika obserwowano wykorzystując narzędzie Signal Tap II lub po przetworzeniu na sygnał analogowy przy pomocy oscyloskopu. Zaobserwowane trajektorie wektora przestrzennego prądów korygowane były do postaci kołowej niezależnie od rodzaju asymetrii obciążenia.

Słowa kluczowe: wektor przestrzenny, falownik napięcia, korektor, logika rozmyta

DOI: 10.7862/re.2015.9

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Dariusz SOBCZYŃSKI¹
Łukasz KIDACKI²

WYBRANE ASPEKTY PRAWNE ZWIĄZANE Z BUDOWĄ I PRZYŁĄCZENIEM DO SIECI ENERGETYCZNEJ MAŁEJ PRZYDOMOWEJ ELEKTROWNI WIATROWEJ

Energia elektryczna produkowana w Polsce w głównej mierze pochodzi z węgla kamiennego i brunatnego. Tylko niewielki jej procent wytwarzany jest ze źródeł odnawialnych. Ochrona środowiska naturalnego wymaga znacznego zwiększenia udziału energii odnawialnej w całkowitym bilansie energetycznym naszego kraju. Jedną z możliwości jest budowa małych elektrowni wiatrowych MEW. W branży elektroenergetycznej za małe uważa się elektrownie wiatrowe, których moc nie przekracza 100 kW. Według danych URE na koniec czerwca 2014 roku, całkowita moc zainstalowana energetyki wiatrowej w Polsce wyniosła około 3727 MW. W tej liczbie 2900 MW przypadało na siłownie duże o mocy powyżej 2,0 MW w łącznej liczbie 1400 turbin (blisko 140 parków wiatrowych). Na siłownie średnie o mocy w zakresie 1,0-2 MW przypadało 500 MW mocy przy liczbie 300 turbin (około 30 parków wiatrowych). Siłownie małe o mocy 0,1-0,9 MW to 300 MW zainstalowanych w około 600 turbinach. pozostała część mocy przypada na turbiny mikro o mocy poniżej 0,1 MW, których liczba jest trudna do oszacowania. Celem podmiotu zamierzającego wybudować przydomową elektrownię wiatrową, jest najczęściej zysk ekonomiczny oraz dążenie do uniezależnienia energetycznego. W takim przypadku praktycznie cała wytworzona energia jest spożytkowana przez właściciela obiektu. Nadwyżki wytworzonej energii dzięki ustawie o OZE można sprzedać do systemu elektroenergetycznego. Należy jednak pamiętać, że należy spełnić odpowiednie wymogi prawne, o których mowa w ustawie Prawo energetyczne. W artykule zostały przedstawione prawne aspekty związane z budową i przyłączeniem do sieci energetycznej małej elektrowni wiatrowej.

Słowa kluczowe: energia odnawialna, energia wiatru, mała elektrownia wiatrowa, linia zasilająca.

¹ Autor do korespondencji: dr inż. Dariusz Sobczyński, Politechnika Rzeszowska, W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, +48 17 865 1974, dsobczyn@prz.edu.pl

² Łukasz Kidacki, Politechnika Rzeszowska, W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 725 219 027, lukas.kidacki@gmail.com

1. Wstęp

1.1. Perspektywy rozwoju elektrowni wiatrowych w Polsce

Procentowy udział energii elektrycznej wytwarzanej w źródłach odnawialnych w Polsce musi ciągle wzrastać. Zgodnie z wytycznymi Unii Europejskiej Polska jest zobligowana do współdziałania w zakresie polityki dot. ochrony środowiska naturalnego. Celem jest osiągnięcie 20% pułapu udziału energii ze źródeł odnawialnych do końca 2020 roku. Dotychczasowe sposoby pozyskiwania energii muszą zostać kompleksowo zmienione. Energia wiatru odgrywa w naszym położeniu geograficznym znaczną rolę. Budowa elektrowni zasilanych tą metodą może być jednym z zasadniczych środków do osiągnięcia celu ekologicznego. W kolejnych latach środki przeznaczone na energię ze źródeł odnawialnych mają zostać zwiększone. Pojawia się więc duża szansa opłacalności finansowej inwestycji w postaci elektrowni wiatrowej [1] [3].

1.2. Elektrownie wiatrowe

Województwa zachodniopomorskie, dolnośląskie oraz podkarpackie charakteryzują się bardzo dobrym współczynnikiem wietrzności. Korzystne warunki sprzyjają rozwojowi inwestycji związanych z budową zarówno małych jak i dużych elektrowni wiatrowych. Tego typu przedsięwzięcia wymagają współpracy osób z różnych dyscyplin, zarówno naukowych jak i technicznych. Wybór miejsca pod lokalizację siłowni wiatrowej oraz sam proces projektowania, należy poprzedzić dokładnymi pomiarami zasobów energii wiatru dla miejsca budowy elektrowni. powinien opierać się na analizie warunków wiatrowych w oparciu o atlasy i mapy wietrzności [2] [4].

2. Formalności związane z małą przydomową elektrownią wiatrową

2.1. Uzyskanie warunków przyłączeniowych

Uzyskanie warunków przyłączeniowych zostanie przedstawione na przykładzie inwestycji znajdującej się na terenie działania PGE Dystrybucja S.A. Oddział Rzeszów. Najpierw należy wypełnić wniosek o określenie warunków przyłączenia do sieci elektroenergetycznej dla wytwórców (W-3). W przypadku małej przydomowej elektrowni wiatrowej istnieje szansa przyłączenia do sieci elektroenergetycznej o napięciu znamionowym nie wyższym niż 1 kV. Dzięki temu inwestor nie będzie musiał posiadać wypisu i wyrysu z miejscowego planu zagospodarowania przestrzennego. Co więcej inwestor będzie dodatkowo zwolniony z zapłaty zaliczki, która wynosi 30 zł brutto za każdy kilowat mocy przy-

łączeniowej określonej we wniosku W-3. Do wniosku należy załączyć między innymi [5]:

- 1) dokument potwierdzający tytuł prawny wnioskodawcy do korzystania z nieruchomości, obiektu lub lokalu, w którym będą używane przyłączone urządzenia,
- 2) szkic sytuacyjny określający usytuowanie jednostki wytwórczej względem istniejącej sieci,
- 3) zaświadczenie o wpisie do ewidencji działalności gospodarczej bądź wypis z Krajowego Rejestru Sądowego,
- 4) specyfikację techniczną turbiny wg wzoru ze strony PGE Dystrybucja S.A. Oddział Rzeszów (Załącznik A).

2.2. Oddziaływanie na środowisko

W przypadku małych elektrowni wiatrowych (wysokość do 30m oraz moc przyłączeniowa do ok. 0,5 MW) nie ma obowiązku uzyskania decyzji o środowiskowych uwarunkowaniach. Stanowi to znaczące ułatwienie dla potencjalnych inwestorów. Wyjątek dotyczy jedynie elektrowni wiatrowych, które będą zlokalizowane na obszarach chronionych. W tym przypadku niezależnie od wysokości należy uzyskać decyzję o środowiskowych uwarunkowaniach [6].

Elektrownia wiatrowa emituje dźwięk. Dlatego też wszelkie wymogi dotyczące emisji dźwięku są regulowane poprzez Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 14 czerwca 2007 r. w sprawie dopuszczalnych poziomów hałasu w środowisku (Dz. U. z dnia 14 czerwca 2007 r.). Zgodnie z ww. przepisami urządzenia, które stanowią hałas należy lokalizować w sposób, który nie będzie naruszał dopuszczalnych poziomów hałasu [7].

2.3. Pozwolenie na budowę

Rozróżnia się trzy najczęstsze przypadki związane z budową małej przydomowej. Mała elektrownia jako [7]:

- 1) oddzielna budowla, wyposażona w fundamenty,
- 2) maszt z linami odciągającymi, bez fundamentów,
- 3) jako element montowany na istniejących obiektach, np. na dachu.

W pierwszym przypadku należy uzyskać pozwolenie bądź przystąpić do budowy na podstawie zgłoszenia. Interpretacja prawna jest zależna od organu wydającego decyzję. Stronami postępowania są tu: inwestor oraz właściciele (wierzycieli użytkownicy, zarządcy) nieruchomości znajdujących się w bezpośrednim oddziaływaniu.

Podczas budowy elektrowni nieposiadającej fundamentu, należy udać się bezpośrednio do administracji architektoniczno-budowlanej. To właśnie ona wydaje decyzję o pozwoleniu na budowę, na przykład w formie zgłoszenia do odpowiedniego urzędu zamiaru wzniesienia masztu elektrowni.

Wznosząc elektrownię na istniejącym budynku nie trzeba starać się o uzyskanie pozwolenia na budowę. Jeśli masz elektrowni ma mieć więcej niż 3 metry, należy zgłosić zamiar wykonania prac budowlanych. Jeśli po zgłoszeniu, organ administracyjny architektoniczno-budowlany zgłosi sprzeciw, wówczas należy wystąpić w normalnym trybie o pozwolenie na budowę.

2.4. Przyłączanie do sieci

Warunki techniczne i ekonomiczne.

Najważniejszymi kwestiami, o których należy pamiętać są [8]:

- Brak warunków technicznych jest przeszkodą, ponieważ istnieje w sposób rzeczywisty, ma charakter trwały i nie można jej usunąć;
- Dostarczenie dowodu, że dany przypadek nie posiada ekonomicznych i technicznych uwarunkowań dostarczenia energii i przyłączenia do sieci spoczywa na firmie energetycznej;
- Brak warunków ekonomicznych występuje w przypadku, gdy obiekt przyłączany jest położony w znacznej odległości od sieci elektroenergetycznej lub w trudno dostępnym miejscu, co powoduje nieopłacalność inwestycji ze względu na koszt przyłączenia;
- Przedsiębiorstwa energetyczne mają w obowiązku rozbudowę sieci elektroenergetycznej dla przyłączenia nowych podmiotów, zapewniają również finansowanie inwestycji polegającej na jej rozbudowie;
- Odmowa przyłączenia do sieci rozstrzygana jest w drodze decyzji administracyjnej przez prezesa URE. Od tej decyzji można odwołać się do Sądu Ochrony Konkurencji i Konsumenta - Sądu Okręgowego w Warszawie;

Przyłączenie w nowej ustawie o Odnawialnych Źródłach Energii

Projekt Ustawy z dnia 26.07.2012, zawiera regulacje dotyczące przyłączenia do sieci źródeł odnawialnych. W porównaniu do pierwszej wersji tej Ustawy, zawiera ona nowe regulacje dotyczące przyłączenia Odnawialnych Źródeł Energii do sieci [8]:

- Przedsiębiorstwa Energetyczne, które wykonują działalność gospodarczą obejmującą swym zakresem przesyłanie lub dystrybucję energii będą zobowiązane do nadania pierwszeństwa instalacjom wchodzącym w skład OZE przez standardowymi źródłami pod warunkiem, że te pierwsze będą posiadały wszelkie niezbędne warunki ekonomiczne i techniczne przyłączenia;
- Przedsiębiorstwo zajmujące się przesyłem, zobowiązane będzie do zawarcia w warunkach przyłączenia harmonogramów etapu koniecznego do dokonania przyłączenia;

- Jeśli przyłączenie jest niemożliwe ze względu na przestarzałą sieć elektroenergetyczną, operator jest zobowiązany do określenia terminu modernizacji sieci;
- W przypadku niespełnienia przez inwestora warunków przyłączenia na całą moc przyłączeniową, operator może wydać zgodę na przyłączenie na część wnioskowanej mocy na za zgodą podmiotu przyłączanego;
- Ustawa o OZE wprowadza również nowe zasady rozliczania nakładów inwestycyjnych związanych z przyłączaniem do sieci instalacji odnawialnych źródeł energii. Nakłady te zostaną uwzględnione w taryfach operatora. Operator systemu przesyłowego będzie dokonywał redystrybucji środków na rzecz operatorów przy uwzględnieniu wielkości poniesionych nakładów inwestycyjnych, które zostały poniesione przez poszczególnych operatorów. Mechanizm ten pozwoli rozłożyć koszty przyłączenia instalacji OZE na terenie Polski.

Zakończenie

Analiza prawna została wykonana z wykorzystaniem najbardziej istotnych rozporządzeń i ustaw, które dotyczyły omawianego tematu. Pozwoliło to zaprezentować wymagania prawne, które powinien spełnić inwestor przy budowie małej elektrowni wiatrowej.

Ustawa zakłada, że inwestor, który zdecyduje się na mikroinstalację (moc zainstalowana do 40kW) otrzyma szereg ułatwień i udogodnień, między innymi:

- do wniosku o przyłączenie do sieci inwestor nie będzie zmuszony do wykonywania wyrysów i wypisów z miejscowego planu zagospodarowania przestrzennego bądź przedstawiać decyzję o warunkach zabudowy;
- Zwolnienie z opłaty przyłączeniowej;
- Ułatwienia w pozyskiwaniu koncesji.

Podjęty temat jest istotny dla potencjalnych inwestorów, którzy chcą związać się z odnawialnymi źródłami energii. Budowa własnego odnawialnego źródła energii pozwala na obniżenie rachunków za energię elektryczną przy wykorzystaniu wyprodukowanej energii elektrycznej na własne potrzeby. Nadwyżki wyprodukowanej energii można również odsprzedawać do sieci elektroenergetycznej.

Literatura

[1] Boczar T., Energetyka wiatrowa. Aktualne możliwości wykorzystania, Wyd. Pomiar Automatyka Kontrola, Gliwice, (2007)

- [2] Robak S., Rasolomampionona D., Kacejko P., Sobierajski M.: Assessment of power system ability to connect new energy sources: Part II – Linear optimization of wind generation, *Rynek Energii*, nr 2 (2012), 55-63.
- [3] Paska J., Wytwarzanie rozproszone energii elektrycznej, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa (2010).
- [4] Malska W., Buczek K.: Wykorzystanie energoelektroniki w odnawialnych źródłach energii. s.86-89, 2010 Lviv Polytechnic National University, Technical News, z.1(31),2(32),
- [5] Wniosek o określenie warunków przyłączenia do sieci elektroenergetycznej dla wytwórców(W-3), <http://www.rzeszow.pgedystrybucja.pl/artykuly.aspx?id=111&mp=dladomu> [dostęp: 28 lipca 2013 r.].
- [6] Zwolińska-Mańczak A., Tarka M., Inerowicz W.: Prawne wymogi budowy przydomowej elektrowni wiatrowej, <http://www.e-czytelnia.abrys.pl/?mod=tekst&id=14138> [dostęp: 28 lipca 2013 r.].
- [7] Nalepa K., Miąskowski W., Pietkiewicz P., Piechocki J., Bogacz P.: Poradnik małej energetyki wiatrowej, Warmiśko – Mazurska Agencja Energetyczna Sp. z o.o., Olsztyn 2011.
- [8] Raport: Energetyka wiatrowa w Polsce, TPA Horwath, październik 2012, s. 27-29.

SOME LEGAL ASPECTS RELATED WITH THE CONSTRUCTION AND ENERGY GRID CONNECTION OF SMALL WIND TURBINE

S u m m a r y

Electricity produced in Poland mainly comes from coal. Only a small percentage of it is produced from renewable sources. Environmental protection requires significantly increase the share of renewable energy in the total energy balance of our country. One possibility is to build a small wind MEW. In the power sector is considered ass small wind turbines that which power does not exceed 100 kW. According to the URE at the end of June 2014, the total installed capacity of wind power in Poland amounted to about 3727 MW. Of that number, 2,900 MW power plants accounted for a large output exceeding 2.0 MW with total turbines numbers of 1400 (nearly 140 wind farms). On average gyms in the power range 1,0-2 MW accounted for 500 MW with the number 300 turbines (approximately 30 wind parks). Small power plants with a capacity of 0.1-0.9 MW is 300 MW installed in about 600 turbines. the remainder of the power falls on micro turbines with a capacity of less than 0.1 MW, the number of which is difficult to estimate. The purpose entity intending to build a small wind turbine, is the economic profit and the desire for energy independence. In this case, almost all produced energy is used by the owner. Surplus energy produced by the OZE can be sold to the power system. Note, however, that you must meet the relevant legal requirements referred to in the Energy Law. The article presents several aspects related to the construction and connection to the grid small wind power plant.

Keywords: renewable energy, wind energy, small wind power plant, power line

DOI: 10.7862/re.2015.10

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Małgorzata ŁATKA¹
Marek NOWAK²

PORÓWNANIE PARAMETRÓW JAKOŚCI ENERGII ELEKTRYCZNEJ LINII ZASILAJĄCEJ ZAKŁAD PRZEMYSŁOWY PRZED I PO KOMPENSACJI MOCY BIERNEJ

W artykule przedstawiono wyniki pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej w linii zasilającej zakład przemysłowy średniej wielkości. Wybrany zakład przemysłowy zasilany jest z linii średniego napięcia, poprzez stację transformatorową 15/0,4 kV. Celem przeprowadzenia pomiarów było określenie wpływu na linię zasilającą urządzeń pracujących w zakładzie (linii produkcyjnych). Wyniki tych pomiarów i ich analiza umożliwiły dokonanie oceny jakości energii elektrycznej, którą zasilany jest zakład, zarówno po stronie wtórnej transformatora, jak i indywidualnie dla pracujących tam linii technologicznych. Pomiary te zostały przeprowadzone również w celu pokazania skuteczności realizacji kompensacji mocy biernej oraz wykazania czy potrzebne, a może wręcz niezbędne, są dalsze działania w celu poprawy jakości energii elektrycznej, a także w celu obniżenia kosztów zakupu energii elektrycznej. Do pomiarów wykorzystano dedykowany do tego typu pomiarów miernik – analizator jakości energii elektrycznej, a uzyskane za jego pomocą wyniki umożliwiły udzielenie odpowiedzi na szereg problemów związanych z jakością energii elektrycznej. Podsumowując, na podstawie przeprowadzonych pomiarów przed i po kompensacji mocy biernej, jakość energii elektrycznej uległa poprawie po dołączeniu baterii kondensatorów. Niemniej jednak należałoby rozważyć możliwość zastosowania filtrów biernych wyższych harmonicznnych, by ograniczyć zawartość harmonicznnych w prądach fazowych, a tym samym zmniejszyć wartości skuteczne prądów oraz straty mocy. Takie działanie powinno spowodować dalszą poprawę jakości energii elektrycznej w linii zasilającej badany zakład przemysłowy.

Słowa kluczowe: jakość energii elektrycznej, kompensacja mocy biernej

¹ Autor do korespondencji: Małgorzata Łatka, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, email: mlatka@prz.edu.pl

² Marek Nowak, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, email: mnowak@prz.edu.pl

1. Jakości energii elektrycznej

1.1. Aspekty prawne

Obowiązująca normą dotycząca jakości energii elektrycznej jest norma PN-EN 50160:2010 „Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych” [3]. Po nowelizacji z 2010 roku dotyczy ona nie tylko linii niskiego i średniego napięcia do 35 kV, ale również linii wysokiego napięcia do 110 kV.

1.2. Pojęcie jakości energii elektrycznej

Pod pojęciem jakości energii elektrycznej rozumie się obecnie trzy główne obszary: jakość obsługi rozumiana jako jakość relacji handlowych pomiędzy dostawcą i odbiorcą, ciągłość zasilania oraz jakość napięcia. [1]

Statystycznego odbiorcę energii elektrycznej dotyczą wszystkie trzy aspekty. Jednakże obok takiego podejścia, u statystycznego odbiorcy przemysłowego funkcjonuje przekonanie, że do problemów z jakości energii elektrycznej zaliczają się również problemy związane z mocą bierną. Wynika to niewątpliwie z faktu, że w przypadku problemów z współczynnikiem $\text{tg } \varphi$, odbiorca taki ponosi kary finansowe, znacznie szybciej i bardziej odczuwalne niż skutki złej jakości energii elektrycznej np. krótkotrwałej przerwy w zasilaniu. Stąd znacznie częściej odbiorca jest zainteresowany np. realizacją kompensacji mocy biernej niż poprawą jakości energii elektrycznej, nie zdając sobie sprawy, że oba problemy, jeśli się pojawiają mogą być przyczyną poważnych problemów technicznych lub/i finansowych i oba są wzajemnie ze sobą powiązane.

Niemniej jednak zauważa się zdecydowanie wzrost świadomości wśród odbiorców i duże zainteresowanie pomiarami mającymi na celu ocenę jakości energii elektrycznej, szczególnie u odbiorców przemysłowych małych i średnich przedsiębiorstw. Pozostaje jeszcze uwrażliwienie tych odbiorców na fakt, że to nie tylko dostawcy, ale również i oni, są odpowiedzialni i mają wpływ na jakość energii elektrycznej.

1.3. Parametry jakości energii elektrycznej

Mówiąc o jakości energii elektrycznej, odnosić należy się zatem do jakości napięcia zasilania, które powinno być: sinusoidalne, symetryczne trójfazowe, o parametrach znamionowych dotyczących wartości skutecznej i częstotliwości.

Z tak przyjętej definicji można zatem zdefiniować tzw. parametry jakości energii elektrycznej: częstotliwość, wartość, kształt przebiegu (zawartość harmoniczných) i asymetria napięcia.

Analizując i określając wartości liczbowe tzw. wskaźników jakości energii elektrycznej zwraca się uwagę przede wszystkim na napięcie, jednakże należy odnieść się również do prądu. Bowiem np. odkształcony prąd może powodować

odkształcenie napięcia, a to już może być powodem pogorszenia się jakości energii elektrycznej. Nie można pominąć, przy ocenie jakości energii, gospodarki mocą bierną w takim przedsiębiorstwie, gdyż generowanie mocy biernej poza dopuszczalną wartość ($\text{tg } \varphi$ powyżej 0,4) może być przyczyną wielu niekorzystnych zjawisk pogarszających jakość energii elektrycznej nie tylko u danego odbiorcy, ale u innych odbiorców zasilanych z tej samej linii.

2. Pomiary parametrów jakości energii elektrycznej w zakładzie przemysłowym średniej wielkości

2.1. Charakterystyka zakładu przemysłowego

Zakład przemysłowy, w którym przeprowadzono badania, zajmuje się produkcją taśm opakowaniowych. Wytwarza taśmy polipropylenowe, urządzenia oraz akcesoria do pakowania. Funkcjonują w nim dwa ciągi produkcyjne (oznaczone w artykule jako linia 1 i linia 2) do wytwarzania taśm oraz wtryskarki do produkcji tulei, na które nawijane są wyprodukowane taśmy.

Najbardziej eksploatowanym ciągiem produkcyjnym w zakładzie jest linia 1 ze względu na swoje możliwości produkcyjne. Funkcjonuje też linia 2, która eksploatowana jest równolegle z linią 1 w czasie największego zapotrzebowania na wyroby zakładu.

2.2. Zakres i metoda przeprowadzenia pomiarów parametrów jakości energii elektrycznej w sieci zakładowej

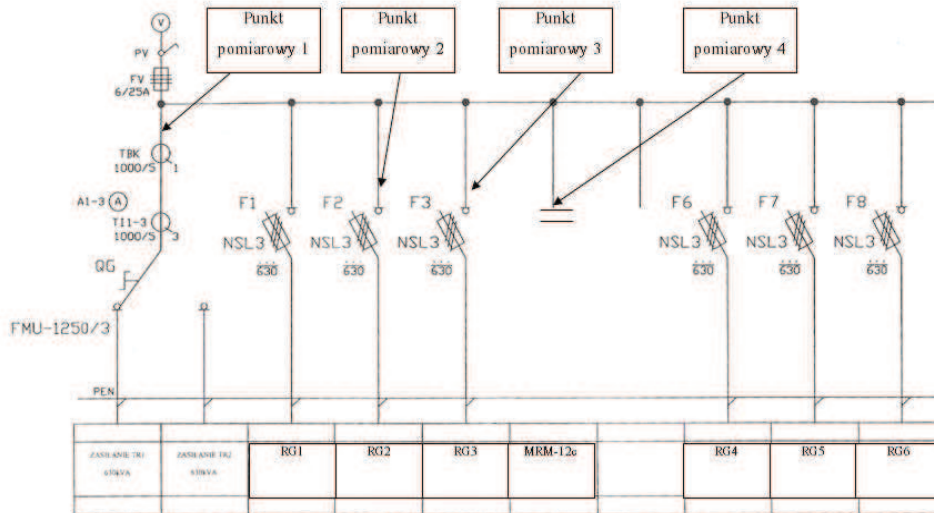
Przeprowadzenie serii pomiarów, jakie zostały zrealizowane w wybranym zakładzie przemysłowym, miało na celu ocenę parametrów jakości energii elektrycznej w linii zasilającej zakład oraz określenie wpływu odbiorników – w tym wypadku poszczególnych linii produkcyjnych – na jakość energii elektrycznej.

Analiza otrzymanych wyników pomiarów została przeprowadzona głównie pod kątem zawartości wyższych harmonicznych w napięciu i prądzie oraz w celu określenia wielkości i rodzaju mocy biernej generowanej przez określone odbiorniki oraz w punkcie przyłączenia zakładu do linii po stronie wtórnej transformatora.

Do pomiarów użyto trójfazowego analizatora jakości energii elektrycznej Chauvin Arnoux 8335 A. Wyposażony jest on w 5 wejść napięciowych (L1, L2, L3, N, PE) oraz 4 wejścia prądowe (L1, L2, L3, N). Przystosowany jest do pomiarów w sieciach 1-fazowych, 2-fazowych, 3-fazowych trój- i czteroprzewodowych. W czasie rzeczywistym mierzone są napięcia międzyfazowe i fazowe, prądy w każdej z faz i w przewodzie neutralnym, na ekranie prezentowane są ich przebiegi w czasie i wykresy wektorowe. Obliczane są: współczynniki mocy ($\cos \varphi$, DPF , PF , $\text{tg } \varphi$), wartość współczynnika odkształcenia każdego z napięć i prądów, harmoniczne do 50. rzędu z uwzględnieniem ich przesu-

nięcia fazowego, moce czynna, bierna i pozorna w każdej z faz. Dzięki możliwości ustawienia alarmu dla dowolnego mierzonego parametru (gdy przekroczone zostaną dopuszczalne wartości np. zgodne z normą PN-EN 50160 lub dowolnie zadeklarowane przez użytkownika), możliwe jest na bieżąco uzyskiwanie informacji o pogorszeniu się jakości energii. W trybie rejestracji możliwy jest zapis wszystkich, mierzonych przez przyrząd, parametrów.

Pomiary zostały wykonane w godzinach pracy pierwszej zmiany, gdy pracowała linia 1 oraz wtryskarki. Dokonane zostały w czterech punktach pomiarowych, które zostały przedstawione na rysunku 1 i dokładnie opisane w tabeli 1.



Rys. 1. Schemat rozdzielni Rnn wraz z zaznaczonymi punktami pomiarowymi

Fig. 1. Diagram of low voltage switchboard with marked measurements points

Tabela 1. Opis punktów pomiarowych

Table 1. Description of measurement points

	Odbiornik/Odbiorniki	Przebieg pomiaru
Punkt pomiarowy 1	Strona wtórna transformatora Dy5 15/0,4 630 kVA	Obserwacja parametrów napięcia i prądu zasilającego zakład z włączoną i odłączoną baterią kondensatorów
Punkt pomiarowy 2	Dwie wtryskarki CS 371/160 54 kW	Obserwacja parametrów napięcia i prądu zasilającego dwie wtryskarki
Punkt pomiarowy 3	Linia produkcyjna 1	Obserwacja parametrów napięcia prądu zasilającego urządzenia wchodzące w skład ciągu produkcyjnego
Punkt pomiarowy 4	Bateria kondensatorów	Obserwacja parametrów napięcia prądu zasilającego baterię kondensatorów (po kompensacji)

2.3. Wpływ linii produkcyjnej 1 i wtryskarek na parametry sieci zasilającej

Linia produkcyjna 1 i wtryskarki do wytwarzania tulei są najbardziej eksploatowanymi odbiornikami energii elektrycznej w zakładzie. Pomiary parametrów zasilania tych urządzeń przeprowadzono w celu oceny wpływu ich pracy na jakość energii elektrycznej (odkształcenie napięcia i prądu, generowana moc bierna). Zbiorcze wyniki tych pomiarów przedstawia tabela 2.

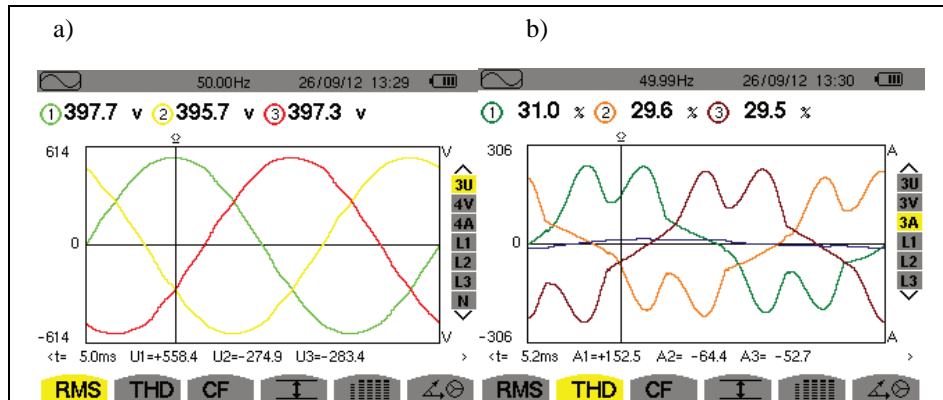
Tabela 2. Uśrednione parametry zasilania linii produkcyjnej 1 i wtryskarek

Table 2. The averaged supply parameters of production line number 1 and injection molding machine

Urządzenie i numer fazy Parametr	Wtryskarki punkt pomiarowy nr 2			Linia 1 punkt pomiarowy nr 3		
	1	2	3	1	2	3
Napięcia fazowe RMS [V]	228,7	228,6	229,7	229,1	227,8	227,9
Napięcia międzyfazowe RMS [V]	395,6	397,4	397,1	396,2	394	396
Prądy fazowe RMS [A]	69,7	72,6	75,3	151,2	144,5	156,4
THD_I prądu [%]	4,7	4,1	4,7	28,7	29,3	27,9
THD_{Uf} napięcia fazowego [%]	1,5	1,4	1,5	1,2	1,3	1,2
THD_U napięcia międzyfazowego [%]	1,4	1,3	1,6	1,1	1,2	1,3
Moc czynna [kW]	7	8,2	8	31,7	29,7	32,6
Moc bierna [kVar]	14,2	14,3	15,2	13,7	14,2	14,4
DPF	0,423	0,478	0,445	0,959	0,944	0,953
PF	0,421	0,475	0,444	0,917	0,901	0,914
$tg \varphi$	2,29	1,9	2,12	0,242	0,304	0,264

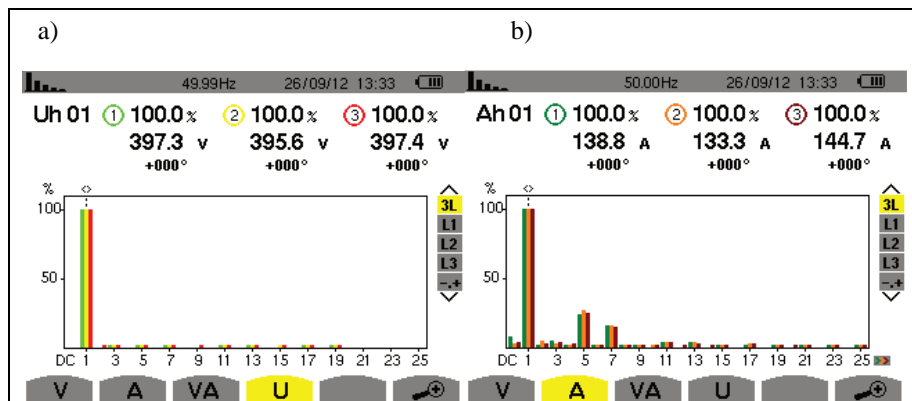
Największym odbiornikiem w zakładzie jest ciąg produkcyjny 1 – moc około 94 kW, prąd w każdej z faz – około 150 A. Przebiegi napięć międzyfazowych i prądów linii zasilającej przedstawiono na rysunku 2, zaś na rysunku 3 pokazano widmo harmoniczných tych napięć i prądów.

Na każdy półokres napięcia zasilającego w prądzie zasilającym linię produkcyjną 1 widoczne są dwa ekstrema. Do zasilania silników elektrycznych w ciągu produkcyjnym wykorzystywane są falowniki na wejściu z prostownikami diodowymi, przez co prąd płynący w linii zasilającej jest odkształcony jak na rysunku 2b. Zatem oddziaływanie na linię zasilającą linii produkcyjnej 1 widoczne jest w widmie harmoniczných prądu, poprzez występowanie w nim harmoniczných rzędu $1 \pm 6n$.



Rys. 2. Przebiegi a) napięć międzyfazowych oraz b) prądów fazowych zasilających linię produkcyjną 1 wraz z wartością *THD* prądu.

Fig. 2. Plot of a) line-to-line voltage and b) phase currents supplied production line number 1 with *THD* value of the currents

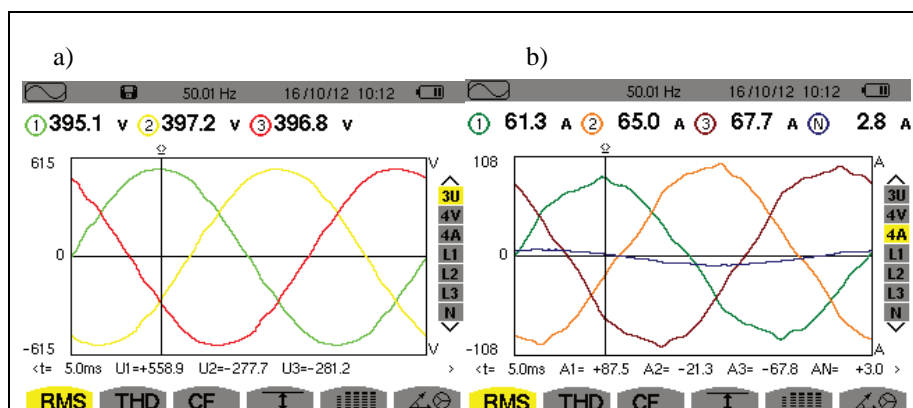


Rys. 3. Widmo harmonicznych a) napięć międzyfazowych i b) prądów fazowych zasilających linię produkcyjną 1.

Fig. 3. The harmonics spectrum of the a) line-to-line voltage and b) phase currents supplied production line number 1.

Druga grupa odbiorników – wtryskarki – powodują mniejsze odkształcenie prądu, pobierają mniejszą moc czynną, ale generują dużo większą moc bierną niż inne urządzenia. Średnio jedna pracująca wtryskarka pobiera moc czynną około 23,2 kW i moc bierną około 43,8 kvar. Znacznie obciąża sieć zasilającą składową bierną prądu. Współczynniki *DPF* i *PF* są znacznie poniżej 0,5, a różnice między nimi są bardzo małe, co świadczy o niewielkim odkształceniu prądu, ale dużej mocy biernej o charakterze indukcyjnym. Współczynnik $\text{tg } \varphi$, wynoszący ponad 2,2 znacznie przekracza dopuszczalną wartość 0,4, co jest przyczyną, że

zakład płaci kary za przekroczone wartości mocy biernej. Przebiegi czasowe napięć międzyfazowych i prądów fazowych wtryskarek pokazano na rys. 4.



Rys. 4. Przebiegi a) napięć międzyfazowych i b) prądów fazowych zasilających wtryskarki.

Fig. 4. Plot of a) line-to-line voltage and b) phase currents supplied injection molding machine.

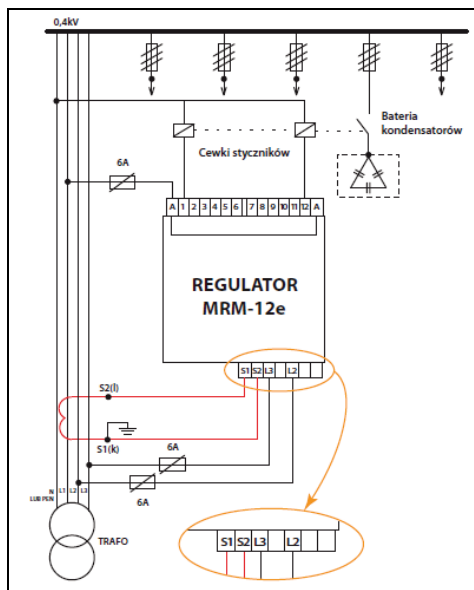
Po wykonaniu pomiarów i ich analizie w zakładzie zapadła decyzja o modernizacji zakładowej sieci elektrycznej o baterię kondensatorów. Poprzez zastosowanie tego rozwiązania, parametry zasilania urządzeń i maszyn elektrycznych powinny ulec poprawie. Ważnym aspektem przemawiającym na korzyść tej modernizacji jest aspekt ekonomiczny, gdyż do tej pory przedsiębiorstwo płaciło kary na rzecz zakładu energetycznego z powodu przekroczeń generowanej mocy biernej, względem pobieranej mocy czynnej (całkowity współczynnik $\text{tg}\varphi$ w punkcie pomiarowym nr 1 przekraczał wartość 0,4).

Sensownym i technicznie uzasadnionym rozwiązaniem [4] w przypadku, gdy większość mocy biernej w zakładzie generują wtryskarki, wydaje się być kompensacja indywidualna tych urządzeń. Zdecydowano jednak, że kompensacja będzie odbywać się centralnie przy pomocy wielostopniowej baterii kondensatorów, sterowanej regulatorem mikroprocesorowym. Dzięki takiemu rozwiązaniu skompensowana zostanie moc bierna generowana nie tylko przez wtryskarki, ale też inne urządzenia podłączone do sieci, bowiem także drugi ciąg produkcyjny w czasie pracy generuje moc bierną.

W przypadku gdyby uruchomione zostały w przyszłości nowe urządzenia, które generowałyby moc bierną w znacznym stopniu, przy nich też należałoby zainstalować kondensatory do kompensacji indywidualnej, co powodowałoby kolejne koszty. Dzięki takiemu rozwiązaniu (kompensacji centralnej), sieć zakładowa będzie zabezpieczona także na przyszłość [4].

2.4. Kompensator mocy biernej

W celu realizacji kompensacji centralnej zainstalowana została w zakładzie bateria kondensatorów MRM 12C, sterowana poprzez mikroprocesorowy regulator. Możliwa jest realizacja od 3 do 12 stopni wyjściowych, dzięki czemu zakres kompensacji mocy może być bardzo szeroki. W tym przypadku zastosowano 5 stopni wyjściowych: baterię o mocy 5 kvar, dwie o mocy 15 kvar i dwie o mocy 30 kvar. Pracuje on głównie w trybie pracy automatycznej. Do regulatora podłączone jest napięcie międzyfazowe oraz sygnał z przekładnika prądowego 1000/5 A. Na podstawie tych sygnałów i zaimplementowanego algorytmu, mikrokontroler steruje stycznikami, które kolejno załączają poszczególne sekcje baterii. Schemat podłączenia mikroprocesorowego regulatora mocy biernej do sieci pokazano na rysunku 5. [2]



Rys. 5. Schemat podłączenia mikroprocesorowego regulatora mocy biernej do sieci

Fig. 5. Connection diagram of microprocessor regulator with electrical network

2.5. Porównanie parametrów jakości energii w sieci nieskompensowanej i skompensowanej

W celu porównania parametrów sieci nieskompensowanej i skompensowanej pomiary w miejscu przyłączenia zakładu do sieci dystrybucyjnej (punkt pomiarowy 1) dokonano na dwa sposoby, przy wyłączonym i włączonym regulatorze mocy biernej

w krótkim odstępie czasu, by wyniki były możliwe do porównania ze sobą. Tabela 3 przedstawia dane uzyskane w wyniku tych pomiarów.

Tabela 3. Porównanie uśrednionych parametrów zasilania przed i po kompensacji mocy biernej w punkcie pomiarowym nr 1

Table 3. Comparison of averaged parameters of electrical network before and after compensation in measuring point number 1.

Parametr	Faza		1		2		3	
	przed	po	przed	po	przed	po	przed	po
	kompensacji		kompensacji		kompensacji		kompensacji	
Napięcia fazowe RMS [V]	228,6	230,4	228,3	230,1	229,1	230,9		
Napięcia międzyfazowe RMS [V]	395	398,2	396,7	399,7	396,5	399,9		
Prądy fazowe RMS [A]	254,4	234,7	262,2	230,8	277,6	236,6		
THD_I prądu [%]	15,5	18,9	14,6	18,4	14,7	19,1		
THD_{U_f} napięcia fazowego [%]	0,684	1,1	0,738	1,2	0,796	1,1		
THD_U napięcia międzyfazowego [%]	0,652	1,1	0,67	1,1	0,732	1,1		
Moc czynna [kW]	48	50,6	49	49,2	52	50,6		
Moc bierna [kvar]	32,7	19,1	34,4	20	36,6	21		
DPF	0,837	0,953	0,827	0,943	0,827	0,943		
PF	0,826	0,935	0,818	0,926	0,817	0,925		
$\operatorname{tg} \varphi$	0,64	0,291	0,667	0,33	0,668	0,329		

Po zainstalowaniu baterii (rys. 6) parametry zasilania zakładu uległy poprawie. Odchylenie napięcia przed kompensacją wynosiło około 1% znamionowej wartości napięć, natomiast po kompensacji wartość napięć międzyfazowych jest niższa od znamionowej zaledwie o 0,7 V, tj. 0,1%, natomiast poziom napięcia fazowego jest wyższy o 0,5 V od znamionowego. Zdecydowanie uległa zmniejszeniu wartość skuteczna prądu fazowego. Stało się tak, gdyż przez kompensację mocy biernej zmniejszyła się składowa bierna prądu. Nieznacznie wzrósł pobór mocy czynnej, gdyż jest ona potrzebna również do poprawnej pracy baterii (zasilanie sterownika, styczniki, pokrycie strat w przewodach). Znacznie spadła generowana moc bierna – różnice sięgają nawet 16 kvar w każdej z faz, tj. prawie o 50%. Poprawiły się wartości współczynników DPF i PF (przez spadek mocy biernej a tym samym i pozornej). Znacznie uległ zmniejszeniu współczynnik $\operatorname{tg} \varphi$. Po skompensowaniu nie przekracza dopuszczalnej wartości 0,4.



Rys. 6. Widok rozdzielni zakładu z zainstalowaną baterią kondensatorów

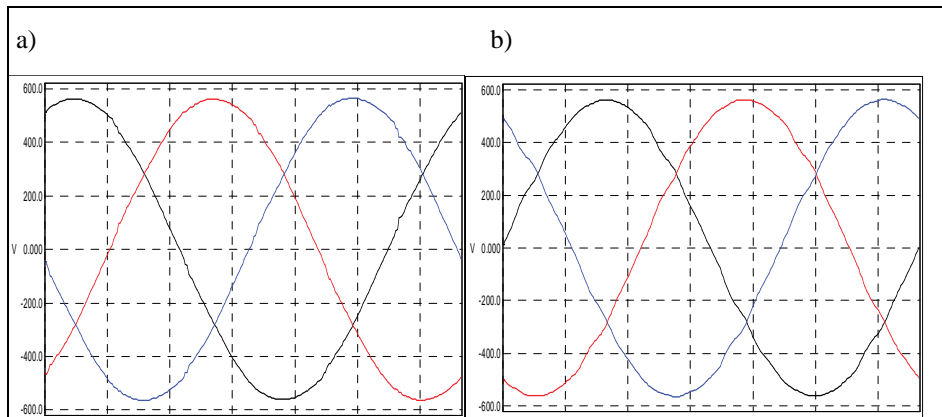
Fig. 6. Electrical switchboard with the capacitors battery

Jedynymi parametrami, które zmieniły się na gorsze są współczynniki odkształcenia prądów i napięć THD_I i THD_U . Jednakże nie oznacza to znacznego zwiększenia zawartości harmoniczných (odkształcenia przebiegów), bowiem nastąpiło jednocześnie zmniejszenie podstawowej harmonicznój prądu wskutek zmniejszenia składowej biernej prądu zgodnie ze wzorem:

$$THD_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} I_h^2}}{I_1} \quad (1)$$

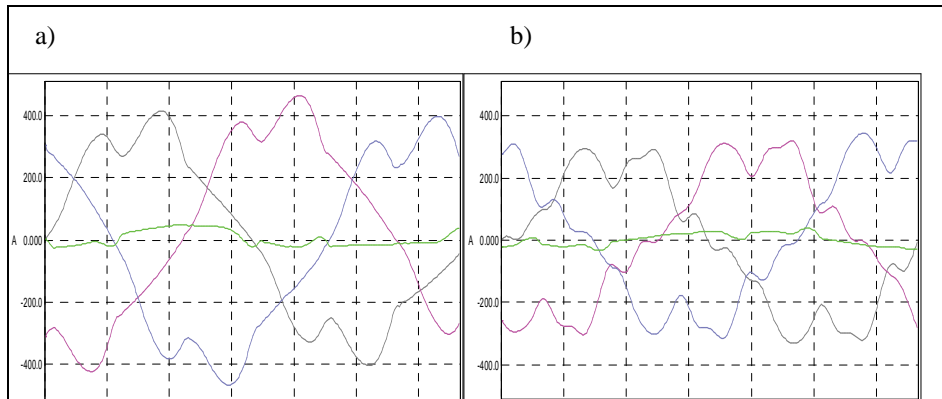
Zatem jeżeli wziąć pod uwagę THD_I prądów fazowych, pogorszenie się parametrów jest jedynie pozorne – choć współczynnik pokazuje inaczej. Wzrost THD_U jest nieznaczny i jego wartość nie przekracza wartości podawanych w normach.

Porównanie przebiegów napięć międzyfazowych i prądów fazowych w punkcie pomiarowym nr 1 przed i po kompensacji przedstawiono na rysunkach 7 i 8, a na rysunku 9 zamieszczono porównanie widma harmoniczných tych prądów fazowych. Natomiast na rysunku 10, przedstawiono napięcie i prąd baterii kondensatorów.



Rys. 7. Porównanie przebiegów napięć międzyfazowych zasilających zakład a) przed i b) po kompensacji.

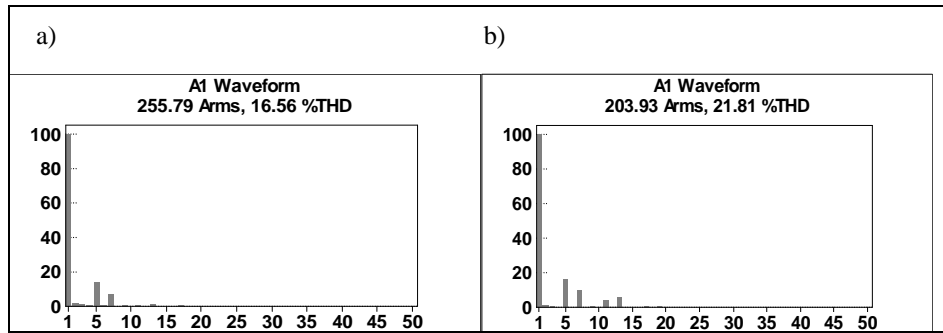
Fig. 7. Comparison of plots of line-to-line voltage supplied factory a) before and b) after compensation.



Rys. 8. Porównanie przebiegów prądów fazowych zasilających zakład a) przed i b) po kompensacji.

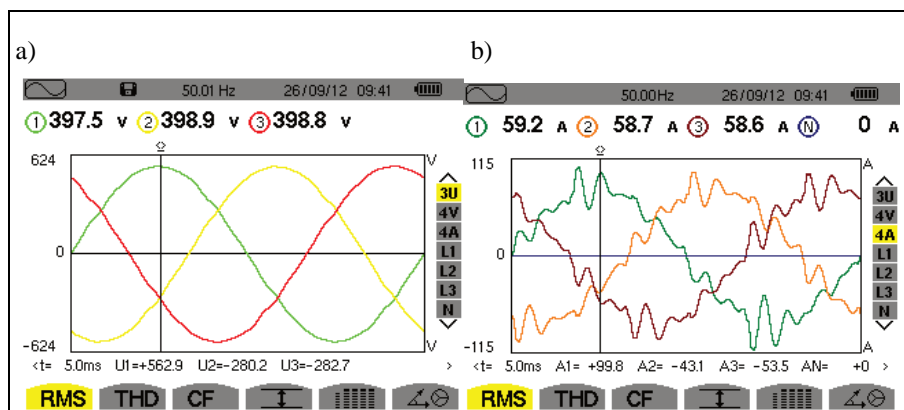
Fig. 8. Comparison of plots of phase currents supplied factory a) before and b) after compensation.

Jak widać na przebiegach z rysunku. 10, prąd baterii kondensatorów jest odkształcony, i właśnie jego przepływ mógł spowodować wzrost THD_U . Ponieważ jednak inne parametry polepszyły się po kompensacji, a odkształcenie napięcia nie jest duże i nie przekracza wartości dopuszczanej przez normę, można powiedzieć, że instalacja baterii kondensatorów pozytywnie wpłynęła na zakładową sieć elektryczną i nastąpiła poprawa jakości energii elektrycznej.



Rys. 9. Porównanie widma harmonicznych prądu w pierwszej fazie zasilającej zakład a) przed i b) po kompensacji.

Fig. 9. Comparison of harmonics spectrum of first phase current supplied factory a) before and b) after compensation.



Rys. 10. Przebiegi napięć międzyfazowych i prądów baterii kondensatorów

Fig. 10. Plots of line-to-line voltage and capacitors battery phase currents

3. Podsumowanie

W artykule pokazano tylko wybrane wyniki pomiarów związanych z jakością energii elektrycznej, przeprowadzonych w średniej wielkości przedsiębiorstwie przed i po kompensacji. Na podstawie wyników tych pomiarów należy stwierdzić, że u badanego odbiorcy nie występują problemy dotyczące jakości energii elektrycznej, które mają długotrwałe czasy występowania, takie jak odchylenia napięcia, czy asymetria. W czasie pomiarów nie stwierdzono też innych zjawisk krótkotrwałych, takich jak np. zapady napięcia, wahania itp. Zasadniczym problemem była moc bierna, która powodowała konieczność płacenia kar za przekroczenie współczynnika $\text{tg } \varphi$ powyżej 0,4. Po dołączeniu baterii kon-

densatorów sterowanej mikroprocesorowym regulatorem, współczynnik $\text{tg } \varphi$ mieści się w dopuszczalnych granicach. Pomiary pokazały ważną rolę kompensacji – poprawia ona nie tylko parametry jakości energii elektrycznej, ale znacząco też odciąża zakład finansowo. Przeprowadzona uproszczona analiza ekonomiczna (Simple Pay Back Time) pokazała, że czas zwrotu inwestycji jest bardzo krótki (SPBT = 5 miesięcy) – co potwierdza jej opłacalność.

Pozostaje jeszcze problem harmonicznych w prądach fazowych zasilających linię produkcyjną 1, gdzie THD_I prądu wynosi 30%. Wystarczy dobrać odpowiednie filtry wyższych harmonicznych dla 5. i 7. harmonicznej (jak wynika z rys. 3 i 9), by problem ten ograniczyć. Inne urządzenia pracujące w zakładzie nie generują harmonicznych, więc ten problem nie występuje.

Wydaje się więc, że kolejnym krokiem w modernizacji zakładu jest instalacja jednego z dostępnych rozwiązań filtracji wyższych harmonicznych prądu. Należałoby jednak głęboko zastanowić się nad realizacją tego przedsięwzięcia, gdyż prócz niewątpliwych jego zalet, mogłoby ono wygenerować dodatkowe koszty. Oprócz kosztu instalacji systemu filtracji, trzeba będzie również dokonać zmian w regulatorze mocy biernej. Najczęściej stosowane filtry bierne LC, generują dla składowej podstawowej prądu sieci moc bierną pojemnościową. W pewnym stopniu taki filtr bierny można tak dobrać, by częściowo to on kompensował moc bierną indukcyjną w linii zasilającej. Dlatego w najlepszym przypadku może wystarczyć zmienić tryb załączania sekcji baterii. Jednak najbardziej prawdopodobne jest to, że zakład będzie wtedy musiał wymienić sekcje baterii kondensatorów na nowe (mniejsze pojemności), dostosowane wielkością do nowych parametrów mocy biernej. Możliwe jest też wystąpienie niekorzystnych rezonansów w sieci zasilającej.

Warto też wziąć pod uwagę to, że mimo odkształcenia prądu w linii zasilającej zakład, THD_U napięcia nie przekracza wartości dopuszczalnej przez normę. Zatem wynika z tego, że występujące odkształcenie prądu nie ma większego wpływu na odkształcenie napięcia w sieci. Stąd instalacja filtrów biernych nie będzie miała praktycznie żadnego wpływu na dalszą poprawę jakości energii elektrycznej i ograniczenie kosztów energii elektrycznej w zakładzie przemysłowym, w którym wykonywane były prezentowane pomiary.

Literatura

- [1] Hanzelka Z.: Jakość dostawy energii elektrycznej. Wydawnictwa AGH, Kraków, 2013
- [2] Mikroprocesorowy regulator mocy biernej MRM-12 C. Instrukcja montażu i obsługi, Warszawa 1994, S.C. Twelve
- [3] Norma PN-EN 50160:2010 „Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych”
- [4] Poradnik inżyniera elektryka t.2, WNT, Warszawa 2007

THE QUALITY PARAMETERS OF ELECTRICITY OF THE POWER LINE SUPPLYING AN INDUSTRIAL PLANT BEFORE AND AFTER COMPENSATION OF REACTIVE POWER

Summary

The article presents the results of measurements of electricity quality parameters of the power line feeding a middle size industrial plant. The chosen industrial plant is supplied by a medium – voltage line through transformer stations 15/04 kV. The aim of these measurements was to evaluate the influence of the devices that are used in the plant (the production lines) on the power line, particularly, the evaluation of the kind and dimension of their influences on the power lines. The results and their analysis enabled us to evaluate the power quality that is supplied to the industrial plant, on both sides, the secondary side of the transformer and individually for technological lines. The research was also done in order to show the effectiveness of introducing the reactive power compensation and to prove whether the continuation of improvement of the power quality is needed or even necessary and whether it will influence the decrease in costs of purchasing the electric power.

To do the research, a special measuring instrument was used - the analyzer of the power quality; and the results obtained enabled to answer many questions concerning the problems with the power quality.

To sum up, on the basis on the obtained results before and after compensation of reactive power, the power quality has improved significantly after adding capacitors battery. However, the possibility of use of passive filters of higher harmonics should be considered in order to limit the content of harmonics in the phase current and at the same time to decrease the effective value of the currents and the losses of the power. It should result in the further improvement of the power quality in the line supplying the chosen industrial plant.

Keywords: The power quality, compensation of reactive power

DOI: 10.7862/re.2015.11

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Piotr BOGUSZ¹
Mariusz KORKOSZ²
Adam POWRÓZEK³

ANALIZA WPLYWU SPRZEŻEŃ MAGNETYCZNYCH NA CHARAKTERYSTYKI GENERATORA RELUKTANCYJNEGO PRZEŁĄCZALNEGO

W pracy omówiono wpływ sprzężeń magnetycznych międzypasmowych na wybrane właściwości czteropasmowej maszyny reluktancyjnej przełączalnej pracującej jako generator. Na podstawie modelu obwodowo-polowego wyznaczono przebiegi czasowe prądów poszczególnych pasm oraz zależności momentu elektromagnetycznego, mocy wyjściowej i sprawności w zależności od zmian prędkości przy uwzględnieniu wszystkich istniejących sprzężeń magnetycznych oraz przy założeniu niezależności magnetycznej pomiędzy poszczególnymi pasmami generatora. Zamieszczono wnioski odnośnie wpływu sprzężeń magnetycznych na wybrane charakterystyki generatora oraz wnioski dotyczące wyboru typu zasilania uzwojeń.

Słowa kluczowe: generator reluktancyjny przełączalny, sprzężenia magnetyczne

1. Wstęp

Maszyny reluktancyjne przełączalne (ang. Switched Reluctance Machine) charakteryzują się prostotą budowy wirnika (brak uzwojeń i magnesów), a co za tym idzie niskim kosztem produkcji, niewielką bezwładnością wirnika, czy możliwością pracy w wysokiej temperaturze [1]. Ze względu na gwałtowny rozwój elementów energoelektronicznych oraz spadku cen podzespołów mocy maszyny te zaczynają w coraz większej ilości dziedzin życia zastępować inne rodzaje silników.

¹ Piotr Bogusz, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, email: pbogu@prz.edu.pl

² Mariusz Korkosz, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, email: mkosz@prz.edu.pl

³ Autor do korespondencji: Adam Powrózek, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, email: apow@prz.edu.pl

Poprzez odpowiedni dobór kątów sterujących maszyna SRM może pracować zarówno, jako silnik jak i generator. Ze względu na wymienione cechy charakterystyczne tych maszyn prowadzone są na świecie badania nad zastosowaniem ich w napędach pojazdów elektrycznych i hybrydowych [2], w systemach lotniczych czy w elektrowniach wiatrowych [3]. W wielu tych zastosowaniach wymagana jest zarówno praca silnikowa i generatorowa. Przykładem tego typu rozwiązań jest zintegrowany system rozrusznik-generator [4-6]. Pomimo niezależnego zasilania uzwojeń maszyny pomiędzy pasmami występują sprzężenia magnetyczne, których stopień zależy od trybu i punktu pracy maszyny. W badaniach prowadzonych na świecie wzajemne sprzężenia magnetyczne międzypasmowe są pomijane, co prowadzi do znacznego uproszczenia modelu symulacyjnego. Pominięcie wpływu sprzężeń w przypadku pracy generatorowej objawia się w postaci wzrostu tętnień napięcia wyjściowego U_{dc} [7].

Celem niniejszej pracy jest analiza wpływu sprzężeń magnetycznych międzypasmowych na właściwości pracy generatora reluktancyjnego przełączalnego. Dokonano analizy wpływu sprzężeń na przebiegi prądów pasmowych oraz na wartość mocy wyjściowej i sprawności generatora przy różnych wartościach prędkości obrotowej w zależności od sposobu zasilania uzwojeń maszyny. Na podstawie modelu polowo-obwodowego wyznaczono przebiegi mocy wyjściowej generatora reluktancyjnego przełączalnego przy różnych prędkościach obrotowych dla pełnego modelu oraz przy pominięciu sprzężeń. Wyznaczono również przebiegi prądów pasmowych. Zamieszczono wnioski dotyczące wpływu sprzężeń magnetycznych międzypasmowych na parametry generatora reluktancyjnego przełączalnego.

2. Obiekt badań

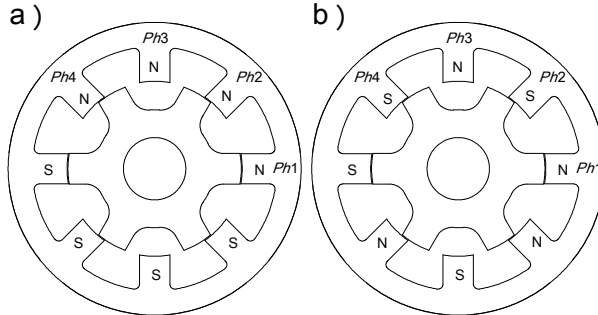
Obiektem badań była czteropasmowa maszyna reluktancyjna przełączalna o konfiguracji 8/6 i parametrach zestawionych w tabeli 1.

Tabela 1. Zestawienie wybranych parametrów elektrycznych badanej maszyny

Table 1. Chosen electrical parameters of tested machine

Parametr	Wartość
Liczba pasm maszyny m	4
Liczba biegunów stojana N_s	8
Liczba biegunów wirnika N_r	6
Napięcie znamionowe U_N [V]	24
Moc znamionowa P_N [W]	750
Prędkość znamionowa n_N [obr/min]	3000

Maszyna reluktancyjna przełączalna czteropasmowa 8/6, w której uzwojenia przeciwległych biegunów połączone są szeregowo może być zasilana tak, że kierunek pola na poszczególnych biegunach może być różny, tj. NNNNSSSS oraz NSNSSNSN, co przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Rozważane konfiguracje zasilania uzwojeń biegunów dla konstrukcji czteropasmowej 8/6 a) NNNNSSSS, b) NSNSSNSN

Fig. 1. Tested configurations of windings supply for four-phase 8/6 construction a) NNNNSSSS, b) NSNSSNSN

3. Model matematyczny

Pomijając prądy wirowe w rdzeniu stojana i wirnika, i zakładając, że w przypadku nieliniowości obwodu magnetycznego wektor strumieni skojarzonych ψ zależy od kąta obrotu wirnika i od N prądów w poszczególnych pasmach, według definicji:

$$\psi(\theta, \mathbf{i}) \stackrel{\text{def}}{=} [\psi_1(\theta, i_1, \dots, i_N), \dots, \psi_N(\theta, i_1, \dots, i_N)]^T \quad (1)$$

równania napięciowe N - pasmowej maszyny SRM mają postać:

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d}{dt}\psi(\theta, \mathbf{i}) \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + D\omega + T_L = T_e \quad (3)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (4)$$

$$T_e = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\delta}{\delta \theta} \int_0^{i_i} \psi_i(\theta, i_1, \dots, \bar{i}_i, 0, \dots, 0) d\bar{i}_i \right) \quad (5)$$

przy czym:

$$\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_N]^T, \quad \mathbf{i} = [i_1, \dots, i_N]^T, \quad \mathbf{R} = \text{diag}(R_1, \dots, R_N).$$

W równaniach (1) - (5) zastosowano następujące oznaczenia: θ – kąt położenia wirnika, J – moment bezwładności wirnika, D – współczynnik tarcia lepkiego, T_L – moment obciążenia, T_e – moment elektromagnetyczny silnika.

4. Badania symulacyjne

W ramach badań symulacyjnych wyznaczono na bazie modelu połowo-obwodowego zbudowanego w programie komercyjnym przebiegi czasowe prądów poszczególnych pasm i_{ph} oraz zależności średniego momentu elektromagnetycznego T_{eav} , mocy wyjściowej P_{out} generatora oraz sprawności η w funkcji prędkości obrotowej wirnika n . Przy wyznaczaniu mocy wyjściowej P_{out} uwzględnione były tylko straty w miedzi, natomiast nie uwzględniono strat w rdzeniu magnetycznym. Sprawność generatora η wyznaczono z zależności:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (6)$$

gdzie: P_{out} – wyjściowa moc elektryczna generatora, P_{in} – dostarczona moc mechaniczna. Wejściowa moc mechaniczna wyznaczona może być z zależności:

$$P_{in} = \frac{T_e n}{9,55} \quad (7)$$

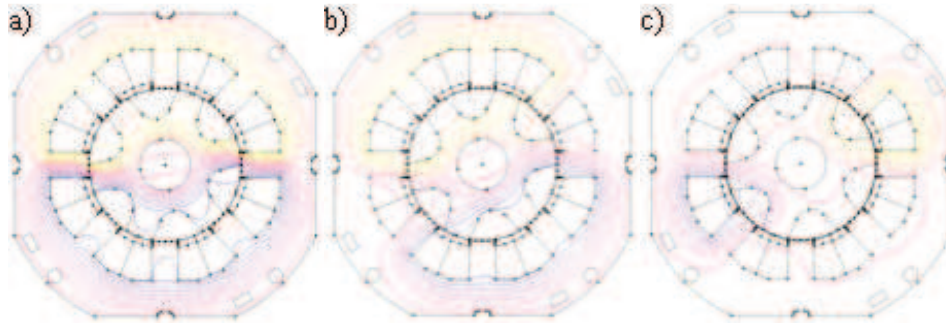
gdzie: T_e – moment elektromagnetyczny, n – prędkość obrotowa wirnika.

Przebiegi czasowe prądów wyznaczono przy założeniu stałej wartości napięcia ($U_{dc}=24V$) oraz dwóch wartości prędkości ($n=2000$ obr/min i $n=3000$ obr/min), natomiast zależności momentu T_{eav} , mocy wyjściowej P_{out} oraz sprawności η generatora w funkcji prędkości n wyznaczono przy założeniu stałej wartości napięcia ($U_{dc}=24V$) i zmian prędkości w zakresie od $n=1000$ obr/min do $n=4000$ obr/min. Przyjęto, że punkt 0° występuje w położeniu, gdzie indukcyjność uzwojenia pasma osiąga minimum. W obu przypadkach obliczeń dokonano przy założeniu sterowania jednopulsowego w trzech wariantach:

- a) zasilanie tylko jednego pasma tj. umownego $Ph1$,
- b) zasilanie typu NNNNSSSS (rys. 1a),
- c) zasilanie typu NSNSSNSN (rys. 1b).

W przypadku zasilania tylko jednego pasma (przypadek a) wyniki zostały powielone, co pozwala uzyskać przebiegi czasowe z całkowitym pominięciem sprzężeń magnetycznych międzypasmowych.

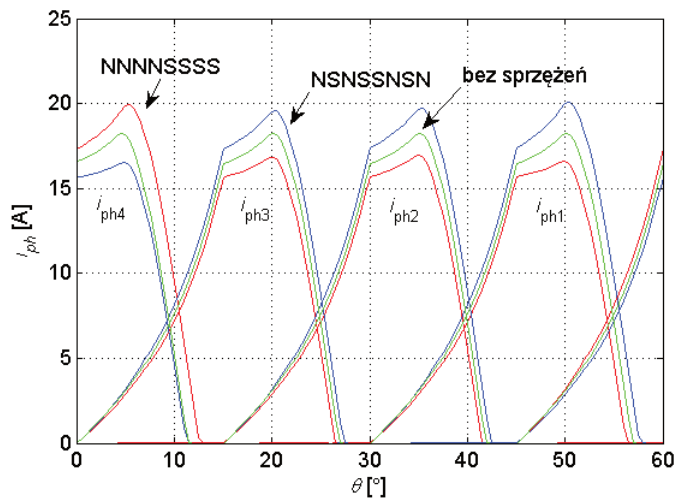
Na rysunku 2 pokazano przykładowy rozkład izolinii strumienia magnetycznego uzyskane dla wariantów: zasilania tylko jednego pasma $Ph1$ (rys.2a), zasilania NNNNSSSS (rys.2b), zasilania NSNSSNSN (rys.2c) uzyskane przy $\theta_{on}=15^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$ (dla pasma $Ph1$) oraz położeniu wirnika $\theta=45^\circ$.



Rys. 2. Rozkład izol linii strumienia magnetycznego dla wariantów a) tylko uzwojenia Ph1 b) NNNNSSSS, c) NSNSSNSN dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ przy prędkości $n=3000$ obr/min oraz położeniu wirnika $\theta=40^\circ$

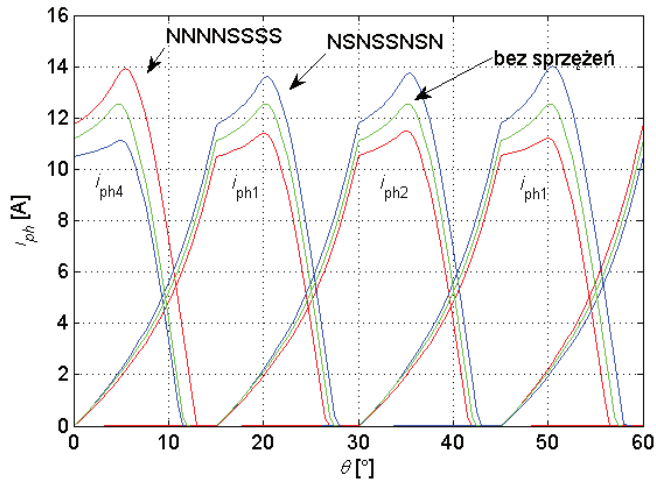
Fig. 2 . Distribution of magnetic flux for a) only Ph1, b) NNNNSSSS, c) NSNSSNSN for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ at speed $n=3000$ rev/min and rotor position $\theta=40^\circ$

Na rysunkach 3 i 4 pokazano zależności prądów poszczególnych pasm i_{ph} w funkcji kąta położenia wirnika θ , dla kątów załączenia $\theta_{on}=30^\circ$ i wyłączenia $\theta_{off}=45^\circ$ uzyskane przy prędkościach $n=2000$ obr/min (rys. 3) oraz $n=3000$ obr/min (rys. 4).



Rys. 3. Zależność prądów pasmowych i_{ph} od położenia wirnika θ dla $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ przy prędkości $n=2000$ obr/min

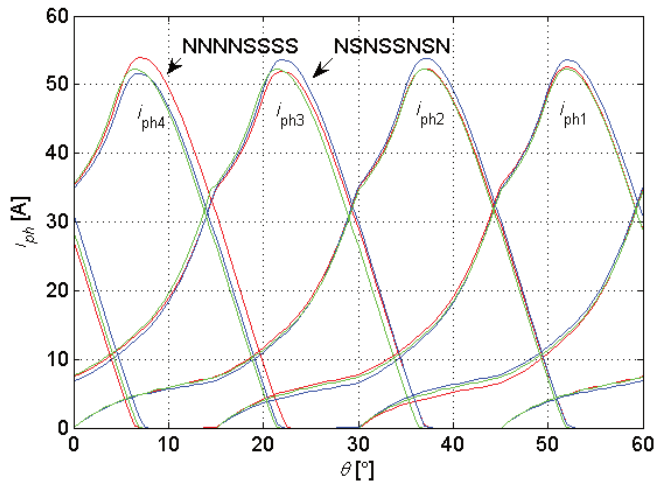
Fig. 3 . Dependence of phase currents i_{ph} in the function of rotor position θ for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ at speed $n=2000$ rev/min



Rys. 4. Zależność prądów pasmowych i_{ph} od położenia wirnika θ dla $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ przy prędkości $n=3000$ obr/min

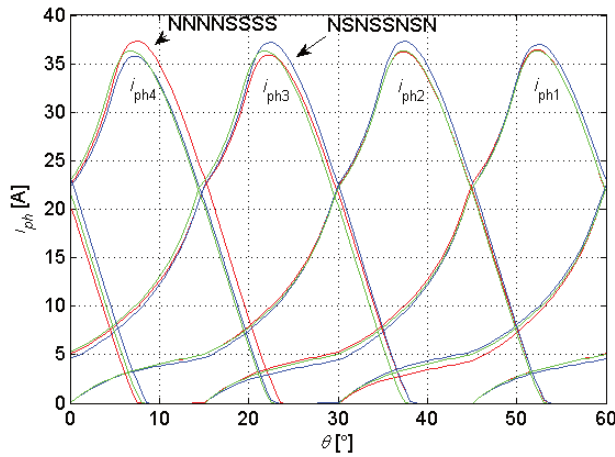
Fig. 4 . Dependence of phase currents i_{ph} in the function of rotor position θ for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ at speed $n=3000$ rev/min

Dla pokazania wpływu zmiany kąta załączenia θ_{on} oraz przedziału przewodzenia wyznaczone zostały zależności prądów przy $\theta_{on}=15^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$ (dla pasma $Ph1$). Na rysunkach 5 i 6 pokazano zależność prądów i_{ph} od kąta położenia wirnika θ wyznaczone w w/w warunkach sterowania dla prędkości $n=2000$ obr/min (rys. 5) oraz $n=3000$ obr/min (rys. 6).



Rys. 5. Zależność prądów pasmowych i_{ph} od położenia wirnika θ dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ przy prędkości $n=2000$ obr/min

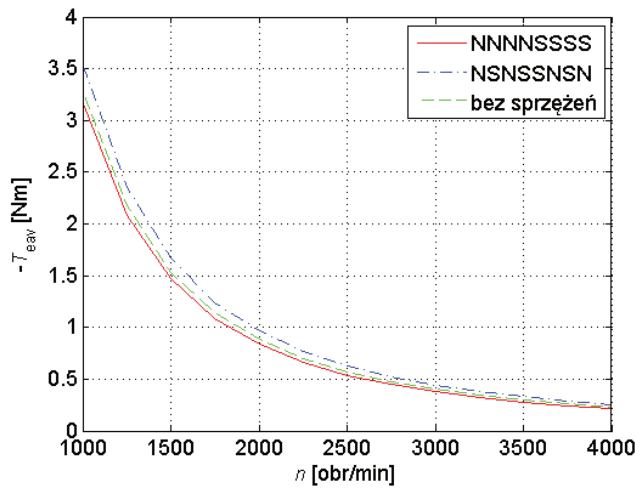
Fig. 5 . Dependence of phase currents i_{ph} in the function of rotor position θ for $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ at speed $n=2000$ rev/min



Rys. 6. Zależność prądów pasmowych i_{ph} od położenia wirnika θ dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ przy prędkości $n=3000$ obr/min

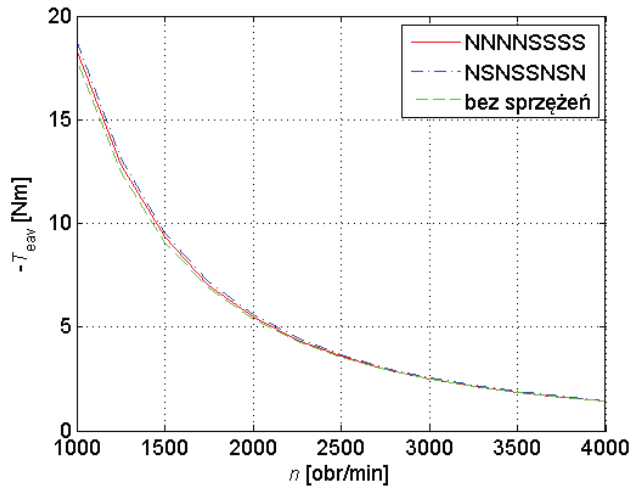
Fig. 6 . Dependence of phase currents i_{ph} in the function of rotor position θ for $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$ at speed $n=3000$ rev/min

Na rysunkach 7 i 8 pokazano zależności średniego momentu elektromagnetycznego T_{eav} od prędkości obrotowej wirnika n dla trzech przypadków konfiguracji uzwojeń przy $\theta_{on}=30^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$ (rys. 7) oraz $\theta_{on}=15^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$ (rys. 8).



Rys. 7. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego T_{eav} od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

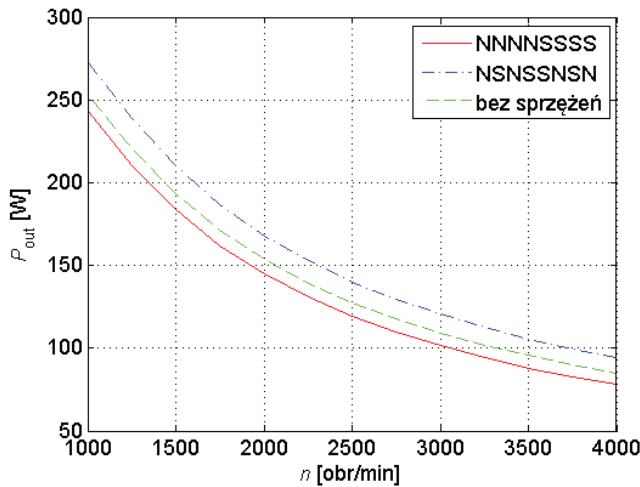
Fig. 7 . Dependence of average electromagnetic torque T_{eav} in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$



Rys. 8. Zależność średniego momentu elektromagnetycznego T_{eav} od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

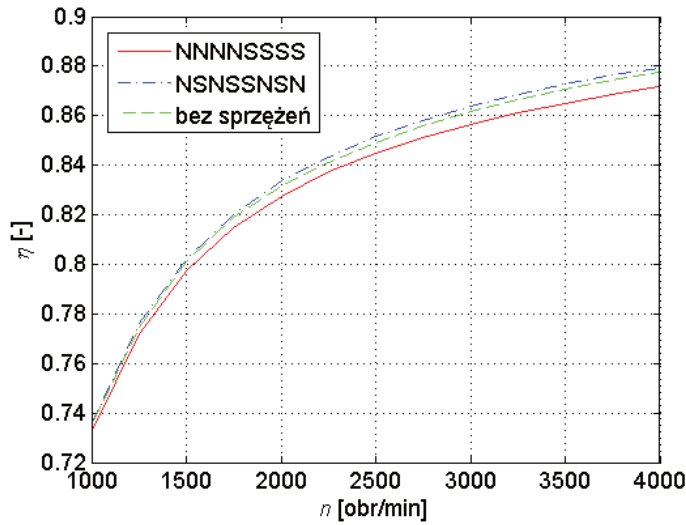
Fig. 8. Dependence of average electromagnetic torque T_{eav} in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

Na rysunkach 9 i 10 pokazano zależności mocy wyjściowej P_{out} generatora SRG oraz sprawności η od prędkości obrotowej wirnika n dla trzech przypadków konfiguracji uzwojeń przy $\theta_{on}=30^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$, natomiast na rysunkach 11 i 12 przy $\theta_{on}=15^\circ$ i $\theta_{off}=45^\circ$.



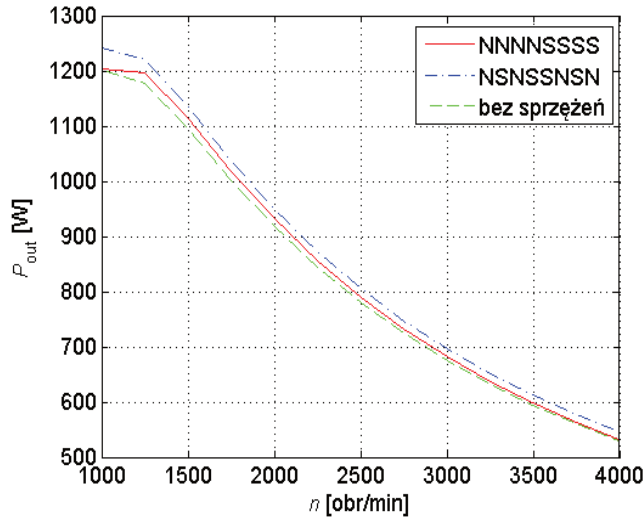
Rys. 9. Zależność mocy wyjściowej P_{out} od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

Fig. 9. Dependence of output power P_{out} in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$



Rys. 10. Zależność sprawności η od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

Fig. 10 . Dependence of efficiency η in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=30^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

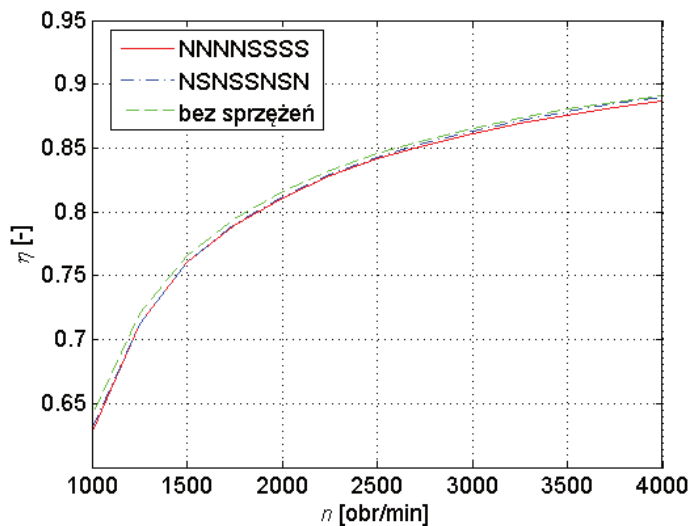


Rys. 11. Zależność mocy wyjściowej P_{out} od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

Fig. 11 . Dependence of output power P_{out} in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

W przypadku zasilania uzwojeń przy położeniu współosiowym ($\theta_{on}=30^\circ$) wpływ sprzężeń międzypasmowych jest szczególnie zauważalny i w tym przypadku rodzaj zasilania uzwojeń odgrywa istotne znaczenie. Przy zasilaniu typu NNNNSSSS uzyskuje się jeden prąd pasma o znacznie zwiększonej

wartości (rys. 3 i 4), ale pozostałe trzy prądy mają znacznie mniejszą wartość, mniejszą nawet od przypadku gdzie sprzężenia magnetyczne są pominięte. Wpływ na to mają sprzężenia międzypasmowe co pokazano na rysunku 2. Wpływa to na wartość mocy wyjściowej generatora, która w tym przypadku jest najmniejsza w całym zakresie zmian prędkości (rys. 9), przetwarzanie energii odbywa się również przy najmniejszej sprawności (rys. 10). Przy zasilaniu typu NSNSSNSN jeden z prądów pasm jest znacznie mniejszy niż pozostałe, które mają większą wartość niż w przypadku pominięcia sprzężeń (rys. 3 i 4), co przekłada się na wartość mocy wyjściowej, która przy tym typie zasilania ma największą wartość w całym zakresie zmian prędkości (rys. 9) przy największej sprawności (rys. 10). Przesunięcie kąta załączenia w kierunku położenia niewspółosiowego ($\theta_{on}=15^\circ$) przy pozostawieniu kąta wyłączenia bez zmiany powoduje, że wpływ sprzężeń magnetycznych na prądy poszczególnych pasm (rys. 5 i 6) jest mniej istotny. Moc wyjściowa w przypadku zasilania NSNSSNSN jest największa, natomiast wraz ze wzrostem prędkości maleje różnica między wartością mocy wyjściowej przy zasilaniu typu NNNNSSSS, a przypadkiem w którym całkowicie pominięto sprzężenia (rys. 11). Sprawność generatora przy zasilaniu typu NSNSSNSN (rys. 12) jest największa w całym zakresie zmian prędkości.



Rys. 12. Zależność sprawności η od prędkości obrotowej n dla $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

Fig. 12. Dependence of efficiency η in the function of rotor speed n for $\theta_{on}=15^\circ$, $\theta_{off}=45^\circ$

5. Wnioski

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych można stwierdzić, że sprzężenia międzypasmowe mają wpływ na parametry maszyny reluktancyjnej przełączalnej pracującej w zakresie pracy generatorowej. Wpływ tych sprzężeń jest większy niż w przypadku pracy silnikowej. Największy wpływ sprzężeń magnetycznych na charakterystyki generatora widoczny był w przypadku zasilania uzwojeń przy opadającym zboczu indukcyjności. Rozpatrując pracę generatora pod kątem uzyskania jak największej mocy wyjściowej przy jednoczesnej maksymalizacji sprawności najkorzystniejszym rozwiązaniem jest zasilanie typu NSNSSNSN. Zarówno w przypadku wzbudzenia uzwojeń przy opadającym zboczu indukcyjności, jak i przy przesunięciu kąta załączenia w zakres narastającego profilu indukcyjności moc wyjściowa i sprawność miały największą wartość dla tego typu zasilania.

Literatura

- [1] Miller T. J. E.: *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, Newnes, 2001,
- [2] Rahman K. M., Fahimi B., Suresh G., Rajarathnam A., V., Ehsani M.: *Advantages of Switched Reluctance Motor Applications to EV and HEV: Design and Control Issues*, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 36, no. 1, 1/2 2000, 111-121,
- [3] Cardenas R., Pena R., Perez M., Clare J.: *Control of a Switched Reluctance Generator for Variable-Speed Wind Energy Applications*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.20, no.4, 12 2005, 781-791,
- [4] Fahimi B., Emadi A., Sepe R. B.: *A Switched Reluctance Machine-Based Starter/Alternator for More Electric Cars*, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 1, 3 2004, 116-124,
- [5] Schofield N., Long S.: *Generator Operation of a Switched Reluctance Starter/Generator at Extended Speeds*, IEEE Transactions of Vehicular Technology, vol. 58, no. 1, 1 2009, 48-56,
- [6] Radun A. V., Ferreira C. A., Richter E.: *Two-Channel Switched Reluctance Starter/Generator Results*, IEEE Transactions on Industry Applications, col. 34, no. 5, 9/10 1998, 1026-1034,
- [7] De Paula P.P., Da Silva W. M., Cardoso J. R. and Nabeta S.L., *Assessment of the Influences of the Mutual Inductances on Switched Reluctance Machines Performance*, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03*, vol.3, 2003, pp.1732-1738,

AN ANALYSIS OF MAGNETIC COUPLINGS INFLUENCE ON CHARACTERISTICS OF THE SWITCHED RELUCTANCE GENERATOR

S u m m a r y

In the paper an influence of magnetic couplings on chosen properties of the four-phase switched reluctance generator was discussed. Waveforms of phase currents and dependencies of electromagnetic torque, output power and efficiency in the function of rotor speed were determined on the basis of field-circuit model with taking into account magnetic couplings between phases and case with magnetic independencies of particular phases. Conclusions concerning influence of magnetic couplings on chosen characteristics of generator and conclusions concerning selection of windings supply type were presented.

Keywords: switched reluctance generator, magnetic couplings

DOI: 10.7862/re.2015.12

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Robert ZIEMBA¹
Grzegorz MASŁOWSKI²
Lesław KARPIŃSKI³
Stanisław WYDERKA⁴
Grzegorz KARNAS⁵
Kamil FILIK⁶
Paweł SZCZUPAK⁷

BADANIE ROZPŁYWU DŁUGOTRWAŁEJ SKŁADOWEJ PRĄDU PIORUNOWEGO W INSTALACJACH OBIEKTU

W artykule przedstawiono wyniki badań poligonowych oraz symulacyjnych, rozptyłu składowej długotrwałej prądu piorunowego w urządzeniu piorunochronnym, kablowej linii zasilającej i instalacji elektrycznej budynku jednorodzinnej. Badania przeprowadzono w 2014 roku na poligonie badawczym Politechniki Rzeszowskiej w miejscowości Huta Poręby. Rozptyw prądu w poszczególnych elementach badanego obiektu mierzono i rejestrowano za pomocą wielotorowego elektrooptycznego układu pomiarowego. Dla weryfikacji wyników pomiarów, przeprowadzono badania symulacyjne rozptywu prądu udarowego w elementach obiektu zamodelowanego w programie ATP-EMTP. Parametry schematu zastępczego urządzenia piorunochronnego badanego obiektu, w tym poziomych i pionowych uziomów, wyznaczono na podstawie ich wymiarów geometrycznych oraz wartości rezystywności gruntu. Wyniki badań komputerowych wykazały dobrą zgodność z rejestracjami eksperymentalnymi. Różnice wynikają głównie z przyjętych założeń upraszczających w modelu układu i generatora.

Słowa kluczowe: urządzenie piorunochronne, prąd piorunowy, badania poligonowe, modelowanie i symulacje komputerowe

¹ Autor do korespondencji: Robert Ziemia, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651330, ziemba@prz.edu.pl

² Grzegorz Masłowski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651253, maslowski@prz.edu.pl,

³ Lesław Karpiński, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651330, lkarpi@prz.edu.pl

⁴ Stanisław Wyderka, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1773, swyderka@prz.edu.pl

⁵ Grzegorz Karnas, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651243, gkarnas@prz.edu.pl

⁶ Kamil Filik, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651298, kfilik@prz.edu.pl

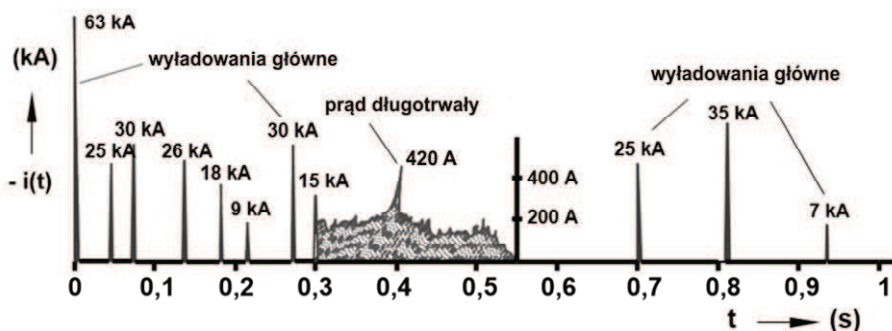
⁷ Paweł Szczupak, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651472, pszczup@prz.edu.pl

1. Wstęp

Natura wyładowań atmosferycznych jest bardzo złożona. Oddziaływanie wyładowań doziemnych trafiających w obiekty zmusza do prowadzenia badań eksperymentalnych w warunkach poligonowych, które pozwalają na uwzględnienie przede wszystkim rozprzyszczenia prądów udarowych w gruncie przy zastosowaniu układów o rzeczywistych rozmiarach [1]. W normach wyróżnia się cztery reprezentatywne składowe wyładowania doziemnego a ich parametry klasyfikuje się w zależności od klasy ochrony ogromowej obiektu [2]:

- pierwsza składowa wyładowania dodatniego: wartość szczytowa 100-200 kA, stromość narastania 10-20 kA/ μ s, czas czoła 10 μ s, czas do półszczytu 350 μ s, ładunek impulsowy 50-100 C, całkowity ładunek 150-300 C, energia właściwa 2, 5-10 MJ/ Ω ;
- pierwsza składowa wyładowania ujemnego: wartość szczytowa 50-100 kA, stromość narastania 50-100 kA/ μ s, czas czoła 1 μ s, czas do półszczytu 200 μ s;
- kolejne składowe wyładowania ujemnego: wartość szczytowa 25-50 kA, stromość narastania 100-200 kA/ μ s, czas czoła 0,25 μ s, czas do półszczytu 100 μ s;
- długotrwała składowa prądu: wartość szczytowa 200-400 A, całkowity ładunek 100-200 C, czas trwania 0,5 s.

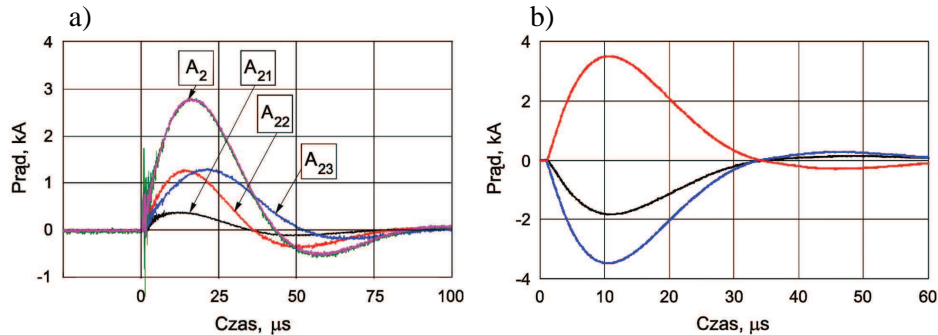
Na rysunku 1 przedstawiony jest szkic rejestracji rzeczywistego prądu ujemnego wyładowania doziemnego składającego się z jedenastu wyładowań głównych (składowych krótkotrwałych) i jednej składowej długotrwałej [3].



Rys. 1. Prąd piorunowy z kilkunastoma wyładowaniami głównymi i jednym prądem długotrwałym
Fig. 1. Lightning current discharges with several major and one of the long duration current

Na poligonie badawczym Politechniki Rzeszowskiej, pierwotnie zlokalizowanym na terenie Uczelni, a od 2012 r. w miejscowości Huta Poręby koło Dynowa, przeprowadzono w latach 2007-2013 szereg badań rozprzyszczenia

krótkotrwałych prądu piorunowego (wyładowań głównych) w instalacji piorunochronnej i elektrycznej obiektu [3-10]. Udary prądowe wprowadzono z generatora udarów do zwołu odgromowego na dachu budynku. Rozptyw prądu w poszczególnych elementach badanego obiektu mierzono i rejestrowano początkowo z wykorzystaniem ekranowanych przewodów koncentrycznych i ostatnio za pomocą wielotorowego elektrooptycznego układu pomiarowego [11]. Wykorzystanie łączy światłowodowych i transmisji cyfrowej spowodowało wyeliminowanie zakłóceń indukowanych w torze pomiarowym w trakcie działania generatora (rysunek 2).

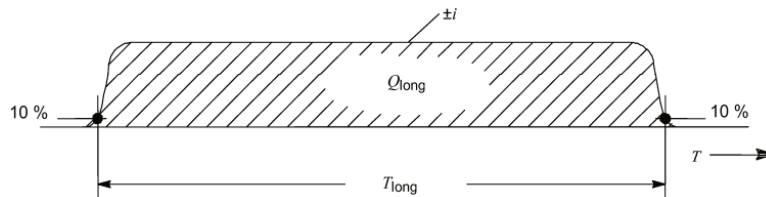


Rys. 2. Przykłady rejestracji udarów prądowych: a) przebiegi prądu w elementach urządzenia piorunochronnego zarejestrowane z zastosowaniem przewodów koncentrycznych i oscyloskopu b) przebiegi prądu zarejestrowane za pomocą prototypowego układu elektrooptycznego z przesyłem danych łączy światłowodowym w postaci cyfrowej

Fig. 2. Fig. 2. Comparison of different lightning current registration techniques. a) current waveforms in LPS obtained with application of conventional BNC wires and oscilloscope; b) similar registration but with fiber-optic digital link transmission applied

2. Generator udarów piorunowych długotrwałych

W 2014 roku do badań rozptywu prądu piorunowego wprowadzono generator składowej długotrwałej. Jego konstrukcja pozwala generować impulsy zgodne z definicją podaną w normie PN-EN 62305-1 [2] jak na rysunku 3.

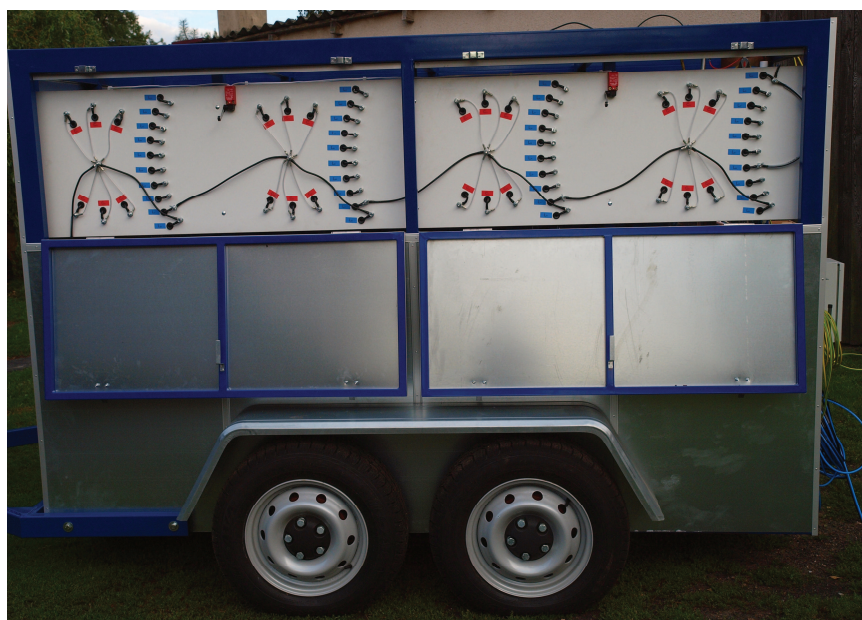


Rys. 3. Określenie parametrów udaru długotrwałego (T_{long} – czas trwania, Q_{long} – ładunek udaru długotrwałego)

Fig. 3. Definitions of long duration stroke parameters (T_{long} – duration time, Q_{long} – long stroke charge)

Generator GUP – 10/100 jest unikalnym urządzeniem laboratoryjnym przeznaczonym do wytwarzania impulsów prądowych o kształcie prostokątnym i czasie trwania od kilku do 100 ms. Pozwala on na prowadzenie prób napięciem udarowym o amplitudzie od 1 kV do 10 kV i wartości maksymalnej prądu równej 1 kA. Maksymalna energia, która może być zgromadzona w baterii kondensatorów generatora wynosi 120 kJ.

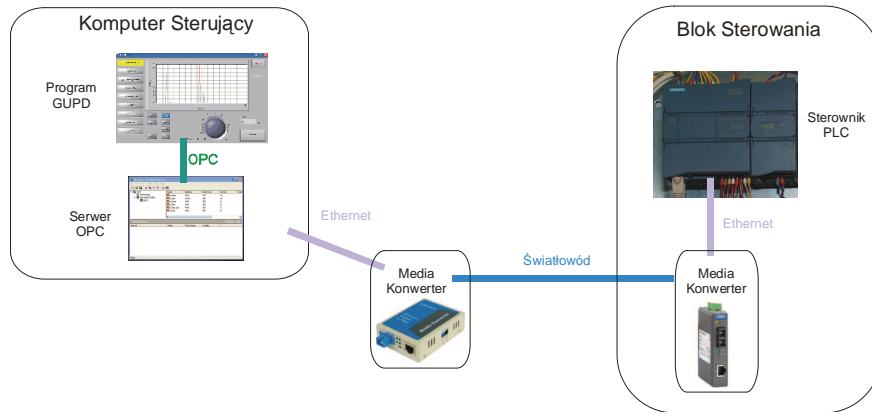
Rysunek 4 przedstawia generator GUP – 10/100 z widokiem tablic przyłączeniowych umożliwiającą kształtowanie impulsu wyjściowego. Generator składa się z dwóch niezależnych modułów połączonych ze sobą światłowodowym kablem kontrolno-sterującym. Jednostką sterującą jest natomiast laptop z zainstalowanym oprogramowaniem serwera oraz dedykowanym programem. Prosty serwer z protokołem OPC służy do komunikacji ze sterownikami programowalnymi. Oprogramowanie sterujące generatorem GUP – 10/100 zostało napisane w środowisku LabView i powstało specjalnie do jego obsługi. Dzięki protokołowi OPC program wymienia informacje z w blokiem sterowania generatora. Przyjęta konfiguracja generatora z łączem światłowodowym pozwala na uniknięcie zakłóceń pracy układu sterującego w trakcie badań.



Rys. 4. Generator udarów długotrwałych GUP – 10/100

Fig. 4. Long duration impulse current generator GUP – 10/100

Na rysunku 5 przedstawiony jest schemat układu komunikacji na stanowisku kontrolnym generatora.



Rys. 5. Schemat układu komunikacji na stanowisku

Fig. 5. Diagram of the communication station

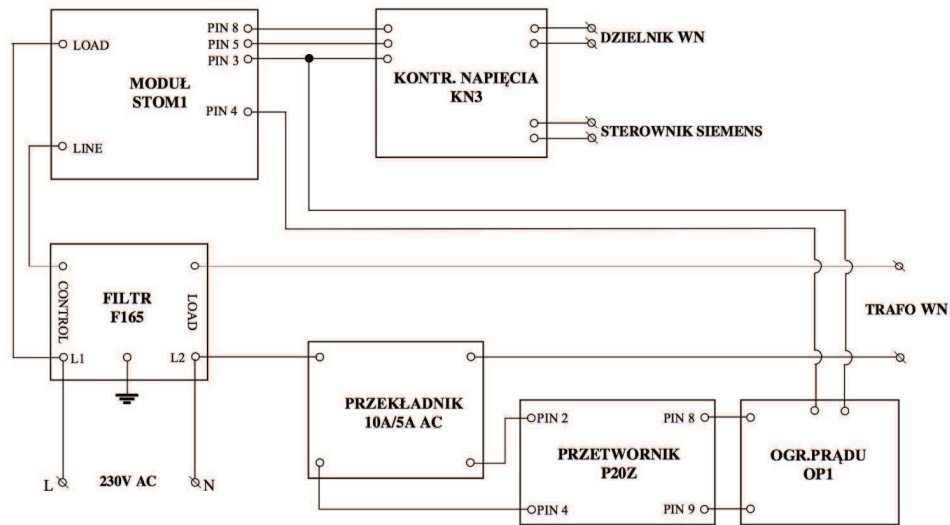
Komputer sterujący komunikuje się ze sterownikiem wbudowanym w blok sterowania przy pomocy Ethernetu przemysłowego. W celu zapewnienia izolacji galwanicznej zastosowano parę konwerterów zamieniających sygnał elektryczny na optyczny i odwrotnie. W generator wbudowany jest sterownik programowalny PLC, który komunikuje się z laptopem z zainstalowanym oprogramowaniem.

W skład części silnopiędowej generatora udarów wchodzą następujące podstawowe zespoły:

- bateria kondensatorów;
- zasilacz WN ;
- iskiernik załączający;
- bocznik prądowy o rezystancji 100 mΩ ;
- elementy formujące impuls prądowy.

Bateria kondensatorów składa się z 24 impulsowych kondensatorów typu IK – 2x50/10. W „oczkach” układu drabinkowego znajdują się trzy kondensatory. Każdy z nich zbudowany jest z dwóch sekcji o pojemności 50 μF. W celu zabezpieczenia kondensatorów przed elektroeksplozją każda sekcja jest przyłączona do obwodu przez odpowiednio dobrany bezpiecznik typu „fuse”. Taka konstrukcja umożliwia dodatkowo zmianę pojemności w „oczku” generatora od 50 μF do 300 μF, co w sposób istotny wpływa na parametry generowanych impulsów prądowych. Całkowita pojemność baterii generatorów wynosi 2,4 mF. Przy maksymalnym napięciu pracy wynoszącym 10 kV pozwala ona na zgromadzenie energii równie około 120 kJ.

Układ zasilacza baterii kondensatorów składa się z transformatora, prostownika diodowego WN oraz systemu kontrolno-pomiarowego. Układ ten pozwala na zgromadzenie w kondensatorach energii zależnej od wybranego napięcia pracy. Schemat blokowy układu ładowania przedstawiono na rysunku 6.



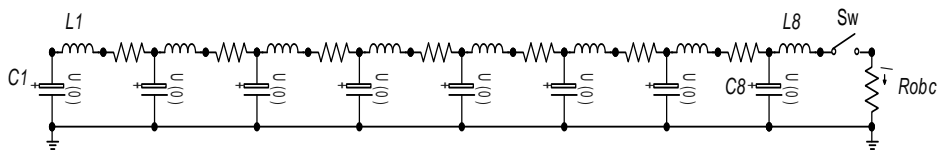
Rys. 6. Schemat układu sterowania ładownicą 10 kV

Fig. 6. Diagram of the control system of the 10 kV charger

Iskiernik załączający jest elementem pozwalającym na uruchomienie generatora. Składa się z dwóch elektrod. Jedna z elektrod jest ruchoma. Ruch jej jest wymuszony siłownikiem pneumatycznym. Taki system pozwala na pracę iskiernika w bardzo szerokim zakresie napięć (od 0,5 kV do 10 kV).

Zastosowany bocznik prądowy to niskoindukcyjny rezystor pozwalający na pomiar i rejestrację impulsów prądowych o wartościach do kilku kA. Bocznik ten jest integralną częścią konstrukcji generatora. Podobnie dzielnik napięcia zbudowano w oparciu o dwa rezystory. W zależności od impedancji wejściowej układu rejestrującego jego przekładnia ma dwie wartości, a mianowicie dla wejścia wysokoimpedancyjnego (ok. $1\text{M}\Omega$) wynosi $K_u = 62$ a dla wejścia $50\ \Omega$ odpowiednio $K_u = 123$.

Jako podstawową konfigurację źródła prostokątnych impulsów prądowych zastosowano osiem sekcji układu drabinkowego LC jak na rysunku 7. W układzie tym można zmienić czas trwania impulsu poprzez zmianę pojemności i indukcyjności poszczególnych stopni generatora.



Rys. 7. Schemat generatora impulsów prostokątnych

Fig. 7. Circuit diagram of a generator for rectangular impulse currents

Dla generatora obciazonego rezystancja R_{obc} , dana zaleznościa

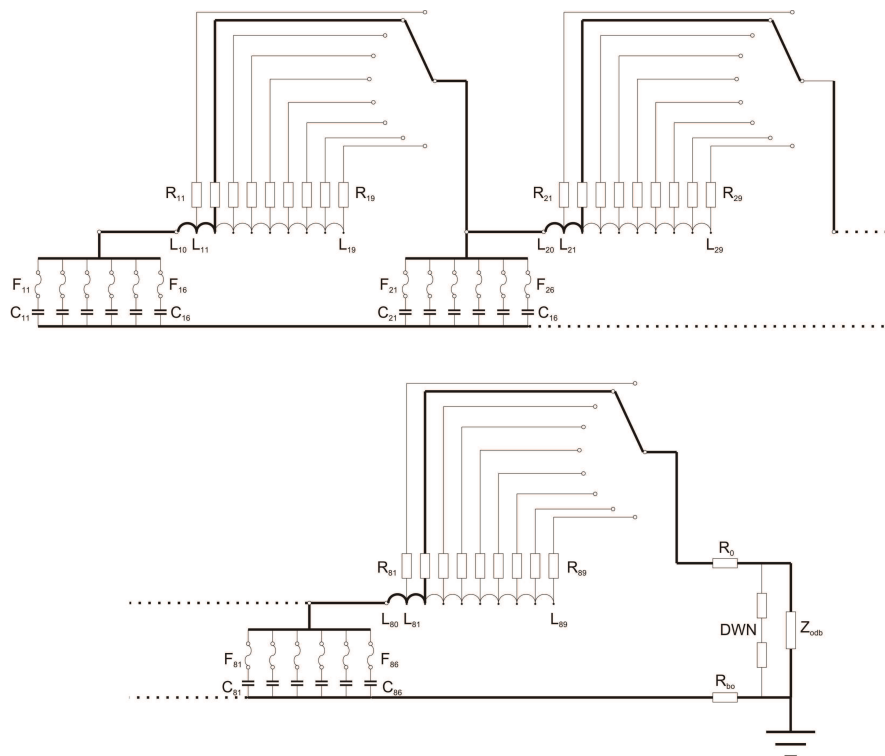
$$R_{obc} = \sqrt{L/C} \quad (1)$$

dlugosc trwania impulsu moze byc wyznaczona z przyblizonej zaleznościa:

$$T_d \approx 2 \frac{n-1}{n} \sqrt{LC} \quad (2)$$

gdzie: $L = nL_i$, $C = nC_i$, L_i – indukcyjnosc i -tej sekcji, C_i – pojemnosc i -tej sekcji, n – liczba sekcji generatora.

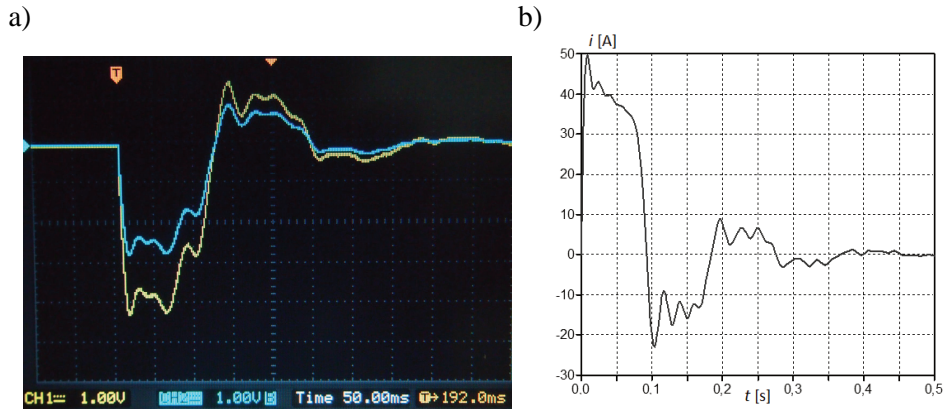
Dla czasow trwania impulsow z przedzialu od 10 ms do 100 ms zastosowano 6 mozliwosci zmian pojemnosci (od 50 μ F do 300 μ F) oraz 9 mozliwosci zmian indukcyjnosci (od 1,85 mH do 153 mH). Na rysunku 8 przedstawiono uproszczony schemat zastepczy czesci formujacej ksztalt impulsu generatora GUP - 10/100.



Rys. 8. Uproszczony schemat zastepczy generatora GUP – 10/100

Fig. 8. Simplified circuit diagram of the generator GUP – 10/100

Dla wybranych parametrów obwodu przeprowadzono symulacje prądu generatora w programie ATP-EMTP (zgodnie ze schematem jak na rysunku 7) i porównano je z wartościami zmierzonymi na stanowisku testowym. Na rysunku 9 przedstawiono zmierzony oraz obliczony przebieg prądu w układzie dla wartości pojemności i indukcyjności formujących $C_i = 300 \mu\text{F}$ i $L_i = 150 \text{ mH}$, oraz obciążenia rezystancyjnego $R_{\text{obc}} = 4,2 \Omega$. Na oscylogramie z rysunku 6a jest także widoczny przebieg napięcia generatora (krzywa niebieska). Przebiegi symulacyjne posiadają przeciwną polaryzację w stosunku do przebiegów zarejestrowanych z uwagi sposób definicji parametrów układu w programie.



Rys. 9. Przebieg impulsu prądowego generatora: a) zmierzony (żółty), b) obliczony

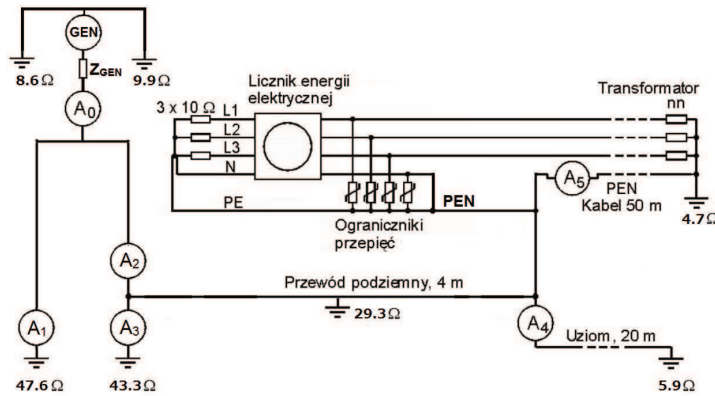
Fig. 9. Current impulse form of the generator: a) measured (yellow) b) calculated

3. Badania eksperymentalne i symulacje komputerowe

Od kilkunastu lat prowadzone są badania eksperymentalne rozplywu prądów w urządzeniach piorunochronnych zainstalowanych na budynkach mieszkalnych lub na ich pełnowymiarowych modelach fizycznych. Badania te, prowadzone również na poligonie Politechniki Rzeszowskiej we współpracy z Międzynarodowym Centrum Badań Wyładowań Atmosferycznych w Camp Blanding na Florydzie, polegają głównie na rejestracji przebiegów prądu wyładowań głównych wyładowań piorunowych rozplywających się w elementach badanego obiektu i dołączonej instalacji przewodzącej.

Kierując się potrzebą oceny zagrożenia obiektów budowlanych i ich wyposażenia składowymi długotrwałymi wyładowań piorunowych, przeprowadzono w lipcu 2014 r. na poligonie w Hucie Poręby pierwsze rejestracje rozplywu tych składowych w elementach opisanego niżej obiektu. Zgodnie z wiedzą autorów tego typu badania eksperymentalne nie były wcześniej nigdzie na świecie prowadzone w sposób kontrolowany.

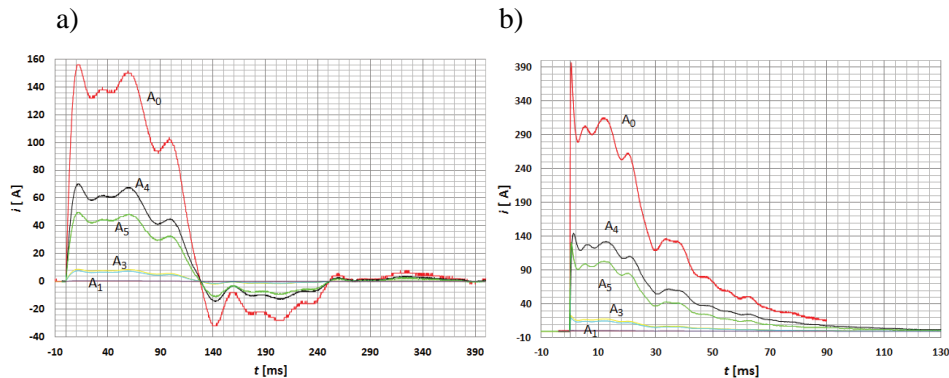
Schemat układu probierczego z zaznaczonymi punktami pomiarowymi (od A_0 do A_5) przedstawiony jest na rysunku 10. Podczas badań eksperymentalnych, rejestracje przeprowadzono dla kilku wartości napięcia naładowania generatora w zakresie od 1 do 4 kV oraz dla różnych czasów trwania impulsów (od 10 do 100 ms).



Rys. 10. Schemat elektryczny układu probierczego z zaznaczonymi punktami pomiarowymi rozplywu prądu udarowego

Fig. 10. Equivalent circuit of the test system with marked measurement points of surge current distribution

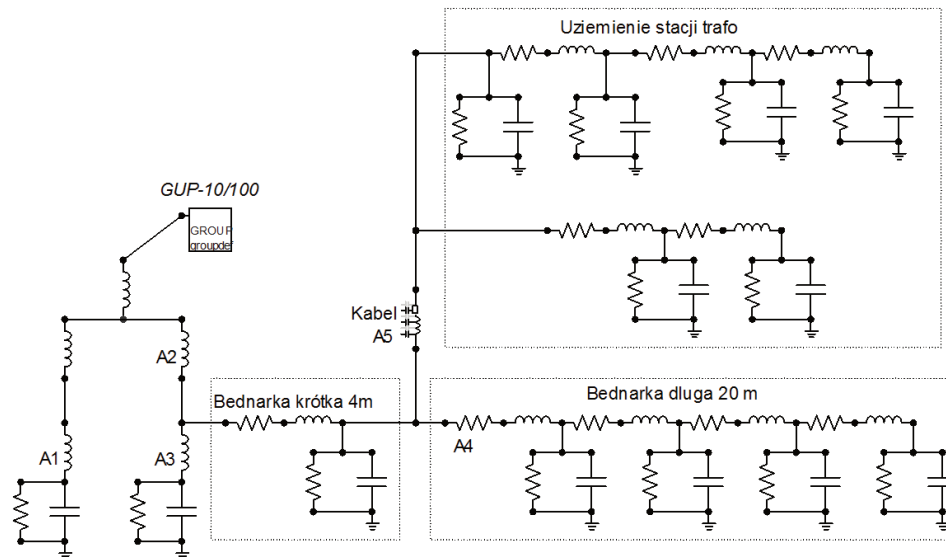
Na rysunku 11 przedstawiono zmierzone przebiegi prądów dla napięcia ładowania kondensatorów generatora wynoszącego 4 kV przy dwóch nastawach układu formującego zapewniających czasy trwania impulsów 100 ms i 20 ms. Oznaczenia przebiegów są zgodne z oznaczeniami punktów pomiarowych jak na rysunku 10.



Rys. 11. Zmierzony rozplyw prądów w badanym obiekcie: a) dla $T_d = 100$ ms, b) dla $T_d = 20$ ms

Fig. 11. Measured current distribution in the test object: a) for $T_d = 100$ ms, b) for $T_d = 20$ ms

Do analiz porównawczych z otrzymanymi wynikami pomiarów, opracowano model obwodowy badanego układu do symulacji komputerowych, w programie ATP-EMTP. Do tego celu zastosowano modele obwodowe przewodu podziemnego niez izolowanego (pionowego i poziomego), przewodu napowietrznego oraz kabla podziemnego [13, 14]. Na rysunku 12 przedstawiono schemat obwodowy analizowanego układu z zaznaczonymi punktami pomiarowymi przebiegów prądowych (A0, A1, A3, A4, A5).

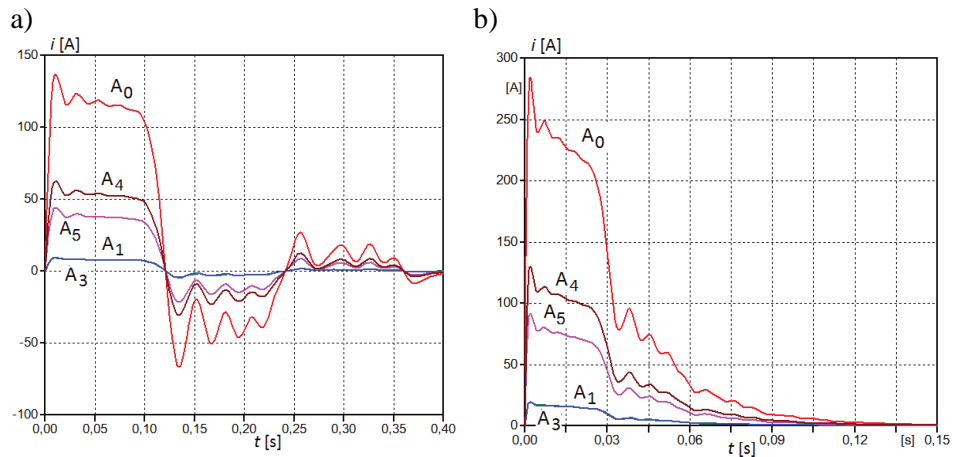


Rys. 12. Model obwodowy analizowanego układu z zaznaczonymi punktami pomiarowymi rozprywu prądu udarowego

Fig. 12. Lumped equivalent circuit of analyzed system with marked measurement points of surge current distribution

Na rysunku 13 przedstawiono obliczone w programie ATP-EMTP przebiegi prądów. Symulacje przeprowadzono dla takich samych wartości napięcia ładowania kondensatorów generatora oraz takich samych czasów trwania impulsów jak w trakcie badań eksperymentalnych..

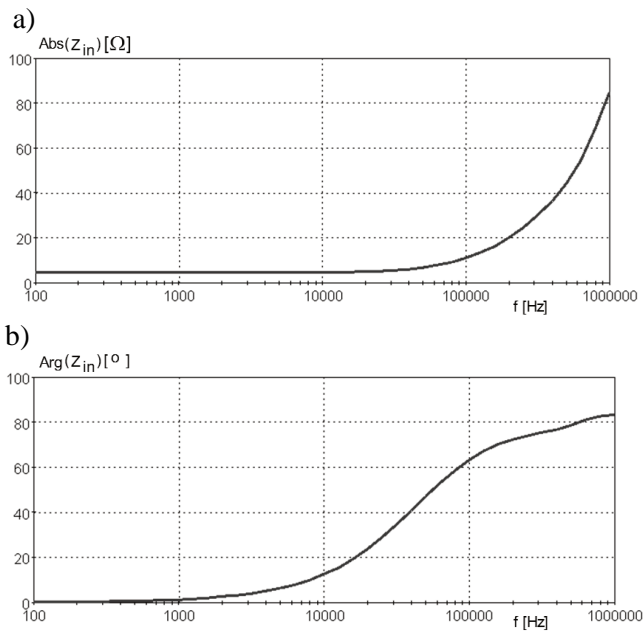
Wyniki uzyskane na podstawie modelu obwodowego (rysunek 13) wykazują dużą zgodność co do kształtu zmierzonych przebiegów (rysunek 11). Nieznaczne różnice wynikają między innymi z niedokładnego odwzorowania schematu zastępczego generatora, w którym nie uwzględniono wzajemnych sprzężeń magnetycznych pomiędzy cewkami. Ponadto nie uwzględniono w modelu obliczeniowym urządzeń podłączonych do instalacji elektrycznej budynku oraz pominięto podłączenie układu zasilającego budynek do transformatora i napowietrznej linii zasilającej.



Rys. 13. Obliczony rozptyw prądów w badanym obiekcie: a) dla $T_d = 100 \mu\text{s}$, b) dla $T_d = 20 \mu\text{s}$

Fig. 13. Calculated current distribution in the test object: a) for $T_d = 100 \mu\text{s}$, b) for $T_d = 20 \mu\text{s}$

Celem oceny wpływu charakterystyki częstotliwościowej układu, wyznaczono moduł i fazę jego impedancji wejściowej $Z_{in}(f)$ (rysunek 14).



Rys. 14. Charakterystyki częstotliwościowe impedancji wejściowej badanego układu: a) amplitudowa $\text{Abs}(Z_{in})$, b) fazowa $\text{Arg}(Z_{in})$

Fig. 14. Frequency characteristics of the input impedance of the analysed system: a) amplitude $\text{Abs}(Z_{in})$, b) phase $\text{Arg}(Z_{in})$

Charakterystyka amplitudowa do częstotliwości rzędu kilkudziesięciu kHz jest praktycznie stała, co świadczy o rezystancyjnym charakterze układu związanym głównie z rezystancjami elementów uziemienia (uziomy pionowe budynku, bednarki, uziom stacji transformatorowej). Potem do częstotliwości 1 MHz uwidacznia się jego charakter indukcyjny. Potwierdza się to w przebiegach czasowych z rysunku 13, gdzie kształty prądów w różnych punktach układu są bardzo podobne a ich proporcje wynikają głównie z wartości rezystancji w analizowanym układzie.

4. Podsumowanie

Na poligonie Politechniki Rzeszowskiej w Hucie Poręby przeprowadzono po raz pierwszy kontrolowane badania rozptyłu prądów udarowych o parametrach zbliżonych do składowych długotrwałych wyładowań piorunowych, dla wybranej konfiguracji urządzenia piorunochronnego i dołączonej instalacji elektrycznej. Wyniki pomiarów wskazują na wyraźną zależność podziału prądów udarowych od rezystancji uziemień poszczególnych elementów badanego obiektu, a także od długości obwodów, przez które przepływają. Zależność ta jest jednoznaczna w przypadku dużych różnic między wartościami rezystancji uziemień. W przypadku niewielkich różnic wartości tych rezystancji, rzędu kilkunastu procent, silniejszy wpływ na podział prądu mają wartości reaktancji obwodów i ich uziemień. Uzyskane wyniki cechują się, w pewnym zakresie, podobieństwem do wyników rozptyłu składowych głównych wyładowań piorunowych uzyskanych w czasie wcześniejszych badań przeprowadzonych na Florydzie i w Hucie Poręby. Podobne są relacje między wartościami maksymalnymi prądu w poszczególnych elementach badanego obiektu w odniesieniu do relacji między rezystancjami ich uziemień. Odmiennie, niż w przypadku krótkotrwałych składowych głównych wyładowań piorunowych, rozptywające się w poszczególnych elementach obiektu składowe długotrwałe mają takie same kształty. Wpływ zależnej od częstotliwości impedancji uziemień na relatywnie wolniej zmieniające się przebiegi prądu składowych długotrwałych jest znacznie mniejszy w porównaniu do jej wpływu na szybkozmienne przebiegi składowych głównych. Uzyskane wartościowe wyniki pomiarów stanowią zachętę do prowadzenia dalszych badań eksperymentalnych, a także symulacyjnych, w celu dokładniejszego poznania istotnych uwarunkowań wpływających na rozptył prądów udarowych odwzorowujących składową długotrwałą wyładowań piorunowych w urządzeniu piorunochronnym, instalacji elektrycznej i sieci zasilającej obiektu budowlanego.

Literatura

- [1] Masłowski G.: Analiza i modelowanie wyładowań atmosferycznych na potrzeby ochrony przed przepięciami. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, seria: Rozprawy, Monografie, nr 208, Kraków, 2010
- [2] PN-EN 62305-1:2008 Ochrona odgromowa - Część 1: Zasady ogólne
- [3] Rakov V.A., Uman M.A., Lightning, physics and effects. Cambridge University Press, 2003
- [4] Rakov V.A., Uman M.A., Fernandez M.I., Mata C.T., Rambo K.J., Stapleton M.V., and Sutil R.R., Direct Lightning Strikes to the Lightning Protection System of a Residential Building: Triggered-Lightning Experiments, IEEE Trans. on Pow. Del., 17 (2002), n.2, pp. 575-586
- [5] DeCarlo B. A., Rakov V. A., Jerauld J. E., Schnetzer G. H., Schoene J., Uman M. A., Rambo K. J., Kodali V., Jordan D. M., Maxwell G., Humeniuk S., Morgan M., Distribution of Currents in the Lightning Protective System of a Residential Building - Part I: Triggered-Lightning Experiments, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, n. 4, Oct. 2008 pp. 2439-2446
- [6] Masłowski G., Rakov V.A., Wyderka S., Bajorek J., DeCarlo B.A., Jerauld J., Schnetzer G.H., Schoene J., Uman M.A., Rambo K.J., Jordan D.M. and Krata W., Testing of Lightning Protective System of a Residential Structure: Comparison of Data Obtained in Rocket-Triggered Lightning and Current Surge Generator Experiments, High Voltage Engineering, China, 34 (2008), n. 12, pp. 2575-2582
- [7] Masłowski G., Wyderka S., Rakov V.A., DeCarlo B.A., Li L., Bajorek J., Ziamba R., Measurements and numerical modeling of currents in lightning protective system of a residential building. X International Symposium on Lightning Protection, Curitiba, Brazil, November 9-13, 2009, pp. 587-592.
- [8] Masłowski G., Wyderka S., Rakov V.A., DeCarlo B.A., Li L., Bajorek J., Ziamba R., Experimental investigation and numerical modeling of surge currents in lightning protective system of a residential building, Journal of Lightning Research, No. 4, 2012, pp. 18-26
- [9] Masłowski G., Wyderka S., Bajorek J., Ziamba R., Badanie efektywności urządzenia piorunochronnego niewielkiego obiektu budowlanego. Przegląd Elektrotechniczny, R. 86 nr 5/2010, ss. 229-232
- [10] Masłowski G., Wyderka S. Układ probierczo-pomiarowy do poligonowych badań narażeń piorunowych, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), R. 88, NR 5a, 2012, ss. 67-72
- [11] Buczek Ł., Wyderka S., Jaworski M., Światłowodowy system szerokopasmowej rejestracji sygnałów elektrycznych w środowisku wysokich napięć i silnych zaburzeń elektromagnetycznych, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), R. 88, NR 9a, 2012, ss. 171-174
- [12] Klaus Schon, "High Impulse Voltage and Current Measurement Techniques: Fundamentals - Measuring Instruments - Measuring Methods", Springer, 2013
- [13] Sunde, E. D., Earth Conduction Effects in the Transmission Systems, New York: Dover, 1968.
- [14] Juan A. Martinez Velasco (Ed.), Power System Transients. Parameter Determination, CRC Press, Boca Raton, London, New York, October 2009

INVESTIGATION OF DISTRIBUTION OF LONG DURATION COMPONENT OF LIGHTNING CURRENT IN THE STRUCTURE INSTALATIONS

Summary

The first controlled experimental study of lightning continuous current distribution in the lightning protection system supplied with the electrical system was conducted in 2014 at the open site in Huta Poręby, Poland. The measurement results show that the surge current distribution depends on the individual grounding resistance, as well as, the length of the circuit. This relationship is clear in the case of large differences between the values of grounding resistance. For slight differences in these values, that is of the order of several percent, a stronger influence on the current distribution have a reactance of the lightning protection system. The obtained results were compared to those obtained during previous tests conducted in Florida and Huta Poręby regarding of the distribution of lightning return stroke currents. It turns out that the relationship of amplitudes of the currents in the individual parts of the lightning protection system with respect to the relationship between the grounding resistances are very similar. However, the continuous current components have the same shape in the different conductors of lightning protection system, differently than in the case of return stroke components. It means that the impact of frequency dependent grounding impedance on the shape of continuous current components is much smaller than in the case of much faster return stroke components. The effectiveness of lightning continuous current dissipation to the ground locally is a few percent larger than for return stroke currents. The obtained valuable measurements provide an incentive for further experimental and computational research in order to better know the most important conditions affecting the distribution of continuous current in the lightning protection system.

Keywords: lightning protection system, surge current, measurements and simulations

DOI: 10.7862/re.2015.13

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Grzegorz KARNAS¹
Grzegorz MASŁOWSKI²
Piotr BARAŃSKI³

SYGNATURY POLA ELEKTRYCZNEGO UDARÓW PIORUNOWYCH OTRZYMANE Z NOWEJ STACJI DETEKCYJNEJ POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

W pracy zostały przedstawione wyselekcjonowane rejestracje piorunowego pola elektrycznego z nowej stacji detekcyjnej Politechniki Rzeszowskiej podczas incydentów burzowych w 2014 r. Zebrane przebiegi obejmują rejestracje pola elektrycznego wolnozmiennego w paśmie częstotliwości od 0 do 10 Hz oraz pola szybkozmiennego w zakresie od 0.5 Hz do 3 MHz. Pliki cyfrowe z danymi poddano badaniu pod kątem identyfikacji typu oraz faz rozwoju czasowego poszczególnych składowych wyładowań. Przeprowadzono dwa rodzaje analizy: w dziedzinie czasu oraz czasowo-częstotliwościowej (PSD). Do otrzymania widm spektralnej gęstości mocy (PSD) zastosowano algorytm szybkiej transformaty Fouriera (STFT). Otrzymane wyniki, z analizy przykładowych widm PSD rozpatrywanych wyładowań doziemnych, wykazały użyteczność tej metody zarówno w identyfikacji poszczególnych typów udarów piorunowych, tj. zmian typu RS lub CC, jak i w ograniczonej liczbie przypadków do dyskryminacji fazy wyładowań wstępnych (PB) w chmurze burzowej. Rezultaty tych badań mogą być również zaimplementowane w nowych i szybkich algorytmach oraz procedurach komputerowych do automatycznej detekcji różnych składowych wyładowania doziemnego. W pracy została przedstawiona także cała struktura sprzętowa nowego stanowiska pomiarowego stacji detekcyjnej Politechniki Rzeszowskiej. Obejmuje ona zarówno sensory wolno i szybkozmiennego pola elektrycznego, jak i sprzęt optyczny, tj. aparat cyfrowy z wyzwalaczem optycznym oraz szybką cyfrową kamerę wideo do śledzenia rozwoju czasowego kanałów wyładowczych tych wyładowań.

Słowa kluczowe: wyładowanie doziemne i wewnątrzchmurowe, analiza STFT i spektrogramy PSD, piorunowe pole elektryczne, systemy lokalizacji i detekcji wyładowań atmosferycznych

¹ Autor do korespondencji: Grzegorz Karnas, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, (17) 865 12 43, gkarnas@prz.edu.pl

² Grzegorz Masłowski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. Wincentego Pola 2, 35-959 Rzeszów, (17) 865 12 96, maslowski@prz.edu.pl

³ Piotr Barański, Instytut Geofizyki PAN, Zakład Fizyki Atmosfery, ul. Księcia Janusza 64, 01-452 Warszawa, (22) 691 58 72, baranski@igf.edu.pl

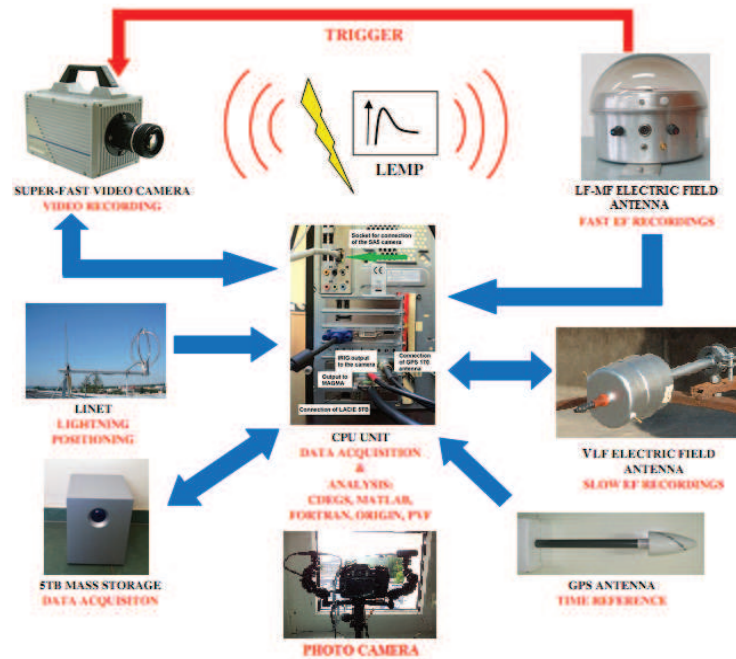
1. Wprowadzenie

Współczesne możliwości sprzętowe i programowe zastosowane do przeprowadzenia wieloaspektowej analizy pola elektromagnetycznego (EM) wyładowań atmosferycznych stanowią istotny element efektywnego działania operacyjnego globalnych lub regionalnych systemów detekcji i lokalizacji wyładowań na całej kuli ziemskiej. Głównym zadaniem tych systemów jest możliwie najdokładniejsze wyznaczenie czasu, miejsca oraz szczytowej amplitudy prądu każdego wykrytego wyładowania atmosferycznego. Do tego celu najczęściej stosuje się zestawy kilku stacji bazowych współpracujących synchronicznie [1, 2]. Ważnym elementem samej detekcji zjawiska udaru piorunowego jest równoczesna analiza przebiegów zmian pola EM zarejestrowanych przez różne stacje bazowe. Najczęściej wykorzystywaną metodą jest tu tzw. technika TOA (Time-of-Arrival) [3]. Wykorzystuje ona informację o różnicach w czasie propagacji impulsu piorunowego do poszczególnych stacji pomiarowych. Dokładne określenie tych czasów wymaga jednoczesnej identyfikacji sekwencji impulsów tego samego wyładowania w ramach kilku stacji. Niejednokrotnie jest to bardzo utrudnione lub nawet niemożliwe ze względu na szereg zjawisk zakłócających lub modyfikujących parametry fali EM, rozchodzącej się w przestrzeni pomiędzy emitującym kanałem piorunowym a antenami/sensorami odbiorczymi [4]. Superpozycja różnych zakłóceń EM znacząco modyfikuje przebiegi pola EM samego wyładowania atmosferycznego, rejestrowanego w dziedzinie czasu [5]. Istotnym jest więc poszukiwanie nowych sposobów analizy widmowej, znacząco zaszumionych przebiegów pola EM, generowanego przez wyładowania atmosferyczne. Jedną z możliwości jest tu analiza spektralna w dziedzinie amplitudowo-częstotliwościowej oraz czasowej z wykorzystaniem szybkiej transformaty Fouriera (STFT) [6, 7]. Zastosowany do tego celu podstawowy algorytm pozwala na wyodrębnienie głównych składowych wyładowania doziemnego, takich jak na przykład wyładowanie główne (RS - return stroke), czy prąd długotrwały (CC – continuing current) [8]. Dodatkowo algorytm ten można rozwinąć o funkcję rozpoznawania poszczególnych etapów rozwoju czasowego samego wyładowania doziemnego, jak na przykład wstępne wyładowania w chmurze burzowej (PB – preliminary breakdown) [9, 10], inicjujące proces rozwoju lidera krokowego. W celu implementacji metody wykorzystującej analizę widmową w algorytmach detekcji wyładowań atmosferycznych, konieczna jest jej optymalizacja pod kątem rozróżniania typu tego wyładowania. Powinna więc ona obejmować dobór odpowiednich parametrów samej transformaty STFT, takich jak, szerokość okna, typ funkcji okna, czy procedurę nakładania poszczególnych okien [11, 12]. Drugim aspektem jest tu ustalenie kryteriów poprawnej identyfikacji typu wyładowania oraz selekcji poszczególnych składowych wyładowania doziemnego w otrzymywanych spektrogramach. W niniejszej pracy przedstawiono przykładowe spektrogramy różnych wyładowań doziemnych, dające

możliwość przyszłej programowalnej selekcji poszczególnych etapów rozwoju wyładowania atmosferycznego oraz wyróżniania jego głównych składowych.

2. Charakterystyka sprzętowa stanowiska pomiarowego do detekcji wyładowań atmosferycznych.

Stanowisko pomiarowe do detekcji wyładowań atmosferycznych zostało zorganizowane w Katedrze Elektrotechniki i Podstaw Informatyki Politechniki Rzeszowskiej w 2011 r. Od tamtego czasu było ono sukcesywnie rozbudowywane oraz optymalizowane [13]. Obecnie w skład systemu pomiarowego stanowiska wchodzi zestaw sensora wolnozmiennego pola elektrycznego (tzw. dipol wirujący) oraz antena szybkozmiennego pola elektrycznego (ang. electric field change meter). Ponadto do rejestracji fotograficznych czasowej ewolucji kanałów wyładowczych bliskich uderów piorunowych wykorzystuje się szybką cyfrową kamerę wideo oraz profesjonalny cyfrowy aparat fotograficzny z niezależnym wyzwalaczem optycznym (rys. 1). Całość systemu integruje wyspecjalizowana jednostka PC. Od niedawna, w oparciu o profesjonalny odbiornik czasu GPS, możliwa jest pełna synchronizacja rejestracji obrazu kanału wyładowczego oraz zmian pola elektrycznego bliskich wyładowań doziemnych. Tak więc, to stanowisko pomiarowe, wyspecjalizowane do badań doziemnych wyładowań atmosferycznych, stało się unikalne w skali kraju oraz stanowi jedno z niewielu miejsc na świecie, gdzie prowadzone są pomiary umożliwiające równoczesną rejestrację zjawisk optycznych oraz elektrycznych towarzyszących wyładowaniom atmosferycznym [14, 15]. W najbliższym czasie planowane jest również uruchomienie mobilnej stacji rejestracji wyładowań. Pierwsze próby systemu zostały przeprowadzone w Bezmiechowej Górnej (Bieszczady) w 2014 roku [16]. W ramach współpracy międzynarodowej Politechnika Rzeszowska współpracuje od kilkunastu lat z International Center for Lightning Research and Testing na Florydzie. Podobna struktura systemów pomiarowych z Rzeszowa oraz Florydy pozwala na wzajemną weryfikację uzyskanych wyników i pogłębioną ich interpretację. Zastosowanie własnych rozwiązań sprzętowych oraz implementacja interfejsu w programie Matlab pozwoliły na pełną automatyzację systemu pomiarowego. Umożliwia ona bezobsługową rejestrację w porze nocnej, a także generowanie raportów burzowych dla wybranych użytkowników systemu. Matlab został wykorzystany nie tylko do zwiększenia możliwości funkcjonalnych systemu, ale również do analizy zebranych danych. W przyszłości planowana jest dalsza modernizacja systemu i wprowadzanie nowych rozwiązań sprzętowych oraz algorytmów nie stosowanych do tej pory w innych systemach detekcyjnych.



Rys. 1. Struktura sprzętowa stanowiska pomiarowego w Rzeszowie do detekcji wyładowań atmosferycznych.

Fig. 1. Measuring setup of the lightning detection station prepared in Rzeszow.

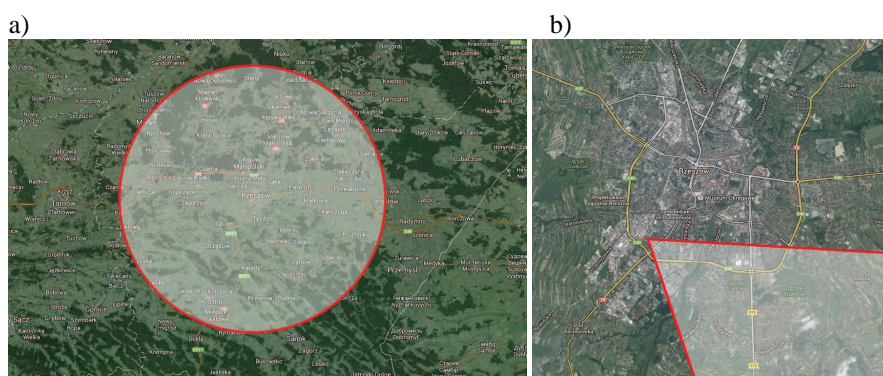
Stanowisko pomiarowe do detekcji wyładowań atmosferycznych znajduje się w budynku B Wydziału Elektrycznego Politechniki Rzeszowskiej. Na poddaszu zainstalowano aparaturę pomiarowo-kontrolną oraz zestaw czujników wizyjnych. Anteny zostały rozmieszczone powyżej, na dachu, w miejscach o małych szumach energetycznych, umożliwiającą poprawną rejestrację zewnętrznego pola elektrycznego generowanego przez chmury burzowe i wyładowania atmosferyczne. Stacja posiada również korzystną lokalizację miejską, ze względu na niewielkie zurbanizowanie okolicznej strefy.

W skład systemu pomiarowego wchodzi zestaw anteny szybkozmiennego pola elektrycznego oraz sensor elektrycznego pola wolnozmiennego (tzw. dipol wirujący). Antena pola elektrycznego szybkozmiennego posiada zakres od 0.5 Hz do 3 MHz. Górny zakres pomiarowy jest wykorzystywany do analizy szybkozmiennych zjawisk w chmurze burzowej, tzw. wyładowań wstępnych (PB) inicjujących powstanie lidera krokowego. Dane pomiarowe z anteny są zapisywane w masowej pamięci zewnętrznej o pojemności 5 TB, z wykorzystaniem czterokanałowej karty Spectrum M2i3131 i z maksymalną prędkością 25 MS/s oraz rozdzielczością 12 bitów. W celu zapewnienia synchronizacji czasowej wolno i szybkozmiennych przebiegów zmian pola elektrycznego uderów pioru-

nowych, w jednym z kanałów karty pomiarowej rejestrowany jest również cyfrowy marker czasu GPS (1 PPS) w kodzie IRIG-B. Odbiornikiem sygnału GPS jest profesjonalna antena firmy Meinberg typ GPS-170.

Podstawowym elementem całości systemu detekcji wyładowań atmosferycznych jest sposób wyzwalania rejestracji. Zapis zmian pola elektrycznego udaru piorunowego jest inicjowany z wykorzystaniem układu „triggera” zintegrowanego z układem elektronicznym anteny pola szybkozmiennego (rys.1). Na wejściu „triggera” znajduje się mianowicie filtr pasmowo-przepustowy o częstotliwości granicznej 10 kHz. Umożliwia to wstępną selekcję rejestracji pod względem wykrywania jedynie wyładowań doziemnych. Czułość anteny, w obecnej konfiguracji stanowiska pomiarowego, zapewnia skuteczną detekcję udarów piorunowych w odległości około 50 km od miejsca jej lokalizacji (rys.2).

Politechnika Rzeszowska posiada również dostęp do danych z europejskiego systemu detekcji i lokalizacji wyładowań atmosferycznych LINET. Pozwala to uzyskać informacje o dodatkowych parametrach rejestrowanych udarów piorunowych, takich jak np.: amplituda prądu szczytowego w kanale wyładowania, polaryzacja i typ udaru (doziemne: CG, lub CG₊, czy też wewnątrzchmurowe IC_±), wysokość źródła ładunku elektrycznego wyładowania.



Rys. 2. a) – Zasięg detekcji anten pola elektrycznego wchodzących w skład systemu, b) – wybrany sektor horyzontu monitorowany przez szybką kamerę wideo oraz aparat fotograficzny z niezależnym wyzwalaczem optycznym.

Fig. 2. a) – Available measuring distance range used by E-field sensors is denoted by shaded circle area, b) – chosen horizon sector monitored by fast video camera and photo camera triggered by dedicated optical sensor.

Zastosowanie anteny pola szybkozmiennego daje możliwość detekcji wyładowań obu typów, tj. wyładowań doziemnych (ang. CG) lub wewnątrzchmurowych (ang. IC). Natomiast wykorzystanie drugiego sensora pola E, tj. dipola wirującego pracującego w paśmie od 0 do 10 Hz, dostarcza informacji o

zmianach składowej elektrostatycznej pola E, zarówno samej chmury burzowej, jak i generowanych przez nią wyładowań atmosferycznych.

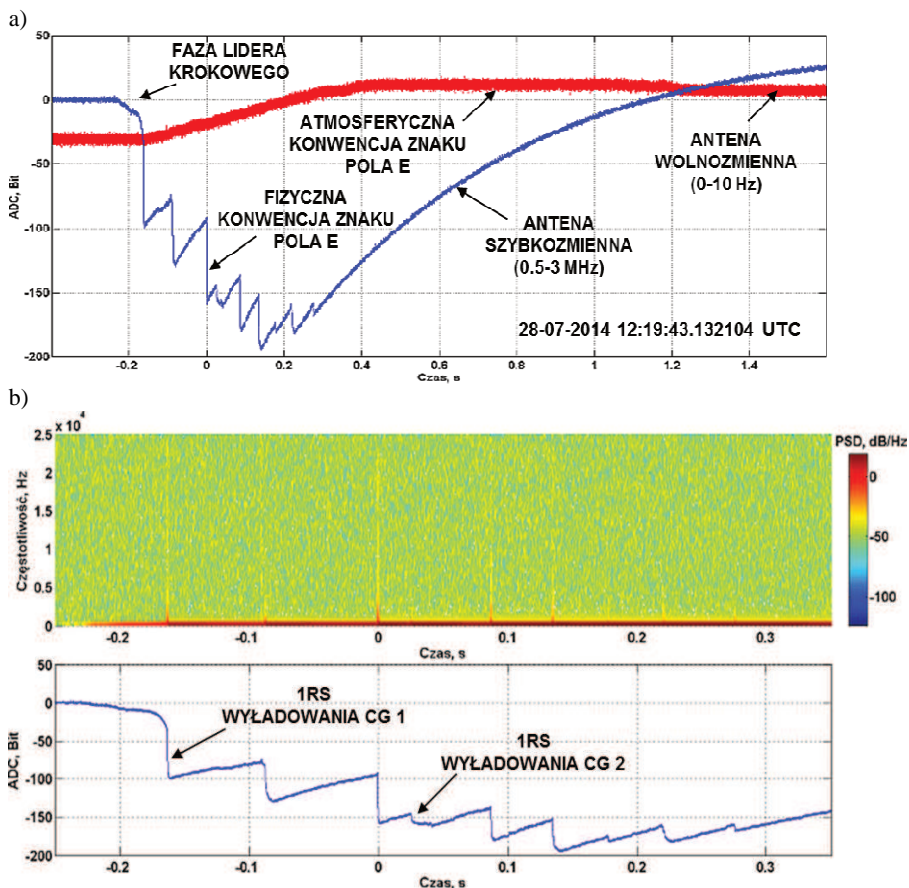
Na dachu budynku PRZ są również zainstalowane dwie anteny magnetyczne (NS i EW) systemu LINET (rys.1). Dane pomiarowe z tych anten są internetowo przesyłane do CPU w Monachium.

W systemie pomiarowym do rejestracji fotograficznych wykorzystano szybką kamerę cyfrową SA5 firmy Photron oraz aparat Nikon D7100. Urządzenia te zaopatrzone w profesjonalne obiektywy Nikkor o ogniskowej 20 mm oraz 50 mm. Ze względu na konieczność izolacji drogiego sprzętu fotograficznego od szkodliwego wpływu zewnętrznych warunków atmosferycznych, sprzęt ten zainstalowano na poddaszu. Szybka kamera cyfrowa umożliwia nagrywanie obrazu HD z prędkością do 7000 fps. Umożliwia to obserwację rozwoju kanału udaru piorunowego oraz kolejnych świetlnych faz tego wyładowania następujących w trakcie i po pierwszym udarze. Kamera łączy się z jednostką sterującą PC z wykorzystaniem łącza gigabit Ethernet. Natomiast aparat Nikon D7100 umożliwia precyzyjne wyznaczenie parametrów geometrycznych kanału piorunowego. Jest on wyposażony w dedykowany odbiornik GPS. Każde zdjęcie posiada więc informację o aktualnym położeniu aparatu i czasie fotografowanego zjawiska. Zastosowanie dedykowanego układu triggera optycznego „NERO TRIGGER” pozwoliło na automatyzację całego procesu rejestracji fotograficznych.

Od 2014 r. dodatkowym elementem omawianego systemu pomiarowego jest miernik pola EM firmy Maschek ESM-100. Pasma ESM-100 zawiera się w zakresie od 5 Hz do 400 kHz. Mierzone są w nim trzy składowe pola elektrycznego i magnetycznego. Możliwe jest również przesłanie analogowego sygnału z tego miernika do cyfrowego oscyloskopu za pośrednictwem specjalnego adaptera.

3. Analiza czasowa oraz czasowo-częstotliwościowa wybranych przykładów rejestracji piorunowego pola elektrycznego ze stanowiska pomiarowego w Rzeszowie.

Cyfrowe dane pomiarowe zebrane podczas każdego incydentu burzowego są każdorazowo podawane automatycznej analizie w trybie tzw. post-processingu. Pierwszym etapem tej analizy jest przeprowadzenie synchronizacji czasowej wszystkich rejestrowanych przebiegów zmian pola EM. Następnie są one konwertowane do docelowych formatów plików dat. Zarejestrowane przebiegi zmian pola E w czasie wyładowań atmosferycznych wykazują dużą różnorodność oraz odzwierciedlają swoją strukturą złożonością zjawiska, jakim jest inicjacja i rozwój tego procesu w chmurze burzowej. Poniżej na rys. 3 przedstawiono kilka wybranych przykładów takich rejestracji, w których można było zidentyfikować główne składowe wielokrotnego i pojedynczego wyładowania doziemnego.



Rys. 3. Przykładowa rejestracja uzyskana ze stacji detekcyjnej w Rzeszowie (data 28 lipca 2014 r. godz. 12:19:43.132104 UTC odnosi się do momentu $t=0$ s na osi poziomej wykresu): a) porównanie przebiegów zmian elektrycznego pola wolno i szybkozmiennego odtworzone z $f_p=50$ kS/s, dla rozpatrywanego przypadku nałożenia czasowego 2 doziemnych wyładowań wielokrotnych (CG 1 i CG 2); b) analiza PSD wybranego fragmentu przebiegu elektrycznego pola szybkozmiennego z górnego panelu a). Parametry analizy STFT: okno=128 próbek, overlap=120 próbek, długość FFT=128 próbek

Fig. 3. The exemplary E-field record of two multiple CG flashes obtained from the lightning detection station in Rzeszow on 28 July 2014 at 12:19:43.132104 UTC (trigger time corresponding to $t=0$): a) the time juxtaposition of slow- and fast-electric field variations obtained from superposition of two cloud-to-ground multiple-stroke lightning. In this panel the primary E-field record was resample from 25 MHz to 50 kS/s; b) the PSD analysis of the fast-electric field change from panel a). The STFT parameters used here are as follows: the window=128 samples, the overlap=120 samples, the FFT length=128 samples.

Pierwszy przykład, zobrazowany na rys. 3a, to rejestracja zmian pola E odnosząca się do 2 nakładających się czasowo wielokrotnych wyładowań doziemnych. Łącznie w tych wyładowaniach wystąpiło 9 uderów krótkotrwałych typu

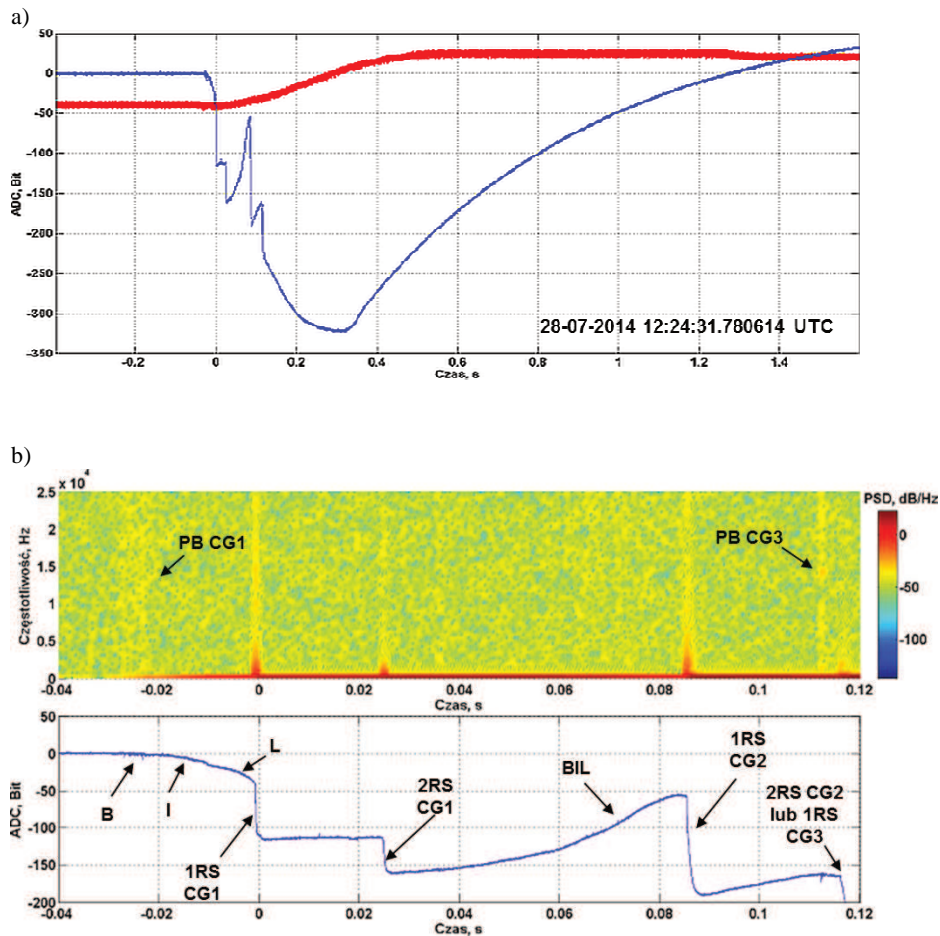
RS. Tą identyfikację potwierdza wykonana analiza częstotliwościowa rekordu pomiarowego i jego spektrogram PSD przedstawiony na rys. 3b. Warto zauważyć, że pierwszy udar RS bliższego wyładowania doziemnego (CG 1) był poprzedzony bardzo wyraźną fazą lidera krokowego, która trwała około 100 ms. Natomiast odstęp czasowy pomiędzy kolejnymi udarami RS wyładowania CG 1 był zawarty w przedziale od 40 do 50 ms.

Do obliczenia widma PSD rozpatrywanego przypadku użyto następujących parametrów: szerokość okna analizy STFT objęła 128 próbek z nałożeniem (ang. overlapping) 120 próbek w kolejnych krokach wykonywanej procedury, a szerokość okna samej analizy FFT wynosiła również 128 próbek. Natomiast próbkowanie sygnału zmniejszono w tej procedurze z 25 MS/s do 50 kS/s. Dzięki temu można było przeprowadzić porównanie takich widm z przykładami wyładowań doziemnych analizowanych w rejonie Warszawy [17].

Na rys. 4 przedstawiono kolejny przykład sekwencji czasowej zmian pola elektrycznego pochodzącego od 2 lub 3 następujących po sobie doziemnych wyładowaniach wielokrotnych. Warto zwrócić tu uwagę na specyficzną korelację czasową między zmianami elektrycznego pola szybkozmiennego (rys. 4a – przebieg niebieski), a elektrycznym polem wolnozmiennym (rys. 4a – przebieg czerwony). Elektryczne pole wolnozmiennym szybko wciągu 0.5 s stabilizuje się po sekwencji kolejnych udarów piorunowych, natomiast elektryczne pole szybkozmiennym wraca powoli przez 1.6 s do poziomu sprzed pierwszego wyładowania doziemnego. Hipotezą tłumaczącą te relacje może być specyficzny pionowy rozkład ujemnego ładunku elektrycznego chmury burzowej, gdy poszczególne udary RS kolejnych wyładowań doziemnych mogą dowiązywać się do coraz wyższych obszarów tego ładunku.

Przeprowadzona analiza PSD tego przypadku (rys. 4b) potwierdza, że przedstawione na rys. 4a zmiany elektrycznego pola szybkozmiennego pochodzą od dwóch lub trzech niezależnych doziemnych wyładowań CG. Można również w tym spektrogramie zauważyć charakterystyczne linie widmowe odnoszące się do fazy wyładowań wstępnych przed pierwszymi udarami RS wyładowań CG 1 i CG 3. Jednakże struktura tych dwóch linii widmowych jest wyraźnie różna i wynika z różnego przebiegu czasowego szybkich zmian pola E zarejestrowanych wciągu tych faz (patrz dolny panel rys. 4). Faza PB CG 1 jest zbudowana z poszczególnych charakterystycznych etapów B (ang. brekdown), I (ang. intermediate) oraz L (ang. leader). Z kolei w fazie PB wyładowania CG 2 uwidocznił się tylko krótszy etap B.

Powszechnie przyjmuje się, że w typowym wielokrotnym wyładowaniu doziemnym występuje od 3 do 5 udarów typu RS [8]. Z dotychczasowych zgromadzonych detekcji wyładowań doziemnych w Rzeszowie wynika, że w tym rejonie geograficznym Europy Wschodniej udział procentowy doziemnych wyładowań pojedynczych w populacji wszystkich wyładowań doziemnych jest dominujący.



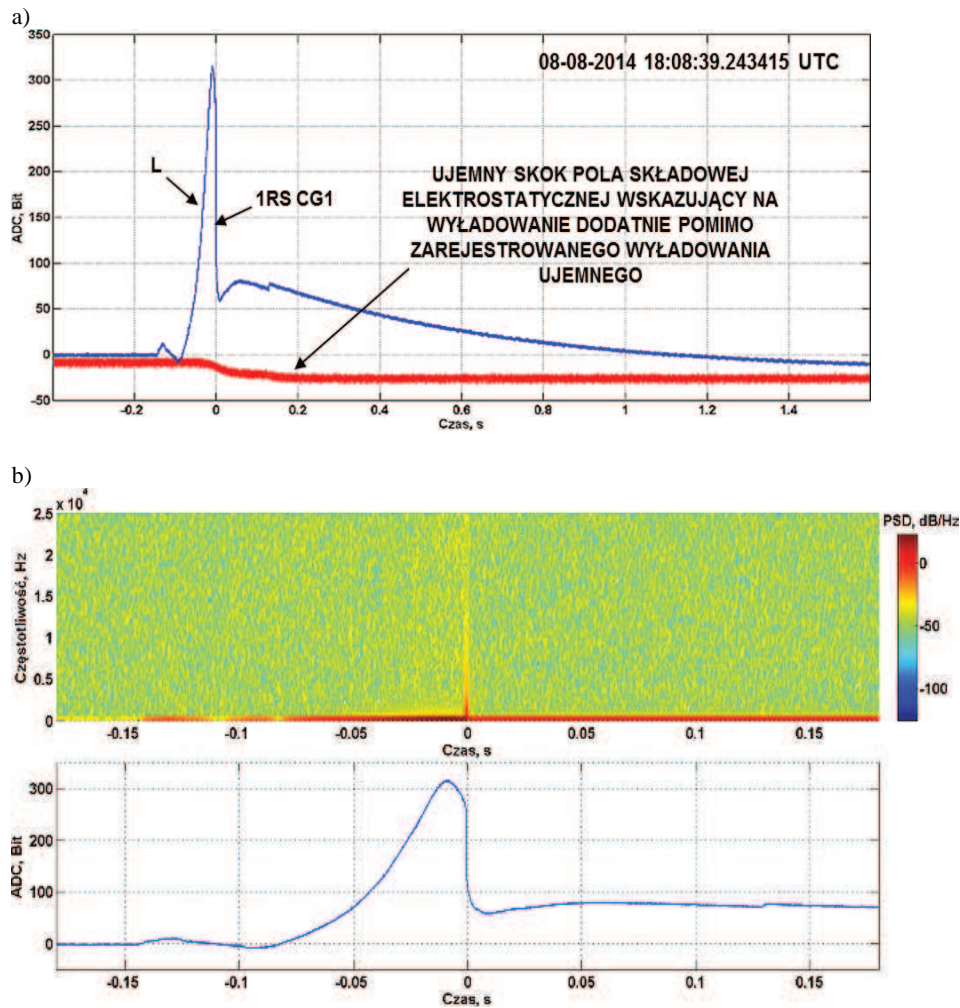
Rys. 4. Rejestracja z dnia 28 lipca 2014 r.: a) przebiegi czasowe elektrycznego pola wolno i szybkozmienne pochodzące od superpozycji kilku wyładowań doziemnych (CG 1, CG 2, CG 3); b) spektrogram PSD wybranego fragmentu przebiegu elektrycznego pola szybkozmiennego z części a). Parametry przeprowadzonej analizy STFT analogicznie, jak dla rys. 3b.

Fig. 4. The case of three CG flashes E-field signatures recorded during the thunderstorm in Rzeszow on 28 July 2014: a) the time courses of slow- and fast-electric field variations resulted from a superposition of three CG multiple-stroke lightning (CG 1, CG 2, CG 3) changes. In this panel the primary E-field record was resample from 25 MHz to 50 kS/s; b) the PSD analysis of fast-electric field changes from panel a). The STFT parameters used here are the same as for Fig. 3b.

Rys. 5 przedstawia typowy przykład pojedynczego wyładowania doziemnego, które wystąpiło w bardzo bliskiej odległości od stacji pomiarowej w Rzeszowie. Wskazuje na to bardzo wyraźna, trwająca około 100 ms, faza lidera krokowego poprzedzająca udar RS tego wyładowania. Faza ta uwidacznia się również dobrze w spektrogramie PSD wykonanym dla tego przypadku, jako

zwiększenie intensywności widma PSD przed udarem RS w zakresie niskich częstotliwości (patrz środkowy panel z rys. 5). W rozpatrywanym tu przypadku bardzo bliskiego wyładowania doziemnego z jednym udarem RS należy odnotować przeciwny kierunek zmian elektrycznego pola wolnozmiennego względem równoczesnych zmian elektrycznego pola szybkozmiennego. Tego rodzaju relacje nie wystąpiły w przykładach także ujemnych wyładowań doziemnych przedstawionych na rys. 3a i 4a. Kontrowersję tą można wytłumaczyć tym, że w sytuacji, gdy w bardzo bliskiej odległości od stacji pomiarowej pojawi się wierzchołek ujemnie naładowanego lidera krokowego natężenie szybkozmiennego pola elektrycznego w otoczeniu anteny bardzo szybko wzrośnie w kierunku wartości dodatnich, po czym, już w fazie samego udaru RS, nastąpi gwałtowna zmiana tego pola w przeciwnym kierunku, wywołana przepływem dodatniego ładunku z powierzchni Ziemi do chmury burzowej w kanale plazmowym ujemnego wyładowania CG. Natomiast sensor elektrycznego pola wolnozmiennego poprzez elektrostatyczną superpozycję dużego skoku dodatniego i nieco mniejszego skoku ujemnego, towarzyszącą rozpatrywanym zmianom SL (ang. step leader) i RS, odnotuje jedynie ich różnicę, a więc wykaże dodatni skok pola, jak dla typowego odległego wyładowania dodatniego CG. Aby unikać tych interpretacyjnych niejednoznaczności, należałoby w tego rodzaju badaniach zwiększyć liczbę naziemnych stacji pomiarowych oraz zachować między nimi przynajmniej kilkukilometrowe odstęp.

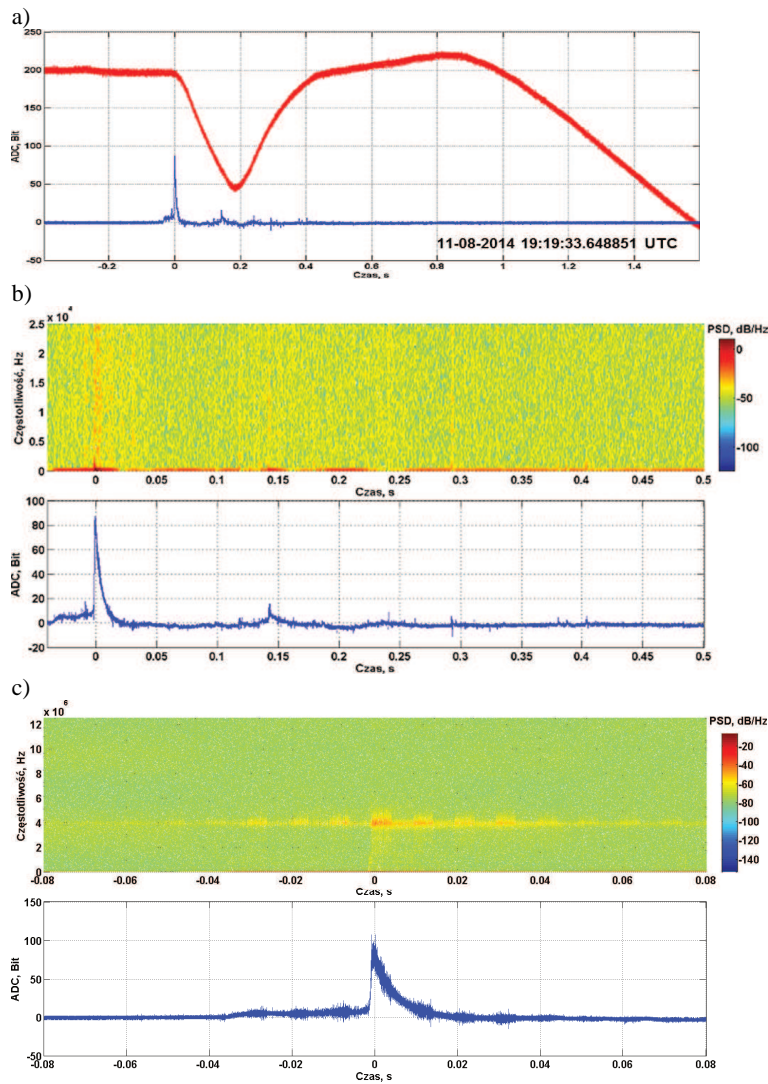
Ostatnim prezentowanym przypadkiem jest przebieg elektrycznego pola wolno i szybkozmiennego, obrazujący rozwój wyładowania w chmurze burzowej (patrz rys. 6). Występujące tu duże natężenie pola wolnozmiennego oraz duże jego zmiany, w porównaniu z poprzednio rozpatrywanymi przykładami wyładowań CG, wskazują na duży sumaryczny ładunek elektryczny neutralizowany w tym wyładowaniu i bliską jego odległość od stacji pomiarowej. Natomiast wyładowanie, które wyzwoliło ten pomiar mogło być odległym dodatnim wyładowaniem CG, lub bliskim wyładowaniem typu IC. Druga hipoteza jest bardziej prawdopodobna, co potwierdza struktura i intensywność pierwszego prążka w spektrogramie PSD (patrz lewa strona rys. 5b). Zajmuje on pasmo znacznie szersze niż 25 kHz (patrz rys. 6c). Należy tu podkreślić, że spektrogram PSD przedstawiony na rys. 6c został wyznaczony w zakresie do 12.5 MHz. Parametry tej analizy STFT dobrano tak, aby uzyskać możliwie najlepszą jakość spektrogramu w zakresie wyższych częstotliwości. Jednakże podczas procedury symulacji spektrogramu okazało się, że parametr overlap w tej procedurze powinien być zmniejszony do 0, ze względu na wystąpienie ograniczeń sprzętowych.



Rys. 5. Przykład rejestracji ze stacji pomiarowej w Rzeszowie zmian wolno i szybkozmiennego pola elektrycznego z dnia 8 sierpnia 2014 r. o godz. 18:08:39.243415 UTC, obrazujący incydent bardzo bliskiego ujemnego pojedynczego udaru piorunowego poprzedzony fazą krokowego lidera poprzedzająca bliskie wyładowanie pojedyncze. Opis części a) i b) analogicznie jak na rys. 4.

Fig. 5. The example of slow- and fast E-field lightning changes for the case of very close and single-stroke negative CG flash detected during thunderstorm in Rzeszow on 8 August 2014 at 18:08:39.243415 UTC. The additional descriptions needed for a) and b) panels are the same as for Fig. 4.

Analiza widma PSD w zakresie do 12.5 MHz wykazała, że składowe widma w tym przypadku są widoczne nawet w zakresie do ponad 4 MHz. Wskazuje to jednoznacznie na bardzo szybkozmienny przebieg incydentu wyładowania atmosferycznego, a zatem na charakter i mechanizm wyładowania IC.



Rys. 6. Przykład rejestracji ze stacji pomiarowej w Rzeszowie zmian wolno i szybkozmennego pola elektrycznego z dnia 11 sierpnia 2014 r. o godz. 19:19:33.648851 UTC, obrazujący incydent wyładowania w chmurze burzowej typu IC. Opis oraz parametry STFT dla części a) i b) analogicznie jak na rys. 4; c) analiza PSD wybranego fragmentu szybkozmennego pola E wyładowania IC, przedstawionego w szerszym przedziale czasu w części a), oraz przeprowadzona w zakresie częstotliwości do 12.5 MHz. Parametry analizy STFT dla przypadku c): okno=1024 próbek, overlap=0 próbek, długość FFT=1024 próbek, $f_p=25$ MS/s.

Fig. 6. The example of slow- and fast E-field lightning changes for the case of close intracloud lightning discharge detected during thunderstorm in Rzeszow on 11 August 2014 at 19:19:33.648851 UTC. The additional descriptions needed for a) and b) panels are the same as for Fig. 4. The STFT parameters used for the presentation shown in c) panel are as follows: the window=1024 samples, the overlap=0, the FFT length=1024 and $f_p=25$ MS/s.

4. Podsumowanie

Dotychczas przeprowadzone przez nas badania wskazały na istotne zalety analizy widmowej STFT w rozpoznaniu struktury czasowej zarówno wyładowania CG, jak i IC. Wykonanie spektrogramu PSD tych wyładowań uwidacznia pewne ich cechy niemożliwe, lub trudne do wyznaczenia jedynie w dziedzinie czasu, lub z wykorzystaniem klasycznej transformaty FFT. Spektrogramy PSD pozwalają na lepszą identyfikację typu wyładowania oraz dają możliwość właściwej interpretacji złożonych przebiegów czasowych. W szczególności umożliwiają one dobre wyróżnienie fazy wstępnej wyładowania doziemnego oraz poszczególnych jego udarów. Procedura ta może być również wykorzystana do opracowania nowych i bardziej efektywnych algorytmów dyskryminacji udarów piorunowych, zarówno typu RS jak i CC, w aplikacjach dopasowanych do potrzeb regionalnych oraz globalnych systemów detekcji i lokalizacji wyładowań atmosferycznych. W przyszłości planowane jest także uruchomienie mobilnej wersji stacji pomiarowej elektrycznego pola udarów piorunowych, połączonej z opcją jednoczesnej rejestracji fotograficznej ewolucji kanału wyładowania. Dzięki temu będzie można uzyskać więcej informacji o charakterystyce wyładowań doziemnych występujących w miejscach specjalnego przeznaczenia i narażonych na zwiększone zagrożenie piorunowe, jak np.: porty lotnicze i morskie, bazy paliwowe, stacje transformatorowe linii wysokiego napięcia, duże otwarte obiekty/stadiony sportowe, czy też w rejonach o zwiększonej ilości i intensywności incydentów burzowych, jak np. duże zbiorniki wodne w terenie górzystym.

Literatura

- [1] MacGorman D.R., Rust W.D., *The Electrical Nature of Storms*, Oxford University Press, 1998, New York.
- [2] Karunarathne S., T.C. Marshall, M. Stolzenburg, N. Karunarathna, L. E. Vickers, T. A. Warner, and R. E. Orville (2013), Locating initial breakdown pulses using electric field change network, *J. Geophys. Res. Atmos.*, 118, 7129–7141, doi:10.1002/jgrd.50441.
- [3] Rakov V.A., Electromagnetic methods of lightning detection, *Surv. Geophys.*, 34:731-753, 2013, doi 10.1007/s10712-013-9251-1.
- [4] Gamracki M., Modelowanie matematyczne propagacji piorunowego zaburzenia elektromagnetycznego nad stratną ziemią, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, NR 7/2014.
- [5] Marshall, T., W. Schulz, N. Karunarathna, S. Karunarathne, M. Stolzenburg, C. Vergeiner, and T. Warner (2014), On the percentage of lightning flashes that begin with initial breakdown pulses, *J. Geophys. Res. Atmos.*, 119, 445–460, doi:10.1002/2013JD020854.

- [6] Oppenheim, Alan V., Ronald W. Schafer, and John R. Buck. *Discrete-Time Signal Processing*. 2nd Ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1999.
- [7] Rabiner, Lawrence R., and Ronald W. Schafer. *Digital Processing of Speech Signals*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1978.
- [8] Rakov V.A., Uman M.A., *Lightning: Physics and Effects*, Cambridge Univ. Press, 2003, New York.
- [9] Barański P., Michnowski S., Masłowski G., Gajda W.: Signatures of electric field changes associated with the continuing current stage of cloud-to-ground flashes, Proceedings of the 13-th International Conference on Atmospheric Electricity, ICAE 2007, Beijing, China, vol. I, 489–492.
- [10] Baharudin Z.A., Ahmad N.A., Fernando M., Cooray V., and Mäkelä J.S., Comparative study on preliminary breakdown pulse trains observed in Johor, Malaysia and Florida, USA, *Atmospheric Research*, No.117 p.111-121, 2012.
- [11] Masłowski G., P. Barański, Karnas G.: Electric field frequency spectra of multiple cloud-to-ground lightning flashes recorder in the Warsaw region by Local Lightning Detection Network, Proceedings of the 14-th International Conference on Atmospheric Electricity, ICAE 2011, Rio de Janeiro, Brazil (wersja elektroniczna).
- [12] Masłowski G., Barański P., Karnas G.: Spectral characteristics of the electric field related to the preliminary breakdown stage of cloud-to-ground lightning flashes, Proceedings of the 15-th International Conference on Atmospheric Electricity, ICAE 2014, Norman, Oklahoma, USA (wersja elektroniczna).
- [13] Karnas G., Masłowski G., Barański P., Berliński J., Pankanin G., Instrumentation and data analysis process at the new lightning observatory in Poland, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)* R. 89 NR 6/2013.
- [14] Masłowski G., Barański P., Natural Lightning Channel Evolution Obtained from High-Speed Digital Video Camera Recordings, *Publs. Inst. Geophys. Pol. Acad. Sc.*, D-73(412), 2009.
- [15] Stolzenburg M., Marshall T.C., Karunarathne S., Karunarathna N., Orville R.E., Branched dart leaders preceding lightning return strokes, *Journal of Geophysical Research: Atmospheres*, 2014, USA., doi:10.1002/2013JD021254.
- [16] Sobolewski K., Karnas G., Barański P., Masłowski G., Analiza sygnałów pola elektrycznego wyładowań atmosferycznych w rejonie Bieszczad na podstawie kompleksowych pomiarów impulsów fali EM w paśmie częstotliwości od 0 do 3 MHz wykonanych w AOS PRz i PW w Bezmiechowej w maju 2014 r., *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*, ISSN 2353-1290, Nr39, Gdańsk, 2014.
- [17] Łoboda M., Betz H.D., Barański P., Wiszniowski J., Dziewit Z., New Lightning Detection Networks in Poland – LINET and LLDN, *The Open Atmospheric Science Journal* 01/2009; 3:29-38. doi:10.2174/1874282300903010029.

LIGHTNING STROKE SIGNATURES IN ELECTRIC FIELD FROM NEW MEASURING SITE IN RZESZOW

Summary

The main goal of our paper is to present some results of E-field recordings obtained from a new measuring site in Rzeszow in the summer of 2014 during lightning and thunderstorm activity in the south-east of Poland. To record the lightning signatures in the E-field we have used a field mill with a rotating dipole - an E-field sensor to measure the electrostatic component of the field intensity variations in the frequency range from 0 to 10 Hz, and, in addition we used an electric flat plate antenna (E-field change meter) operated with the charge amplifier unit in the frequency range from 0.5 to 3 MHz.

We have undertaken the post-processing analysis of the gathered E-field lightning data to distinguish different components of the lightning cloud-to-ground (CG) or intracloud strokes (IC) both in the time and time-frequency domain. For this purpose we have used the standard Matlab procedures and algorithms to evaluate the Short-Time Fourier Transform (STFT) and calculate the power spectrum density (PSD) for each of our lightning flash-related E-field record. In this way we can recognize different stages of a single or multiple CG flash evolution, such as the preliminary breakdown (PB), the return stroke (RS) or continuing current (CC) events. Some valuable results of our PSD analysis related to adequate and reliable discrimination of RS stages in multiple CG flashes are shown. We postulate that such PSD analysis could be implemented in discrimination algorithms used in the regional or global lightning detection and location systems, and enhancing their efficiency in the RS or CC stroke change determination. Another important part of the measuring equipment of lightning registration system in Rzeszow, including a fast digital video camera and additional digital photo camera working with own independent acoustic and optical lightning trigger, and a GPS unit, are also described. These devices can be used together with simultaneous E-field recordings for better determination and understanding of different stages of complex lightning discharge phenomena.

Keywords: cloud-to-ground lightning flashes, intracloud discharges, PSD analysis and spectrograms, measurements of lightning electric field, lightning detection and location systems

DOI: 10.7862/re.2015.14

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Mariusz GAMRACKI¹

PROPAGACJA PIORUNOWEGO ZABURZENIA ELEKTROMAGNETYCZNEGO NAD ZIEMIĄ

W pracy przedstawiono wyniki analizy propagacji piorunowego pola elektromagnetycznego nad ziemią. W obliczeniach zastosowano model fali cylindrycznej rozchodzącej się wokół kanału wyładowania. Opisano matematyczne podstawy modelowania zjawiska propagacji piorunowego pola elektromagnetycznego nad ziemią. Przedstawiono podstawowe funkcje służące do wyznaczania składowych pola w dziedzinie częstotliwości dla ziemi traktowanej, jako idealnie przewodząca (odbijająca pole). Do wyznaczenia składowej natężenia pola elektrycznego nad ziemią stratną zastosowano poprawki Rubinstein oraz Cooray-Rubinstein. Dokonano porównania uzyskanych wyników natężenia pola elektrycznego dla wybranych parametrów stratnej ziemi i różnych odległości od kanału wyładowania. Wyniki uzyskane dla przypadku, kiedy ziemia została potraktowana, jako idealnie odbijająca promieniowane porównane zostały do tych z uwzględnieniem poprawek. Obliczeń dokonano dla wybranych parametrów geometrycznych i środowiskowych i dla kilku odległości od kanału wyładowania atmosferycznego. Wyniki analizy zilustrowano na wykresach w postaci charakterystyk czasowych obliczonych sygnałów wyznaczonych za pomocą odwrotnego przekształcenia Fouriera IFFT. W pracy nawiązano także do problemów pojawiających się podczas stosowania pary przekształceń FFT-IFFT dlatego też do obliczeń zastosowano zmodyfikowany kształt wejściowego impulsu poddawanego przekształceniu FFT.

Słowa kluczowe: wyładowanie atmosferyczne, prąd piorunowy, pole elektryczne, ziemia stratna, poprawka Rubinstein'a, przekształcenia FFT-IFFT.

1. Wprowadzenie

Wyładowanie atmosferyczne jest trudnym obiektem badań ze względu na jego niepowtarzalny charakter oraz przypadkowość wystąpienia. Prowadzenie pomiarów w warunkach rzeczywistych jest trudne a czasem wręcz niemożliwe do przeprowadzenia ze względu na bardzo duże wartości prądów i napięć piorunowych stwarzających zagrożenie dla ludzi i sprzętu pomiarowego.

Wykonywane od wielu lat eksperymenty, w szczególności pomiary pola elektrycznego i magnetycznego a także prądu w kanale piorunowym, prowadzą

¹ Mariusz Gamracki, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 17-865-1298, mgamrac@prz.edu.pl

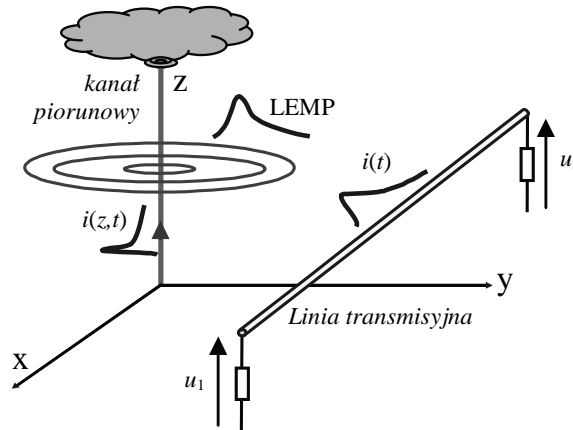
do powstawania coraz nowszych i ciągle udoskonalanych modeli. Rzeczywisty kształt prądu piorunowego jest na tyle skomplikowany i niepowtarzalny, że nie ma możliwości zastosowania go przy analizach numerycznych. Z tego względu na podstawie wykonanych pomiarów opracowano uśrednione modele matematyczne prądu u podstawy kanału wyładowania atmosferycznego, które są jedynie częściowym odzwierciedleniem jego skomplikowanego kształtu [1 - 3].

Pierwsze opracowania naukowe dotyczące wyznaczania wartości składowych piorunowych pól elektromagnetycznych przyjmowały ziemię, jako medium idealnie przewodzące, a więc całkowicie odbijające padające na nią pole elektromagnetyczne. Takie założenie jest jednak dość znacznym uproszczeniem, ponieważ w większości wypadków elektryczne i magnetyczne parametry ziemi znacznie odbiegają od idealnego przewodnika. Prowadzone prace symulacyjne w korelacji z danymi pomiarowymi doprowadziły do powstania pewnych poprawek korygujących składowe pola nad ziemią bezstratną poprzez wprowadzenie do obliczeń rzeczywistych parametrów elektrycznych i magnetycznych ziemi [4, 5].

2. Powstawanie i propagacja piorunowego zaburzenia elektromagnetycznego

Powstające wokół kanału wyładowania cylindryczne pole elektromagnetyczne jest skutkiem przepływu prądu w kanale wyładowania. Docierająca do badanego układu fala elektromagnetyczna jest w pewnym względnie odzwierciedleniem kształtu i parametrów prądu piorunowego, jednakże parametry propagującej fali zmieniają się znacznie wraz z odległością od kanału wyładowania ulegając stopniowemu osłabianiu i zmianie kształtu fali [1, 6]. Zmniejszanie się wartości natężenia pola wraz z odległością jest czymś oczywistym natomiast okazuje się, że znacznie zmienia się także kształt rozchodzącej się w przestrzeni fali. Wykonywane pomiary i symulacje pokazały, że wraz z odległością krzywa przebiegu czasowego reprezentująca pole elektryczne znacznie szybciej dąży do zera, a w odległości kilkudziesięciu kilometrów od miejsca wyładowania przechodzi na wartości ujemne [6]. Geometrię układu przestrzennego, w którym analizowane jest zjawisko przedstawiono na rysunku 1, na którym umieszczono także linię transmisyjną narażoną na działanie zewnętrznego pola elektromagnetycznego.

Powstawanie piorunowych zaburzeń elektromagnetycznych indukowanych w układach elektrycznych można podzielić na trzy etapy. Pierwszy dotyczy przepływu prądu piorunowego w kanale wyładowania, drugi związany jest z rozprzestrzenianiem się fali elektromagnetycznej wokół kanału wyładowania natomiast trzeci to powstawanie przepięć w liniach transmisyjnych oraz układach elektrycznych i elektronicznych narażonych na działanie pola.



Rys. 1. Układ przestrzenny przedstawiający trzy etapy powstawania piorunowych zaburzeń elektromagnetycznych w liniach transmisyjnych

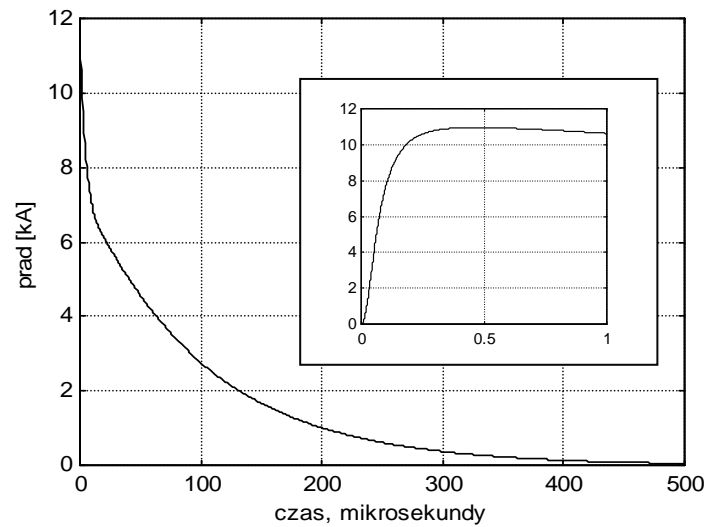
Fig. 1. The spatial arrangement showing the three stages of the formation of lightning electromagnetic disturbances in transmission lines

3. Kształt i parametry prądu piorunowego

Na przełomie ostatnich wielu lat opracowywano modele matematyczne prądu u podstawy kanału wyładowania. Większość z nich bazowała na wynikach pomiarów i eksperymentów. Wyładowanie atmosferyczne jest zjawiskiem niepowtarzalnym, dlatego też nie można jednoznacznie określić i ustalić jedyne-go modelu prądu piorunowego. Odmienny charakter mają wyładowania dodatnie i ujemne a także wyładowania doziemne i pomiędzy chmurami. Przy analizie tego typu zjawisk z zastosowaniem komputerów dodatkowo pożądana jest prosta postać funkcji opisującej prąd. Pomimo ciągłego wprowadzania zmian kształtu fali prądowej w normach, przy analizie komputerowej stosuje się często przebieg opisany przez C.A. Nucci [3]. Jest to tzw. kolejne wyładowanie główne 0,25/100 μ s charakteryzujące się niedużą wartością maksymalną prądu natomiast szybkim czasem narastania rzędu ułamków mikrosekund. Przebieg czasowy takiej fali prądowej pokazano na rysunku 2 natomiast funkcja matematyczna dana jest zależnością (1)

$$i(0,t) = \frac{I_{01}}{\eta} \cdot \frac{(t/\tau_1)^2}{(t/\tau_1)^2 + 1} \cdot \exp(-t/\tau_2) + I_{02} \exp((-t/\tau_3 - \exp(-t/\tau_4))) \quad (1)$$

gdzie: $I_{01} = 9,9$ kA, $\eta = 0,845$, $\tau_1 = 0,072$ μ s, $\tau_2 = 5$ μ s, $I_{02} = 7,5$ kA,
 $\tau_3 = 100$ μ s, $\tau_4 = 6$ μ s.



Rys. 2. Przebieg prądu piorunowego u podstawy kanału wyładowania danego wzorem (1)

Fig. 2. The waveform of the lightning current at the base of lightning channel given by formula (1)

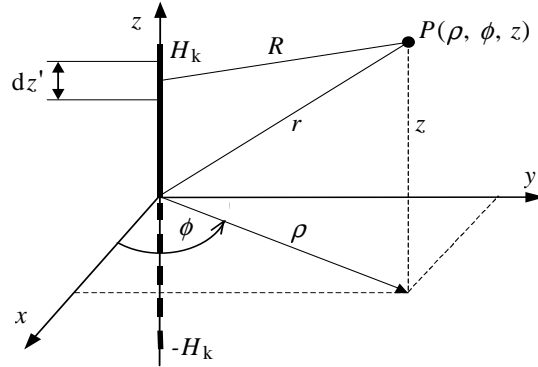
Powyższa funkcja prądu (1) opracowana została na podstawie wyników uzyskanych z pomiarów i eksperymentów już dość dawno, jednak w dalszym ciągu stosowana jest do obliczeń i bardzo dużo prac symulacyjnych bazuje na takim kształcie prądu u podstawy kanału wyładowania.

4. Pole cylindryczne wokół kanału wyładowania

W sytuacji, gdy wyładowanie atmosferyczne wystąpiło w odległości kilkudziesięciu kilometrów od miejsca gdzie wyznaczane są składowe pola, do analizy można zastosować padającą falę płaską [1, 2] uzyskując zadowalające wyniki. Jest to jednak pewne założenie upraszczające, dlatego nie powinno się go stosować dla wyładowań pobliskich, które są z punktu widzenia wystąpienia potencjalnych zagrożeń najbardziej ciekawymi i ważnymi obiektami do analizy. Zastosowanie podstawowych funkcji opisujących cylindryczne pole piorunowe daje duże możliwości przy dalszej analizie zjawiska, gdyż obliczać można pole w dowolnej odległości od kanału wyładowania. Bez względu na odległość od kanału wyładowania atmosferycznego funkcje pozostają niezmiennie.

W metodzie tej kanał wyładowania atmosferycznego dzielony jest na elementarne dipole, które są źródłem pola elektromagnetycznego. Pole w odległym punkcie jest sumą pól pochodzących od wszystkich dipoli a dodatkowo obliczenia wykonywane są osobno dla każdej częstotliwości wchodzącej w skład widma fali prądowej.

Przy założeniu, że ziemia jest idealnym przewodnikiem, czyli ma nieskończenie dużą konduktywność, w analizie pola można zastosować metodę odbić zwierciadlanych [1, 2]. Wtedy to układ kanał wyładowania-ziemia zastępuje się układem pokazanym na rysunku 3.



Rys. 3. Kanał wyładowania atmosferycznego usytuowany w układzie współrzędnych cylindrycznych i jego odbicie zwierciadlane w ziemi

Fig. 3. Lightning channel located in the cylindrical coordinate system and its reflection mirror in the ground

Punkt o współrzędnych $(x, y, z) = (0, 0, H_k)$ określa wysokość prostopadłego do ziemi kanału wyładowania powrotnego, a punkt o współrzędnych $(x, y, z) = (0, 0, -H_k)$ jego odbicia zwierciadlanego w ziemi. Jest to układ współrzędnych cylindrycznych, co przy dalszej analizie przekłada się na operowanie tylko dwoma współrzędnymi: poziomą (promieniową) i pionową. Prąd piorunowy u podstawy kanału wyładowania opisany jest zależnością (1). Wzdłuż kanału wyładowania przemieszcza się on do góry, jako tłumiona fala wędrowna MTLE opisana zależnością [1, 2]

$$i(z, t) = i\left(0, t - \frac{z}{v}\right) \exp\left(-\frac{z}{\lambda}\right) \quad (2)$$

gdzie λ jest współczynnikiem korekcyjnym, z współrzędną pionową wzdłuż osi kanału wyładowania natomiast v jest prędkością fali prądowej w kanale. Jednocześnie w dół przemieszcza się odbicie zwierciadlane prądu (1, 2). Przyjęty model prądu ma wobec tego charakterystykę częstotliwościową daną zależnością:

$$I(z, j\omega) = I(j\omega) \exp\left[-\left(\frac{1}{\lambda} + j\frac{\omega}{v}\right)|z|\right] \quad (3)$$

Najprościej zagadnienie rozkładu pola można przedstawić w cylindrycznym układzie współrzędnych jak na rysunku 3, z umieszczonym w nim punktem obserwacji P o współrzędnych (ρ, ϕ, z) . Przy założonej wysokości kanału wyładowania H_k składowe natężenia pola elektrycznego, pionową i poziomą, w dziedzinie częstotliwości wyznaczamy z zależności podanych poniżej [1, 2]:

$$E_{\infty z}(\rho, z, j\omega) = \frac{Z_0}{4\pi} I(j\omega) \cdot \int_{-H_k}^{H_k} \exp\left[-\left(\frac{1}{\lambda} + j\frac{\omega}{v}\right)z'\right] \left[\frac{2(z-z')^2 - \rho^2}{R^4} \left(1 + \frac{1}{\gamma_0(j\omega)R}\right) - \gamma_0(j\omega) \frac{\rho^2}{R^3} \right] dz' \quad (4)$$

$$E_{\infty \rho}(\rho, z, j\omega) = \frac{Z_0}{4\pi} I(j\omega) \cdot \int_{-H_k}^{H_k} \exp\left[-\left(\frac{1}{\lambda} + j\frac{\omega}{v}\right)z'\right] \left[\frac{3\rho(z-z')}{R^4} \left(\frac{1}{\gamma_0(j\omega)R} + 1 + \frac{\gamma_0(j\omega)R}{3}\right) \right] dz' \quad (5)$$

przy czym R jest odległością od punktu źródłowego o współrzędnej $(0, z')$ do punktu badanego o współrzędnych (ρ, z) , Z_0 jest impedancją falową próżni. Współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej w próżni γ_0 dany jest zależnością:

$$\gamma_0(j\omega) = j\frac{\omega}{c} = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} \quad (6)$$

Opisane powyżej funkcje do wyznaczania składowych pola elektrycznego odnoszą się do przypadku, gdy powierzchnię ziemi traktujemy, jako idealnie przewodzącą (odbijającą). Wyniki uzyskane przy tym założeniu w wielu wypadkach są wystarczające do oszacowania powstających w pobliżu wyładowania natężeń pól elektromagnetycznych i indukujących się pod wpływem ich działania przepięć w pobliskich liniach transmisyjnych jednakże przyjęcie dodatkowych poprawek wynikających ze skończonych parametrów elektromagnetycznych ziemi daje dokładniejsze wyniki.

5. Dobór parametrów numerycznych przekształcenia FFT

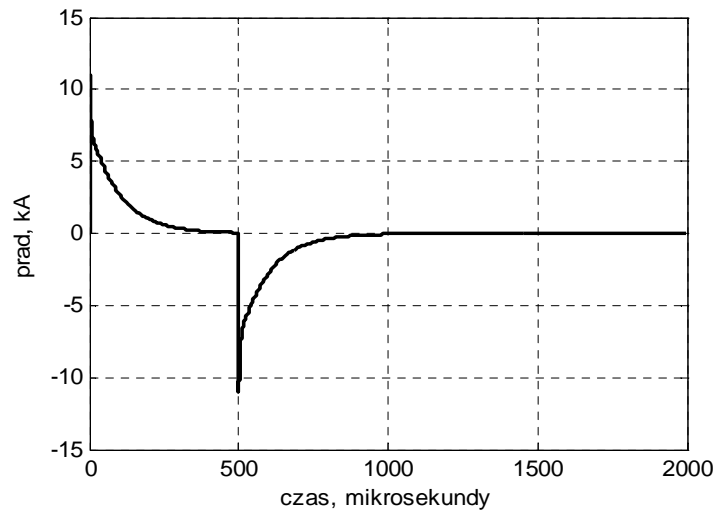
Osobnym zagadnieniem mającym znaczny wpływ na uzyskiwane wyniki jest właściwy dobór parametrów numerycznych analizy. Podczas stosowania pary przekształceń FFT-IFFT duże znaczenie ma ustalenie czasu obserwacji i liczby próbek do obliczeń. W pracach [2, 7] wykazano, że zastosowanie zmody-

fikowanego kształtu impulsu $i'(t)$ (7) poddawanego przekształceniu FFT, w którym $i(t)$ jest funkcją fali prądowej, pozwala uzyskać wyniki mało zależne od parametrów numerycznych analizy.

$$i'(t) = i(t)[\varepsilon(t) - \varepsilon(t - t_0)] - i(t - t_0)[\varepsilon(t - t_0) - \varepsilon(t - 2t_0)] \quad (7)$$

gdzie $\varepsilon(t)$ jest funkcją skoku jednostkowego a t_0 czasem obserwacji (ucięcia sygnału).

Dodatkowo okno czasowe zostało rozszerzone o część zerową równą całkowitej długości impulsu (7). Użycie części zerowej następującej bezpośrednio po funkcji (7), wpływa znacząco na poprawę uzyskanych wyników, które są wtedy mało zależne od przyjętych parametrów numerycznych przekształcenia FFT-IFFT. W konsekwencji całkowity czas trwania impulsu wynosi $t_{\text{imp}} = 4 \cdot t_0$. Na rysunku 4 pokazano przebieg impulsu wejściowego poddanego przekształceniu FFT przy czasie trwania prądu piorunowego $t_0 = 500 \mu\text{s}$.



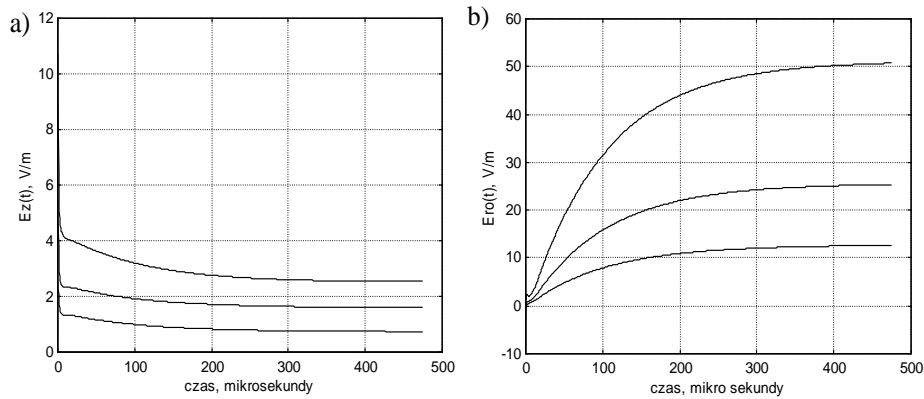
Rys. 4. Przebieg całego impulsu wejściowego poddawanego przekształceniu FFT

Fig. 4. The course of the whole input pulse undergoing transformation FFT

6. Pole elektryczne nad ziemią idealnie przewodzącą

W dalszej części pracy przedstawiono wyznaczone składowe natężenia pola elektrycznego nad powierzchnią ziemi idealnie przewodzącej. Ze względu na dużą możliwą liczbę zmienianych parametrów analizy obliczenia wykonane zostały tylko dla kilku wybranych wariantów. Jednym z najważniejszych czynników wpływających na wartość pola jest odległość pomiędzy kanałem wyła-

dowania a miejscem, gdzie wyznaczane jest pole [8, 9]. Na rysunku 5 przedstawiono składowe pionową i poziomą natężenia pola elektrycznego wyznaczoną przy trzech różnych odległościach.



Rys. 5. Składowe pionowa (a) i pozioma (b) natężenia pola elektrycznego na wysokości $z = 10$ m nad ziemią przy trzech odległościach od kanału wyładowania, krzywe odpowiednio od góry dla: $\rho = 50$ m, $\rho = 100$ m, $\rho = 200$ m

Fig. 5. The vertical (a) and horizontal (b) components of the electric field intensity at the height of $z = 10$ m above the ground at three distances from the discharge channel, curves from top for: $\rho = 50$ m, $\rho = 100$ m, $\rho = 200$ m

Obliczenia wykonane zostały dla następujących danych: wysokość nad powierzchnią ziemi punktu, w którym wyznaczane było pole $z = 10$ m, wysokość kanału piorunowego $H_k = 2000$ m, współczynnik korekcyjny $\lambda = 2000$, prędkość fali prądowej $v = c/3$. Kanał piorunowy podzielony został na odcinki o długości $dz' = 10$ m. Parametry numeryczne analizy to: czas obserwacji $t_0 = 500$ μ s, liczba próbek $n = 2^{12}$.

Wraz ze wzrostem odległości pomiędzy kanałem wyładowania a miejscem wyznaczania pola, jego wartości wyraźnie zmniejszają się. Analiza wykonana dla dużo większych odległości pokazała ponadto, że dodatkowo następuje zmiana polaryzacji pola dla składowej pionowej na ujemną. Następuje to przy odległości ok. 3000 m. Jednocześnie wraz ze zwiększaniem odległości od kanału wyładowania następuje zmiana proporcji pomiędzy wartościami bezwzględnymi składowych pola. Przy małych odległościach składowa pozioma jest większa od składowej pionowej natomiast dla większych odległości, gdy $\rho > 2000$ m jest odwrotnie i powiększa się jeszcze przy jej zwiększaniu. Przedstawiona analiza wykonana została przy podziale kanału wyładowania na odcinki o długości $dz' = 10$ m. Małe różnice w wynikach zaobserwowano dopiero, gdy długość odcinka przekroczyła 30 m. Przyjęta długość odcinka dz' ma natomiast bezpośredni wpływ na czas obliczeń.

7. Propagacja pola elektromagnetycznego nad ziemią stratną

Wzór (4) dla składowej pionowej natężenia pola elektrycznego może być z powodzeniem wykorzystywany również w wypadku stratnej ziemi w odległości do kilku kilometrów od kanału wyładowania [4, 5]. Przy wyznaczaniu przepięć w napowietrznych liniach transmisyjnych duże znaczenie ma składowa pozioma natężenia pola elektrycznego, styczna do linii. Opracowana przez Rubinstein'a poprawka pozwala wyznaczyć składową poziomą natężenia pola elektrycznego z uwzględnieniem konduktywności i przenikalności elektrycznej ziemi [4]. Poniższy wzór (8) uwzględnia składową pionową natężenia pola elektrycznego dla ziemi idealnie przewodzącej obliczoną na poziomie ziemi, czyli dla $z = 0$.

$$E_p(\rho, z, j\omega) = E_{\infty p}(\rho, z, j\omega) + \frac{E_{\infty z}(\rho, 0, j\omega)}{\sqrt{\epsilon_r + \frac{\sigma_g}{j\omega\epsilon_0}}} \quad (8)$$

gdzie: ϵ_r – względna przenikalność elektryczna ziemi,
 σ_g – konduktywność ziemi.

Pomimo, że powyższa formuła zaproponowana została w 1988 roku nadal jest wykorzystywana do wyznaczania składowej pola nad ziemią stratną. Późniejsze badania, a w szczególności porównania obliczeń z pomiarami prowadzonymi w warunkach rzeczywistych, pozwoliły na uściślenie założeń, w wyniku czego powstała kolejna formuła nazwana formułą Cooray-Rubinstein, opisana zależnością (9) [5]. W formule tej przyczynę uwzględniający parametry ziemi jest przemnożony przez składową poziomą natężenia pola magnetycznego dla ziemi idealnie przewodzącej daną zależnością (10), obliczoną na poziomie ziemi, czyli dla $z = 0$.

$$E_p(\rho, z, j\omega) = E_{\infty p}(\rho, z, j\omega) - \frac{H_{\infty p}(\rho, 0, j\omega) \cdot c \cdot \mu_0}{\sqrt{\epsilon_r + \frac{\sigma_g}{j\omega\epsilon_0}}} \quad (9)$$

gdzie: $H_{\infty p}$ – składowa pozioma natężenia pola magnetycznego (10),
 μ_0 – przenikalność magnetyczna próżni.

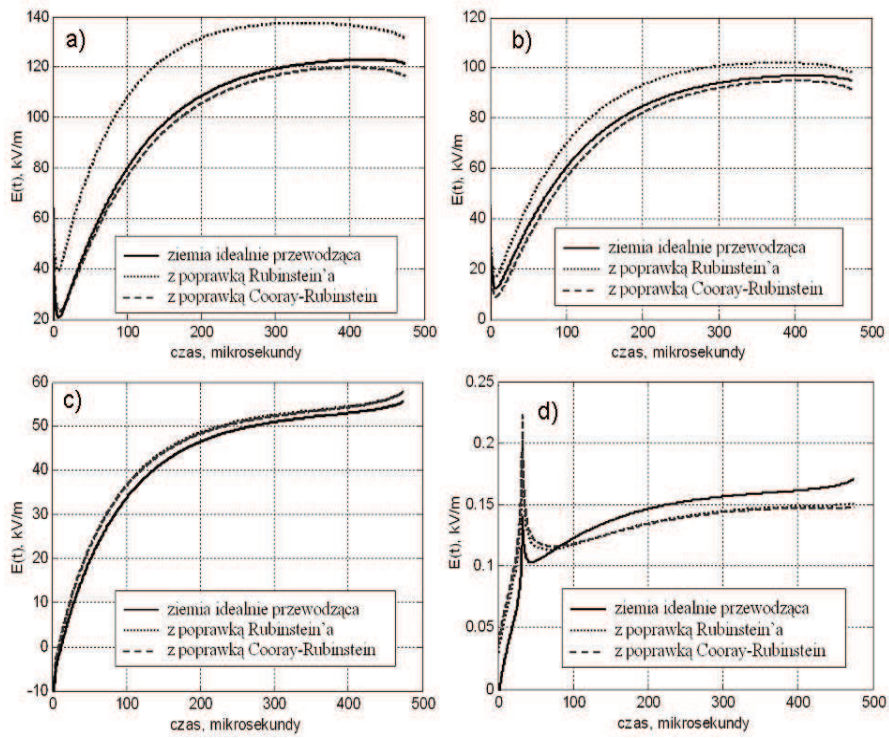
$$H_{\infty p}(\rho, z, j\omega) = \frac{1}{4\pi} I(j\omega) \cdot \int_{-H_k}^{H_k} \exp\left[-\left(\frac{1}{\lambda} + j\frac{\omega}{v}\right)z'\right] \cdot \left[\frac{\rho}{R^3} + \gamma_0(j\omega)\frac{\rho}{R^2}\right] dz' \quad (10)$$

8. Składowa pozioma natężenia pola elektrycznego nad ziemią stratną

W tej części artykułu przedstawiono wyznaczoną składową poziomą natężenia pola elektrycznego nad powierzchnią stratnej ziemi. Wyniki porównano z otrzymanymi dla ziemi idealnie przewodzącej. Ze względu na dużą możliwą liczbę zmienianych parametrów analizy obliczenia wykonane zostały tylko dla kilku wybranych odległości od kanału wyładowania. Do obliczeń przyjęto względną przenikalność elektryczną ziemi $\varepsilon_g = 5$ natomiast konduktywność ziemi $\sigma_g = 0,001 \text{ S/m}$. Pozostałe dane do obliczeń to: wysokość nad powierzchnią ziemi punktu, w którym wyznaczane było pole $z = 10 \text{ m}$, wysokość kanału piorunowego $H_k = 2000 \text{ m}$, współczynnik korekcyjny $\lambda = 2000$, prędkość fali prądowej $v = c/3$. Kanał piorunowy podzielony został na odcinki o długości $dz' = 10 \text{ m}$. Parametry numeryczne analizy to: czas obserwacji $t_0 = 500 \mu\text{s}$, liczba próbek $n = 2^{14}$. Na rysunku 6 przedstawiono składową poziomą natężenia pola elektrycznego dla kilku wybranych odległości od kanału wyładowania. Przy bardzo małych odległościach (do 40 m) widać bardzo duże różnice w otrzymanych wynikach. Pole z uwzględnieniem poprawki danej wzorem (9) przybiera wtedy tylko nieznacznie mniejsze wartości względem przypadku, gdy ziemia jest potraktowana, jako idealnie przewodząca, natomiast krzywa natężenia pola z uwzględnieniem poprawki (8) znacznie się różni od pozostałych dwóch przebiegów, przybierając dużo większe wartości.

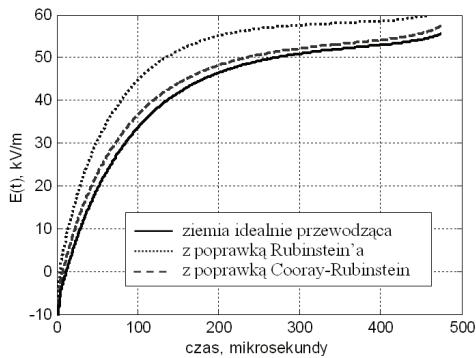
Dla większych odległości od kanału wyładowania wyniki uzyskane z zastosowaniem obu poprawek są bardzo podobne i te dwie krzywe w dużym stopniu pokrywają się. Zauważono także, że przy odległości 40 m obie krzywe wyznaczone z zastosowaniem poprawek dość znacznie pokrywają się z przebiegiem dla ziemi idealnie przewodzącej. Przy dużo większych odległościach kształt składowej pola zmienia się w stosunku do obserwowanego przy małych odległościach, i jest podobny bardziej do fali prądowej płynącej w kanale wyładowania gdzie występuje charakterystyczny „pik” (szpilka) jak na rysunku 6d.

Kolejnym czynnikiem mającym duży wpływ na wyniki jest konduktywność i przenikalność elektryczna ziemi a największy ich wpływ ujawnia się przy małych odległościach od kanału wyładowania. Na rysunku 7 pokazano wpływ bardzo małej konduktywności ziemi na uzyskane wyniki. Obliczenia zostały wykonane dla odległości 50 m od kanału wyładowania, ponieważ przy tej odległości zauważono, że różnice pomiędzy wynikami z uwzględnieniem obu poprawek są najmniejsze, co widać na rysunku 6c. Dla wszystkich innych odległości, zarówno większych jak i mniejszych, różnice pomiędzy krzywymi z zastosowanymi poprawkami zwiększają się.



Rys. 6. Składowa pozioma natężenia pola elektrycznego w różnych odległościach od kanału wyładowania: a) 20m, b) 25m, c) 50m, d) 3000m

Fig. 6. Horizontal component of the electric field at a different distance from the discharge channel: a) 20m, b) 25m, c) 50m, d) 3000m



Rys. 7. Składowa pozioma natężenia pola elektrycznego w odległości 50 m od kanału wyładowania dla $\sigma_g = 0,00001$ S/m

Fig. 7. Horizontal component of the electric field at a distance of 50 m from the discharge channel for $\sigma_g = 0.00001$ S/m

9. Wnioski

Analiza zjawiska propagacji zaburzenia elektromagnetycznego w układzie cylindrycznym pozwala na wyznaczanie wartości natężeń pól elektromagnetycznych w dowolnej odległości od kanału wyładowania, czego nie można uzyskać stosując metodę z wykorzystaniem padającej fali płaskiej [2, 7]. Otrzymane na podstawie symulacji wyniki, pozwalają na weryfikację danych pomiarowych uzyskiwanych w instytutach badawczych wykonujących pomiary prądów i pól elektromagnetycznych pochodzenia piorunowego i w laboratoriach wykonujących pomiary na modelach obiektów [6, 11-13]. Zastosowana w obliczeniach metoda polegająca na odpowiednim zmodyfikowaniu kształtu wejściowego impulsu poddawanego przekształceniu FFT znacznie przyczynia się do zwiększenia efektywności numerycznej obliczeń polegającej na mniejszej zależności uzyskiwanych wyników od parametrów numerycznych analizy [7, 10].

Przedstawione wyniki są pierwszym etapem wyznaczania przepięć indukowanych w liniach transmisyjnych. Dalsze prace autora w tej dziedzinie będą zmierzały do wyznaczania napięć i prądów indukowanych w liniach transmisyjnych położonych w pobliżu kanału wyładowania piorunowego. W tym celu należy, zgodnie z zamieszczonymi w pracy [1] wytycznymi, wyznaczyć wartości składowych natężenia pola elektrycznego w punktach wzdłuż linii transmisyjnej. Następnie na ich podstawie należy obliczyć rozłożone źródła napięciowe potrzebne np. do modelu Agrawala służącego do wyznaczania sprzężenia zewnętrznego pola elektromagnetycznego z liniami transmisyjnymi oraz parametry jednostkowe badanej linii transmisyjnej [1, 2].

Literatura

- [1] Tesche F.M., Ianoz M.V., Karlsson T.: EMC analysis methods and computational models, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1997.
- [2] Gamracki M.: Modelowanie matematyczne piorunowych zaburzeń elektromagnetycznych w liniach transmisyjnych, praca doktorska, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 2004.
- [3] C.A. Nucci et al.: Lightning Return Stroke Current Models With Specified Channel-Base Current: A Review and Comparison, *Journal of Geophysical Research*, vol. 95, 1990, pp. 395-408.
- [4] Rubinstein M.: An Approximate Formula for the Calculation of the Horizontal Electric Fields from Lightning at Close, Intermediate and Long Range, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, No. 3, 1996, pp. 531-535.
- [5] Rachidi F. et al.: Influence of a Lossy Ground on Lightning-Induced Voltages on Overhead Lines. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 38, No. 3, 1996, pp. 250-264.

- [6] Haddad M.A., Rakov V.A., Cummer S.A.: New measurements of lightning electric field in Florida: Waveform characteristics, interaction with the ionosphere, and peak current estimates, *Journal of Geophysical Research*, Vol. 117, 2012, pp. 1-26.
- [7] Bajorek J., Gamracki M., Maslowski G.: Effectiveness of FFT-IFFT transformation during calculation of the electrical pulse under ground surface, *Proc. 28th International Conference on Lightning Protection*, Kanazawa, Japan, 2006, pp. 501-506.
- [8] Gamracki M.: Modelowanie matematyczne propagacji piorunowego zaburzenia elektromagnetycznego nad ziemią, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, NR 2/2012, s. 23-25.
- [9] Gamracki M.: Modelowanie matematyczne propagacji piorunowego zaburzenia elektromagnetycznego nad stratną ziemią, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, NR. 7/2014, s. 171-174.
- [10] Bajorek J., Gamracki M., Maslowski G.: Modeling of lightning electromagnetic disturbances transmitted into the ground. *Proc. XVI International Conference on Electromagnetic Disturbances*, Kaunas, Lithuania, 2006, pp. 1132-1137.
- [11] Masłowski G., Gamracki M.: Protection of Structures against LEMP, *IEEE Bologna PowerTECH*, June 23-26 2003, paper No. 520.
- [12] Karnas G., Masłowski G.: Preliminary measurements and analysis of lightning electric field recorded at the observation station in the South-east part of Poland, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, NR 7/2014, s. 97-99.
- [13] Karnas G., Wyderka S., Ziembra R., Filik K., Masłowski G.: Analysis of lightning current distribution in lightning protection system and connected installation, *Przegląd Elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, NR 1/2014, s. 122-126.

PROPAGATION OF LIGHTNING ELECTROMAGNETIC DISTURBANCE ABOVE GROUND

Summary

The paper presents results the analysis of the propagation of the electromagnetic field of lightning above ground. Calculation was done using a model of the cylindrical wave propagating around the discharge channel. The paper describes also the mathematical basis for modeling the phenomenon of lightning electromagnetic field propagation above the ground. The basic functions for determining the field components in the frequency domain for the perfectly conducting ground (reflecting field) was shown. The horizontal component of the electric field above the lossy ground was compared with Cooray-Rubinstein and Rubinstein approaches. A comparison of the results of the electric field intensity for selected parameters of lossy ground and at various distances from the discharge channel was presented. The results obtained for the case when the soil has been treated as a perfectly reflecting field was compared to those of the approaches. Calculations were performed for selected geometric and environmental parameters and for a few distances from the lightning channel. Results of the analysis are shown on the graphs as calculated time domain characteristics of signals used with the inverse Fourier Transformation IFFT. The study also related to problems when using a pair of transformations FFT-IFFT. Therefore, the calculations were performed using a modified form of the input lightning current pulse subjected to FFT transformation.

Keywords: lightning, lightning current, electric field, lossy ground, Cooray-Rubinstein approach, FFT-IFFT transformation

DOI: 10.7862/re.2015.15

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Zofia WRÓBEL¹

WYBRANE ZAGADNIENIA MODELOWANIA PRZEPIĘĆ ATMOSFERYCZNYCH JAKO ŹRÓDEŁ ZAKŁÓCEŃ W SIECIACH TRAKCYJNYCH

W artykule porównano przykładowe przebiegi napięć otrzymane w wyniku badań przeprowadzonych generatorem udaru kombinowanego o kształtach dla udaru napięciowego 1,2/50 μ s i prądowego 8/20 μ s z wynikami modelowania komputerowego sieci trakcyjnych. W tym celu zastosowano model generatora udaru kombinowanego i badanego odcinka sieci trakcyjnej zawierający: sieć trakcyjną i szynową uwzględniającą parametry elektryczne toru oraz modele elementów takich jak słup, izolator, odgromnik. Wymienione elementy analizowanego układu zgrupowano w postaci czwórników typu Π tworząc trzy modele czwórników zawierające odcinek sieci trakcyjnej, toru o długości 72 m oraz model słupa z izolatorem, odgromnikiem rozładowym i słup, do którego został doprowadzony udar z modelu generatora udaru kombinowanego. Z wybranych modeli elementów zbudowano układ do analizy zagrożenia przepięciowego sieci trakcyjnych. Podzielenie układu na odcinki o długości 72 m umożliwia dokładniejszą symulację oraz obserwowanie wyników analizy w dowolnie wybranych punktach. Badania symulacyjne prowadzono przy wykorzystaniu programu LTspice. W referacie uzasadniono konieczność podejmowania problemu skuteczności ochrony odgromowej urządzeń kolejowych. Przedstawione możliwości zastosowania wybranego programu mają charakter poznawczy. Zostaną one wykorzystane do dalszej analizy i oceny zagrożenia układów zasilających urządzenia sterowania ruchem kolejowym od przepięć pochodzenia atmosferycznego.

Słowa kluczowe: kompatybilność elektromagnetyczna, generator udaru kombinowanego, przepięcia atmosferyczne, modelowanie cyfrowe, pomiary

1. Wprowadzenie

Występujące podczas bezpośredniego udaru piorunowego w sieć trakcyjną zagrożenie może być przyczyną przepięć o dużych wartościach szczytowych. W wyniku takich oddziaływań ulegają uszkodzeniu elementy układów zasilania sieci trakcyjnych, a także połączone z nimi urządzenia sterowania ruchem kole-

¹ Zofia wróbel, PKP PLK S.A., Zakład Linii Kolejowych w Rzeszowie, 35-005 Rzeszów, ul. Batorego26, tel.17 7111343, wrobel.z@wp.pl

jowym (srk). Tego rodzaju zjawiska elektromagnetyczne można obecnie analizować stosując dostępne różne pakiety oprogramowania. Prace projektowo-badawcze z zastosowaniem symulacji komputerowych zyskują więc coraz większe uznanie umożliwiając uwzględnienie wpływu różnych czynników przy jednoczesnym znacznym ograniczeniu kosztów takiej analizy. Wykorzystując sprawdzone modele matematyczne elementów układów i urządzeń elektrycznych oraz zjawisk fizycznych, można uzupełniać lub zastępować badania laboratoryjne oraz „terenowe” rzeczywistych układów.

2. Uszkodzalność urządzeń kolejowych

W PKP wykonywana jest analiza uszkodzeń urządzeń kolejowych wynikających z różnych przyczyn. Informacje te gromadzone są przez różne służby. Przedstawione poniżej dane dotyczące uszkodzeń sieci trakcyjnych w wyniku wyładowań atmosferycznych potwierdzają istnienie problemu, a nawet obserwuje się wzrost liczby uszkodzeń [3]. Tego typu analiza pozwala szacować koszty napraw, częstość występowania uszkodzeń i ich rozmieszczenie na terenie całego kraju. Dane takie uzupełnione informacjami dotyczącymi producentów urządzeń i stosowanych środków ochrony przeciwprzebieciowej stanowią bardzo ważną dla PKP bazę analityczną w opracowywaniu której jest zaangażowanych wiele osób.

Przykładowo, gromadzone w energetyce dane o uszkodzeniach podzielono dla celów analizy na trzy grupy:

I Uszkodzenia zależne od urządzeń sieci trakcyjnej:

- rozregulowanie sieci trakcyjnej,
- wywianie sieci trakcyjnej w trakcie współpracy odbieraków prądu z siecią spowodowane wiatrem,
- uszkodzenie izolatora (z pominięciem uszkodzeń w wyniku wyładowań atmosferycznych),
- zerwanie lub przepalenie przewodu wzmacniającego lub uszyny grupowego,
- zerwanie mechaniczne przewodu jezdnego, liny nośnej, ustalającej lub kotwienia środkowego,
- niewłaściwy lub zużyty osprzęt,
- duża oporność międzysekcyjnego lub rozjazdowego połączenia elektrycznego,
- pęknięcie łańcucha lub liny urządzenia naprężającego,
- przyczyna nie sklasyfikowana wyżej lub nie wyjaśniona.

II Uszkodzenia zależne od elektrycznych pojazdów trakcyjnych i ich obsługi:

- przepalenie lub przegrzanie przewodu jezdnego w miejscu styku z odbierakiem prądu,
- przepalenie przewodów sieci jezdnej w elementach sekcjonowania podłużnego,
- niewłaściwy stan odbieraka prądu elektrycznego pojazdu trakcyjnego,
- nie opuszczenie odbieraka prądu w miejscu osygnalizowanym wskaźnikami We2.

III Uszkodzenia pozostałe (nie zaliczone do grupy I i II):

- wyładowania atmosferyczne,
- katastrofa kolejowa, wykolejenie taboru, przekroczenie skrajni ładunku, pożar taboru,
- zerwanie poszycia dachu wagonu,
- przejazd elektrycznego pojazdu trakcyjnego z podniesionym odbierakiem prądu przez tor niezelektryfikowany w tor zelektryfikowany (niewłaściwa droga przebiegu),
- zerwanie daszka ochronnego na wiaduktach, przewrócone drzewo, opadnięcie linii energetycznej, przesunięcie osi toru, podmycie toru,
- działanie osób postronnych i inne przyczyny niezależne od kolei,
- uszkodzenie sieci trakcyjnej w okresie gwarancji po planowych pracach remontowych, modernizacyjnych i inwestycyjnych.

Ilość uszkodzeń w wyniku przebiegów pochodzenia atmosferycznego w latach (2005÷2014) porównano z ogólną liczbą uszkodzeń (tabela 1, na podstawie [3]).

Tabela 1. Procentowy udział uszkodzeń powstałych w wyniku przebiegów atmosferycznych w liczbie rejestrowanych uszkodzeń elementów sieci trakcyjnej w latach 2005-2014 w Polsce

Table 1. The proportional participation of resultant damages uprised as a result of atmospherical surges in the number of registered damages of the trolley wires elements in the years 2005-2014 in Poland

Rok	Grupa uszkodzeń			Przebiegi atmosferyczne	Procentowy udział przebiegów atmosferycznych w grupie III.	Procentowy udział przebiegów atmosferycznych w grupach: I÷III
	I	II	III			
2005	320	113	966	40	4,14	2,86
2006	265	166	1005	71	7,06	4,94
2007	226	106	1088	80	7,35	5,63
2008	218	156	935	88	9,41	6,72
2009	198	188	935	87	9,30	6,59
2010	226	217	1019	80	7,85	5,47
2011	261	290	1016	81	7,97	5,17
2012	367	248	987	116	11,75	7,24
2013	330	237	950	84	8,84	5,54
2014	350	222	1079	104	9,64	6,3

Udział uszkodzeń powodowanych przepięciami pochodzenia atmosferycznego w grupie III nie przekracza 11,75 %. Dla całkowitej liczby uszkodzeń (grupa I÷III) ich udział jest niższy od 7,24 %.

3. Modele układu

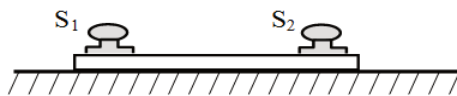
Przyjęty do analizy układ daje możliwość analizy przepięć pochodzenia atmosferycznego w sieciach trakcyjnych. W jego skład wchodzi model wybranych elementów: generatora udaru, sieci trakcyjnej, sieci szynowej, słupów trakcyjnych, izolatorów i odgromników rozkwy [2, 7]. Układ podzielono na odcinki o długości 72 m. Stanowią one odległości pomiędzy słupami. Umożliwia to dokładniejsze obserwowanie wyników analizy w punktach odległych o 72 m.

3.1. Model sieci trakcyjnej

Do celów analizy przyjęto, że jest to obwód o parametrach rozłożonych, a prędkość rozchodzenia się fal jest równa prędkości światła. Szkic poprzeczny układu sieci trakcyjnej i powrotnej przedstawiono na rysunku 1. Do analizy uwzględniono przewód jezdny (P_j) oraz szyny (S_1 i S_2).

W paśmie częstotliwości rzędu kilku kHz, przyjmowanym w tego rodzaju analizach, analizowany odcinek sieci trakcyjnej ma długość ćwierćfali odpowiadającą długości odcinka między podstacjami [7]. Przy założeniu, że długość zastąpionego czwórnikiem odcinka sieci trakcyjnej nie przekracza 3 % długości fali, błąd takiego modelu jest mniejszy niż 2,5 %. W modelowaniu uwzględniono częstotliwość równą 10 kHz. Długość czwórnik spełniającego ten warunek wynosi 900 m. Dla utworzonego modelu obliczeniowego przyjęto, że długość czwórnik odpowiada odległości między dwoma słupami sieci trakcyjnej i wynosi 72 m [9,10].

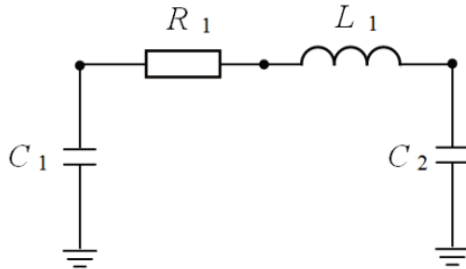
$P_j \circ$



Rys. 1. Ogólny szkic poprzeczny układu sieci trakcyjnej i powrotnej

Fig. 1. The transverse general sketch of the trolley wires system and return

Dla odcinka sieci trakcyjnej (rys. 2) o długości 72 m, parametry z pomiarów zamieszczonych w cytowanej literaturze wynoszą: $R_1 = 0,062 \Omega/\text{km}$, $L_1 = 476 \mu\text{H}/\text{km}$, $C_1 = C_2 = 10,5 \text{ nF}/\text{km}$ [1].

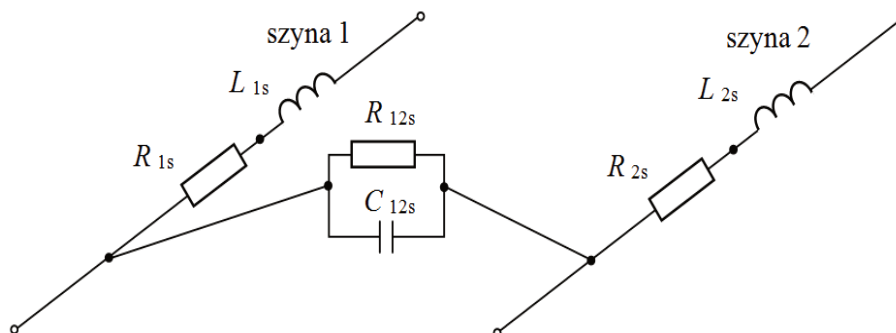


Rys. 2. Czwórnik jako element modelu odcinka sieci trakcyjnej

Fig. 2. The four-terminal network as an element of the trolley wires model

3.2. Sieć szynowa i parametry elektryczne toru

Na podstawie wyników pomiarów zamieszczonych w [7] i przeliczonych dla długości odcinka równej 72 m, parametry schematu zastępczego sieci szynowej wynoszą (rys. 3): $R_{1s} = R_{2s} = 0,288 \Omega$, $L_{1s} = L_{2s} = 0,0288 \text{ mH}$, $R_{12s} = 8,68 \Omega$, $C_{12s} = 1,44 \mu\text{F}$. Dodatkowo uwzględniono w modelu ułożenia połączenia wyrównawcze pomiędzy szynami stosowane w sieci szynowej co około 300 m.



Rys. 3. Schemat odcinka toru kolejowego

Fig. 3. The schema of the railway track section

3.3. Słupy trakcyjne

W modelowaniu przepięć pochodzenia atmosferycznego, słup trakcyjny może być przedstawiony w postaci szeregowego połączenia indukcyjności oraz rezystancji jego uziemienia. Przyjmując indukcyjność jednostkową $L_0 = 1,67$ [$\mu\text{H}/\text{m}$] otrzymaną z zależności:

$$L_0 = 0,2 \mu_r \ln \frac{2h}{r} \quad [\mu\text{H}/\text{m}] \quad (1)$$

gdzie:

μ_r - przenikalność magnetyczna względna

h - wysokość słupa

r - promień zastępczy słupa

wyznaczono indukcyjność słupa $L = 20,28$ μH . Rezystancję uziemienia słupa przyjęto równą $R = 10$ Ω . Uszynienie słupa reprezentuje indukcyjność $L_u = 5$ μH [2].

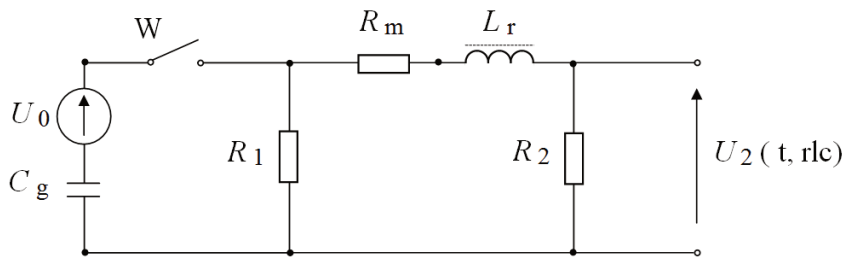
3.4. Izolatory i odgromniki

W analizie, jako izolator wprowadzono w modelu słupa wyłącznik sterowany napięciem równym 90 kV. Model odgromnika różkowego reprezentuje wyłącznik sterowany napięciem o wartości napięcia przeskoku 23,8 kV i powietrznej przerwie o rezystancji 100 M Ω [6]. Stosowane w ochronie sieci trakcyjnych odgromniki różkowe instalowane są w odległościach co 1200 m lub 600 m (dla terenów o dużej intensywności burzowej, więcej niż 30 dni w ciągu roku). Dla celów analizy przyjęto odległość 1200 m.

3.5. Model generatora udaru kombinowanego

Jak podaje norma PN EN 61000-4-5, udar kombinowany powinien być zadany z generatora (rys. 4) wytwarzającego udar napięciowy 1,2/50 μs dla obwodu otwartego i udar prądowy 8/20 μs dla obwodu zwartego [4, 5].

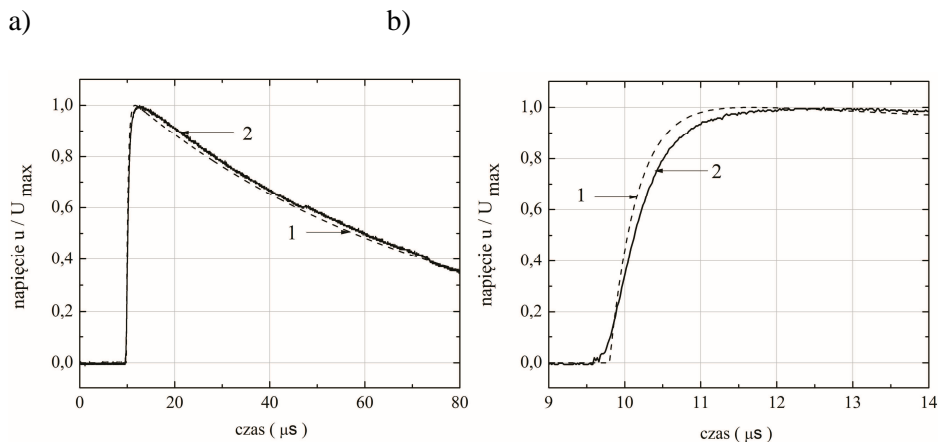
Napięcie, wartość szczytowa prądu oraz kształty udarów doprowadzanych do badanego urządzenia, wyznaczane są poprzez parametry generatora. Impedancja Z_f jest równa stosunkowi wartości szczytowej napięcia udaru napięciowego przy otwartym obwodzie do wartości szczytowej prądu udaru prądowego przy obwodzie zwartym. Dla tego typu generatora wartość Z_f wynosi 2 Ω [4].



Rys.4. Schemat układu generatora uderu kombinowanego: U_0 - źródło napięcia uderu, C_g - kondensator przejmujący energię uderu, W - wyłącznik, R_1 , R_2 , R_m - rezystancje określające czas trwania impulsu uderu, L_r - indukcyjność określająca szybkość narastania impulsu uderu, U_2 - napięcie wyjściowe [4]

Fig. 4. The schema of the combination wave generator circuit: U_0 - the source of the surge voltage, C_g - the surge energy taking over condenser, W - the switch, R_1 , R_2 , R_m - resistances defining the pulse duration of the surge, L_r - the inductance denominating the speed of the surge impulse growth, U_2 - the exit - voltage [4]

Metodę wyznaczenia parametrów generatora uderu kombinowanego opisano w [8]. Daje ona możliwość obliczania parametrów tego rodzaju generatora uderu przy zastosowaniu wyników z pomiarów napięcia i prądu oraz jednoczesnym uwzględnieniu impedancji charakterystycznej generatora Z_f .

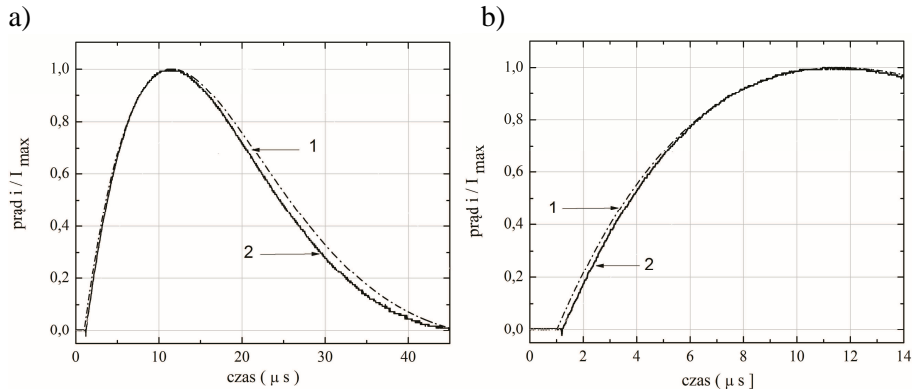


Rys. 5. Przebiegi impulsu napięciowego z generatora uderu kombinowanego 1,2/50 μ s: 1-wyznaczony w programie Mathematica 4 na podstawie danych z pomiaru napięcia, 2 - przebieg z pomiaru; b) początkowe fragmenty przebiegów [8]

Fig. 5. Voltage impulse courses from the combination wave generator 1,2/50 μ s: 1-appointed on Mathematica 4 programme on according to the given measurement of the voltage, 2 - the course from the measurement; b) first fragments of the courses [8]

Dla przyjętych danych: $C_g = 12 \mu\text{F}$, $L_r = 9,1 \mu\text{H}$, $R_m = 7,8 \Omega$, $R_1 = 1,302 \Omega$, $R_2 = 30 \Omega$, uzyskano wartość impedancji charakterystycznej równą $1,994 \Omega$. Uwzględniając podane powyżej parametry generatora wyznaczono przebiegi impulsów napięciowego $1,2/50 \mu\text{s}$ (rys. 5) i prądowego $8/20 \mu\text{s}$ (rys. 6).

Oceniając właściwości generatora udaru kombinowanego można uznać poprawność przebiegu napięcia i prądu udaru.



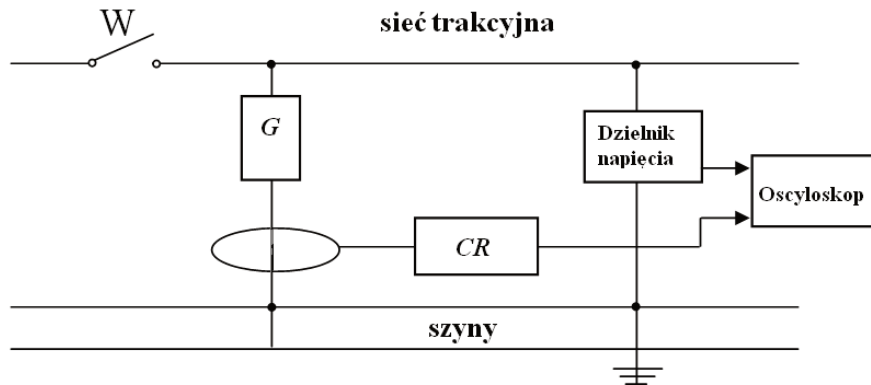
Rys. 6. Przebiegi impulsu prądowego $8/20 \mu\text{s}$ z generatora udaru kombinowanego: 1-wyznaczony w programie Mathematica 4 na podstawie danych z pomiaru prądu, 2 – przebieg z pomiaru; b) początkowe fragmenty przebiegów [8]

Fig. 6. Current impulse courses $8/20 \mu\text{s}$ from the combination wave generator : 1- appointed on Mathematica 4 programme on the ground of given measurement of the current , 2 - the course from the measurement; b) first fragments of the courses [8]

4. Wybrane wyniki modelowania

Omówione powyżej elementy składowe modelu matematycznego opisują przyjęty do analizy układ sieci trakcyjnej. Model sieci może reprezentować odcinek sieci trakcyjnej o dowolnej długości. Elementy składowe wprowadzone w postaci czwórników można uzupełniać o kolejne w zależności od rodzaju stosowanych elementów rzeczywistego układu.

W referacie porównano wyniki modelowania komputerowego z wynikami z pomiarów, które wykonano w warunkach rzeczywistych na odcinku toru o długości około $7,76 \text{ km}$ [1]. Ze względu na to, iż był to tor badawczy zamknięty, zastosowano wyłącznik W (rys. 7) do rozdzielenia sieci trakcyjnej. Badania prowadzono przy wyłączonej sieci trakcyjnej doprowadzając udar z generatora udaru kombinowanego G. Przebiegi napięcia rejestrowano stosując bezindukcyjny dzielnik napięciowy o przekładni $1:200$, a przebiegi prądu z zastosowaniem cewki Rogowskiego CR o przekładni napięciowo-prądowej 400 mV/A .



Rys. 7. Układ pomiarowy analizowanego odcinka toru

Fig. 7. The measuring system of the analysed rail section

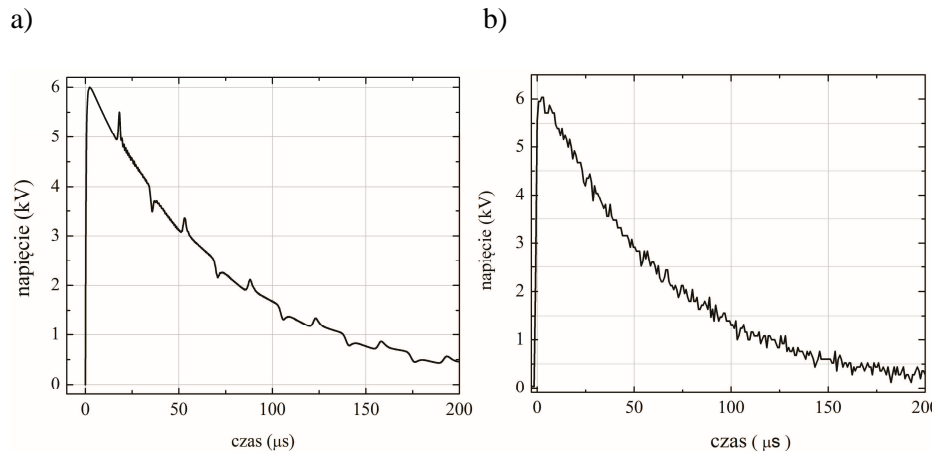
Do celów analizy wybrane modele elementów przyjętego układu zgrupowano w postaci czwórników typu Π uzyskując dwa modele czwórników zawierające odcinek sieci trakcyjnej i toru o długości 72m oraz:

- 1 - słup z izolatorem
- 2 - słup z odgromnikiem rozkowym.

Utworzono odcinek sieci trakcyjnej zawierający 112 czwórników. Wyłącznik rozdzielający sieć trakcyjną znajdował się w czwórniku 24. Źródło udaru doprowadzono do czwórnika 26 realizując zwarcie pomiędzy szynami (jak na rysunku 7). Przykładowe wyniki z symulacji komputerowych dla tego modelu sieci trakcyjnej przedstawiono w pracy [11]. W kolejnym etapie wykonywano badania z wykorzystaniem laboratoryjnego modelu sieci trakcyjnej [1].

Na rysunku 8a przedstawiono przykładowy przebieg napięcia otrzymany w wyniku symulacji dla sieci trakcyjnej obciążonej na końcu badanego odcinka rezystorem o wartości 240Ω , w miejscu doprowadzenia udaru dla udaru napięciowego z generatora udaru kombinowanego o wartości szczytowej napięcia równej 6,9 kV i kształcie 1,2/50 μs . Na wykresie 8b zamieszczono przebieg napięcia otrzymany z pomiarów [1].

Największe różnice porównywanych przebiegów występują w ich początkowych fragmentach. Dla przebiegu impulsu napięciowego 1,2/50 μs z generatora udaru kombinowanego wyznaczonego w programie LTspice o napięciu udaru 6,9 kV i obciążeniu sieci trakcyjnej 240Ω maksymalna wartość napięcia wynosiła 6000,43 V. Dla wyników pomiaru przy takiej samej wartości obciążenia wartość maksymalna napięcia wynosiła 6033,96 V.



Rys. 8. Przebiegi impulsu napięciowego 1,2/50 μ s z generatora udaru kombinowanego: a) wyznaczony w programie LTspice dla napięcia udaru 6,9 kV i obciążenia sieci trakcyjnej 240 Ω , b) przebieg z pomiarów

Fig. 8. Voltage impulse courses 1,2/50 μ s from combination wave generator : a) appointed on LTspice programme for the surge voltage 6.9 kV and charges of the trolley wires 240 Ω , b) - a course from the measurement

5. Wnioski

Wykorzystując w programach symulacyjnych sprawdzone modele elementów układów i urządzeń elektrycznych oraz zjawisk fizycznych można uzupełniać (a nawet zastępować) badania laboratoryjne i „terenowe” rzeczywistych układów. Opisany w artykule model układu sieci trakcyjnej poddano działaniu udaru o kształcie dla wymuszenia prądowego 8/20 μ s i napięciowego 1,2/50 μ s. Przedstawiono możliwości symulacji przy wykorzystaniu programu LTspice oraz uzasadniono konieczność podejmowania problemu skuteczności ochrony urządzeń kolejowych przed przepięciami pochodzenia atmosferycznego.

Dołączając wyliczone parametry linii do pliku danych zawierających określone elementy badanego układu (źródła, elementy skupione RLC, linie transmisyjne, ochronniki itd.) można obserwując przebiegi czasowe napięć i prądów oceniać zagrożenie mogące wystąpić w wyniku przepięć i przetężeń.

Uzyskane wyniki mają na celu utworzenie modelu sieci trakcyjnej wspomagającego ustalenie optymalnej odległości pomiędzy kolejnymi warystorami instalowanymi na sieci trakcyjnej w celu jej ochrony przed przepięciami.

Literatura

- [1] Budowa i poligonowe badania prototypowego systemu ochrony przed przepięciami z ogranicznikami warystorowymi. Etap 1. Zbadanie i określenie na drodze pomiarowej tłumienności przepięć przez sieć trakcyjną w funkcji drogi. Część 2. Badania laboratoryjne Etap 2. Badania terenowe określające optymalne odległości rozmieszczenia warystorowych ograniczników przepięć. Praca nr 3889/10. Instytut Kolejnictwa Zakład Sterowania Ruchem Kolejowym i Teleinformatyki. Warszawa, czerwiec 2012 r. ©
- [2] Głowacki K., Onderka E.: Sieci trakcyjne. EMTRAK s.c. 2002 r.
- [3] Materiały udostępnione przez Biuro Energetyki Centrala PKP PLK S.A. Uszkodzenia elementów sieci trakcyjnej w latach 2005-2014. ©
- [4] PN-EN 61000-4-5: 2010: Kompatybilność elektromagnetyczna. (EMC).- Część 4-5: Metody badań i pomiarów-Badanie odporności na udary.
- [5] PN-EN 50121-4: 2008: Zastosowania kolejowe. Kompatybilność elektromagnetyczna. część 4. Emisja i odporność na zakłócenia urządzeń sygnalizacji i telekomunikacji.
- [6] Poligonowe badania ochrony przeciwprzepięciowej z ogranicznikami warystorowymi. Część I. Sprawozdanie z pomiarów przeprowadzonych w warunkach poligonowych. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny. Białystok, listopad 2010 r. ©
- [7] Szelaż A.: Zagadnienia analizy i projektowania systemu trakcji elektrycznej prądu stałego z zastosowaniem technik modelowania i symulacji. Prace Naukowe, Elektryka z. 123, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2002 r.
- [8] Wróbel Z.: Possibility of the modelling of combination waves generators. Przegląd Elektrotechniczny, PL ISSN 0033-2097, R. 86 NR 9/2010, 289-292.
- [9] Wróbel Z.: Computer modelling of lightning discharge threat to railway installations, Modern Electric Traction. Power Supply. Edited by Krzysztof Karwowski, Adam Szelaż, Gdansk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering. Gdańsk 2009 r.
- [10] Wróbel Z., Ziomba Z.: Computer modelling of the railway electric traction cused by fast surges, Modern Electric Traction. Power Supply. Edited by Krzysztof Karwowski, Adam Szelaż, Gdansk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering. Gdańsk 2009 r.
- [11] Wróbel Z.: Modelowanie wybranych elementów ochrony przepięciowej sieci trakcyjnych w analizie zagrożeń udarowych urządzeń sterowania ruchem kolejowym, Monografia 450. Praca Zbiorowa pod redakcją Adama St. Jagiełły. IŻYNIERIA ELEKTRYCZNA I KOMPUTEROWA. Elektrotechnika w zastosowaniach trakcyjnych. Politechnika Krakowska. Kraków 2014 r.

CHOSEN PROBLEMS OF THE MODELLING OF ATMOSPHERICAL SURGES AS SOURCES OF DISTURBANCES IN TROLLEY WIRES

Summary

In the report example-voltages courses that were received as result of researches passed with the combination wave generator of shapes for the voltage surge $1.2/50 \mu\text{s}$ and current surge $8/20 \mu\text{s}$ with results of the trolley wires modelling, were compared. For this target, the model of the combination wave generator and examined section of the trolley wires containing: the trolley and rail wires taking into account electric parameters of the track and models of such elements as column, insulator, lightning conductor, was used. The mentioned elements of the analysed system were grouped in the form of four-terminal networks of the type II, creating three models of four-terminal networks containing a trolley wires section, a track of 72 m length and the model of the column with an insulator, horn lightning conductor and the column, for which a surge from the model of the combination wave generator was led. From the chosen elements models a system for the analysis of the surge threat of trolley wires, was built. Dividing the system into sections of 72m length makes it possible for more exact simulation and the observation of analysis results in-at will chosen points. To verify the measurement results, a simulatory research using LTspice programme was made. In the report, the necessity of treating the problem of the lightning rod of railway devices protection efficiency was proved.

The represented possibilities of the use of chosen programme have a cognitive character. They will be put-upon to a further analysis and estimations of the atmospherical origin surges threat for the railway traffic control equipment feeding parley.

Keywords: The electromagnetic compatibility, combination wave generator, atmospherical surges, the digital modelling, measurements

DOI: 10.7862/re.2015.16

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Yaroslav MARUSHCHAK¹
Bogdan KOPCHAK²

ANALIZA MODELI CAŁKOWANIA I RÓŻNICZKOWANIA UŁAMKOWEGO

W artykule przeanalizowano dokładność modeli ułamkowych członów całkoworóżniczkowych w ujęciu Riemanna, Riemanna-Liouville'a, Grünwald-Letnikov i Oustaloupa względem modelu opracowanego na podstawie przekształcenia Laplace'a jako modelu wzorcowego. Pokazano wady i zalety każdego z tych modeli. Zaproponowano modyfikację aproksymacji Oustaloupa, która pozwala realizować regulatory systemów elektrotechnicznych ułamkowego rzędu przy użyciu mikrokontrolera. Badania prowadzone przez autorów dotyczące możliwości aproksymacji ułamkowych członów transmitancją rzędu całkowitego wykazały, że reprezentacja całkującego członu ułamkowego za pomocą pakietu NINTEGER z dość wysokim rzędem aproksymacji ($N \geq 5$) zgadza się z wynikami aproksymacji Oustaloupa. Jednak w pierwszej chwili odpowiedzi jednostkowe zmieniają się skokowo, z czym nie można się zgodzić dla członu całkującego. Aby rozwiązać ten problem zaproponowano modyfikację metody aproksymacji Oustaloupa. Modyfikacja ta polega na tym, że stopień wielomianu licznika jest zmniejszony o jeden. Dla weryfikacji takiego postępowania zostało przeprowadzone badanie możliwości pominięcia jednego zera w transmitancji aproksymacyjnej, albo usunięcia składowej wielomianu licznika najwyższego stopnia s . Wyniki takich badań wykazały korzyść drugiego podejścia. Dokładność modeli NINTEGER i Oustaloupa jest praktycznie jednakowa, tylko model Oustaloupa realizuje się w programie MATLAB, a model NINTEGER w programie MATLAB Simulink. Tym samym wyniki symulacji z wykorzystaniem modelu Oustaloupa znajdują się w pamięci programu MATLAB co ułatwia ich analizę. Należy zaznaczyć, że model Oustaloupa pozwala w dość prosty sposób realizować ułamkowe regulatory wskutek prostoty procedury obliczeń, chociaż dokładność tego modelu nie jest wysoka.

Słowa kluczowe: model, całkowanie ułamkowe, różniczkowanie ułamkowe, regulatory, transmitancja ułamkowa.

¹ Autor do korespondencji: Yaroslav Marushchak, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 743-2469, jamaru@prz.edu.pl

² Bogdan Kopchak, Politechnika Lwowska, Katedra Maszyn Elektrycznych. ul. S. Bandery 12, 79-013 Lwów Ukraina, tel.: 380 32 258 2656, kopchak@mail.ru

1. Wprowadzenie

Obecnie stosowanie ułamkowego różniczkowania i całkowania rozwija się teoretycznie i w aspekcie stosowanym. Ta dziedzina matematyki przekształciła się w potężną metodę modelowania matematycznego skomplikowanych procesów dynamicznych w zwykłych i fraktalnych środowiskach. Dzięki tej metodzie istnieje możliwość rozwiązywania różnych zadań analizy, syntezy, identyfikacji, diagnostyki, projektowania nowoczesnych systemów sterowania itp. [3-6, 10]. Badania w dziedzinie systemów rzędu ułamkowego udowodniły, że systemy rzędu całkowitego są przypadkiem cząstkowym systemów ułamkowych. Zmniejszenie rzędu modelu jest bardzo ważną dziedziną badań ze względu na możliwość stosowania kontrolerów sterujących dla układów ułamkowych na zasadach różnych strategii sterowania automatycznego [3]. Jednocześnie szczególną uwagę należy zwrócić na zapobieganie utracie najważniejszych cech systemów dynamicznych. We współczesnej literaturze [3-6, 9] istnieją różne podejścia do realizacji regulatorów ułamkowego rzędu z wykorzystaniem różnych modeli. Są one oparte na różnych opisach ułamkowych członów różniczkująco - całkujących. Główne wzory całkowania ułamkowego zostały opracowane przez Liouville'a i Riemanna. Rozwijając teorie Liouville'a, Grünwald wprowadził pojęcie pochodnej ułamkowej, jako granice ilorazów różnicowych. Caputo zaproponował swoje rozwiązanie, które różni się od definicji Riemanna-Liouville'a tym, że funkcję na początku różniczuje się z najmniejszym rzędem całkowitym n , który przekracza ułamkowy rząd j a następnie całkuje się z rzędem $n-j$. Doświadczenia naukowców w dziedzinie syntezy elektrotechnicznych regulatorów ułamkowych, a zwłaszcza systemów elektromechanicznych pokazują, że ułamkowy rząd składowej różniczkującej nie jest większy niż $j=1$ [1, 6, 8, 9]. Do rozwoju i korekty tej teorii w dziedzinie elektrotechniki przyczynili się: Heaviside, N. Viner i J. Carlson.

Na obecnym etapie modelowania ułamkowych członów różniczkująco - całkujących w systemach elektrotechnicznych powszechnie używa się pakietu NINTEGER [7]. Stosowanie specjalnie zaprojektowanego programu NINTEGER, jako pakietu aplikacji MATLAB Simulink, pozwala wykonywać badania zastosowania regulatorów rzędu ułamkowego w układach regulacji automatycznej z ułamkowymi obiektami regulacji. Należy zaznaczyć, że NINTEGER ma pewne wady:

- pakiet NINTEGER działa wyłącznie w środowisku MATLAB Simulink i niemożna zastosować go poza tym środowiskiem;
- z literatury wiadomo, że nie jest znana w tym pakiecie dokładność modelowania członów ułamkowych.

2. Aproksymacja transmitancji ułamkowej

Celem artykułu jest teoretyczne opracowanie możliwości oprogramowania w środowisku programowym MATLAB w oparciu o znaną aproksymację Oustaloupa. Takie oprogramowanie powinno mieć możliwość jego wykorzystania w aplikacji MATLAB Simulink zamiast NINTEGER. Oprócz tego powinna być możliwość badania porównywalnej dokładności modeli ułamkowych regulatorów w przedstawieniu Oustaloupa, Riemanna, Riemanna-Liouville'a i Grünwalda–Letnikova względem modeli uzyskanych przez przekształcenia Laplace'a jako modelu wzorcowego. Pozwoli to wybrać najlepszy model dla realizacji regulatorów z wykorzystaniem mikrokontrolera.

Wyżej wymienione wady pakietu NINTEGER skłoniły autorów do opracowania własnych modeli w środowisku programowym MATLAB opartych o wyrażenia znanej aproksymacji Oustaloupa. Zgodnie z taką aproksymacją, transmitancję ułamkowych członów różniczkujących ($s^{-\alpha}$) i całkujących ($s^{+\alpha}$), jako składowych regulatorów ułamkowych, można przedstawić wyrażeniem

$$s^{\pm\alpha} = \left(\frac{\omega_u}{\omega_h} \right)^\alpha \prod_{k=-N}^{k=N} \frac{1 + s / \omega'_k}{1 + s / \omega_k}, \quad (1)$$

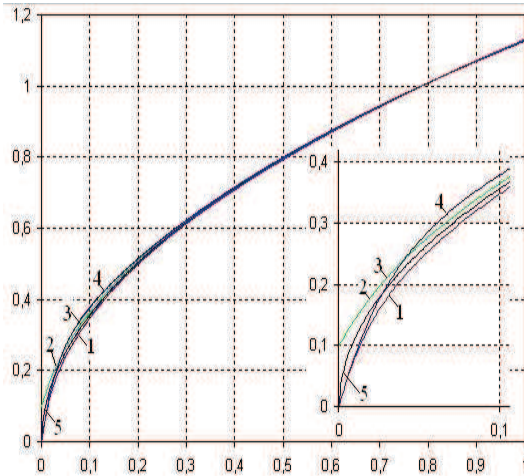
gdzie N - rząd aproksymacji, który należy zadać; ω'_k, ω_k - zera i bieguny zastępczej transmitancji rzędu całkowitego; $\omega_u = \sqrt{\omega_l \omega_h}$ (ω_l, ω_h - dolna i górna granica przedziału częstotliwości).

Obliczone zgodnie z (1) wartości zer, biegunów i współczynniki wzmocnienia zastępczej transmitancji rzędu całkowitego dla $N = 1; 2; \dots 5$ zostały zaimplementowane w środowisku MATLAB Simulink. Taka aproksymacja zapewnia następujące zalety względem pakietu NINTEGER:

- opracowane modele członów ułamkowych można stosować nie tylko w środowisku MATLAB Simulink, ale także w środowisku programowym MATLAB;
- struktura i parametry transmitancji aproksymującej, otrzymanej na podstawie metody Oustaloupa znajduje się w pamięci programu MATLAB, co ułatwia ich przegląd, badanie i weryfikację.

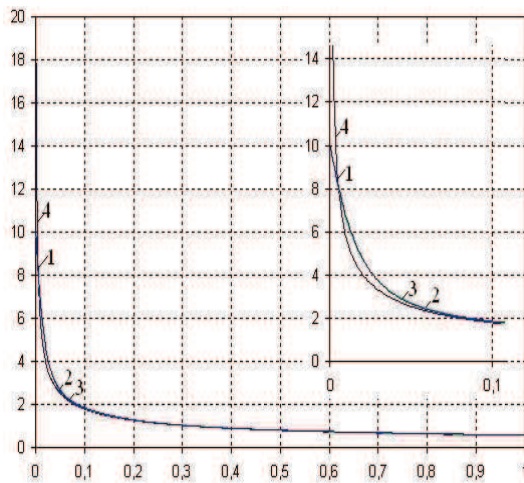
Na rysunku 1 i rysunku 2 przedstawiono odpowiedzi jednostkowe ułamkowych, całkujących i różniczkujących członów obliczonych za pomocą pakietu NINTEGER (krzywa -1) i korzystając z aproksymacji Oustaloupa rzędu $N=3$ (krzywa -2) i $N=4$ (krzywa -3) dla transmitancji ułamkowej $s^{-0.5}$ (rys. 1) i $s^{0.5}$ (rys. 2). Oprócz tego, na rysunku 1 zaprezentowano odpowiedź

jednostkową gdy stosuje się tak zwaną modyfikację aproksymacji Oustaloupa (krzywa-4), o której mowa niżej, i odpowiedzi jednostkowe obliczone metodą przekształcenia Laplace'a z wykorzystaniem programu Mathcad (krzywa -5). Na rys.2 krzywa - 4 reprezentuje odpowiedź jednostkową obliczoną metodą przekształcenia Laplace'a.



Rys. 1. Odpowiedzi jednostkowe całkującego członu ułamkowego z transmitancją $s^{-0.5}$

Fig. 1. Response Unit member of the fractional integrator with the transfer function $s^{-0.5}$



Rys. 2. Odpowiedzi jednostkowe różniczkującego członu ułamkowego z transmitancją $s^{0.5}$

Fig. 2. Response Unit member fractional differentiation with the transfer function $s^{0.5}$

Badania [7] prowadzone przez autorów dotyczące możliwości aproksymacji ułamkowych członów transmitancją rzędu całkowitego wykazały, że reprezentacja całkującego członu ułamkowego za pomocą pakietu NINTEGER z dość wysokim rzędem aproksymacji ($N \geq 5$) zgadza się z wynikami aproksymacji Oustaloupa. Jednak, jak widać z powiększenia na rysunku 1, krzywe 2 i 3 w pierwszej chwili zmieniają się skokowo, z czym nie można się zgodzić dla członu całkującego. To zjawisko może być wytłumaczone tym, że transmitancja według wzoru (1) zawiera wielomiany w liczniku i mianowniku jednakowego stopnia. Aby rozwiązać ten problem zaproponowano modyfikację metody aproksymacji Oustaloupa. Modyfikacja ta polega na tym, że stopień wielomianu licznika jest zmniejszony o jeden. Dla weryfikacji takiego postępowania zostało przeprowadzone badanie możliwości pominięcia jednego zera w transmitancji aproksymacyjnej, albo usunięcia składowej wielomianu licznika najwyższego stopnia s . Wyniki takich badań wykazały korzyść drugiego podejścia. W tym przypadku odpowiedź jednostkowa przedstawia się krzywą 4 na rysunku 1.

3. Dokładność modelowania członów ułamkowych

Pozostaje jednak problem analizy dokładności aproksymacji Oustaloupa. Dlatego, aby sprawdzić dokładność modelu Oustaloupa musi być znaleziony model który można potraktować jako etalon. Taki model pozwala otrzymać odpowiedzi jednostkowe wzorcowe.

Wiadomo, że odwrotne przekształcenie Laplace'a transformaty $s^{-\alpha}$ zapisuje się w sposób następujący:

$$L^{-1} \left\{ \frac{1}{s^{\alpha}} \right\} = \frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \quad (2)$$

gdzie: $\Gamma(\alpha)$ – funkcja gamma.

W rzeczywistości wzór (2) jest odpowiedzią impulsową członu. Dlatego też odpowiedź jednostkowa może być znaleziona po scałkowaniu odpowiedzi impulsowej.

Całkując (2), otrzymujemy wyrażenie odpowiedzi jednostkowej $I(t)$.

$$I(t) = \int \frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} dt = \frac{t^{\alpha}}{\Gamma(\alpha) \cdot \alpha} + C \quad (3)$$

Teraz zapiszemy odwrotne przekształcenie Laplace'a dla różniczkującego członu ułamkowego z transmitancją $s^{0.5}$.

$$L\{s^\alpha\} = \frac{t^{-\alpha-1}}{\Gamma(-\alpha)} \quad (4)$$

Całkując wyrażenie (4) znajdujemy odpowiedź jednostkową $I(t)$ dla takiego członu.

$$I(t) = \int \frac{t^{-\alpha-1}}{\Gamma(-\alpha)} dt = \frac{t^{-\alpha}}{\Gamma(-\alpha+1)} + C \quad (5)$$

Wyrażenia (3) i (5) opisują odpowiedzi jednostkowe, które przyjmujemy, jako wzorcowe. Odpowiadają im wykresy na rysunku 1 (krzywa-5) i na rysunku 2 (krzywa-4). Korzystając z tych przebiegów można przeanalizować dokładność modelowania innymi sposobami.

Najczęściej spotykanymi modelami są:

Model Riemanna [8] przewiduje następujący wzór do obliczenia odpowiedzi jednostkowej dla całkującego członu ułamkowego:

$$D^{-\nu} f(x) = \frac{1}{\Gamma(\nu)} \int_c^x (x-t)^{\nu-1} f(t) dt + C(t) \quad (6)$$

Model Riemanna – Liouville [8] pozwala obliczać odpowiedzi jednostkowe dla różniczkującego członu ułamkowego w sposób następujący:

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \left(\frac{d}{dt}\right)^n \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} \quad (7)$$

Model Grünwalda–Letnikova [8] pozwala modelować ułamkowe człony różniczkujące - całkujące według wyrażenia

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\left[\frac{t-a}{h}\right]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(t-jh) \quad (8)$$

Modele matematyczne (6)-(8) zrealizowane zostały z wykorzystaniem programu MathCAD. W trakcie modelowania procesów według wzorów (6)-(8) spotkaliśmy się z następującymi problemami:

- obliczenie każdego następnego punktu przebiegu odpowiedzi jednostkowej wymaga znajomości wartości wszystkich policzonych wcześniej wartości. To powoduje, że każdy następny punkt zwiększa czas obliczeń i dla długotrwałych procesów nie każdy procesor sobie z tym zjawiskiem radzi;

- trwałość obliczenia odpowiedzi jednostkowej członu ułamkowego całkującego według modelu Riemanna (6) i członu ułamkowego różniczkującego według modelu Riemanna – Liouville’a (7) zależy od kroku całkowania i mocy obliczeniowej komputera.
- Jednocześnie należy zaznaczyć zalety modelu Grünwalda–Letnikova (8):
- wzór (8) łatwo policzyć dzięki temu, że przedstawia on skończoną sumę a nie całkę;
- występuje w nim większa szybkość obliczenia przebiegów dynamicznych;
- przedstawienie całkującego czy różniczkującego członu ułamkowego potrzebuje tylko zmiany znaku w tym samym wyrażeniu (+ dla różniczkującego członu i – dla całkującego członu).

Wadą tego modelu jest zwiększenie czasu obliczeń przy zwiększeniu dokładności obliczeń.

Stosując wyrażenia (3), (5) oraz modele (6)-(8) obliczono odpowiedzi jednostkowe całkującego członu ułamkowego z transmitancją $s^{-0.5}$ i różniczkującego członu ułamkowego z transmitancją $s^{0.5}$. Na podstawie wyników tych obliczeń przeanalizowano dokładność różnych sposobów modelowania. Dla oceny dokładności modelowania zastosowano następujące charakterystyki:

- dyspersja przebiegu odpowiedzi jednostkowej σ^2 , obliczonej jako

$$\sigma^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - y_{ie})^2, \text{ albo } \sigma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - y_{ie})^2}, \quad (9)$$

gdzie: y_i – wartości badanej odpowiedzi jednostkowej w i -tym punkcie; y_{ie} – wartości wzorcowej odpowiedzi jednostkowej w i -tym punkcie; n – ilość próbek;

- względny uchyb aproksymacji odpowiedzi jednostkowej (stosuje się tylko dla całkującego członu ułamkowego), który oblicza się jako

$$\delta = \frac{\sigma}{y_u} \cdot 100 \% \quad (10)$$

gdzie y_u – ustalona wartość, albo wartość odpowiedzi jednostkowej dla wybranego czasu t_u na liniowej części krzywej wykresu.

Wyniki oceny dokładności aproksymacji różniczkującego i całkującego członu ułamkowego dla różnych modeli względem modelu na podstawie przekształcenia Laplace'a (model wzorcowy) pokazano w tabeli 1. Do obliczeń przyjęto $n=1001$, $t_u=1s$.

Badania przeprowadzone dla innych wartości ułamkowej potęgi α , a nie tylko dla $\alpha = \pm 0,5$, potwierdziły uzyskane wyniki.

Tabela 1. Wyniki oceny dokładności modelowania członów ułamkowych

Table 1. Results assess the accuracy of modeling fractional members

Transmitancja	Model									
	NINTEGER		Riemanna		Riemanna - Liouville'a		Grünwalda-Letnikova		Oustaloupa	
									N=3	
	σ	δ	σ	δ	σ	δ	σ	δ	σ	δ
$s^{-0.5}$	$648 \cdot 10^{-5}$	0,57	$8 \cdot 10^{-8}$	$7,1 \cdot 10^{-6}$	-	-	$572 \cdot 10^{-5}$	0,51	$\frac{699 \cdot 10^{-5}}{877 \cdot 10^{-5}}$	$\frac{0,62}{0,778}$
$s^{0.5}$	0,3147	-	-	-	$1,57 \cdot 10^{-7}$	-	$71 \cdot 10^{-3}$	-	$\frac{0,3135}{0,3135}$	-

4. Podsumowanie

Na podstawie analizy wyników reprezentowanych w tabelicy 1 wnioskujemy, że najwyższą dokładność modelowania uzyskujemy gdy korzystamy z modelu Riemanna (6) dla całkującego członu ułamkowego. Dla modelowania różniczkującego członu ułamkowego najlepiej jest stosować model Riemanna – Liouville'a (7).

Dokładność modeli NINTEGER i Oustaloupa jest praktycznie jednakowa, tylko model Oustaloupa realizuje się w programie MATLAB, a model NINTEGER w programie MATLAB Simulink. Tym samym wyniki symulacji z wykorzystaniem modelu Oustaloupa znajdują się w pamięci programu MATLAB co ułatwia ich analizę.

Model Grünwalda-Letnikova ma mniejszą dokładność w porównaniu z modelami Riemanna i Riemanna – Liouville ale model ten charakteryzuje się większą szybkością obliczeń.

Należy zaznaczyć, że model Oustaloupa pozwala w dość prosty sposób realizować ułamkowe regulatory wskutek prostoty procedury obliczeń, chociaż dokładność tego modelu nie jest wysoka.

Literatura

- [1] Busłowicz M. Wybrane zagadnienia z zakresu liniowych i ciągłych układów niecałkowitego rzędu. Pomiary Automatyka Robotyka, 2/2010, str. 93-114.
- [2] Duarte Pedro Mata de Oliveira Valerio. Ninteger v 2.3 Fractional control toolbox for Matlab. User and programmer manual. Universidade tecnica de Lisboa instituto superior tecnico. 2005. pp. 96
- [3] Dzieliński A., Sierociuk D., Sarwas G. Some applications of fractional order calculus A. Bulletin Of Polish Academy Of Sciences. Warsaw: Technical Sciences,

- vol. 58 (4). 2010. pp. 583 – 592.
- [4] Fortuna L., Graziani S., Muscato G., Nunnari G., Porto D.. Approximation of High-Order Lumped Systems by using Non-Integer Order Transfer Functions. Proc. of the 7th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED99). 1999. pp. 2222–2230.
- [5] Leon O. Chua. Fractional order systems. Modeling and control Applications. World scientific series on nonlinear sciences. Series A. vol.72. Chapter 1. Fractional Order Systems. pp. 1-32.
- [6] Maiti D., Biswas S., Konar A. Design of a Fractional Order PID Controller Using Particle Swarm Optimization Technique. Proc. 2nd - National Conference on Recent Trends in Information Systems (ReTIS-08). 2008. p.5.
- [7] Marushchak Y.Y., Kopczak B.L. Ułamkowe standardowe formy stosowane do syntezy systemów elektromechanicznych. Czasopismo „Systemy elektrotechniczne i komputerowe.” Wydanie tematyczne „Problemy Automatyzowanego Napędu Elektrycznego. Teoria i praktyka”. „Technika”. Kijew. Wyd. 15(91). 2014. ss.57-60. (w j.ukrainskim).
- [8] Mehdi Dalir. Application of fractional calculus. Applied Mathematical Sciences, Vol. 4, 2010, pp. 1021-1032.
- [9] Podlubny I. Fractional Differential Equations/Mathematics in Science and Engineering. Vol. 198. -Academic Press. 1999. pp. 340.
- [10] Wasilew W.W., Simak L.A.: Ułamkowe obliczenia i metody aproksymacyjne w modelowaniu systemów dynamicznych, NAN, Kijew, ss. 256. 2008 (w j. rosyjskim).

ANALYSIS OF THE MODEL OF INTEGRATION-DIFFERENTIAL FRACTIONAL

Summary

The authors' research on the possibility of approximation of fractional order units by transfer functions of integer order proved that representation of fractional integral unit in the NINTEGER package with high approximation order ($n \geq 5$) is consistent with the results of approximation by Oustaloup transformation. As for the integral unit, there is a leap in its transition function which is not characteristic of integral regulator. To tackle this issue, we have proposed the modification of Oustaloup method, in which the order of a numerator polynomial is reduced by one. With the aim to calculate the accuracy of such representation, the research was done on the possibility of neglecting one zero in the resulting transfer function of integer order by means of reducing the numerator polynomial order by one or by exclusion of the item with the highest degree of s operator. The accuracy of the NINTEGER and Oustaloup models is almost the same, but the Oustaloup method is implemented in MATLAB program while the NINTEGER model is put into effect in MATLAB Simulink. Thus, the simulation results with the use of Oustaloup model are recorded in MATLAB memory, which facilitates their analysis. It should be noted that the Oustaloup method enables to easily implement fractional controllers because of the relative simplicity of calculation procedures, although the accuracy of the model is not high.

Keywords: models, fractional order controllers model, integrated and differential units.

DOI: 10.7862/re.2015.17

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Grzegorz DRAŁUS¹

POPRAWA JAKOŚCI DYNAMICZNEGO MODELU ZŁOŻONEGO POPRZEZ ZASTOSOWANIE INTERPOLOWANYCH DANYCH UCZĄCYCH

Artykuł prezentuje wpływ interpolowanych danych uczących na jakość modelu globalnego dynamicznego obiektu złożonego. Obiekt złożony może składać się z kilku dynamicznych obiektów prostych. Do modelowania dynamicznego obiektu złożonego zaproponowano szeregowo-równoległy model identyfikacji, w którym jako metodę uczenia można zastosować algorytm wstecznej propagacji błędów do obliczania gradientu z funkcji jakości, jak w statycznych sieciach neuronowych. Kryterium globalnym oceny jakości modelu jest suma kwadratów błędów między wyjściami obiektów prostych a wyjściami odpowiednich modeli prostych. Obiekt badań jest dynamiczny nieliniowy obiekt złożony, który składa się z szeregowego połączenia dwóch dynamicznych nieliniowych obiektów prostych opisanych nieliniowymi równaniami różnicowymi. Model globalny obiektu złożonego składa się z dwóch połączonych szeregowo dynamicznych modeli prostych. Jako model globalny użyto wielowarstwowe sieci neuronowe typu feedforward z liniami opóźnień w odpowiedniej konfiguracji. Do uczenia modelu globalnego wygenerowano dwa typy danych uczących. Pierwszy typ danych to 100-punktowy zbiór liczb losowych o rozkładzie normalnym z wartościami z przedziału $\langle -1, 1 \rangle$. Drugi typ danych powstał przez interpolację (trzema dodatkowymi punktami) 100-punktowego zbioru danych losowych. Zbiór danych interpolowanych zawiera 400 liczb o wartościach z przedziału $\langle -1, 1 \rangle$. W artykule przedstawiono wpływ obu typów danych na jakość modelu globalnego i modeli prostych oraz wpływ na szybkość uczenia się modelu.

Słowa kluczowe: dynamiczny obiekt złożony, modelowanie globalne, sieć neuronowe

1. Wstęp

Istnieje wiele rodzajów obiektów złożonych. Jeden rodzaj to obiekty złożone składające się z bloków (obektów prostych) połączonych w

¹ Grzegorz Drałus, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, gregor@prz.edu.pl,

funkcjonalną strukturę [1]. Inny rodzaj to zbiór obiektów, które nie są dokładnie aproksymowalne ze skończone sparametryzowanym zbiorem modeli [3]. Jeszcze inny rodzaj to modele kompleksu operacji [7]. Jak dotąd nie opracowano kompleksowych metod modelowania obiektów złożonych, zarówno statycznych jak też dynamicznych, które są bardzo trudne do zamodelowania.

Modelowanie dynamicznych obiektów prostych jest dość dobrze opisane w literaturze [2,8,10]. Jednak modelowanie dynamicznych obiektów złożonych jest problemem trudnym, dotąd nie w pełni rozwiązany. Na przykład w procesach przemysłowych istnieje konieczność opracowania algorytmów sterowania dla różnych faz procesu. Konieczność opracowania modeli obiektów złożonych jest mocno związana ze sterowaniem tymi procesami. Modele obiektów złożonych bardzo często są budowane w celach poznawczych.

Matematyczne metody modelowania statycznych obiektów złożonych polegają na modelowaniu obiektów prostych, które są częściami obiektu złożonego i ich optymalizacji. Następnie buduje się model złożony z optymalnych modeli prostych, ale taki model nie jest modelem globalnie optymalnym [1,4,5]. Dużym problem było i jest budowa optymalnego modelu globalnego.

Sieci neuronowe dzięki swym podstawowym własnościom (elastyczna struktura, zdolność aproksymacji nieliniowych funkcji, dynamika, przewarzanie równoległe i wielowymiarowość) pozwoliły na budowę modeli globalnych obiektów złożonych. Optymalizacja parametrów modelu prowadzi do powstania modelu globalnie optymalnego. Model globalny, w którym przepływ sygnałów podczas uczenia modelu i podczas jego działania jest taki sam jak w obiekcie złożonym, czyli w pełni odzwierciedla strukturę obiektu złożonego i jego części składowe. Dobór parametrów modelu globalnego (czyli uczenie sieci) należy tak przeprowadzić, aby wyjścia modelu złożonego były jak najbardziej zbliżone do wyjść obiektu złożonego, przy zachowaniu jego struktury. W drugiej kolejności różnice między sygnałami wyjściowymi obiektów prostych i odpowiednich modeli prostych również były jak najmniejsze.

2. Model dynamicznego obiektu złożonego

2.1. Szeregowo-równoległy model identyfikacji

Jeżeli w obiekcie złożonym o dowolnej strukturze, nie występują sprzężenia zwrotne, to taki obiekt można sprowadzić do obiektu o strukturze szeregowej. W takiej strukturze wejściem do kolejnego elementu obiektu jest wyjście z obiektu poprzedniego. Konstruując modele obiektu złożonego można sformułować wielorakie kryteria oceny jakości tych modeli.

Do modelowania prostego obiektu dynamicznego z użyciem sieci neuronowych wielowarstwowych można zastosować szeregowo-równoległy model

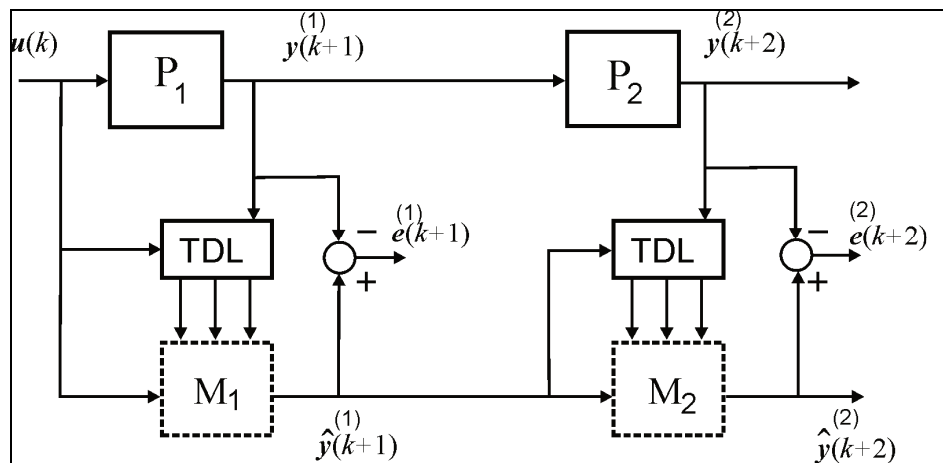
identyfikacji [9]. W takiej strukturze do uczenia sieci wykorzystuje się dane bieżące oraz dane przeszłe z wejścia i wyjścia obiektu przez linie opóźnień. Występuje tu sprzężenie zwrotne nie od sieci, ale od obiektu. Wtedy sieć neuronowa pracuje jak sieć jednokierunkowa i może być uczona według reguły delta (stacyczny algorytm propagacji wstecznej). Zakładając, że błąd modelowania zmierza asymptotycznie do małych wartości, tzn. $y(t) \approx \hat{y}(t)$ model szeregowo-równoległy może zostać zastąpiony przez model równoległy bez poważniejszych konsekwencji [9].

2.2. Model globalny

Zwykle dynamiczny obiekt złożony składa się z kilku dynamicznych obiektów prostych połączonych w pewną strukturę. W świecie rzeczywistym występuje duża różnorodność struktur obiektów złożonych. Jednak jedną z najbardziej typowych struktur jakie występują w przypadku obiektów złożonych, zwłaszcza w przemyśle i technice, to struktura szeregowo-równoległa.

Na rys.1 przedstawiono dynamiczny obiekt złożony o strukturze szeregowo-równoległej. Obiekt składa się z dwóch dynamicznych obiektów prostych P_1 i P_2 , połączonych szeregowo. W takiej strukturze, wyjście pierwszego obiektu prostego jest wejściem do drugiego obiektu prostego. Zatem do modelowania złożonego obiektu dynamicznego o strukturze szeregowo-równoległej, można po pewnej adaptacji wykorzystać szeregowo-równoległą metodę identyfikacji.

Narzędziem (jednym z niewielu) jakie można zastosować do modelowania globalnego dynamicznego obiektu złożonego w połączeniu z szeregowo-równoległą metodą identyfikacji są sieci neuronowe wielowarstwowe.



Rys. 1. Struktura szeregowego dynamicznego obiektu złożonego i jego modelu globalnego

Fig. 1. A diagram of dynamic complex system and his global model

Użycie sieci neuronowych i szeregowo-równoległej metody identyfikacji wymaga pewnej autorskiej adaptacji. Po wyodrębnieniu struktury obiektu złożonego w postaci obiektów prostych P_1 i P_2 budowany jest model globalny o takiej samej strukturze. W tym modelu można wyróżnić dwa modele proste M_1 i M_2 , które wraz z liniami opóźnień sygnałów (ang. TDL), tworzą strukturę dynamiczną. Wyjście pierwszego modelu jest wejściem do modelu drugiego. Ponadto, wyjście obiektu pierwszego P_1 jest podawane, poprzez blok TDL, na wejście modelu pierwszego M_1 , oraz wyjście obiektu drugiego P_2 jest podawane na wejście modelu drugiego M_2 (również poprzez blok TDL, patrz rys.1). Taki rozptyw sygnałów obiektu złożonego i modelu globalnego można nazwać szeregowo-równoległą metodą identyfikacji obiektu złożonego. Ze względu na powyższą strukturę modelu globalnego, jako modele proste użyto wielowarstwowych sieci neuronowych typu feedforward z liniami opóźnień TDL. Kolejnym problemem do rozwiązania jest opracowanie algorytmów uczenia modelu w postaci złożonej sieci neuronowej. Ponieważ w tej postaci modelu nie ma sprzężeń zwrotnych, zatem do uczenia sieci wielowarstwowej można zaadaptować algorytmy oparte na wstecznej propagacji błędów jak w sieciach statycznych. Punktem wyjścia jest zdefiniowanie kryterium jakości dla modelu globalnego.

Na podstawie sygnałów wyjściowych z poszczególnych obiektów prostych i modeli prostych można wyznaczyć błędy modelowania. Zatem błąd dla r -tego modelu prostego dla aktualnej próbki czasu dyskretnego k można obliczyć ze wzoru:

$$e^{(r)}(k+r) = \hat{y}^{(r)}(k+r) - y^{(r)}(k+r) \quad (1)$$

gdzie: k – numer próbki $\hat{y}^{(r)}$ - wyjście r -tego modelu prostego, $y^{(r)}$ - wyjście r -tego obiektu prostego.

Błędy modelowania czyli różnice między wyjściami modelu prostego a wyjściami obiektu prostego wykorzystano do sformułowania wskaźnika jakości r -tego modelu prostego:

$$Q^{(r)}(\mathbf{w}^{(r)}) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{e}^{(r)}(k) \right)^T \mathbf{e}^{(r)}(k) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^{J_r} \left(\hat{y}_j^{(r)}(k+r) - y_j^{(r)}(k+r) \right)^2 \quad (2)$$

gdzie: K – liczba próbek w sygnale, J_r - liczba wyjść r -tego obiektu prostego, $\mathbf{w}^{(r)}$ - wagi r -tego modelu prostego.

Wypadkowe kryterium jakości dla modelu globalnego można sformułować jako sumę ważoną wszystkich kryteriów jakości modeli prostych:

$$Q_g(\mathbf{W}) = \sum_{r=1}^R \beta_r Q^{(r)}(\mathbf{w}^{(r)}) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K \sum_{r=1}^R \beta_r \sum_{j=1}^{J_r} (\hat{y}_j^{(r)}(k+r) - y_j^{(r)}(k+r))^2 \quad (3)$$

gdzie: R – liczba obiektów prostych, $\mathbf{W} = [\mathbf{w}^{(1)}, \dots, \mathbf{w}^{(r)}]$ – wagi modelu globalnego. Współczynniki $\beta = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_R]$ określają wpływ poszczególnych modeli prostych na jakość modelu globalnego. Poprzez odpowiedni dobór wartości współczynników β można określić znaczenie modeli prostych w modelu globalnym o wymaganej jakości.

2.3. Algorytm uczenia neuronowego modelu globalnego

Do uczenia sieci wielowarstwowych, z których zbudowany jest model globalny konieczne było zmodyfikowanie gradientowego algorytmu wstecznej propagacji błędu. Ta modyfikacja musiała uwzględnić fakt, że model złożony składa się ze statycznych sieci neuronowych z liniami opóźnień (TDL) i sprzężenia zwrotnego od obiektu podczas uczenia oraz sprzężenia od modelu po zakończonym procesie uczenia. Ponadto model globalny składa się z kilku modeli prostych, których wyjścia biorą udział w kryterium globalnym.

W celu minimalizacji funkcji kryterialnej $Q_g(\mathbf{W})$ zostanie użyta metoda największego spadku gradientu. Stosując tę metodę do uczenia sieci, przyrost wagi wylicza się z gradientu funkcji kryterialnej (3) według poniższego wzoru:

$$\Delta w_{ji} = -\eta \frac{\partial Q_g(\mathbf{W})}{\partial w_{ji}} = -\eta \frac{\partial Q_g(\mathbf{W})}{\partial z_j^m} \frac{\partial z_j^m}{\partial w_{ji}} \quad (4)$$

Przy uczeniu sieci neuronowych można nie używać informacji o wartości gradientu, lecz tylko o jego znaku, co pozwala na znaczne przyspieszenie procesu uczenia, w literaturze algorytm ten znany jest pod nazwą *Rprop* [11].

Poprzez adaptację algorytmu *Rprop* dla złożonej sieci neuronowej o strukturze szeregowo-równoległej powstał złożony dynamiczny algorytm *DCRprop* [6]. Wzory na przyrosty wag dla modelu globalnego po obliczeniu gradientu z kryterium jakości (3) są następujące

- w warstwie wyjściowej:

$$\Delta w_{ji}^{(R),M} = -\eta \sum_{k=1}^K f'(z_j^M(k+R)) \beta_R (\hat{y}_j^{(R)}(k+R) - y_j^{(R)}(k+R)) u_i^{M-1}(k+R-1) \quad (5)$$

- warstwach ukrytych:

$$\Delta w_{ji}^{(r),m} = -\eta \sum_{k=1}^K f'(z_j^m(k+r)) \sum_{l=1}^{I_{m+1}} \delta_l^{(r),m+1}(k) w_{lj}^{(r),m+1} u_i^{m-1}(k+r-1) \quad (6)$$

- w dodatkowych warstwach ukrytych:

$$\Delta w_{ji}^{(r),m} = -\eta_{ji}^p \sum_{k=1}^K f'(z_j^m(k+r)) \left(\sum_{l=1}^{I_{m+1}} \delta_l^{(r+1),m+1}(k+r) w_{lj}^{(r+1),m+1} + \beta_r (\hat{y}_j^{(r)}(k+r) - y_j^{(r)}(k+r)) \right) u_i^{m-1}(k+r-1) \quad (7)$$

gdzie: η^p jest adaptacyjnym współczynnikiem tempa uczenia, M – ilość warstw sieci globalnej, $f'(z_j^m(k))$ jest funkcją aktywacji neuronu w m -tej warstwie,

$z_j^m(k+r)$ jest sygnałem wejściowym funkcji aktywacji j -tego neuronu,

$u_i^{m-1}(k+r-1)$ jest sygnałem wejściowym m -tej warstwy,

$\delta_l^{(r+1),m+1} = \frac{\partial Q_g}{\partial z_l^m(k+r)}$ jest błędem *delta* l -tego neuronu m -tej warstwy w r -tym

modelu prostym.

W neuronowym modelu globalnym oprócz zwykłych warstw ukrytych, występują dodatkowe warstwy ukryte, które są warstwami wyjściowymi poszczególnych modeli prostych.

Adaptacyjny współczynnik uczenia η^p w p -tej epoce uczenia jest obliczany według poniższego wzoru:

$$\eta_{ji}^p = \begin{cases} \min(a \cdot \eta_{ji}^{(p-1)}, \eta_{\max}^p) & \text{gdy } S_{ji}^p \cdot S_{ji}^{(p-1)} > 0 \\ \max(b \cdot \eta_{ji}^{(p-1)}, \eta_{\min}^p) & \text{gdy } S_{ji}^p \cdot S_{ji}^{(p-1)} < 0 \\ \eta_{ji}^{(p-1)} & \text{gdy } S_{ji}^p \cdot S_{ji}^{(p-1)} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

gdzie: p – numer cyklu, $S_{ji}^p = \frac{\partial Q_g(\mathbf{W}(p))}{\partial w_{ji}}$, oraz $a=1.2$; $b=0.5$; $\eta_{\max} = 50$;

$\eta_{\min} = 10^{-6}$.

Dodatkowym kryterium oceny jakości modelowania przyjęto względny błąd procentowy BP. Błąd ten liczony jest dla każdego wyjścia r -tego modelu prostego:

$$\text{BP}^{(r)} = \frac{\sum_{k=1}^K |\hat{y}^{(r)}(k) - y^{(r)}(k)|}{\sum_{k=1}^K |y^{(r)}(k)|} \cdot 100\% \quad (9)$$

gdzie: K – ilość próbek, k – numer próbki, r – numer modelu, $y^{(r)}$ – wyjście r -tego obiektu, $y^{(r)}$ – wyjście r -tego modelu.

2.4. Cel badań

Celem badań jest analiza zasadności interpolacji próbek losowych i ich zastosowanie jako dane uczące. Zbadanie wpływu danych interpolowanych na jakość modelu globalnego i modeli prostych oraz na szybkość uczenia się modelu globalnego.

Aby zrealizować powyższy cel należy wygenerować dwa rodzaje danych uczących:

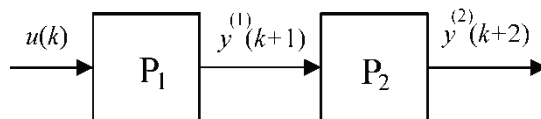
- dane losowe o rozkładzie normalnym o wartościach z przedziału $\langle -1, 1 \rangle$,
- interpolować powyższe dane losowe.

Następnie przeprowadzić symulacje i porównać wyniki czyli wskaźniki jakości modelu globalnego i modeli prostych dla obu typu danych.

3. Symulacje i prezentacja wyników

3.1. Dynamiczny obiekt złożony

Do zamodelowania został wybrany nieliniowy dynamiczny obiekt złożony, który składa się dwóch dynamicznych nieliniowych obiektów prostych połączonych szeregowo (rys. 2). Obiekt pierwszy oznaczono jako P_1 a obiekt drugi oznaczono jako P_2 . Wejściem do obiektu pierwszego jest sygnał $u(k)$.



Rys. 2. Schemat blokowy obiektu złożonego

Fig. 2. A block diagram of a complex system

Sposób działania obu obiektów prostych można opisać za pomocą nieliniowych równań różnicowych drugiego rzędu. Wyjście $y^{(1)}(k+1)$ pierwszego obiektu prostego P_1 jest opisane następującym nieliniowym równaniem różnicowym:

$$y^{(1)}(k+1) = f_1(y^{(1)}(k), y^{(1)}(k-1), y^{(1)}(k-2), u(k), u(k-1)) \quad (10)$$

Wyjście $y^{(2)}(k+2)$ drugiego obiektu prostego P_2 również opisane jest nieliniowym równaniem różnicowym:

$$y^{(2)}(k+2) = f_2(y^{(2)}(k+1), y^{(2)}(k), y^{(2)}(k-1), y^{(1)}(k+1), y^{(1)}(k)) \quad (11)$$

Nieliniowe funkcje $f_1()$ [9] oraz $f_2()$ [5], które występują we wzorach (10) i (11) zdefiniowane są następującymi wzorami:

$$f_1(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5) = \frac{x_1 x_2 x_3 x_5 (x_3 - 1) + x_4}{1 + x_2^2 + x_3^2} \quad (12)$$

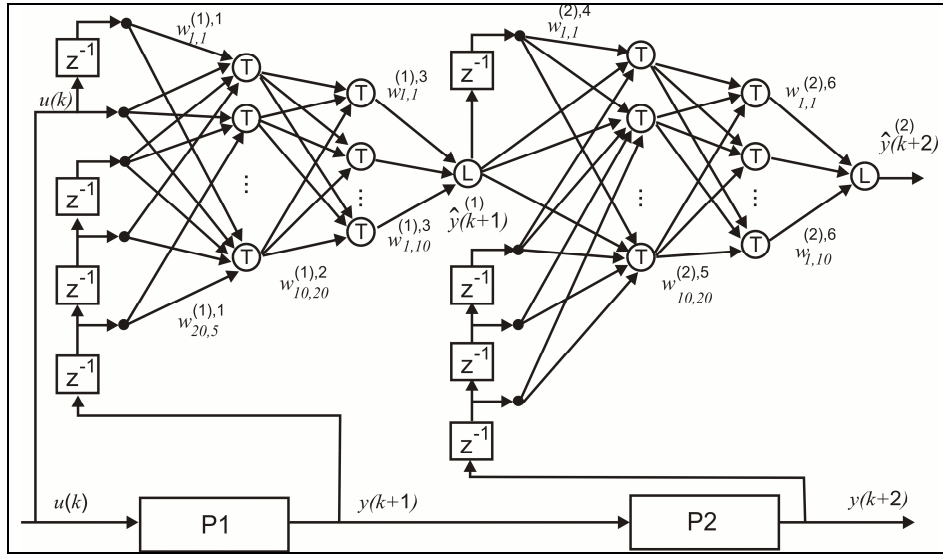
oraz

$$f_2(v_1, v_2, v_3, v_4, v_5) = \frac{v_2 v_3 v_5 (v_1 - 1) + v_4}{1 + 2v_1^2} \quad (13)$$

3.2. Struktura neuronowego modelu globalnego

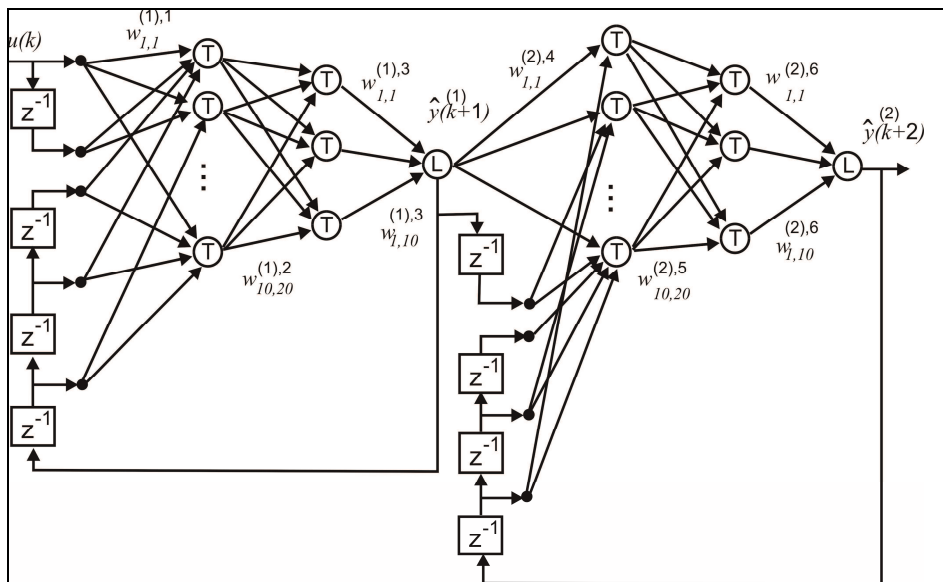
Jako model globalny obiektu złożonego przyjęto sieć neuronową 6-cio warstwową (rys. 3) o następującej strukturze: 1 wejście zewnętrzne, 5 neuronów wejściowych, 20 neuronów (typu tangens hiperboliczny) w pierwszej warstwie, 10 neuronów (typu tangens hiperboliczny) w drugiej warstwie, 1 neuron liniowy w warstwie trzeciej, 20 neuronów w warstwie czwartej, 10 neuronów w warstwie piątej i 1 neuron liniowy w warstwie szóstej (wyjściowej modelu złożonego). Warstwa trzecia zwaną „dodatkową” warstwą ukrytą pełni specjalną rolę. Jest granicą między pierwszym a drugim modelem prostym. Wyjście trzeciej warstwy jest wyjściem pierwszego modelu prostego i jednocześnie wejściem do drugiego modelu prostego. Sieć pokazana na rys. 3 jest w trybie uczenia, czyli jest modelem o szeregowo-równoległej strukturze.

Na rys. 4 przedstawiono sieć w trybie pracy czyli model globalny, który ma strukturę równoległą. W tym modelu występuje sprzężenia zwrotne między wyjściami modeli prostych a ich wejściami. Zatem taki model jest modelem dynamicznym i może modelować dynamiczne obiekty złożone. Linie opóźnień TDL pozwalają realizować w modelu globalnym równania rekurencyjne opisujące obiekt złożony. Zmiana struktury modelu następuje po zakończeniu procesu uczenia sieci, gdy błąd jest dostatecznie mały. Niestety nie ma twardego kryterium kiedy można uznać, że błąd jest dostatecznie mały.



Rys. 3. Model globalny w postaci 6-warstwowej sieci neuronowej w trybie uczenia

Fig. 3. A global model as a 6-th layer neural network in the learning mode



Rys. 4. Dynamiczny model globalny w postaci 6-warstwowej sieci neuronowej w trybie pracy

Fig. 4. A dynamic global mode as a 6-th layer neural network in the working mode

Moment zakończenia procesu uczenia może nastąpić jeżeli wskaźnik jakości modelu globalnego osiągnął założoną minimalną wartość. Dodatkowo można jeszcze uczyć model do momentu, gdy wskaźniki jakości poszczególnych modeli prostych osiągną założone wartości. Jednak w celu określenia szybkości uczenia się modeli można zakończyć proces uczenia po określonej liczbie cykli.

3.3. Dane uczące i dane testowe

Do uczenia sieci neuronowych, których zadaniem jest modelowanie nieliniowych funkcji takich jak funkcje (13) i (14) zazwyczaj stosuje się dane losowe. Wygenerowano dwa rodzaje danych uczących. Pierwszy rodzaj to dane losowe o rozkładzie normalnym w zakresie wartości $\langle -1, 1 \rangle$, których zbiór zawiera 100 liczb. Dane losowe zostały wygenerowane przez m-funkcję *randn.m* w programie Matlab.

Dane losowe są danymi o dynamice dużej zmienności, co czasami utrudnia albo wydłuża uczenie sieci. Jednym ze sposobów zmniejszenia zmienności danych jest interpolacja danych. Interpolacja dodaje dodatkowe punkty między węzłami (punktami) pochodzącymi z oryginalnych danych losowych. W wyniku interpolacji powstaje funkcja quasi-deterministyczna.

Zatem drugi typ danych uczących wygenerowano poprzez interpolację danych losowych pierwszego typu (zawierających 100 punktów), dodając między każdym węzłem dodatkowe 3 punkty. Uzyskano w ten sposób drugi zestaw danych uczących, który zawiera 400 próbek (liczb). Liczba próbek danych interpolowanych jest 4-krotnie większa niż danych losowych. Do interpolacji danych losowych została użyta funkcja *interp1.m* z pakietu Matlab. Interpolacja danych losowych w tym przypadku nie zmieniała zakresu danych, czyli dane interpolowane pozostają w zakresie $\langle -1, 1 \rangle$.

Testowy sygnał wejściowy dla obiektu złożonego i modelu globalnego jest sygnałem deterministycznym w postaci:

$$\begin{aligned} u(k) &= \sin(2\pi k / 250) && \text{dla } k \leq 250 \\ u(k) &= 0.8\sin(2\pi k / 250) + 0.2\sin(2\pi k / 25) && \text{dla } 250 < k \leq 500 \end{aligned} \quad (14)$$

3.4. Wyniki symulacji

Symulacje modelowania wykonano na dwóch jednakowych modelach neuronowych (modele miały identyczną strukturę i ilość neuronów). Jeden model był uczony przez 100-punktowe dane losowe o rozkładzie normalnym. Drugi model był uczony przez 400-punktowe interpolowane dane uczące. Wartości współczynników w kryterium globalnym (3) przyjęto następujące: $\beta_1=0.5$, $\beta_2=0.5$ dla obu modeli. Do uczenia obu modeli użyto złożonego dynamicznego algorytmu *DCRprop*. Proces uczenia zatrzymywano po 500, 1000, 1500, 2000 i 3000 cyklach uczenia.

Wartości kryterium globalnego Q_g , oraz kryterium modeli prostych $Q^{(1)}$ i $Q^{(2)}$ przedstawiono w tabeli 1 dla modelu uczonego 100-punktowym losowym zbiorem uczącym oraz w tabeli 2 dla modelu uczonego 400-punktowym interpolowanym zbiorem uczącym. Wyniki przedstawiono dla modeli o strukturze szeregowo-równoległej dla danych uczących oraz dla modeli o strukturze równoległej dla danych testowych.

Tabela 1. Wartości wskaźników jakości po określonej liczbie cykli uczenia modelu (model uczony przez dane losowe (100 punktów))

Table 1. Values of quality indices after a certain stage of the learning (model learned by random data (100 points))

	$Q^{(1)}$	$Q^{(2)}$	Q_g	$Q^{(1)}$	$Q^{(2)}$	Q_g
Cykle	model szeregowo-równoległy - dane uczące			model równoległy - dane testowe		
500	0.00520	0.00195	0.00358	9.327	0.749	5.038
1000	0.00255	0.00097	0.00176	6.962	0.444	3.703
1500	0.00181	0.000663	0.00123	6.286	0.407	3.346
2000	0.00146	0.000498	0.000980	6.155	0.313	3.234
3000	0.00106	0.000355	0.000710	5.818	0.257	3.037

Tabela 2. Wartości wskaźników jakości po określonej liczbie cykli uczenia modelu (model uczone przez dane interpolowane (400 punktów))

Table 2. Values of quality indices after a certain stage of the learning (model learned by interpolated data (400 points))

	$Q^{(1)}$	$Q^{(2)}$	Q_g	$Q^{(1)}$	$Q^{(2)}$	Q_g
Cykle	model szeregowo-równoległy - dane uczące			model równoległy - dane testowe		
500	0.0241	0.00803	0.0160	0.765	0.133	0.449
1000	0.0122	0.00441	0.00831	0.475	0.0639	0.269
1500	0.00847	0.00320	0.00584	0.371	0.0336	0.203
2000	0.00662	0.00242	0.00452	0.312	0.0188	0.166
3000	0.00398	0.00159	0.00279	0.172	0.00641	0.0892

Tabela 3 zawiera błędy procentowe BP obliczone według wzoru (13) dla pierwszego i drugiego modelu prostego, dla 100-punktowych losowych danych uczących (model szeregowo-równoległy) oraz danych testowych (model równoległy). W tabeli 4 zamieszczono błędy procentowe BP dla 400-punktowych interpolowanych danych uczących (model szeregowo-równoległy) i danych testowych (model równoległy).

Tabela 3. Wartości błędów BP po określonych cyklach uczenia modelu (model uczoney przez dane losowe (100 punktów))

Table 3. Values of percentage errors after a certain stage of the learning (model learned by random data (100 points))

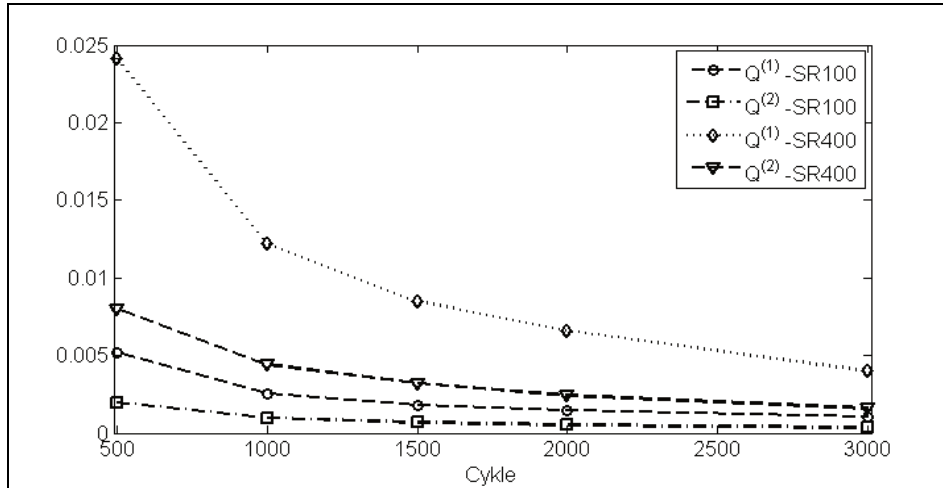
	BP⁽¹⁾	BP⁽²⁾	BP⁽¹⁾	BP⁽²⁾
	[%]	[%]	[%]	[%]
Cykle	model szeregowo-równoległy - dane uczące		model równoległy - dane testowe	
500	2.49	1.73	19.7	9.92
1000	1.76	1.23	16.7	7.48
1500	1.48	1.03	15.7	7.13
2000	1.34	0.88	15.9	6.20
3000	1.16	0.72	15.6	5.45

Tabela 4. Wartości błędów BP po określonych cyklach uczenia modelu (model uczoney przez dane interpolowane (400 punktów))

Table 4. Values of percentage errors after a certain stage of the learning (model learned by interpolated data (400 points))

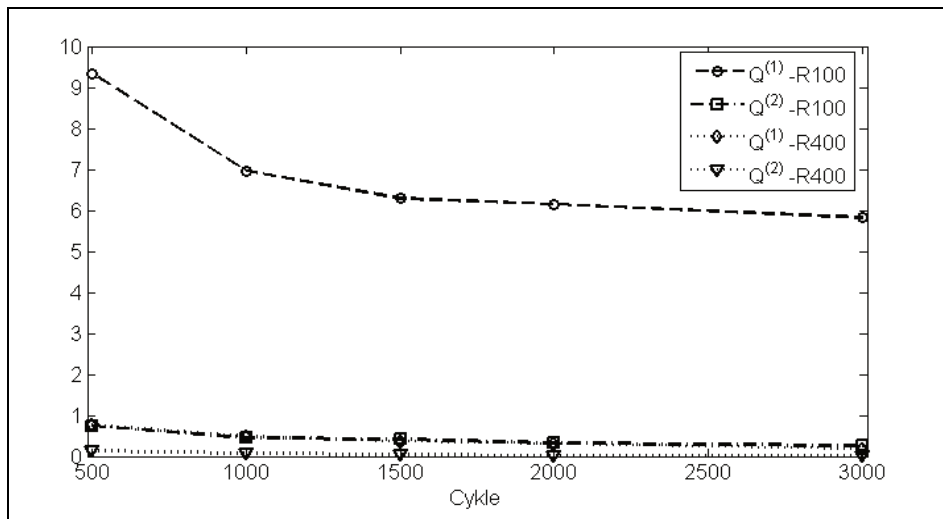
	BP⁽¹⁾	BP⁽²⁾	BP⁽¹⁾	BP⁽²⁾
	[%]	[%]	[%]	[%]
Cykle	model szeregowo-równoległy - dane uczące		model równoległy - dane testowe	
500	2.20	1.68	4.28	3.25
1000	1.53	1.30	2.84	2.18
1500	1.27	1.10	2.37	1.57
2000	1.14	0.96	2.16	1.19
3000	0.92	0.78	1.86	0.75

Na rys. 5 przedstawiono przebiegi kryteriów jakości modeli prostych dla danych uczących (model uczoney przez dane losowe (100 punktów) i przez dane interpolowane (400 punktów)) dla modelu szeregowo-równoległego w funkcji cykli uczenia. Wartości kryteriów jakości modeli prostych dla danych testowych obu modeli (tryb pracy, modele równoległe) w zależności od liczby cykli uczenia przedstawiono na rys. 6.



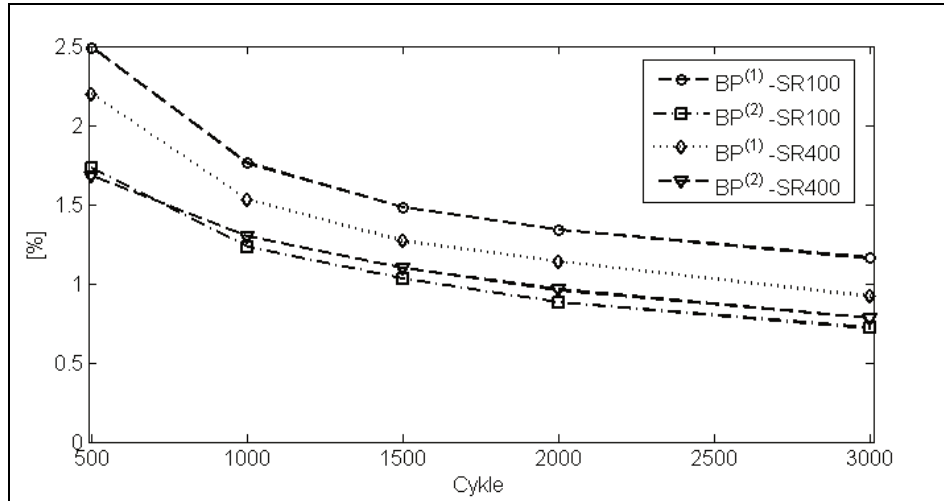
Rys. 5. Wartości kryteriów jakości modeli prostych dla danych uczących (modele w trybie uczenia, SR100 – model szeregowo-równoległy uczony przez dane losowe (100 punktów), SR400 – model szeregowo-równoległy uczony przez dane interpolowane (400 punktów))

Fig. 5. Values of quality indices of simple models for the training data (SR100 -series-parallel model trained by 100 samples of random data, SR400 -series-parallel model trained by 400 samples of interpolated random data)



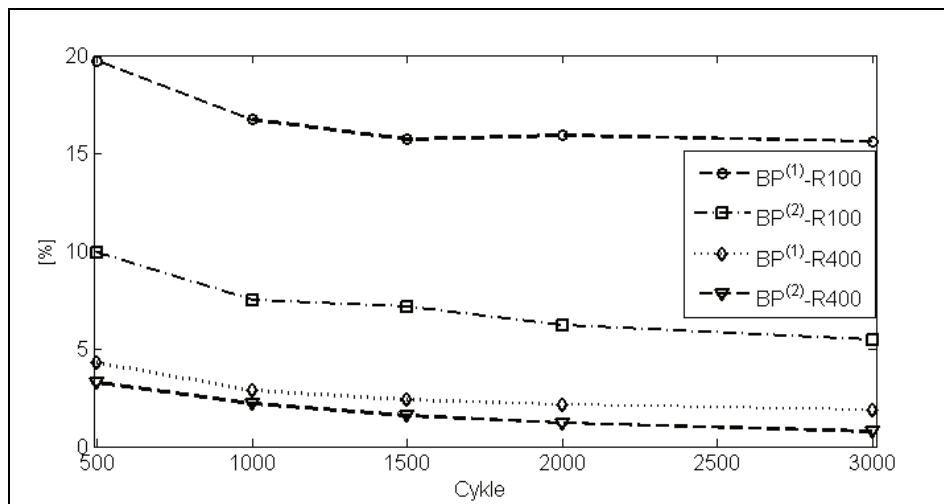
Rys. 6 Wartości kryteriów jakości modeli prostych dla danych testowych (modele w trybie pracy, R100 – model równoległy uczony przez dane losowe (100 punktów), R400 – model równoległy uczony przez dane interpolowane (400 punktów))

Fig. 6 Values of quality indices of simple models for the training data (R100-parallel model trained by 100 samples of random data, R400 - parallel model, trained by 400 samples of interpolated random data)



Rys. 7. Wartości błędów procentowych modeli prostych dla danych uczących (modele w trybie uczenia, SR100 – model szeregowo-równoległy uczony przez dane losowe (100 punktów), SR400 – model szeregowo-równoległy uczony przez dane interpolowane (400 punktów))

Fig. 7. Values of percent errors of simple models for the training data (SR100 – series-parallel model trained by 100 samples of random data, SR400 – series-parallel model trained by 400 samples of interpolated random data)

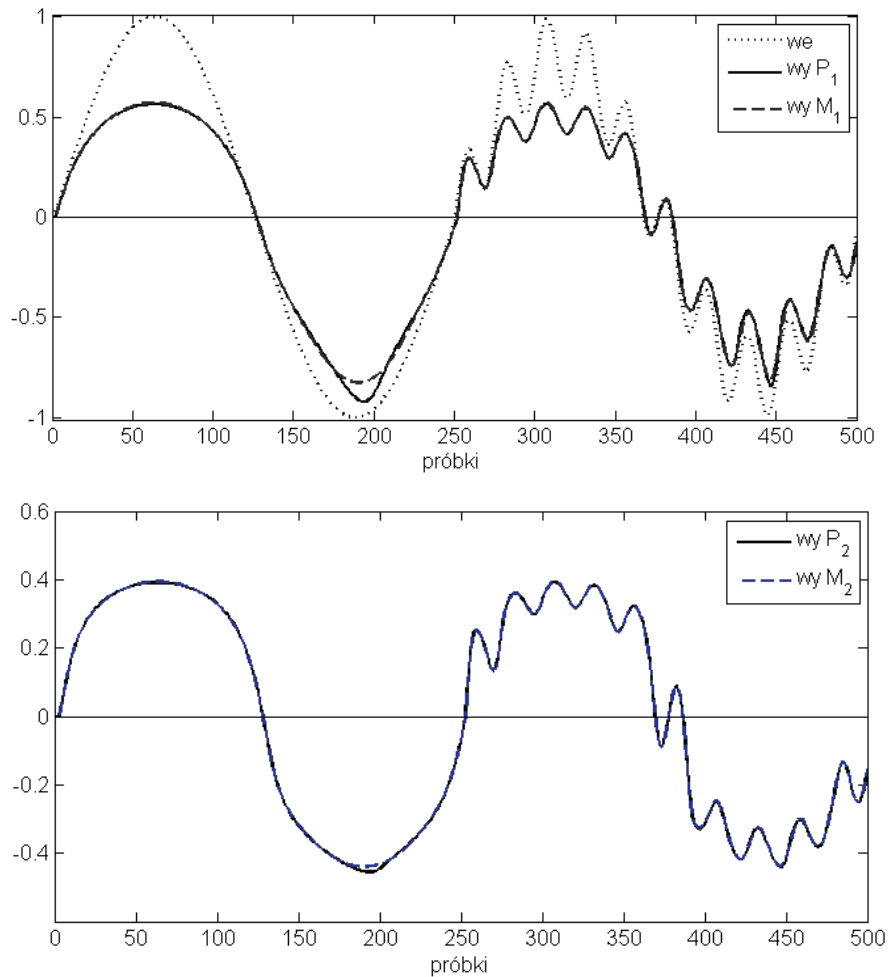


Rys. 8. Wartości błędów procentowych modeli prostych dla danych testowych (modele w trybie pracy, R100 – model równoległy, uczony przez dane losowe (100 punktów), R400 – model równoległy, uczony przez dane interpolowane (400 punktów))

Fig. 8. Values of percent errors of simple models for the training data (R100 – parallel model trained by 100 samples of random data, R400 – parallel model trained by 400 samples of interpolated random data)

Na rys. 7 przedstawiono przebiegi błędów procentowych BP modeli prostych dla danych uczących (dane losowe i dane interpolowane) dla modelu szeregowo-równoległego w zależności od liczby cykli uczenia. Wartości błędów BP modeli prostych dla danych testowych obu modeli (modele równoległe) w funkcji cykli uczenia przedstawiono na rys. 8.

Na rys. 9 przedstawiono przebiegi sygnału testującego dla obu modeli prostych po 3000 cyklach uczenia, w modelu globalnym uczonym przez dane interpolowane.



Rys. 9. Sygnał testowy na wejściu (w_e) i wyjściu pierwszego obiektu prostego ($wy P_1$) i modelu prostego ($wy M_1$), oraz sygnał testowy na wyjściu drugiego obiektu prostego ($wy P_2$) i modelu prostego ($wy M_2$)

Fig. 9. The test signals on the output of the first simple object and the first simple model (M_1), the test signals on the output of the second simple object and the second simple model (M_2)

4. Wnioski

4.1. Wpływu typu danych uczących na szybkość uczenia się modeli

Największy spadek wartości kryteriów jakości (im mniejsza wartość kryterium tym wyższa jakość modelu) modeli prostych występuje między 500 a 1000 cyklem uczenia, oprócz (nienotowanego) przedziału między 1 i 500 cyklem. Dalsze uczenie modeli postępuje coraz wolniej, co jest zgodne z charakterem tego typu algorytmów. Moment zakończenia uczenia następuje po 3000 cyklach uczenia, kiedy poprawa jakości modeli jest niewielka.

Wskaźnik jakości modelu pierwszego $Q^{(1)}$ przyjmuje 2-3 krotnie większe wartości niż wskaźnik jakości modelu drugiego $Q^{(2)}$. Po pierwsze dlatego, że sygnał wyjściowy modelu pierwszego jest prawie dwukrotnie większy od sygnału wyjściowego modelu drugiego. Po drugie, obiekt pierwszy ma silniejszą nieliniowość niż obiekt drugi.

Model globalny uczony przez 100-punktowy zbiór danych losowych (w skrócie: dane losowe) uczy się 4-5 razy szybciej niż model uczony przez 400-punktowy zbiór danych interpolowanych (w skrócie: dane interpolowane). Na przykład, dla 1000 cykli dla danych losowych wartość wskaźnika $Q^{(1)}$ wynosi 0.00255 a dla danych interpolowanych $Q^{(1)}$ wynosi 0.0122. Na czterokrotnie większą szybkość uczenia się modelu dla danych losowych wpływa fakt, że ten zbiór jest 4-krotnie mniejszy niż zbiór danych interpolowanych.

4.2. Wpływu typu danych uczących na jakość modeli

W modelu globalnym uczonym 100-punktowym zbiorem danych losowych wartości wskaźników jakości są około 3-4 krotnie mniejsze niż modelu, który był uczony 400-punktowym zbiorem danych interpolowanych. Na przykład, po 3000 cyklach, wskaźniki jakości w szeregowo-równoległej konfiguracji modeli są następujące: $Q^{(1)}=0.00106$, $Q^{(1)}=0.000355$, $Q_g=0.000710$ dla danych losowych, oraz $Q^{(1)}=0.00389$, $Q^{(1)}=0.00159$, oraz $Q_g=0.00279$ dla danych interpolowanych.

Dokładne oszacowanie jakości modelu dają wskaźniki w postaci błędów procentowych BP. Dla danych uczących, błąd procentowy pierwszego modelu prostego (uczonego danymi losowymi) wynosi $BP^{(1)}=1.16\%$, a uczonego danymi interpolowanymi wynosi $BP^{(1)}=0.92\%$. Natomiast błąd procentowy drugiego modelu prostego (a zarazem modelu globalnego) uczonego danymi losowymi wynosi $BP^{(2)}=0.72\%$, a uczonego danymi interpolowanymi wynosi $BP^{(2)}=0.78\%$. Dla danych uczących jakość pierwszego modelu prostego jest lepsza gdy uczonego danymi interpolowanymi, a jakość modelu globalnego (czyli drugiego modelu prostego) jest lesza, gdy uczonego był przez dane losowe.

Zupełnie inne wyniki zaobserwowano dla modelu równoległego (w trybie pracy) dla danych testowych. Dla danych testowych (obliczenia po 3000

cyklach), wartości wskaźników jakości są około 30-40 krotnie większe w modelu globalnym uczonym 100-punktowym zbiorem danych losowych niż w modelu uczonym 400-punktowym zbiorem danych interpolowanych. I tak, dla modelu, który był uczony przez dane losowe wskaźnik $Q^{(1)}=5.818$, a dla modelu, który był uczony przez dane interpolowane wskaźnik $Q^{(1)}=0.172$. Podobnie dla modelu uczonego danymi losowymi wskaźnik $Q^{(2)}=0.257$, a dla modelu uczonego danymi interpolowanymi wskaźnik $Q^{(2)}=0.00641$.

Również w błędach procentowych modeli obliczonych dla danych testowych widać dużą zależność jakości modeli od typu danych uczących.

Dla danych testowych, błąd procentowy pierwszego modelu prostego (uczonego danymi losowymi) wynosi $BP^{(1)}=15.6\%$, a uczonego danymi interpolowanymi wynosi $BP^{(1)}=1.86\%$. Natomiast błąd procentowy drugiego modelu prostego (a zarazem modelu globalnego) uczonego danymi losowymi wynosi $BP^{(2)}=5.45\%$, a uczonego danymi interpolowanymi wynosi $BP^{(2)}=0.75\%$. Zatem dla danych testowych jakość pierwszego modelu prostego jest około 8-krotnie lepsza, a jakość modelu globalnego jest około 7-krotnie lepsza, gdy model globalny uczony był danymi interpolowanymi niż w przypadku uczenia przez dane losowe.

Można też zauważyć, że błąd procentowy modelu globalnego dla danych testowych jest mniejszy ($BP^{(2)}=0.75\%$) niż dla danych uczących ($BP^{(2)}=0.78\%$).

5. Podsumowanie

W artykule przedstawiono wyniki komputerowych symulacji dla modelu globalnego dynamicznego obiektu złożonego. Otrzymane wyniki potwierdzają możliwość budowy modeli globalnych dynamicznych obiektów złożonych przy użyciu statycznych sieci wielowarstwowych z liniami TDL w strukturze dynamicznej.

Uzyskane wyniki wskazują, że użycie danych interpolowanych wydłuża czas uczenia modelu ze względu na wzrost liczby próbek proporcjonalnie do ich ilości w stosunku do ilości próbek losowych. W tym przypadku 4-krotny wzrost liczby próbek 4 krotnie wydłuża czas uczenia modelu globalnego. Jednak użycie danych interpolowanych powoduje około 8-krotny wzrost jakości modelu globalnego i modeli prostych.

Dla danych uczących, w konfiguracji szeregowo-równoległej modelu, błędy procentowe dla obu modeli nie różnią się znacząco (są na poziomie 1%). Dla danych testujących, w konfiguracji równoległej modelu, błędy procentowe są na poziomie jednego procenta ($BP^{(2)}=0.75\%$) dla modelu globalnego uczonego danymi interpolowanymi oraz na poziomie około 6% ($BP^{(2)}=5.45\%$) dla modelu uczonego danymi losowymi.

Interpolacja danych losowych znacząco polepsza jakość neuronowego modelu globalnego oraz dynamicznych modeli prostych złożonego obiektu

dynamicznego tej klasy, jak rozpatrywany w tym artykule.

Literatura

- [1] Bubnicki Z., *Identyfikacja obiektów sterowania*, PWN, Warszawa, 1974.
- [2] Dahleh MA., Venkatesh Sr., *System Identification for Complex Systems: Problem Formulation and Results*, In Proceedings of the 36th IEEE Conf. on Dec. and Control, 1997.
- [3] Czemplik A.: *Modele dynamiki układów fizycznych dla inżynierów. Zasady i przykłady konstrukcji modeli dynamicznych obiektów automatyki*, WNT, Warszawa 2008.
- [4] Drałus G., Świątek J.: *Sieci neuronowe w modelowaniu złożonego obiektu chemicznego*. XIV Krajowa Konferencja Automatyki, Zielona Góra, 2002, s.825-830.
- [5] Drałus G., *Modeling of Dynamic Nonlinear Complex Systems Using Neural Networks*. Proceedings of the 15th "International Conference on Systems Science", Wrocław, 2004, vol. III, pp.87-96.
- [6] Drałus G., Świątek J., *Static and dynamic complex models: comparison and application to chemical systems*, *Kybernetes: The International Journal of Systems & Cybernetics*, Emerald, Vol. 38, No.7/8, 2009.
- [7] Józefczyk J., *Wybrane problemy podejmowania decyzji w kompleksach operacji*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2001.
- [8] Ljung L.: *System Identification. Theory for the user*, Prentice Hall, 1987
- [9] Narendra K.S., Parthasarathy K., *Identification and Control of Dynamic Systems Using Neural Network*, *IEEE Trans. On Neural Networks*, 1990, vol 1. No.1, s.4-27
- [10] Osowski S.: *Modelowanie i symulacja układów i procesów dynamicznych*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2007.
- [11] Riedmiller M., Braun H., *RPROP – a fast adaptive learning algorithm*, Technical Report, University Karlsruhe, 1992.

IMPROVING THE QUALITY OF DYNAMIC COMPLEX MODEL BY USE OF INTERPOLATED LEARNING DATA

Summary

The main goal of this paper was study the impact of types of training data on the quality of the global model and the quality of simple models of dynamic complex system. It were considered two types of the training data: random data which contained 100 points with normal distribution and data which contained 400 points of interpolated random data. For simulations a dynamic complex system, which consists of two non-linear dynamic objects, connected in series was considered. The complex dynamic system is described by two nonlinear discrete functions. A global model of this system was built from multi-layer neural network in a dynamic structure. The global model was divided into two dynamic simple models in accordance to the construction of the complex system. As a global quality criterion was adopted the weighted sum of quality criteria of dynamic simple models. Two types of training data were generated: a set of random numbers with normal distribution in interval $\langle -1,1 \rangle$ and a set of interpolated random numbers (i.e. interpolation of the first random set) in interval $\langle -1,1 \rangle$. The random set contains 100 numbers, the interpolated set contains 400 numbers.

Kind of training random data has an influence on the learning speed of the models, and has an influence on the quality of the simple models and the global model. Interpolated random data significantly improves (about 8 times) the quality of the dynamic global model of the complex system. The obtained results show, that by appropriate choice of the training data can be obtained very good quality of the global model (i.e. the $BP^{(2)}$ index reaches less than 1 percent) and at the same time very high quality of the first simple model (i.e. the $BP^{(1)}$ index reaches a value of about 2 percent).

Keywords: modeling systems, global models, dynamic complex systems, multilayer neural networks.

DOI: 10.7862/re.2015.18

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Marek GOTFRYD¹
Bartosz PAWŁOWICZ²
Grzegorz PITERA³

AKTYWNE, PASYWNE I PÓLPASYWNE SYSTEMY RFID

Przedstawiono istotę systemów radiowej identyfikacji obiektów i ich strukturę. Dokonano rozróżnienia na systemy o sprzężeniu indukcyjnym i o sprzężeniu propagacyjnym między czytnikiem i identyfikatorami. Objasniono sposób przekazywania danych w torze od identyfikatora do czytnika za pomocą zwrotnej modulacji pola magnetycznego lub modulacji odbitej fali elektromagnetycznej. Przedstawiono uproszczony schemat blokowy identyfikatora. Dla układów pasywnych pokazano, w jaki sposób mogą być one zasilane energią otrzymywaną z pola elektromagnetycznego wytwarzanego przez czytnik. Pod względem sposobu zasilania identyfikatorów omówiono ich trzy rodzaje: aktywne, pasywne i półpasywne. Najwięcej uwagi poświęcono identyfikatorom półpasywnym, posiadającym w swojej strukturze układ pozyskiwania energii z pól elektromagnetycznych z otoczenia, szczególnie z pola wytwarzanego przez stacje bazowe telefonii komórkowej. Przedstawiono proste obliczenia, wskazujące jaka może być skuteczność tego pozyskiwania i w jakim obszarze jest ono możliwe. Wynika z nich, że realna jest eksploatacja takich identyfikatorów w odległości rzędu kilkudziesięciu – stu metrów od stacji bazowej. Poprawienie tego rezultatu możliwe jest przez dalsze udoskonalanie konstrukcji identyfikatorów, aby pobierały one jak najmniejszą moc. Systemy półpasywne w przedstawionym rozumieniu mają przyszłość, ale wymagają minimalizacji kosztów i dalszej miniaturyzacji identyfikatorów.

Słowa kluczowe: system RFID, czytnik, identyfikator, antena, energia, zasilanie

1. Wprowadzenie

System radiowej identyfikacji obiektów (RFID – *Radio Frequency IDentification*) składa się z radiowego urządzenia zapytującego-odczytującego, nazywanego popularnie czytnikiem (R - *Reader*) lub czytnikiem-programatorem

¹ Autor do korespondencji: Marek Gotfryd, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i telekomunikacyjnych, W.Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel 178651239, margot@prz.edu.pl

² Bartosz Pawłowicz: Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i telekomunikacyjnych, W.Pola 2, 35-959 Rzeszów, barpaw@prz.edu.pl, gp@prz.edu.pl

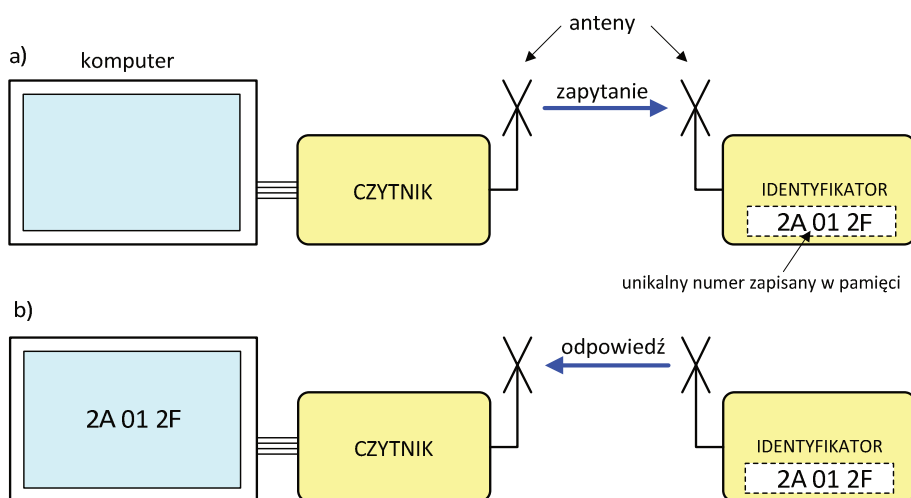
³ Grzegorz Pitera: Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i telekomunikacyjnych, W.Pola 2, 35-959 Rzeszów, barpaw@prz.edu.pl, gp@prz.edu.pl

(RWD – *Read and Write Device*) oraz co najmniej jednego identyfikatora (T – *Transponder, Tag*) połączonego z obiektem, który ma podlegać identyfikacji. Identyfikator zawiera w swej wewnętrznej pamięci unikalny numer, który jednoznacznie identyfikuje obiekt, do którego jest przymocowany. Do wykorzystania systemu konieczna jest jeszcze baza danych wiążąca numery identyfikatorów z typami i rodzajami obiektów oraz muszą być ustalone zasady współpracy czytnika z identyfikatorem (zakres częstotliwości pracy, protokół wymiany danych między czytnikiem i identyfikatorami, itp.).

W odpowiedzi na zapytanie (*interrogation*) czytnika identyfikator przesyła do niego swój unikalny numer i w ten sposób system komputerowy sprzężony z czytnikiem identyfikuje obiekt, z którym ma do czynienia.

Można postawić pytanie, po co tworzyć takie systemy, skoro przy tworzeniu wspomnianej bazy danych następuje już pełna identyfikacja obiektów. Jest to celowe, bo numery są nadawane identyfikatorom przez producentów obiektów w miejscu ich produkcji, natomiast ich odczyt czyli identyfikacja, może następować w zupełnie innym i odległym miejscu.

Systemy RFID znajdują bardzo szerokie stosowanie w logistyce, obrocie towarów od producenta aż do ostatecznego użytkownika, transporcie, w systemach pobierania opłat drogowych, przy identyfikacji zwierząt hodowlanych, itp.



Rys. 1 Funkcjonowanie systemu RFID a) zapytanie czytnika, b) odpowiedź identyfikatora.

Fig. 1. The operation of the RFID system a) reader interrogation, b) transponder response.

Warto zauważyć, że protoplastą obecnych systemów radiowej identyfikacji były systemy IFF (*Identification Friend or Foe*), wprowadzone w latach II wojny światowej w związku z pojawieniem się radaru [1]. Systemy IFF nadal są

stosowane, ich rozwiązania stanowią jedne z najlepiej strzeżonych tajemnic a ich koszt jest prawie bez znaczenia.

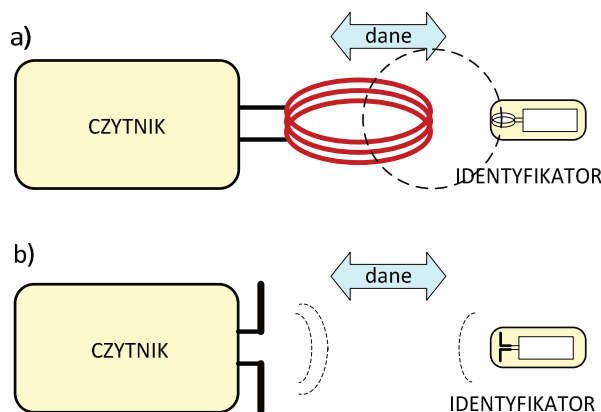
W odniesieniu do powszechnie stosowanych systemów RFID przewiduje się, że docelowo zastąpią one systemy kodów kreskowych, szeroko stosowanych, np. w obrocie detalicznym. Aby było to możliwe, koszty identyfikatorów muszą być jednak bardzo niskie, aby nie zwiększały ceny znakowanych produktów. Warunek ten nie został jeszcze w pełni spełniony, ale jest do osiągnięcia, bo identyfikatory mogą być wytwarzane w setkach milionów egzemplarzy.

Jak wspomniano, czytnik jest urządzeniem zapytująco-odczytującym. Wysyła on sygnał zapytujący do obecnych w pobliżu identyfikatorów, zgodnie z ustalonym w normach protokołem, one też zgodnie z tym protokołem odpowiadają, wysyłając zwrotnie sygnał zawierający ich unikalne numery z pamięci. Czytnik je odbiera i przekazuje do systemu komputerowego, w którym następuje powiązanie tych numerów z typami czy nawet egzemplarzami obiektów.

Tak więc czytnik jest radiowym urządzeniem nadawczo-odbiorczym, podobnie identyfikatory powinny mieć zdolność nadawania i odbioru sygnałów radiowych.

2. Rodzaje sprzężenia czytnika z identyfikatorami

Łączność w łączach R-T-R realizowana jest na zasadzie albo sprzężenia indukcyjnego między czytnikiem i identyfikatorami (rys. 2a) albo sprzężenia propagacyjnego (za pośrednictwem fali elektromagnetycznej – rys. 2b).



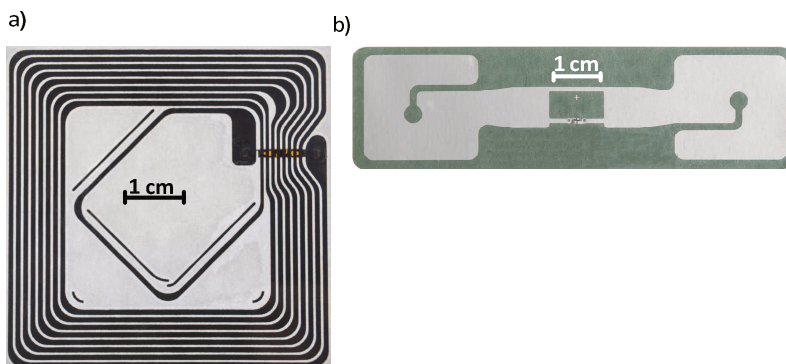
Rys. 2. Typy sprzężeń w systemach RFID; a) sprzężenie indukcyjne, b) sprzężenie propagacyjne.

Fig. 2. Types of couplings in RFID systems: a) inductive coupling, b) radiative coupling.

Sprzężenie indukcyjne stosowane jest z zakresie względnie niskich częstotliwości (125 kHz i 13,56 MHz. Stosowane w tych zakresach anteny to wielo-

zwojowe cewki powietrzne o konstrukcji ułatwiającej uzyskanie dużego rozproszenia pola magnetycznego. Właśnie to rozproszone pole stanowi czynnik sprzęgający czytnik z identyfikatorem i umożliwia wymianę informacji między czytnikiem i identyfikatorem, co więcej, najczęściej też jest nośnikiem energii zasilania dla identyfikatora. Przy takim sprzężeniu zasięgi łączności są rzędu centymetrów i dziesiątków centymetrów, w wielu aplikacjach taki mały zasięg jest wystarczający lub nawet konieczny ze względów bezpieczeństwa (np. przy odczycie dokumentów czy kart płatniczych).

Drugi sposób sprzężenia to sprzężenie propagacyjne – za pośrednictwem promieniowanej przez czytnik fali elektromagnetycznej. Zjawisko promieniowania fali jest efektywne, gdy rozmiary anteny są porównywalne z długością fali, co wymusza stosowanie wysokich częstotliwości (ok. 860 MHz i 2,4 GHz).



Rys. 3. Przykładowe identyfikatory a) indukcyjne, b) propagacyjne.

Fig. 3 Examples of transponders; a) inductive, b) radiative.

Zasięgi takich systemów to nawet kilka metrów lub więcej, wynika to też ze stosowania kierunkowych anten nadawczo-odbiorczych w czytnikach [1].

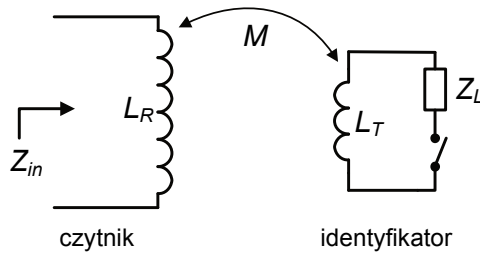
3. Sposoby komunikacji identyfikatorów RFID z czytnikiem

W aspekcie wymaganego bardzo małego kosztu identyfikatorów pojawia się pytanie, w jaki sposób odpowiadają one na zapytania czytnika, przecież nie powinny (właśnie ze względu na koszt) zawierać w sobie integralnego nadajnika radiowego czy też źródła silnego pola magnetycznego.

W powszechnie stosowanych systemach RFID do łączności w kierunku T-R stosuje się zwrotną modulację pola magnetycznego lub modulację odbitej w kierunku czytnika fali przez niego nadawanej. Zostanie to teraz objaśnione.

Przy sprzężeniu indukcyjnym antena nadawcza czytnika i odbiorcza identyfikatora tworzą układ wzajemnie sprzężonych indukcyjności. Oczywiście, wza-

jemna odległość tych anten (czyli cewek indukcyjnych) powoduje, że ich współczynnik sprzężenia jest bardzo mały, np. rzędu 10^{-4} , ale jednak niezerowy. Układ tych cewek to inaczej transformator powietrzny, o dość oddalonych od siebie uzwojeniach (ich indukcyjność wzajemna może być rzędu 1 nH – zależy to przede wszystkim od odległości anten). Transformator jest układem bilateralnym (dwukierunkowym) (rys. 4), dlatego zmiany w jego obwodzie wyjściowym mają wpływ na parametry obwodu wejściowego.



Rys. 4. Przedstawienie indukcyjnie sprzężonych czytnika i identyfikatora jako transformatora

Fig. 4. The inductively coupled reader and transponder depicted as a transformer.

Zatem włączanie i wyłączanie obciążenia w obwodzie identyfikatora powodować będzie zmiany (niewielkie) impedancji wejściowej anteny czytnika, zgodnie ze wzorem

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}, \quad (1)$$

gdzie Z_{11} i Z_{22} to impedancje własne, natomiast Z_{12} i Z_{21} - impedancje wzajemne obwodów potraktowanych jako czwórnik. Warto zauważyć, że w tym układzie $Z_{12} = Z_{21} = \pm j\omega M$.

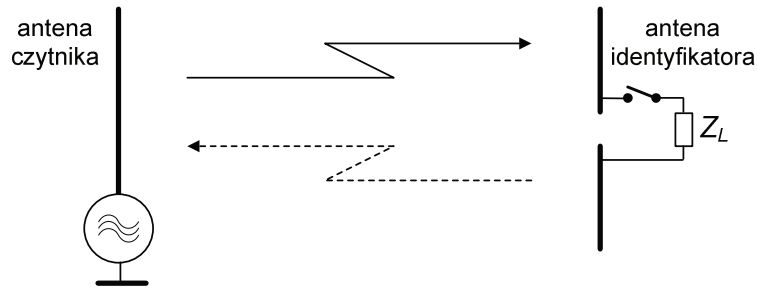
Na tej podstawie można stwierdzić, że obserwując wartość impedancji wejściowej anteny czytnika można odczytać stan klucza w układzie identyfikatora, a stan ten może stanowić informację przesyłaną do czytnika.

Podobnie może być objaśniona łączność identyfikatora z czytnikiem w przypadku ich sprzężenia propagacyjnego.

Anteny czytnika i identyfikatora tworzą wzajemnie sprzężony układ linio-owy (rys. 5). Pierwotnym źródłem fali elektromagnetycznej jest antena czytnika. Wytwarzana przez nią fala dociera do identyfikatora, wzbudza w jego antenie prąd, który powoduje, że antena ta staje się wtórnym źródłem fali wypromieniowywanej do otoczenia, w tym także w kierunku czytnika. Powszechnie określa się to w ten sposób, że antena identyfikatora odbija lub rozprasza falę na nią

padającą (tylko część, bo część energii tej fali jest pochłaniana przez układ elektroniczny identyfikatora).

Z tego względu obydwie anteny, pomimo oddalenia, są sprzężone ze sobą za pośrednictwem fal elektromagnetycznych, które się między nimi rozchodzą. Kluczowanie obciążenia anteny identyfikatora zmienia natężenie płynącego w niej prądu i zmienia parametry odbijanej przez nią fali. Ta fala odbita może być odebrana przez czytnik i poddana detekcji. W ten sposób realizowana jest łączność od identyfikatora do czytnika (*uplink*).



Rys. 5. Przedstawienie propagacyjnego sprzężenia między czytnikiem i identyfikatorem

Fig. 5. Depiction of radiative coupling between the reader and transponder.

Podobnie jak poprzednio, układ anten można potraktować jako czwórnik i impedancję wejściową anteny czytnika wyrazić za pomocą wzoru (1). Ponieważ dla anten obowiązuje twierdzenie o wzajemności [5], także w tym przypadku zachodzi równość $Z_{12} = Z_{21}$.

Za pomocą przedstawionych sposobów można uzyskać możliwość przesyłania informacji od identyfikatora do czytnika bez angażowania do tego typowego radiowego układu nadawczego. Jest to bardzo ważne w aspekcie miniaturyzacji identyfikatorów, ich jak najmniejszego kosztu i minimalizacji energii potrzebnej do ich działania.

Właśnie aspekt tej energii stanowi podstawę do podziału systemów RFID na aktywne, pasywne i półpasywne.

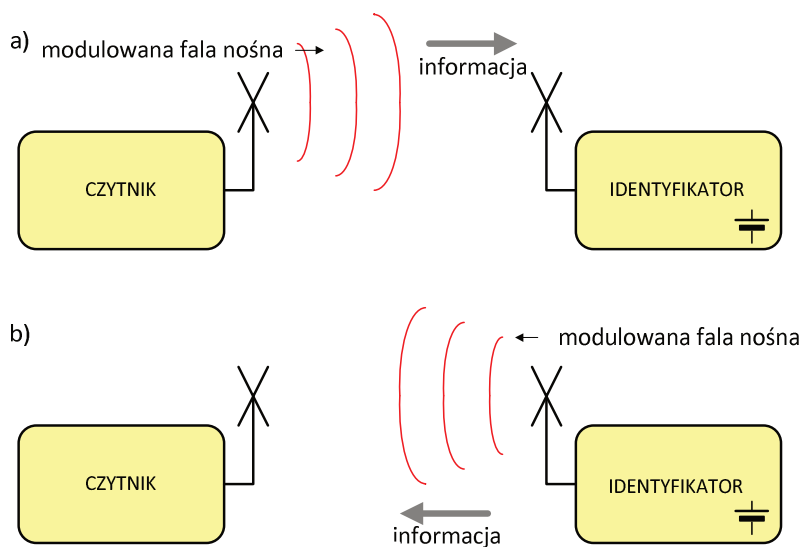
Należy zaznaczyć, że cechy te dotyczą konstrukcji identyfikatorów; czytniki RFID są zawsze urządzeniami aktywnymi, wymagającymi określonej mocy zasilania (kilka – kilkanaście W).

4. Systemy aktywne

Jako aktywne identyfikatory można uznać takie, które są zasilane i zawierają w sobie, oprócz jakiejś części odbiorczej, także typowy układ nadawczy, a więc blok generacji fali nośnej, stabilizacji jej częstotliwości i wzmacniania do odpowiedniego poziomu (rys. 6).

Wszystkie te bloki korzystają z dostępnego źródła zasilania, które musi mieć dostatecznie dużą wydajność prądową. Dzięki temu zasięgi takich systemów mogą być znaczne i sięgać setek metrów i to stanowi ich główną zaletę i określa ich zastosowanie (np. identyfikacja pojazdów w ruchu). Systemy takie zaliczane są do tzw. urządzeń SRD (*Short Range Device*) i NFC (*Near Field Communications*) i do typowych urządzeń RFID nie zawsze są zaliczane, dlatego nie będą tu opisywane.

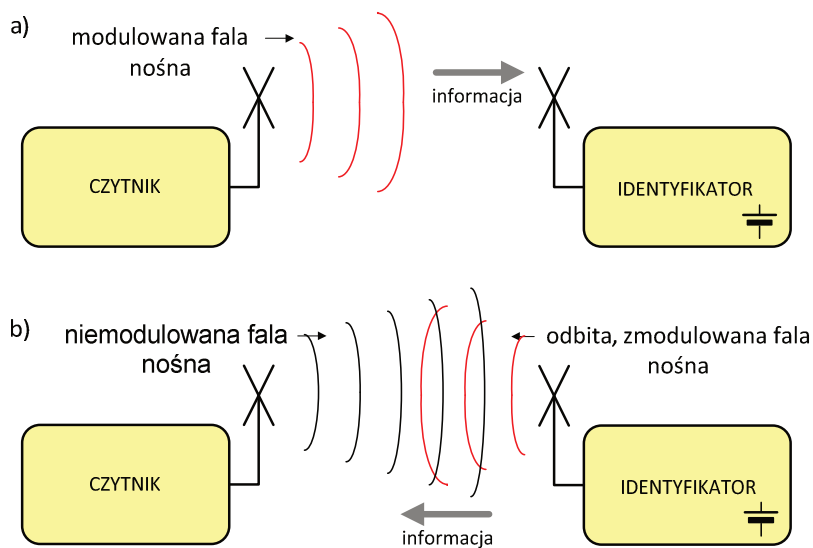
Warto dodać, że w ten sposób pracują tylko systemy o sprzężeniu propagacyjnym; przy indukcyjnym sprzężeniu osiągnięcie tych parametrów jest niemożliwe.



Rys. 6. Schemat pracy systemu RFID z aktywnym identyfikatorem, samodzielnie wytwarzającym falę nośną; a) zapytanie czytnika, b) odpowiedź identyfikatora.

Fig. 6. Operation of the RFID system with active transponder - generating a carrier wave itself: the reader interrogation, b) the transponder response.

Znacznie częściej jako aktywny identyfikator RFID rozumie się taki układ, który zawiera jakieś integralne lub dołączone źródło zasilania (baterię elektrochemiczną), natomiast nie zawiera radiowej części nadawczej (rys. 7).



Rys. 7. Schemat działania aktywnego identyfikatora RFID (dla sprzężenia propagacyjnego); a) zapytanie czytnika, b) odpowiedź identyfikatora

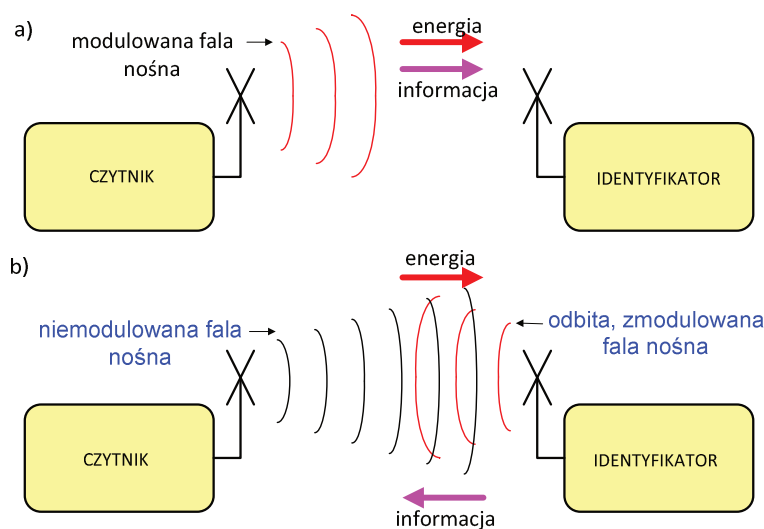
Fig. 7. Operation of active RFID radiative coupled transponder: a) the reader interrogation, b) the transponder response.

Energia z baterii zasila jego układ elektroniczny (*chip*), a nie jest wykorzystywana do realizacji łączności z czytnikiem. Inaczej mówiąc, pomimo własnego źródła zasilania identyfikatory aktywne odpowiadają na zapytania czytnika przez zwrotną modulację pola magnetycznego lub modulację fali odbitej od anteny (co było opisane wcześniej).

Obecność baterii powoduje, że czas przydatności takiego identyfikatora jest ograniczony; jednak może sięgać nawet 5 lat (wg danych producentów). Osiąga się to przez jego „usypianie” w okresach, gdy nie jest odczytywany, wtedy prąd pobierany przez niego z baterii zmniejsza się do bardzo małej wartości.

5. Systemy pasywne

Identyfikatory pasywne nie zawierają żadnego źródła zasilania i energię niezbędną do ich funkcjonowania pobierają z fali promieniowanej przez czytnik, która w związku z tym musi ciągle do nich docierać (rys. 8).

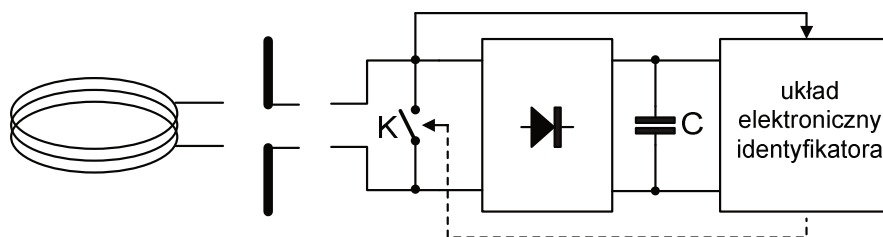


Rys. 8. Schemat funkcjonalny działania pasywnego systemu RFID (dla sprzężenia propagacyjnego) a) zapytanie czytnika, b) odpowiedź identyfikatora

Fig. 8. Operation of the passive radiative coupled RFID system: a) during the reader interrogation b) during the transponder response.

Identyfikator pasywny zawiera w sobie odpowiedni prostownik napięcia indukowanego w antenie; napięcie to służy do zasilania układu identyfikatora. Z tego względu identyfikator może uczestniczyć w sesji łączności tylko wtedy, gdy znajdzie się w odpowiednio silnym polu magnetycznym lub elektromagnetycznym wzbudzonym przez czytnik. Poza tym polem, inaczej mówiąc poza obszarem poprawnego zasilania (OPZ, SZ - *Supply Zone*), identyfikator jest „martwy”.

Uproszczony schemat blokowy identyfikatora pasywnego w aspekcie sposobu jego zasilania pokazano na rys. 9.



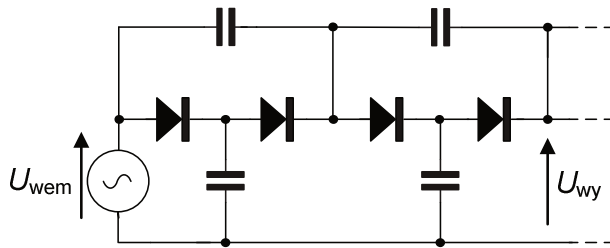
Rys. 9. Uproszczony schemat blokowy pasywnego identyfikatora

Fig. 9. Simplified block diagram of the passive transponder

Kiedy klucz K jest otwarty, układ prostowniczy ładuje kondensator C (kilkadziesiąt-kilkaset pF) i zasila resztę układu; kiedy klucz jest zwarty, identyfikator nie odbiera żadnej mocy, w tym czasie zasilanie układu odbywa się z kondensatora, a cała odbierana z czytnika fala jest odbijana.

Czy możliwy jest taki sposób zasilania identyfikatora? Warto zdać sobie sprawę z poziomów napięć i mocy, jakie występują w tym przypadku. Napięcia indukowane w antenie identyfikatora, gdy ten znajduje się w OPZ, są rzędu dziesiątków mV, niekiedy więcej. W dużej mierze zależy to od odległości od czytnika, ale także od tego, czy antena identyfikatora dostrojona jest do rezonansu z odbieraną falą lub z częstotliwością docierającego pola magnetycznego i czy ma miejsce jej dopasowanie do impedancji wejściowej chipu (zresztą nieliniowej).

Zazwyczaj tak uzyskane napięcie jest za niskie (potrzeba tu minimum 1-1,5 V), dlatego stosowane prostowniki muszą być jednocześnie powielaczami napięcia; powszechnie stosowane są prostowniki-powielacze w układzie tzw. pompy Dicksona [1].



Rys. 10. Schemat jednego z układów prostowników-powielaczy

Fig. 10. Example of one of rectifiers connected with voltage multiplication

Należy pamiętać, że częstotliwość prostowanego napięcia jest wysoka lub bardzo wysoka, dlatego wymagane pojemności kondensatorów w układzie są nieduże (kilka pF), co ułatwia miniaturyzację tego układu i całego chipu identyfikatora.

Wadą układu z rys. 10 jest mała sprawność energetyczna związana z tym, że stałe napięcie wyjściowe U_{wy} wyraża się wzorem

$$U_{wy} = n \cdot (U_{wem} - U_D), \quad (2)$$

gdzie n jest liczbą diod, U_{wem} amplitudą napięcia wejściowego a U_D jest spadkiem napięcia na przewodzącej (w danych warunkach) diodzie. Jeżeli rozważyć diody krzemowe, zwykle przyjmuje się dla nich spadek napięcia równy 0,6-0,7 V. Dla diod Schottky'ego, zalecanych w tym zastosowaniu, napięcie U_D może być zmniejszone do 0,3 V; w układzie identyfikatora, przy znikomym

prądach przewodzonych, ten spadek jest jeszcze nieco mniejszy. Niemniej jednak typowa sprawność takiego detektora-powielacza nie przekracza 30% [1].

Uwzględniając sprawność energetyczną prostownika, moc konieczna do uruchomienia identyfikatora może być rzędu 100 μW (50-500 μW), chociaż znane są przypadki jeszcze mniejszych mocy [2]. Wynika to z odpowiedniej konstrukcji chipu, który nie zawsze jest bardzo rozbudowany. Warto zwrócić uwagę na to, że dla układów cyfrowych MOS, prąd ich zasilania zależy proporcjonalnie od częstotliwości zachodzących w nich przełączeń.

Na zakończenie niniejszej części warto wspomnieć o „zupełnie” pasywnych identyfikatorach, tzw. jednobitowych. Są to obiekty w postaci małych dipolowych anten czy w postaci cewek z dołączonym kondensatorem, tworzących obwód o ustalonej częstotliwości rezonansowej.

Przy dostrojeniu pola czytnika do częstotliwości charakterystycznej takiego obiektu, można stwierdzić, czy w polu działania czytnika znajduje się taki obiekt lub nie (jest to informacja jednobitowa). Systemy takie są powszechnie stosowane jako zabezpieczenia antykradzieżowe w sklepach, głównie tekstylnych.

6. Systemy półpasywne

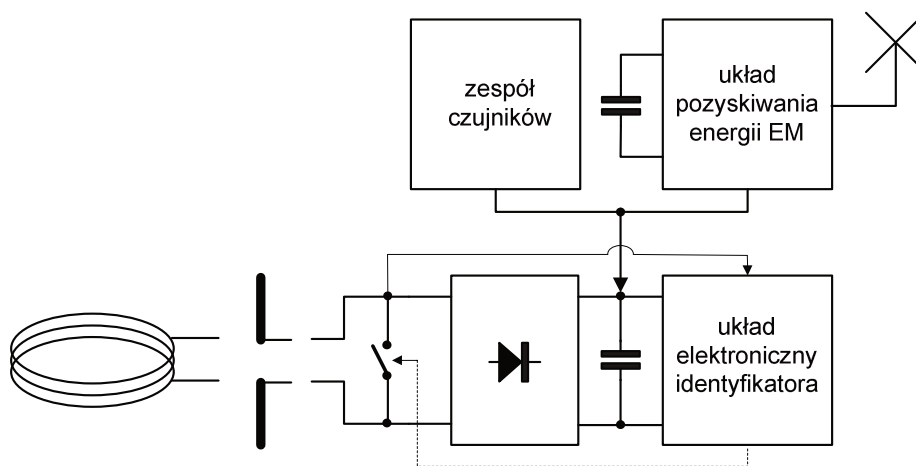
Jako identyfikator półpasywny niekiedy jest rozumiany identyfikator pasywny opisany wyżej, który nie zawiera radiowej części nadawczej (nie zawiera źródła zasilania; zasilany jest z pola czytnika).

Inne rozumienie tego terminu, bardziej aktualne w świetle prowadzonych od kilku lat badań i stosowane w niniejszej pracy to typowy identyfikator pasywny jak w p. 5, ale wyposażony w układ do pozyskiwania energii z otoczenia. Energia ta może być gromadzona w zintegrowanym z identyfikatorem kondensatorze o dużej pojemności (np. superkondensatorze) i wykorzystywana do wspomaganego zasilania układu podczas sesji identyfikacji oraz do realizacji innych funkcji. Te funkcje to najczęściej realizacje różnych czujników wielkości fizycznych w strukturze identyfikatora: temperatury, ciśnienia, wibracji, itp. Dzięki gromadzonej energii czujniki w identyfikatorze mogą być aktywne w okresach, kiedy nie jest on odczytywany, ich wyniki pomiarów mogą być przechowane w pamięci i wysłane do czytnika w czasie najbliższej sesji identyfikacji.

Zastosowanie takich identyfikatorów to np. nadzór, czy przechowywane dłużej produkty spożywcze nie były narażone w jakimś, nawet krótkim, okresie czasu na podwyższoną temperaturę, czy jakieś delikatne urządzenie mechaniczne nie przeszło w swej „historii” zbyt wielu uderzeń czy wibracji, itp. Użycie takich identyfikatorów wymaga rozbudowy protokołu komunikacyjnego między nimi a czytnikiem, bo oprócz przesyłania typowego numeru identyfikacyjnego obiektu, należy jeszcze w odpowiednim formacie przesłać zgromadzone dane z czujników.

Energia może być pozyskiwana z otoczenia z różnych jej form, ale musi być przetworzona na postać elektryczną. Może to być energia wibracji i wstrząsów przetwarzana przez przetworniki np. piezoelektryczne lub energia cieplna (termoogniwa). Coraz więcej uwagi poświęca się możliwości pozyskiwania energii z pól elektromagnetycznych (EM) obecnych wszędzie w środowisku. Są to pola EM pochodzące od stacji nadawczych TV, radiofonicznych UKF, czy też najbardziej gęsto rozmieszczonych stacji bazowych telefonii komórkowej GSM różnych generacji.

Przykładowy, uproszczony schemat blokowy pasywnego identyfikatora zawierającego układ pozyskiwania energii z otoczenia pokazano na rys. 11.



Rys. 11. Schemat blokowy identyfikatora półpasywnego

Fig. 11. The block diagram of the semipassive transponder.

Układ pozyskiwania energii, popularnie nazywany *harvesterem*, współpracuje z dodatkową anteną, dedykowaną do pasma częstotliwości, w którym poziom energii dostępnej lokalnie w otoczeniu jest największy. Zawiera on układ prostowniczo-powielający (w rodzaju tego z rys. 10), kondensator o stosunkowo znacznej pojemności oraz układ kondycjonujący uzyskane napięcie do wartości wymaganej.

Możliwość pozyskiwania energii EM z otoczenia zależy od wielu czynników; najważniejsze to natężenie pola EM w miejscu użytkowania identyfikatora oraz jego konstrukcja.

Natężenie pola EM może być bardzo różne – bardzo duże w sąsiedztwie stacji bazowych telefonii i małe w otwartym, niezurbanizowanym terenie.

Rozsądnie jest tu przyjąć, że największe natężenie, jakie należy uwzględnić w rozważaniach to maksymalne dopuszczalne natężenie pola EM określone aktami prawnymi.

W Polsce rozporządzenie Ministra Środowiska stanowi, że dopuszczalna powierzchniowa gęstość mocy w paśmie 300 MHz – 300 GHz wynosi $0,1 \text{ W/m}^2$ [4].

Przy projektowaniu identyfikatora RFID pozyskującego energię z pola elektromagnetycznego należy zmierzyć lub założyć zakres częstotliwości, dla których ta lokalna gęstość mocy będzie największa. Jeżeli identyfikator będzie znakował/monitorował obiekt znajdujący się w pobliżu stacji bazowej systemu GSM900, można przyjąć, że najwięcej energii będzie można pozyskać z pasma 935 – 960 MHz (częstotliwość średnia to 947,5 MHz).

Do dokonania niezbędnych oszacowań można wykorzystać elementarną zależność dla anten [5]

$$S = \frac{P \cdot G}{4\pi \cdot d^2}, \quad (3)$$

gdzie S oznacza powierzchniową gęstość mocy promieniowanej (w W/m^2), P jest mocą nadajnika, G zyskiem energetycznym anteny, a d oznacza odległość.

Jeżeli przyjąć maksymalną moc wyjściową nadajnika stacji bazowej GSM (40 W) oraz zysk energetyczny jej anteny (17 dBi) [3], to można obliczyć, że gęstość mocy fali EM równa $0,1 \text{ W/m}^2$ wystąpi w odległości 40 m, ale dotyczy to tylko kierunku maksymalnego promieniowania tej anteny. Na innych kierunkach gęstość ta będzie mniejsza, co przełoży się na mniejszą bezpieczną odległość, ale każdorazowo należałoby sprawdzać, czy graniczna wartość tej gęstości nie jest przekroczona. Dla uproszczenia niniejszych rozważań przyjęto, że w odległości mniejszej niż 40 m od stacji bazowej półpasywne identyfikatory nie będą używane.

Identyfikator korzystający z pola EM stacji bazowej systemu GSM900 powinien być wyposażony w dedykowaną antenę o częstotliwości środkowej 947,5 MHz. Powinna być ona w stanie pozyskiwać energię przy różnej orientacji względem nadajnika. Z tego powodu często stosuje się anteny charakteryzujące się małą kierunkowością oraz eliptyczną lub kołową polaryzacją. W związku z tym typowy zysk takiej anteny to kilka dBi. Z drugiej strony zysk ten powinien być duży, bo poprawia czułość *harwestera*. Przykładowo antena o zysku 3 dBi obniża o połowę minimalny użyteczny poziom sygnału wejściowego w stosunku do anteny o zerowym zysku.

Następne oszacowanie pozwala na ocenę, jakiej pozyskanej mocy można oczekiwać.

Wykorzystany do tego będzie wzór Friisa [5] dla przypadku dopasowania polaryzacyjnego kierunkowego obu anten

$$P_2 = P_1 \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi \cdot d)^2}, \quad (4)$$

gdzie: P_1 to moc promieniowana przez antenę 1., P_2 - moc odbierana przez antenę 2. w jej dopasowanym obciążeniu, G_1 i G_2 to zyski energetyczne obydwu anten.

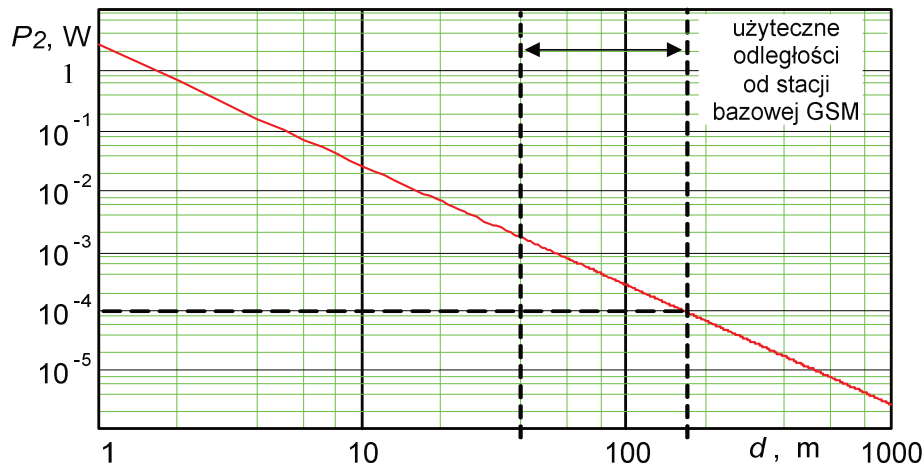
Jeżeli przyjmując podane wcześniej parametry stacji bazowej (P_1 i G_1) oraz zysk anteny układu pozyskiwania energii (3 dBi), można obliczyć, że w odległości 40 m moc P_2 będzie równa 1,6 mW. Z punktu widzenia identyfikatora jest to bardzo duża moc, wystarczająca do zaimplementowania w nim dodatkowej funkcjonalności.

Pozyskana w ten sposób energia wymaga dodatkowego kondycjonowania w celu uzyskania napięcia wystarczającego do zasilania układów elektronicznych. Należy również pamiętać, że wyznaczone wartości dotyczą przypadku idealnego, tzn. nie występują żadne odbicia związane z niedopasowaniem impedancyjnym, obie anteny znajdują się w najlepszym możliwym położeniu względem siebie, a stacja bazowa nadaje z maksymalną możliwą mocą. W rzeczywistych warunkach przedstawione wartości mogą być znacznie mniejsze.

Wartość pozyskiwanej mocy znacznie spada w funkcji odległości i maksymalny zasięg pracy ograniczony jest przez czułość układu pozyskiwania energii. Jeżeli będzie ona równa np. 100 μ W, maksymalna użyteczna odległość od stacji bazowej wyniesie 160 m. Łącznie, użyteczny zakres funkcjonowania przykładowego autonomicznego, półpasywnego identyfikatora RFID będzie ograniczony odległościami 40 i 160 m (rys. 12).

Z przedstawionych rozważań wynika, że realna jest eksploatacja takich identyfikatorów półpasywnych zasilanych energią elektromagnetyczną w pobliżu stacji bazowych telefonii komórkowej, chociaż rozmiary obszaru poprawnej pracy nie są zbyt duże. Poprawienie tego rezultatu możliwe jest przez dalsze udoskonalanie konstrukcji identyfikatorów, aby pobierały one jak najmniejszą moc.

W izolowanych przypadkach można sobie poradzić przez użycie specjalnego nadajnika, „doświetlającego” energią obszar stosowania identyfikatorów półpasywnych. Związane to będzie z dodatkowymi kosztami, ale może być bardzo skuteczne.



Rys. 12. Zależność pozyskiwanej mocy od odległości od stacji bazowej dla parametrów $P_1 = 40 \text{ W}$, $P_2 = 100 \mu\text{W}$, $G_1 = 17 \text{ dBi}$, $\lambda = 0,316 \text{ m}$.

Fig. 12. The dependence of the harvested power vs the distance from base GSM station for $P_1 = 40 \text{ W}$, $P_2 = 100 \mu\text{W}$, $G_1 = 17 \text{ dBi}$, $\lambda = 0,316 \text{ m}$.

7. Podsumowanie

Przedstawiono istotę systemów radiowej identyfikacji obiektów, ich strukturę, sposoby realizacji w nich komunikacji i sposoby zasilania identyfikatorów, przytwierdzanych do tych obiektów.

Pod tym względem rozróżniono systemy aktywne, pasywne i półpasywne. Pokazano istotę zasilania pasywnych i półpasywnych identyfikatorów. Tych ostatnich dotyczą aktualne badania i w odniesieniu do nich można oczekiwać dużego postępu technicznego i technologicznego. Najważniejsze jest tu minimalizacja mocy zasilania potrzebnej do uruchomienia identyfikatora. Dla współczesnych identyfikatorów jest ona rzędu kilkudziesięciu mikrowatów. Wszelkie zmniejszenie tej mocy zwiększy zasięg systemu RFID, powiększy też geometryczny obszar możliwej eksploatacji identyfikatorów półpasywnych, jak i obszar ich zastosowań.

Podziękowania

Badania zostały wsparte przez projekt „Synteza autonomicznego identyfikatora półpasywnego, dedykowanego do pracy w wielokrotnych, dynamicznych systemach RFID”, grant Narodowego Centrum Badań i Rozwoju, No PBS1/A3/3/2012, NCBR.

Literatura

- [1] Dobkin D. M.: The RF in RFID. Passive UHF RFID In Practice, Elsevier New York, 2007.
- [2] Karthaus U., Fisher M.: Fully Integrated Passive UHF RFID Transponder IC with 16,7 μ W Minimum RF Input Power, IEEE J. of Solid-State Circuits, 38, No.10, 2003, s. 1602-1608.
- [3] Kubacki. R: Anteny mikrofalowe. Technika i Środowisko, WKŁ, 2008.
- [4] Rozporządzenie Ministra Środowiska z dnia 30 października 2003 r. w sprawie dopuszczalnych poziomów pól elektromagnetycznych w środowisku oraz sposobów sprawdzania dotrzymania tych poziomów (Dz. U. 2003 nr 192 poz. 1883).
- [5] Szóstka J.: Fale i anteny. WKŁ, Warszawa, 2001.

ACTIVE, PASSIVE AND SEMIPASSIVE RFID SYSTEMS

Summary

There was presented the essence of RFID system and its components. The systems are divided into the inductively coupled and radiatively coupled ones. There was explained the method of data transmission between transponders and reader by backward modulation of the magnetic field or by modulation of the reflected electromagnetic wave. The simplified block diagram of a transponder was depicted. It was explained how passive transponders may be powered from magnetic or electromagnetic field created by the reader. In this respect there were discussed three kinds of transponders: active, passive and semi-passive ones. There are given some figures referring to the issue of the powering of transponders. The attention was paid to semi-passive transponders comprising in their structure a circuit for energy harvesting from ambient, especially from electromagnetic fields created by mobile telephony base stations. Simple calculations were performed that indicated the extent to that such harvesting may be efficient. The results were that the usage of semi-passive transponders (and whole semi-passive RFID systems) is possible within several tens to one hundred meters from GSM base stations. Such result may be made better by the transponders improvements aimed for decreasing their required supply power.

Keywords: RFID system, transponder, reader, antenna, energy, supply

DOI: 10.7862/re.2015.19

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Grzegorz TOMASZEWSKI¹
Jerzy POTENCKI²
Marek DUDEK³

DRUK STRUMIENIOWY JAKO METODA WYTWARZANIA ELASTYCZNYCH OBWODÓW DRUKOWANYCH

Nieustanny rozwój przemysłu elektronicznego i opracowywanie coraz nowszych aplikacji sprawiają, że potencjał elektroniki drukowanej, stanowiącej uzupełnienie innych technologii, ciągle rośnie. Elastyczność staje się bardzo pożądaną cechą, która w wielu obszarach nabiera szczególnego znaczenia. Z tego powodu istotną rolę zaczynają odgrywać technologie, które do tej pory były znane w innych sferach aktywności społeczno-gospodarczej, jednak z uwagi na mało rozwiniętą bazę materiałową nie były dostrzegane w dziedzinie elektroniki. Druk strumieniowy, obecny do tej pory w przemyśle poligraficznym, zwiększa swój udział w przemyśle elektronicznym. Produkcja obwodów drukowanych i rozmaitych innych układów/struktur przy użyciu tej techniki pozostaje obecnie przedmiotem wielu badań. Z tego powodu w niniejszym artykule scharakteryzowano podstawową bazę materiałową w odniesieniu do wybranych aplikacji elektronicznych i opisano proces wytwarzania elastycznej elektroniki drukowanej przy użyciu wspomnianej technologii. Zarówno proces technologiczny, jak i materiały, ujęto w kontekście prac badawczych prowadzonych w Laboratorium HYBRID Zakładu Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych. W pracy omówiono proces technologiczny realizacji struktur antenowych identyfikatorów RFID przy użyciu systemu drukującego PixDro LP 50, a także wspomniano o problemach jakie występują w tym zakresie. Prezentowane w artykule ujęcie technologii ma charakter poznawczy i stanowi bazę do ukierunkowanych dalszych prac badawczych.

Słowa kluczowe: druk strumieniowy, elektronika drukowana, elektronika elastyczna, tusz nanosrebrowy, technologia elektroniczna

¹ Autor do korespondencji: Grzegorz Tomaszewski, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych, al. Powstańców Warszawy 12, tel. 17 8544708, gtom@prz.edu.pl

² Jerzy Potencki, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych, al. Powstańców Warszawy 12, tel. 17 8544708, jurpot@prz.edu.pl

³ Marek Dudek, Politechnika Rzeszowska, Student Wydziału Elektrotechniki i Informatyki, al. Powstańców Warszawy 12, 122646@stud.prz.edu.pl

1. Wprowadzenie

Obwody drukowane od dawna stanowią znakomity sposób realizacji połączeń elektrycznych na podłożach będących elementami konstrukcyjnymi do montażu podzespołów elektronicznych. Liczba komponentów elektronicznych, powierzchnia, na której mają być osadzone oraz funkcja w aplikacji docelowej wymuszają stosowanie bardziej lub mniej skomplikowanych rozwiązań technologicznych. W przemyśle elektronicznym znanych jest wiele metod wytwarzania połączeń elektrycznych. Jednak z uwagi na ciągły rozwój systemów elektronicznych, który pociąga za sobą zmianę wymagań stawianych procesom produkcyjnym, poszukuje się coraz to nowszych metod konstrukcji i technologii urządzeń elektronicznych.

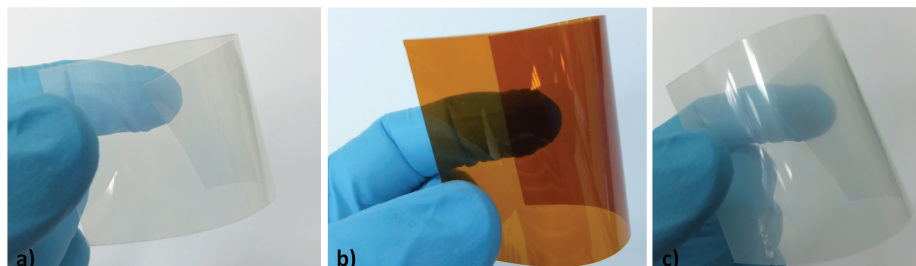
Techniki drukarskie do niedawna kojarzone były z sitodrukiem i technologią grubowarstwową, w której wytwarzano elementy bierne. Ciągły rozwój bazy materiałowej powoduje, że możliwe staje się zastosowanie innych metod drukarskich do wytwarzania zarówno elementów biernych, jak i aktywnych. Przykładem jest druk strumieniowy, który do niedawna był stosowany w innych obszarach, niezwiązanych z elektroniką [1]. Jednak z uwagi na pojawienie się nowoczesnych nanomateriałów, ta technika nabrała szczególnego znaczenia i pozostaje przedmiotem wielu badań, zwłaszcza w kontekście realizacji tanich struktur elastycznych.

Druk strumieniowy umożliwia bezkontaktową realizację wzorów/struktur na elastycznym podłożach, takich jak papier czy plastik, jednocześnie eliminując konieczność użycia skomplikowanych, drogich i mało efektywnych procesów technologicznych (fotolitografia/trawienie, osadzanie próżniowe, galwanizacja itp.). Poza prostymi strukturami przewodzącymi do wytworzenia odpowiednich połączeń elektrycznych na podłożu, druk strumieniowy może być stosowany jako technologia uzupełniająca do nanoszenia materiałów organicznych, stosowanych w produkcji organicznych diod elektroluminescencyjnych (OLED), tranzystorów cienkowarstwowych (OTFT) i innych elementów zintegrowanych obwodów elektronicznych [2,3]. W klasycznej jednak formie technologia ta ma stosunkowo duży potencjał w obszarze aplikacyjnym układów radiowej, bezstykowej identyfikacji obiektów (RFID), gdzie z jednej strony pożądana jest tania konstrukcja anteny identyfikatora, z drugiej zaś jej elastyczność [4-6].

2. Materiały

Podstawę konstrukcyjną układów elektronicznych stanowią podłoża, które z jednej strony są elementami nośnymi dla osadzonych komponentów, a zatem powinny cechować się odpowiednimi właściwościami mechanicznymi, z drugiej zaś istotną rolę odgrywają ich parametry elektryczne. Nieustanny rozwój elek-

troniki sprawia, że w wypadku tych pierwszych coraz bardziej pożądaną cechą staje się ich elastyczność. Nierzadko istotną rolę odgrywa również transparentność. Tymi cechami odznaczają się podłoża polimerowe (rys.1), które w kontekście technologii druku strumieniowego nabierają szczególnego znaczenia.



Rys. 1. Elastyczne materiały podłożowe: a) Politereftalan etylenu (PET), b) Poliimid (PI), c) Polinaftalan etylenu (PEN)

Fig. 1 Flexible substrate materials: a) Polyethylene terephthalate (PET), b) Polyimide (PI), c) Polyethylene naphthalate (PEN)

Możliwość zastosowania tych materiałów warunkuje aplikacja docelowa oraz wymagania stawiane procesom technologicznym. Mała masa, względnie niska cena i duża odporność na czynniki środowiskowe dodatkowo zwiększają ich atrakcyjność. Od strony procesowej polimery te są odporne na działanie różnego rodzaju rozpuszczalników, mają małą chropowatość, małą nasiąkliwość, stabilność temperaturową czy też mały współczynnik rozszerzalności cieplnej [1,7]. Wybrane właściwości pokazanych folii zestawiono w tabeli 1.

Tabela 1. Wybrane właściwości materiałów podłożowych

Table 1. Selected properties of substrate materials

Właściwość	PI (Kapton HN) ^[8]	PET (Mylar A) ^[9]	PEN (Teonex) ^[10]
Stała dielektryczna (1kHz)	3,5	3,25	2,9
Straty dielektryczne (1kHz)	0,0026	0,0050	0,0050
Wsp. rozszerz. liniowej [-14°C÷38°C], (ppm/°C)	22	17	13
Temp. transformacji (°C)	360-410	80	121
Skurcz (%)	0,17 (30 min/150°C)	1,1-1,8 (150°C)	0,1-0,4 (30 min/150°C)

Politereftalan etylenu (PET) oraz polinaftalan etylenu (PEN) mają stosunkowo niską temperaturę przemian i są materiałami o dużej przezroczystości. Drugi z nich jest bardziej odporny na działanie czynników chemicznych oraz temperaturowych. Poliimid (PI) charakteryzuje się najwyższą odpornością na podwyższoną temperaturę, gdyż punkt przemian dla tej folii jest ułożony

powyżej 400°C. Cechą, która eliminuje go z niektórych zastosowań jest charakterystyczna brązowa barwa oraz zmiana właściwości - szczególnie elektrycznych - pod wpływem wilgoci. Ponadto materiał ten jest najdroższy spośród wcześniej wymienionych [1].

Kluczowym elementem każdego obwodu drukowanego są ścieżki/powierzchnie przewodzące. W druku strumieniowym bardzo często wykonuje się je na podłożach pokazanych na rys. 1. Ścieżki te drukowane są przy użyciu specjalnych tuszy, czyli roztworów spełniających przynajmniej trzy z poniższych warunków:

- mała lepkość,
- posiadanie cech roztworu właściwego (jednolita struktura podczas dużych przyśpieszeń),
- możliwość tworzenia struktur przewodzących prąd elektryczny.

Są one spełnione jeśli materiał zawiera cząstki o niewielkich, nanometrycznych rozmiarach, które są przewodzące elektrycznie. Tusz przewodzący jest więc rozpuszczalnikiem zawierającym wypełniacz w postaci nanocząstek metali szlachetnych charakteryzujących się dużą stabilnością (zwykle srebro) i dobrą przewodnością elektryczną. Tusze nanocząsteczkowe zawierają różne modyfikatory oraz stabilizatory, które istotnie wpływają na stabilność tuszu w dłuższym okresie czasu (przechowywanie), właściwości warstw drukowanych (przewodność, adhezja) oraz drukowalność, przy czym zwykle dodatki te nie są ujawniane przez producentów [11]. Tylko w procesie drukowania wymagania stawiane tym materiałom są podobne jak w wypadku klasycznych tuszy drukarskich. W trakcie dalszych procesów (utwardzanie/spiekanie) pojawiają się dodatkowe ograniczenia co do kompatybilności z podłożem, a także funkcjonalizacji wydrukowanych warstw [3]. W tabeli 2 zestawiono wybrane parametry kilku komercyjnie dostępnych tuszy używanych w technologii druku strumieniowego.

Tabela 2. Wybrane parametry tuszy drukarskich

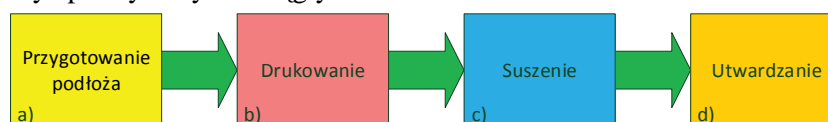
Table 2. Selected parameters of printing inks

Oznaczenie	NPS-J ^[12]	NPS-JL ^[12]	AX JP-6n ^[13]	AX JP-60n ^[14]
Metal	Ag	Ag	Ag	Ag
Rozmiar cząstek, nm	8-15	5-12	3-8	50
Zawartość metalu, %	62-67	52-57	40-60	20
Rozpuszczalnik	Tetradekan	Tetradekan	---	---
Lepkość, mPa s	7-11	8-15	7,5-10,5	5,0-6,5
Temperatura (czas) spiekania, °C (min.)	220 (60)	120-150 (60)	220-230 (60)	150 (60)
Kompatybilność z podłożem	PI, LCP, Cu	PET, Poliwęglan	---	---

Zawartość metalu, od którego zależy przewodnictwo, sięga zwykle kilkudziesięciu procent. Z danych podanych w tabeli 2 wynika, że niektóre z tuszy nadają się w zasadzie tylko do podłoży poliimidowych - z uwagi na stosunkowo wysoką temperaturę spiekania (powyżej 200 °C). W wypadku tuszów o niższej temperaturze spiekania możliwe jest użycie dużo tańszych materiałów podłożowych, które nie są aż tak wytrzymałe termicznie.

3. Proces technologiczny

Proces technologiczny realizacji obwodów drukowanych w technologii druku strumieniowego składa się z kilku etapów (rys. 2). Pierwszym, bardzo ważnym etapem jest odpowiednie przygotowanie materiału podłożowego (rys. 2a), do którego należy nie tylko usunięcie zanieczyszczeń chemicznego pochodzenia organicznego i nieorganicznego, ale także odpowiednia obróbka powierzchni materiału. Ten element przygotowawczy często ma istotny wpływ na efekt końcowy, gdyż zwykle uzyskanie w trakcie wydruku ostrych kształtów możliwe jest dopiero po zastosowaniu właściwej preparatyki fizykochemicznej podłoża, co pozostaje również nie bez znaczenia dla adhezji warstw metalicznych. Drugim, zasadniczym etapem jest proces samego druku (rys. 2b), który może być przerywany lub ciągły.



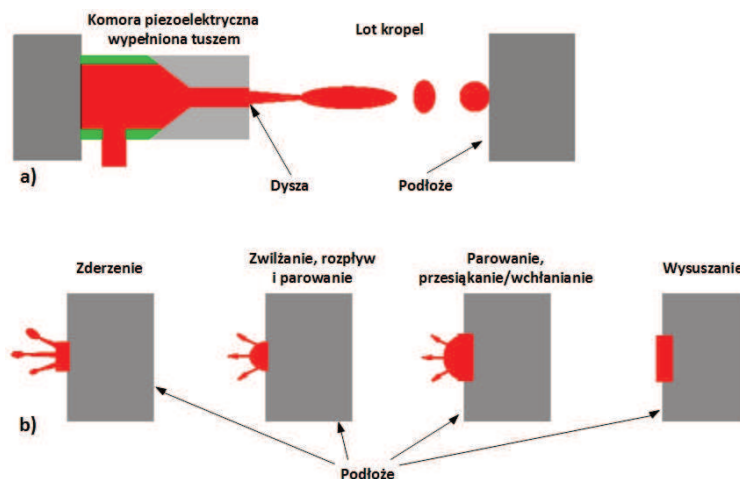
Rys. 2. Etapy procesu technologicznego druku strumieniowego

Fig. 2. Stages of inkjet printing process

Pierwszy polega na tym, że ciągle wystrzeliwany strumień tuszy w postaci kropeł kierowany jest we właściwe miejsce na podłożu. Drugi, w przeciwieństwie do pierwszego, jest przerywany, co oznacza, że kropla generowana jest na żądanie (*drops on demand*) w odpowiednim momencie przelotu głowicy drukującej nad podłożem [1]. Ta metoda często znajduje zastosowanie w wypadku niewielkiej ilościowo produkcji elektroniki drukowanej. Dodatkowym jej atutem jest mniejsze zapotrzebowanie na tusz i możliwość uzyskania większych dokładności niż dla druku ciągłego.

Krople na żądanie mogą być generowane piezoelektrycznie, termicznie lub też akustycznie [15]. Mimo wielu wad związanych z piezoelektryczną metodą wytwarzania kropeł jest ona bardzo często stosowana w wielu systemach drukujących. Mechanizm formowania kropeł materiału funkcjonalnego jest stosunkowo prosty (rys. 3a). Komora z piezoelektrykiem na skutek impulsu elektrycznego pomniejsza swoją objętość. W efekcie na skutek powstałego ciśnienia ustalona objętość tuszu opuszcza komorę i wydostając się przez dyszę przybiera okre-

ślone kształty, które w dużej mierze zależą od parametrów impulsu sterującego i właściwości reologicznych tuszu. Właściwy dobór parametrów procesu technologicznego zapewnia formowanie kroplel o objętości zwykle około 20 pL bez długich ogonów ani tzw. satelit, które są przeszkodą by uzyskać wzory o dobrej jakości. W kolejnych fazach (rys. 3b) kroplel opadają na podłoże, w wyniku czego może nastąpić ich rozprysk oraz rozplływ zależny w dużej mierze od sił lepkości charakteryzujących rozpuszczalniki. Na zwilżanym podłożu, które przeważnie jest podgrzewane w celu przyspieszenia odparowania rozpuszczalnika, następuje samoczynny rozplływ tuszu i ewentualne wsiąkanie jeśli jest ono chłonne.



Rys. 3. Etapy druku: a) generacja i lot kroplel, b) tusz na podłożu, na podstawie [3]

Fig. 3. Stages of printing: a) drop generating and flight, b) ink on substrate, based on [3]

Bardzo częstym problemem, który występuje na tym etapie, jest nadmierny oraz nieregularny rozplływ nanoszonego materiału [16], szczególnie na podłożach polimerowych. Dlatego istotną staje się szybkość parowania rozpuszczalnika. Nie bez znaczenia pozostaje również powierzchnia materiału podłożowego, która powinna mieć właściwą strukturę, aby można było osiągnąć właściwy kąt jej zwilżania. Już w tej fazie procesu technologicznego występuje suszenie (rys. 2c), które może być częściowe lub całkowite. Po zakończonym procesie druku, tusz na materiale podłożowym poddaje się całkowitemu suszeniu, następnie utwardzaniu i spiekaniu (rys. 2d). Ten ostatni etap ma szczególny wpływ na uzyskanie właściwego przewodnictwa oraz adhezji wydrukowanych warstw. W zależności od zastosowanego tuszu może on być realizowany termicznie, chemicznie, elektrycznie, plazmowo lub laserowo. W przeważającej części procesów stosuje się pierwszą ze wspomnianych metod [3].

4. Struktury realizowane w laboratorium HYBRID

Prace badawcze nad technologią druku strumieniowego odbywają się w Laboratorium zintegrowanych mikro i nanotechnologii elektronicznych HYBRID w Zakładzie Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych Politechniki Rzeszowskiej. Koncentrują się one na realizacji w technologii druku strumieniowego planarnych struktur elastycznych, mających zastosowanie w układach pozyskiwania energii/systemach RFID. Struktury antenowe wytwarzane są z wykorzystaniem systemu drukującego PixDro LP50 (rys. 4).



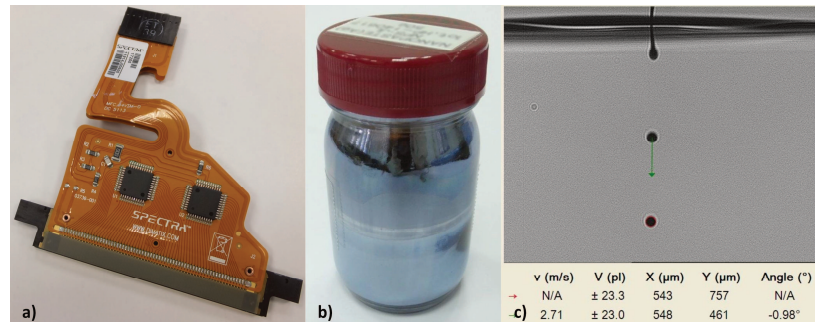
Rys. 4. Drukarka strumieniowa PixDro LP50

Fig. 4. PixDro LP50 inkjet printing system

Jest to nowoczesny i kompaktowy system drukujący przeznaczony dla laboratoriów badawczo-rozwojowych, który umożliwia bezkontaktowy transfer zaprojektowanej struktury z pliku cyfrowego na elastyczne podłoże za pomocą specjalnej głowicy drukującej (rys. 5a) przy użyciu materiału w postaci tuszu (rys. 5b).

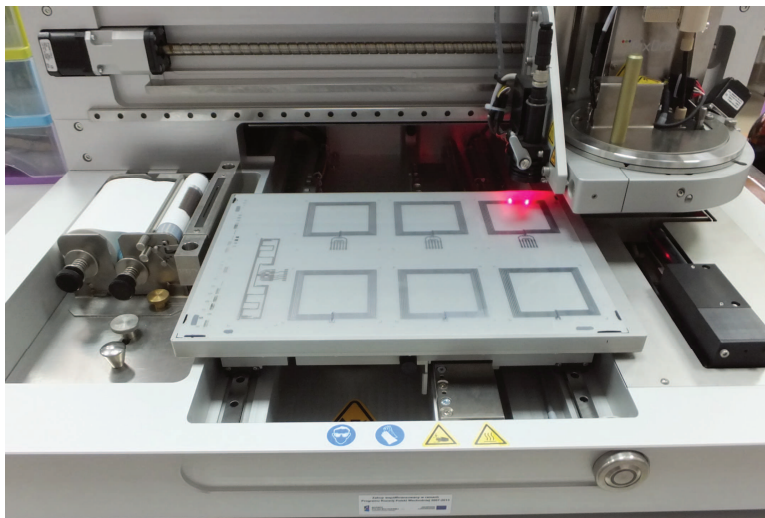
Do realizacji anten elastycznych identyfikatorów RFID najczęściej używa się podłoży polimerowych oraz tuszy nanosrebrowych. Materiał podłożowy, umieszczony na stole podłożowym z próżniowym systemem zasysania, może być podgrzewany do temperatury 60°C. Tusz nanosrebrowy może być podgrzewany w głowicy drukującej do temperatury 120°C celem nadania odpowiednich parametrów reologicznych. System drukujący posiada układ podglądu generowanych kropeł (rys. 5c), dzięki czemu łatwiejsze jest sterowanie parametrami pojedynczych kropeł (objętość, prędkość lotu, kształt). Istotne znaczenie dla uzyskiwanych efektów mają parametry procesu technologicznego, od których

zależy rozplływ tuszu na podłożu, dokładność uzyskiwanych kształtów, grubość warstwy przewodzącej, co w konsekwencji wpływa na rezystancję drukowanych przewodników, dobroć lub pasmo pracy anteny. Ruch głowicy, a także stołu podłożowego umożliwiają właściwe spozycjonowanie materiału podłożowego względem elementu drukującego, co w czasie procesu technologicznego skutkuje umieszczeniem formowanej kropli tuszu na właściwej pozycji podłoża.



Rys. 5. a) głowica drukująca; b) tusz nanosrebrowy; c) generowane krople

Fig. 5. a) printhead; b) nanosilver ink; c) generated drops



Rys. 6. Anteny identyfikatorów RFID po wydruku

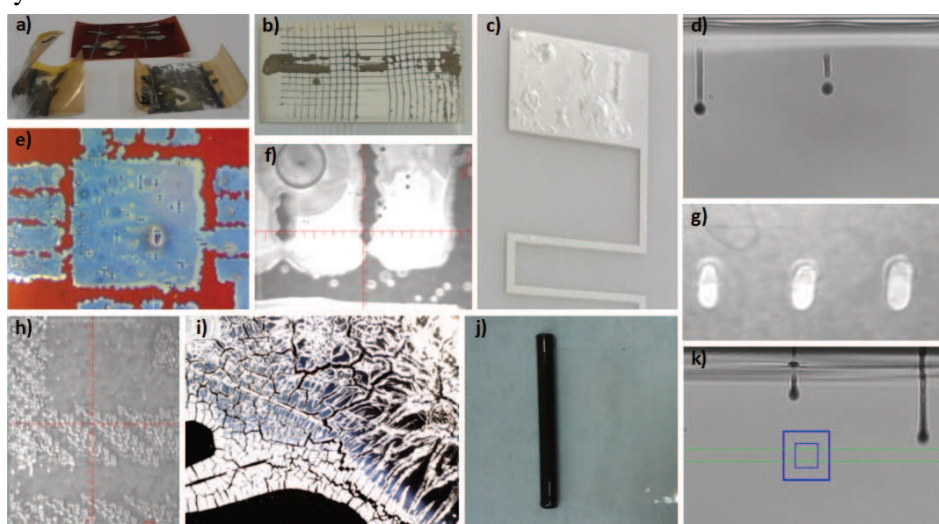
Fig. 6. Antennas of RFID identifier after printing

W końcowym efekcie na elastycznym podłożu powstaje struktura (rys. 6), która po utwardzeniu, w dalszej fazie procesu, nabiera odpowiednich właściwo-

ści elektrycznych. Istotnym problemem podczas druku pozostaje generacja kropeł o określonych parametrach, nadmierny rozpląt tuszu na podłożu, które nie jest chłonne oraz spękania i adhezja warstw przewodzących po procesie spiekania. Czynniki te mają zasadniczy wpływ na jakość uzyskiwanych efektów i warunkują możliwość zastosowania wydrukowanej struktury w aplikacji docelowej.

5. Wybrane problemy badawcze – aspekt technologiczny

Mimo, iż druk strumieniowy jest techniką poligraficzną, a te są znane i rozwijane od długiego okresu czasu, to przeniesienie tej techniki w obszar elektroniki powoduje wiele trudności, co z kolei wymaga rozwiązania szeregu problemów technologicznych, które generalnie można sklasyfikować jako materiałowe i procesowe. Realizacja w druku strumieniowym funkcjonalnych struktur wymaga użycia materiałów, które charakteryzują się nie tylko odpowiednimi właściwościami elektrycznymi względem aplikacji docelowej, ale także i mechanicznymi, co ujawnia się już w trakcie procesów technologicznych. Odnosząc się do aspektów materiałowych i procesowych, omówionych w rozdziale 2 i 3, poniżej przedyskutowano wybrane problemy technologiczne, pokazane na rysunku 7.



Rys. 7. Wybrane problemy technologiczne

Fig. 7. Selected technological problems

Struktury przewodzące obecnie najczęściej wykonywane są przy użyciu tuszy przewodzących z nanocząstkami srebra zabezpieczonymi cienką warstwą polimeru celem uniknięcia tworzenia się agregatów oraz zapewnienia właściwej

dystrybucji cząstek metalu. Nadanie odpowiedniego przewodnictwa nadrukowanej, nieprzewodzącej warstwie wymaga usunięcia w procesie synteryzacji polimerowej warstwy izolacyjnej oraz trwałego związania metalicznych cząstek. Synteryzacja zwykle zachodzi w procesie obróbki termicznej, dla której temperatura procesu uzależniona jest zarówno od wielkości przewodzących nanocząstek, jak i dodatków znajdujących się w tuszu. Spora część tuszy, a przynajmniej te, które cechują się dobrą przewodnością, wymaga użycia temperatury powyżej 200°C, co dla dużej grupy materiałów podłożowych, pożądanych w danej aplikacji z punktu widzenia ich parametrów (elektrycznych, mechanicznych, optycznych), prowadzi często do powstania deformacji i zmian materiałowych.

Badaniu poddano dwa typy materiałów podłożowych (PI – ciemny, PET – jasny o grubościach 125 μm) celem określenia wytrzymałości termicznej oraz wpływu zastosowania warstw pośrednich.

Próbki zostały pokryte częściowo (poprzecznie) warstwą fotorezystu (Ordyl Dry Film Alpha 930 o grubości 30 μm) celem określenia wpływu warstwy pośredniej dla rozważenia możliwości połączenia dwóch technologii (druk strumieniowy, napyłanie próżniowe), a jedna z nich - PET - dodatkowo materiałem PI w postaci przyklejonej taśmy klejącej o grubości 50 μm (wzdłużnie). Na każdej z próbek naniesiono komercyjnie dostępny tusz NPS-J. Następnie poddano je obróbce termicznej w temperaturze 220°C, przez okres 1 godziny. W wyniku tego procesu stwierdzono (rys. 7a) całkowitą synteryzację tuszu. Na każdej z próbek wystąpiły deformacje materiału podłożowego. Najmniej zdeformowana została próbka materiału PI – lekkiemu ugięciu uległy jedynie jego obszary brzegowe. Prawdopodobną przyczyną tego stanu było niewielkie niedopasowanie współczynników rozszerzalności termicznej. Znacznie większej deformacji uległa próbka materiału PET z poprzeczną warstwą fotorezystu, natomiast największe odkształcenia zaobserwowano dla próbki PET z dodatkową warstwą materiału PI, co oznacza, że niedopasowanie współczynników rozszerzalności w tym wypadku było największe. Dla obu ostatnich próbek widoczne jest charakterystyczne poprocesowe zaciemnienie, wynikające ze znacznego przekroczenia wartości temperatury przemian, co mimo dobrej adhezji, wyklucza ich zastosowanie z tego typu tuszem.

W odniesieniu do każdej ze struktur przewodzących, realizowanych w omawianej technologii, kluczowa jest informacja o adhezji metalicznej warstwy – często pomijana przy publikowaniu wyników prac w literaturze tematu – mająca fundamentalne znaczenie dla możliwości zastosowania danej struktury w aplikacji docelowej. W wypadku pokazanym (rys. 7b) dla jednego z prowadzonych procesów technologicznych, w którym użyto komercyjnie dostępnego tuszu NPS-JL oraz podłoża typu PET, zbadano metodą siatki nacięć (zgodną ze standardem ASTM D3359-B) adhezję dla utwardzonej pojedynczej warstwy srebra. Po usunięciu taśmy pomiarowej większość kwadratów – powstałych na

skutek nacięć – pozostała nienaruszona. Uzyskany wynik świadczy o względnie dobrej – w porównaniu do warstw metalicznych na podłożu PI – adhezji.

W innym procesie technologicznym – w ramach tej samej bazy materiałowej – realizowano anteny elastycznych identyfikatorów RFID. W zakresie wydruków kilku struktur prowadzonych na jednym arkuszu materiału PET pojawiły się egzemplarze z wyraźnymi złuszczeniami warstwy (rys. 7c). Niewątpliwie zjawisko to ma związek z lokalnym pogorszeniem właściwości adhezyjnych utwardzonej warstwy, jak również różnicą współczynników rozszerzalności termicznej. Ustalenie dokładnej przyczyny powstawania złuszczeń wymaga przeprowadzenia szeregu dalszych badań i optymalizacji strategii drukowania, rozumianej jako sposób drukowania pojedynczych linii (kropla na mokrą kroplę z użyciem jednej dyszy lub kropla na częściowo suchą kroplę z użyciem kilku dysz głowicy drukującej), przy różnych parametrach procesowych.

Na podstawie wstępnej analizy przedstawionego problemu, wykluczono jedynie bezpośredni wpływ względnie dużej grubości warstwy metalicznej. Realizowano już bowiem struktury o większej grubości i występowania tego zjawiska nie stwierdzono. Analiza geometrii dla wszystkich uzyskanych struktur – kluczowej dla osiągnięcia właściwych parametrów elektrycznych obwodu antenowego – wykazała nierównomierny skurcz materiału podłożowego w trakcie procesu synteryzacji. Wartość tego skurczu była wyraźnie większa dla zadrukowanej części materiału podłożowego, dla której te złuszczenia wystąpiły. Stąd też, można przypuszczać, że bezpośrednią przyczyną wystąpienia pokazanego zjawiska były naprężenia powstałe na skutek wystąpienia skurczu termicznego podłoża i przemian, które zaszły po przekroczeniu temperatury zeszklenia, przy czym przed procesem nie dokonywano wstępnej starzenia materiału.

Podobne efekty – powstałe na skutek różniących się współczynników rozszerzalności cieplnej dla zastosowanych warstw materiałów – zaobserwowano dla warstwy wykonanej z tuszu NPS-J na podłożu PI pokrytym cienką warstwą powłoki izolacyjnej środka Plastik 70. Pokazane pęknięcia wynikają głównie z użycia zbyt grubej warstwy tuszu, ale ich intensywność jest w dużej mierze wzmagana zastosowaniem izolacyjnej warstwy pośredniej. Uzyskane wyniki pozwalają stwierdzić, iż z jednej strony, w procesie technologicznym, nie należy stosować zbyt grubych warstw przewodzących (wg doświadczeń autorów, jak i danych publikacyjnych [17] powyżej $3\ \mu\text{m}$ - dla tuszów NPS-J i NPS-JL, przy czym jedna warstwa wykonana drukiem o rozdzielczości 400 dpi z kroplą o objętości rzędu 25 pL ma grubość około $0,8\ \mu\text{m}$) z drugiej zaś, zastosowanie izolacyjnych warstw pośrednich np. w celach uzyskania wielowarstwowości niesie za sobą ryzyko wystąpienia pęknięć w procesie synteryzacji. Ponadto – jak pokazują inne badania [17] – pęknięcia warstw metalicznych, z których tworzone są ścieżki obwodu elektrycznego lub inne struktury funkcjonalne, znacznie zwiększają ich rezystancję. Tego rodzaju defektów po procesie synteryzacji autorzy nie stwierdzili przy nanoszeniu polimerowych past (NPS-HB) klasyczną

metodą sitodruku, mimo grubości dochodzących do 6 μm . Pozycje literaturowe [18,19] również nie zawierają informacji o spękaniach nawet dla grubszych warstw.

Częściowe rozwiązanie wcześniej sygnalizowanych problemów – zwłaszcza adhezji – można osiągnąć stosując różne metody obróbki materiału podłożowego przed procesem. Niestety, specyfika polimerowych materiałów w wielu wypadkach wymaga ich powierzchniowej obróbki, nie tylko z uwagi na problemy z adhezją, ale również rozplływem tuszu na ich powierzchni. Modyfikacja materiału przy użyciu tanich, względnie dostępnych metod, niesie za sobą ryzyko wystąpienia degradacji/uszkodzenia materiału. Wynik jednej z prób zmiany powierzchniowych właściwości - metodami omawianymi w literaturze [20] – w 10-molowym roztworze KOH w czasie 24 h materiału PI oraz PET, pokazuje, iż niektóre materiały nie są odporne na działanie czynników chemicznych. Poddany obróbce materiał PI uległ deformacji (rys.7j) polegającej na samoczynnym zwinięciu się z promieniem zwinięcia około 1 mm – czego nie zaobserwowano w wypadku materiału PET. Ten czynnik musi być wzięty pod uwagę zarówno na etapie modyfikacji materiałowej, jak i procesu czyszczenia podłoża, możliwości zastosowania tuszu bazującego na konkretnym rozpuszczalniku, czy też środowiskowych warunków pracy struktury w aplikacji docelowej.

Finalny efekt procesu technologicznego – uzyskanie właściwej geometrii drukowanych struktur – uzależniony jest w dużej mierze od zastosowania właściwych parametrów dla tegoż procesu. Zarówno szybkość jak i dokładność wydruku zależą od liczby dysz, z których podczas druku wyrzucane są krople materiału funkcjonalnego. Zwiększenie ich liczby naturalnie prowadzi do zwiększenia szybkości wydruku – zwłaszcza struktur o dużych powierzchniach – jednak w wielu wypadkach nie prowadzi do uzyskania większej dokładności wydruku. Jest to związane z – odmiennymi w stosunku do klasycznych – właściwościami tuszów drukarskich oraz sposobami generacji kropeł. Warunkiem koniecznym do osiągnięcia ostrych i dobrej jakości wydruków jest uzyskanie właściwych – stałych podczas procesu – parametrów generowanych kropeł (rys. 5c). Krople źle uformowane (rys. 7d) – mające zbyt długie „ogony” lub towarzyszące „satelity” – istotnie zmniejszają efektywność procesu. Nie bez znaczenia pozostają również krople o różnych prędkościach (rys. 7k) – zwłaszcza przy relatywnie szybkim ruchu podłoża względem głowicy drukującej – i objętościach. Skutkami użycia dysz generujących krople o odmiennych parametrach mogą być lokalne zmiany w grubości ścieżki lub występowanie niezadrukowanych podobszarów. Defekty te powodują znaczny wzrost rezystancji ścieżki lub całkowitą utratę ciągłości. Pokazany fragment obwodu antenowego (rys. 7h) – uzyskany w trakcie jednego z procesów technologicznych – z uwagi na występowanie wspomnianych defektów, nie będzie spełniać swoich funkcji w docelowej aplikacji. Został on wykonany przy użyciu czterech różnych dysz, które naprzemiennie drukowały w pionie linię po linii. W tym wypadku – z uwagi na wstęp-

na selekcję przed procesem dysz generujących krople o zbliżonych parametrach – można było się spodziewać uzyskania ciągłej ścieżki. Przyczynę odmiennego rezultatu można wyjaśnić niekontrolowaną zmianą parametrów tworzonych kropeł podczas procesu drukowania, która mogła być efektem przytkania jednej z użytych dysz lub niestabilnej pracy generatora sterującego pracą elementów piezoelektrycznych formujących krople. W efekcie kropla nie została utworzona lub też – z uwagi na to, iż jej prędkość znacznie odbiegała od prędkości kropeł opuszczających pozostałe dysze użyte w procesie – upadła na niewłaściwej pozycji na podłożu.

Ostrość krawędzi, dokładność wydruków w dużej mierze zależna jest od objętości generowanych kropeł a także rozplywu tuszu na materiale podłożowym. Pierwszy czynnik zależy od typu użytej głowicy i parametrów procesu technologicznego – przebiegów sterujących pracą głowicy. Drugi czynnik można łączyć z właściwościami fizykochemicznymi materiału podłożowego, właściwościami reologicznymi tuszu oraz parametrami procesu technologicznego (prędkość, strategia dla drukowania itp.). Wyniki badań intensywności rozplywu tuszu NPS-J na podłożu PI pokazują, że jest ona duża (rys. 7e-g). Rozmiar (średnica) pojedynczych kropeł po upadku na podłoże jest często kilkakrotnie większy niż rozmiar kropeł w trakcie ich lotu. Pokazane na podłożu dwie sąsiadujące krople (rys. 7g) w trakcie lotu miały objętość wynoszącą około 25 pL i średnicę rzędu 40 μm . Rozmiary te zwiększyły się na podgrzewanym do temperatury 50°C podłożu czterokrotnie, co skutkowało złączeniem odległych od siebie o 127 μm par. Problem nadmiernego rozplywu tuszu – w skali makro – pokazano na rysunkach 7e i f. Druk prowadzony był z rozdzielczością 400 dpi na niemodyfikowanym podłożu PI, przy użyciu jednej dyszy drukującej i tuszu NPS-J. Z uwagi na hydrofilowe właściwości zastosowanego podłoża zwarcie uległa większość pól przeznaczonych do montażu układu elektronicznego. Dodatkowo w jednym z wypadków (rys. 7f) plama powstała w procesie czyszczenia podłoża przed procesem druku w wyraźny sposób zaburzyła morfologię dwóch ścieżek. Reasumując, prowadzenie efektywnych wydruków wymaga właściwego przygotowania materiału podłożowego, a także doboru odpowiednich parametrów procesu technologicznego.

6. Podsumowanie

W artykule omówiono technologię druku strumieniowego, jako nowoczesną metodę wytwarzania obwodów drukowanych. Scharakteryzowano bazę materiałową oraz proces technologiczny, a także omówiono zakres prac prowadzonych w Laboratorium HYBRID. W końcowej części artykułu wskazano kilka wybranych problemów, z jakimi można się spotkać w czasie procesu technologicznego, a także opisano przyczyny ich występowania.

Druk strumieniowy jest od dawna znaną technologią w przemyśle poligraficznym, jednak z uwagi na gwałtowny rozwój w obszarze nanotechnologii i nowoczesnych materiałów, nabiera on coraz większego znaczenia w elektronice. Dodatkowo nieustannie zwiększające się zapotrzebowanie na elektronikę elastyczną sprawia, że technologia ta ma coraz większy potencjał. Efektywna realizacja obwodów drukowanych/struktur w tej technologii wymaga prowadzenia dalszych badań zarówno w zakresie samego procesu technologicznego, jak i w obszarze stosowanych materiałów.

Część przedmiotowych prac została zrealizowana w ramach projektu pt. „Synteza autonomicznego identyfikatora półpasywnego, dedykowanego do pracy w wielokrotnych, dynamicznych systemach RFID”, finansowanego przez NCBiR w ramach I PBS (nr PBS1/A3/3/2012). W pracach badawczych wykorzystano także aparaturę zakupioną w wyniku realizacji projektów: a) „Rozbudowa infrastruktury naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej”, nr POPW.01.03.00-18-012/09, współfinansowanego ze środków UE w ramach PO RPW 2007-2013, Priorytet I, Nowoczesna Gospodarka, Działanie 1.3, Wspieranie Innowacji; b) „Budowa, rozbudowa i modernizacja bazy naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej”, nr UDA-RPPK.01.03.00-18-003/10-00, współfinansowanego ze środków UE w ramach RPO WP 2007-2013.

Literatura

- [1] Jakubowska M.: „Techniki drukarskie w elektronice. Materiały i technologie”, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2013
- [2] Nie X., Wang H., Zou J.: „Inkjet printing of silver citrate conductive ink on PET substrate”, Applied Surface Science, vol. 261, 2012, pp. 554-560
- [3] Kamysny A., Steinke J., Magdassi S.: „Metal-based Inkjet Inks for Printed Electronics”, The Open Applied Physics Journal, vol. 4, 2011, pp. 19-36
- [4] Li Y., Rida A., Vyas R., Tentzeris, M.M.: „RFID Tag and RF Structures on a Paper Substrate Using Inkjet-Printing Technology”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 55 (12), 2007, pp. 2894-2901
- [5] Janeczek K., Jankowski-Mihułowicz P., Jakubowska M., Kozioł G., Młóżniak A., Futera K., Stęplewski W.: „Performance Characterization of UHF RFID Antennas Manufactured with Screen Printing Technique on Flexible Substrates”, Microelectronic Materials and Technologies, vol. 2, 2012, pp. 61-74
- [6] Węglarski M., Jankowski-Mihułowicz P., Tomaszewski G., Flexible antenna design for HF RFID semi-passive transponder in inkjet technology, XI Symposium of Magnetic Measurements SPM, Częstochowa-Woźniki, 21.10.2014
- [7] Zardetto V., Brown T.M., Reale A., Di Carlo A.: „Substrates for flexible electronics: A practical investigation on the electrical, film flexibility, optical, temperature, and solvent resistance properties”, Journal of Polymer Science Part B: Polymer Physics, vol. 49 (9), 2011, pp. 638-648
- [8] DuPont™ Kapton® HN polyimide film - Technical Data Sheet, 2011
- [9] DuPont™ Mylar® polyester film - Product Information, 2003
- [10] Teijin DuPont Films - Teonex Product Information, 2004

- [11] Felba J., Mościcki A.: „Wykorzystanie druku strumieniowego do tworzenia mikrostruktur przewodzących elektrycznie”, Drukowana elektronika w Polsce (Jakubowska M., Sitek J., red.), Monografia Instytutu Tele- i Radiotechnicznego, 2010
- [12] Harima Chemicals Group: „NanoPaste series – Concept & Electronic Materials”, nota katalogowa pobrana ze strony producenta, 2013, pp. 21
- [13] Amepox Microelectronics: „Nano Ink AX JP-6n Atrament przewodzący do drukowania Ink Jet”, nota katalogowa pobrana ze strony producenta, 2013
- [14] Amepox Microelectronics: „Nano Ink AX JP-60n Low Temperature Conductive Ink for Jet Printing”, nota katalogowa pobrana ze strony producenta, 2014
- [15] Yin Z., Huang Y., Bu N., Wang X., Xiong Y.: „Inkjet printing for flexible electronics: Materials, processes and equipments”, Chin. Sci. Bull., vol. 55 (30), 2010, pp. 3383-3407
- [16] Tomaszewski G., Potencki J., Wałach T., Pilecki M.: „Investigation of ink spreading on various substrates in inkjet technology”, Proceedings of 38th International IMAPS-CPMT Poland Conference & Exhibition, 2014
- [17] Lee D.J., Oh J.H., Bae H.S.: „Crack formation and substrate effects on electrical resistivity of inkjet-printed Ag lines”, Materials Letters, vol. 64 (9), 2010, pp. 1069-1072
- [18] Shi C.W.P., Shan Xuechuan, Tarapata G., Jachowicz R., Weremczuk J., Hui T.H.: „Fabrication of Wireless Sensors on Flexible Film Using Screen Printing and via Filling”, Microsystem Technologies, Springer, vol. 17, 2011, pp. 661-667
- [19] Dziedzic A., Słobodzian P.: „Modern Microelectronic Technologies in Fabrication of RFID Tags”, Radioengineering, vol.20, 2011, pp.187-193
- [20] Soo-Jin Park, Eun-Jung Lee, Kwon Soo-Han: „Influence of Surface Treatment of Polyimide Film on Adhesion Enhancement between Polyimide and Metal Films”, Bulletin of the Korean Chemical Society, vol. 28, 2007, pp. 188-192

INKJET PRINTING AS MANUFACTURING METHOD OF FLEXIBLE PRINTED CIRCUIT

S u m m a r y

The continual development of the electronics industry and elaborations of newer and newer applications make potential of printed electronics, which complements other technologies, continuously growing. Flexibility is becoming a very desirable feature which is of particular importance in many areas. For this reason technologies which were known so far in other spheres of social-economic activities are starting to play the substantial role; however, due to the little developed material base, they were not noticed in the electronics field. Ink jet printing presents so far in the printing industry, but it is increasing its participation in the electronics industry. The manufacturing of printed circuit boards and various other structures using this technique is currently the subject of many researches. For this reason in the presented article, the basic material base in chosen electronic applications was characterized and flexible printed electronics manufacturing processes using the mentioned technology was described. Both technological process and materials were included in the context of researches conducted in the HYBRID laboratory at Department of Electronic and Communications Systems. The technological process for the realization of RFID identifiers antenna structures using PixDro LP50 inkjet printing system was discussed as well as there

were mentioned problems which are appearing in this respect. The approach presented in this article has a cognitive character and constitutes the base for further research works.

Keywords: inkjet printing, printed electronics, flexible electronics, nanosilver ink, electronic technology

DOI: 10.7862/re.2015.20

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Krzysztof MLECZKO¹
Piotr PTAK²

NISKOTEMPERATUROWE WŁAŚCIWOŚCI REZYSTORÓW RuO₂-SZKŁO

Przedmiotem badań były rezystory grubowarstwowe RuO₂-szkło o znanym składzie, wykonane w warunkach laboratoryjnych. Przeprowadzono pomiary rezystancji i szumów nadmiarowych typu 1/f w funkcji temperatury, w zakresie 30 mK - 300 K oraz w funkcji pola magnetycznego do 5 T. Rezystory RuO₂-szkło dobrze nadają się do wykorzystania w roli kriogenicznych czujników temperatury ze względu na dużą czułość i małą magnetorezystancję. Porównanie tych parametrów z parametrami czujników komercyjnych pozwala stwierdzić, że są to przyrządy tej samej klasy. Badane rezystory charakteryzuje duży wzrost poziomu szumów nadmiarowych w zakresie temperatur kriogenicznych, przez co ograniczeniu ulega rozdzielczość pomiaru temperatury. Na podstawie pomiarów tych szumów określono rzeczywistą rozdzielczość pomiaru rezystancyjnych czujników temperatury. Dokonano także krytycznej analizy mechanizmów przewodnictwa najczęściej stosowanych do opisu rezystorów wykonanych na bazie RuO₂. Pomiary temperaturowej zależności rezystancji pozwalają odrzucić model przewodnictwa skokowego zmiennozakresowego dla tego typu rezystorów. Z kolei pomiary szumów dają dobrą zgodność z jedną z teorii w ramach tego modelu przewodnictwa. Dla próbek badanych w pracy określono krytyczną koncentrację składnika metalicznego w warstwie rezystywnej, przy której następuje przejście metal-izolator.

Słowa kluczowe: rezystory grubowarstwowe, termometry kriogeniczne, rozdzielczość pomiaru, mechanizm przewodnictwa, magnetorezystancja, szумы 1/f

1. Wstęp

Rezystory grubowarstwowe na bazie związków rutenu (obecnie najczęściej RuO₂ lub Bi₂Ru₂O₇) wykazują bardzo atrakcyjne właściwości użytkowe. Z tego względu są często stosowane we wszystkich dziedzinach elektroniki – od sprzętu powszechnego użytku po zastosowania specjalne, np. w motoryzacji czy wojskowości. Oprócz tradycyjnego wykorzystania w mikroelektronice [[6], [13], [30]], rezystory grubowarstwowe odgrywają istotną rolę jako różnego rodzaju czujniki

¹ Autor do korespondencji: Krzysztof Mleczko, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 0178651113, kmleczko@prz.edu.pl

² Piotr Ptak, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 0178651113, pptak@prz.edu.pl.

[[31]]. Szczególnie istotne jest ich zastosowanie do pomiaru niskiej temperatury [[2], [22], [41], [47], [48]], a także jako czujników piezorezystancyjnych [[5], [6], [10]] czy też czujników wielkości chemicznych [[15], [23]].

Pomimo tak szerokiego zastosowania rezystorów RuO₂-szkło w różnych dziedzinach ciągle prowadzi się ich badania. Można je umownie podzielić na dwie grupy. Pierwsza to badania technologiczne, druga – badania podstawowe. Badania technologiczne mają na celu dalszą poprawę parametrów techniczno-użytkowych rezystorów oraz poszukiwanie nowych obszarów ich zastosowania. Badania podstawowe są ukierunkowane na identyfikację mechanizmu przewodnictwa występującego w tych rezystorach. Mimo iż badania na tym polu rozpoczęto z końcem lat 60. ubiegłego wieku i poświęcono im wiele prac, np. [[1], [3], [7], [8], [17], [20], [29], [32], [34], [39]], mechanizm ten nadal pozostaje niewyjaśniony.

Nieocenionym narzędziem w badaniach właściwości elektrycznych (i nie tylko) materiałów są pomiary niskotemperaturowe. Niska temperatura pozwala na obserwację zjawisk, które normalnie są „maskowane” przez oddziaływania termiczne. Drugim bardzo użytecznym narzędziem w połączeniu z niską temperaturą jest pole magnetyczne.

W artykule przedstawiono wybrane zagadnienia dotyczące właściwości i zastosowania rezystorów RuO₂-szkło, w których wykorzystano wyniki pomiarów przeprowadzonych w niskiej temperaturze. Pomiary w zakresie 0,3 – 300 K zostały wykonane w Laboratorium Kriomagnetycznym Katedry Podstaw Elektroniki PRZ, natomiast część pomiarów poniżej 1 K (w zakresie 30 mK – 1 K) w Instytucie Fizyki PAN w Warszawie. Badano rezystory wykonane laboratoryjnie, zawierające jedynie RuO₂ i szkło ołowiowo-boro-krzemowe w ściśle określonych proporcjach. Zawartość fazy przewodzącej w paśmie rezystywnej określana jest wartością ułamka objętościowego v . W celach porównawczych przeprowadzono również pomiary właściwości komercyjnego czujnika typu Rox RX-202A. Jest on także rezystorem grubowarstwowym wykonanym na bazie związków rutenu. Ponadto służył jako czujnik temperatury w użytych systemie pomiarowym.

2. System pomiarowy i metodyka pomiarów

Pomiary w zakresie 0,3 K – 300 K prowadzone były w systemie kriomagnetycznym, znajdującym się w Laboratorium Kriomagnetycznym Katedry Podstaw Elektroniki (rys. 1). Kriostat firmy Cryo Industry of America umożliwia uzyskanie temperatury 0,3 K dzięki wykorzystaniu ³He. System wyposażony jest w magnes nadprzewodzący firmy Cryomagnetics, mogący wytworzyć pole magnetyczne o wartości do 10 T. Do jego zasilania służy zasilacz 4G-100 firmy Cryomagnetics o prądzie wyjściowym 100 A. Może on pracować czteroćwiartkowo, co umożliwia płynne przejście przez zero przy zmianie kierunku pola magnetycznego. Temperatura próbki mierzona jest za pomocą dwóch termometrów firmy Lake Shore: Cernox – w przedziale 0,3 – 325 K i Rox – w przedziale 0,3 K – 40 K. Są to czujniki

rezystancyjne o ujemnym współczynniku temperaturowym. Do odczytu i regulacji temperatury służy kriogeniczny regulator temperatury CryoCon 62, wykorzystujący przemiennoprądową metodę pomiaru rezystancji. Przy pomiarach magnetorezystancji, ze względu na zależność wskazań czujników od pola magnetycznego, stosowano metodę regulacji temperatury opartą na kontroli ciśnienia ^3He w komorze próbki [[25]].



Rys. 1. Laboratorium Kriomagnetycznego w Katedrze Podstaw Elektroniki

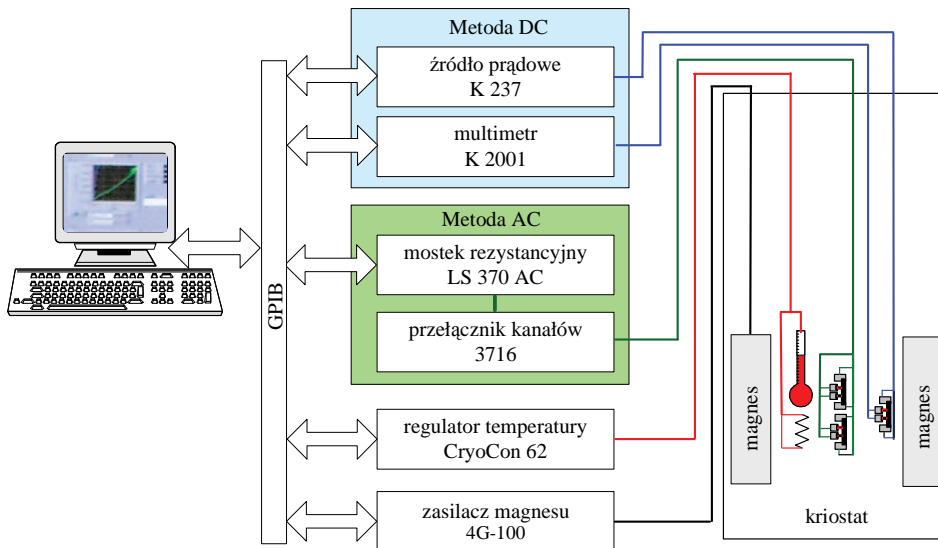
Fig. 1. Cryomagnetic Laboratory in Department of Electronics Fundamentals

W pomiarach zależności $R(T)$ i $R(B)$ rezystancja próbek mierzona była czteroprzewodowo. Stosowano metodę zarówno stałoprądową jak i przemiennoprądową. W metodzie stałoprądowej wykorzystywano źródło prądowo-napięciowe K 237 i multimetr K 2001 firmy Keithley. Przyrząd K 237, pracując jako źródło prądowe, może dostarczać prąd w zakresie od 100 fA do 100 mA przy jednoczesnym pomiarze napięcia od 10 μV do 1100 V. Multimetr K 2001, mierzący napięcie na próbce, ma rozdzielczość 7 i 1/2 cyfry i może mierzyć napięcia stałe w granicach od 10 nV do 1100 V. Przy pomiarach w niskiej temperaturze niezwykle istotne jest zminimalizowanie ciepła dostarczanego do próbki. Każdy pomiar powoduje przepływ prądu przez próbkę i wydzielanie się w niej ciepła. Aby dobrać odpowiednią wartość prądu, mierzono w danej temperaturze zależność $R(I)$. Po przekroczeniu pewnej granicznej wartości prądu płynącego przez próbkę jej rezystancja zmieniała się na skutek podgrzania. Do dalszych pomiarów przyjmowano wartość prądu nieco mniejszą od tej powodującej zmianę rezystancji. Aby wyeliminować siły termoelektryczne, powstające na połączeniach przewodów, napięcie na próbce mierzono przy dwóch kierunkach prądu. Metoda przemiennoprądowa pozwala ograniczyć moc wydzielaną w próbce do poziomu nawet pW. W tej me-

todzie nie występuje również problem sił termoelektrycznych. Przyrządem wykorzystującym tę metodę jest tzw. wzmacniacz fazoczuły (*lock-in amplifier*). W pomiarach korzystano ze wzmacniacza SR 530 firmy Stanford Research Systems, jednak podstawowym przyrządem pomiarowym jest mostek rezystancyjny Lake Shore 370AC, działający na tej samej zasadzie. Jest to specjalizowany przyrząd przeznaczony do pomiaru rezystancji w warunkach kriogenicznych, szczególnie w przedziale temperatury 20 mK – 1 K. Zakres mierzonych rezystancji wynosi 2 m Ω – 2 M Ω . Ponadto korzystano także z mostka Stanford Research System SIM 921 o zakresie 1 m Ω – 100 M Ω .

Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 2. Wszystkie przyrządy pomiarowe pracują pod kontrolą komputera. Oprogramowanie sterujące zostało napisane w środowisku LabVIEW. Wyniki pomiarów od razu przedstawiane są na ekranie komputera w postaci wykresów. Dzięki zastosowaniu przełącznika kanałów (skanera) firmy Lake Shore model 3716, współpracującego z mostkiem LS 370, możliwy jest jednoczesny pomiar kilku próbek. Ponadto możliwe jest użycie różnych metod (stałoprądowej i prądu przemiennego) w tym samym czasie.

Pomiary w najniższej temperaturze – do 30 mK – wykonano w chłodziarce rozcieńczalnikowej metodą prądu przemiennego (w IF PAN).

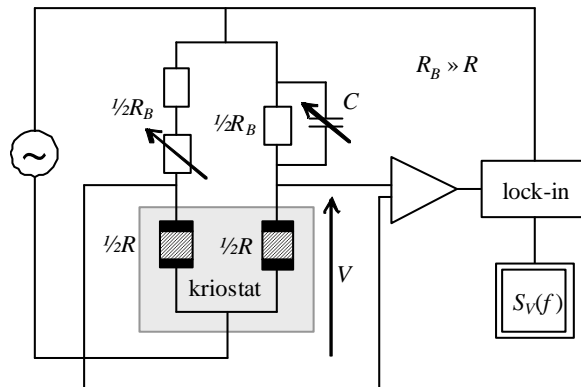


Rys. 2. Schemat układu do pomiaru zależności $R(T)$ i $R(B)$

Fig. 2. System setup used in $R(T)$ and $R(B)$ measurements

Pomiary szumów rezystorów wykonano techniką prądu przemiennego, w której stosuje się detekcję fazoczułą [[36], [42]]. Głównymi zaletami tej techniki są: mała moc rozpraszana w próbce, która ogranicza możliwość jej samona-

grzewanie oraz ograniczenie szumów przedwzmacniacza w zakresie niskich częstotliwości [[38]]. Umożliwia to pomiar sygnału (szumów) przy wartości częstotliwości mniejszej niż 1 Hz. Schemat układu pomiarowego przedstawia rys. 3. Zastosowanie techniki przemiennoprądowej wymaga użycia dwóch próbek (rezystorów), umieszczanych w ramionach mostka. Istotne zatem jest, aby oba rezystory, oprócz identycznych rozmiarów, charakteryzowały się jak najbardziej zbliżonymi parametrami takimi jak rezystancja, czy temperaturowy współczynnik rezystancji (TWR).



Rys. 3. Schemat układu do pomiaru szumów techniką przemiennoprądową

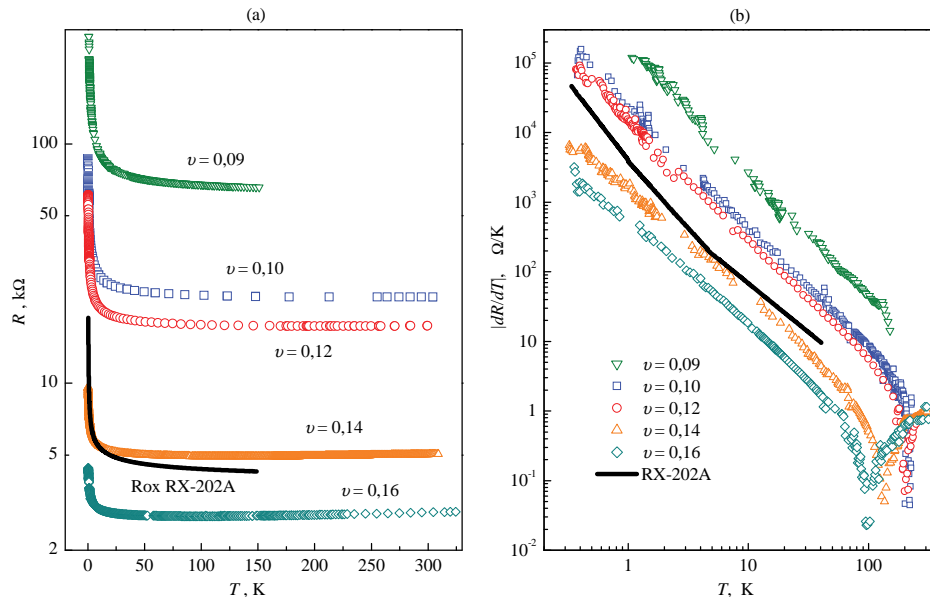
Fig. 3. Experimental circuit for AC noise measurements

Górne ramiona mostka tworzą drutowe rezystory szeregowo oraz pojemność C . Elementy nastawne służą równoważeniu mostka. Wartość rezystancji szeregowo- R_B , powinna być znacznie większa od rezystancji R badanych rezystorów. Mostek zasilany jest napięciem przemiennym. Po zrównoważeniu, sygnał z przekątnej mostka podaje się do przedwzmacniacza (stosowano wzmacniacz PAR model 5186), następnie do wzmacniacza lock-in (PAR model 5105) i do analizatora widma sygnału (HP 35660A), w którym wyznacza się funkcję gęstości widmowej mocy. W ten sposób mierzone jest całkowite widmo szumów, składające się z widma szumu nadmiarowego, $S_{V_{ex}}$ oraz widma szumu tła. Widmo szumu tła mierzy się w warunkach braku polaryzacji próbek. Następnie od całkowitego widma szumów, zmierzonego przy danym napięciu V , odejmuje się widmo szumu tła i w ten sposób oblicza widmo szumu nadmiarowego typu $1/f$, $S_{V_{ex}}$. Dla danej pary rezystorów pomiary wykonywano w stałej temperaturze, w paśmie częstotliwości 0,03125 – 10 Hz i przy różnych wartościach skutecznego napięcia V polaryzującego próbki.

3. Rezystory RuO₂-szkło jako czujniki temperatury

3.1. Podstawowe właściwości

Jednym z zastosowań rezystorów opartych na RuO₂ jest termometria nisko-temperaturowa. Wynika to z niewielkich kosztów ich wytwarzania, dobrej stabilności i powtarzalności parametrów, ale przede wszystkim specyficznych właściwości w tym zakresie temperatury – stromej zależności rezystancji R od temperatury T i związanej z tym dużej czułości, określanej jako dR/dT [[26], [49]]. Czujniki temperatury na bazie dwutlenku rutenu są przyrządami typu rezystancyjnego z ujemnym temperaturowym współczynnikiem rezystancji. Charakterystyki temperaturowe kilku rezystorów, o zawartości RuO₂ od 9% ($\nu = 0,09$) do 16% ($\nu = 0,16$), przedstawiono na rys. 4a. Widoczna jest bardzo słaba zależność R od T w szerokim zakresie temperatury i gwałtowny wzrost rezystancji dla najniższych wartości temperatury. Dzięki temu, w zakresie temperatury kriogenicznej, ich czułość jest bardzo duża. Na rys. 4b porównano wartości dR/dT badanych rezystorów i czujnika typu Rox RX-202A firmy Lake Shore. Widać,

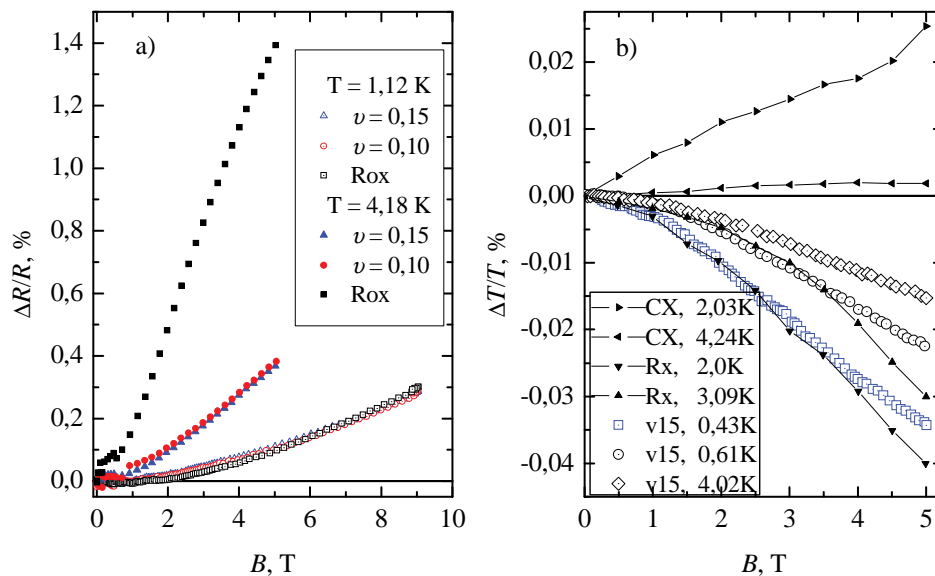


Rys. 4. (a) Zależność rezystancji R od temperatury T badanych rezystorów (o różnej zawartości objętościowej RuO₂) oraz czujnika RX-202A, (b) zależność czułości temperaturowej $|dR/dT|$ od temperatury T , wyznaczona na podstawie charakterystyk z rys. (a) [[36]]

Fig. 4. (a) Resistance R versus temperature T measured for resistors (with different volume fraction of RuO₂) and for RX-202A sensor, (b) temperature sensitivity $|dR/dT|$ versus temperature T , calculated for curves from Fig. (a) [[36]]

że są one podobne. Można zatem stwierdzić, że samodzielnie przygotowane próbki są przyrządami tej samej klasy, co czujniki komercyjne.

Oprócz silnej zależności rezystancji od temperatury i bardzo dużej czułości, rezystory RuO₂-szkło charakteryzują się bardzo małą magnetorezystancją. Ma to duże znaczenie w technice niskich temperatur, w której badania często są prowadzone w obecności bardzo silnych pól magnetycznych. Zmiana rezystancji czujnika pod wpływem pola magnetycznego jest źródłem błędów przy pomiarze temperatury. Na rys. 5 pokazano względną zmianę rezystancji dwóch wybranych rezystorów oraz błąd pomiaru temperatury, wynikający z tych zmian, w porównaniu z magnetorezystancją i błędami czujników komercyjnych Rox i Cernox [[46]].



Rys. 5. Wpływ pola magnetycznego na rezystancję rezystorów RuO₂-szkło oraz czujników Rox i Cernox (CX): a) względne zmiany rezystancji, b) błędy odczytu temperatury [[26]]

Fig. 5. Influence of the magnetic field on the resistance of RuO₂ resistors as well as Rox and Cernox (CX) sensors: a) relative resistance changes, b) temperature reading errors [[26]]

W temperaturze 4 K magnetorezystancja czujnika Rox i badanych próbek jest na tym samym poziomie (rys. 5a). Jednak w miarę obniżania temperatury uwidacznia się znacznie większa wrażliwość czujnika na wpływ pola magnetycznego. Przekłada się to na większe błędy pomiaru temperatury. Na rys. 5b widać, że w temperaturze 2 K wynosi on tyle, co błąd rezystora $\nu = 0,15$ w temperaturze 0,43 K. W temperaturze 4 K prawie zerowy błąd wykazuje czujnik Cernox, który jest specjalnie optymalizowany w tym celu.

3.2. Rozdzielczość pomiaru temperatury

Względna rozdzielczość pomiaru temperatury $\varepsilon_T = \Delta T/T$ czujników temperatury typu rezystancyjnego jest określona przez rozdzielczość pomiaru rezystancji $\varepsilon_R = \Delta R/R$, zgodnie z zależnością [[9]]:

$$\varepsilon_T = \frac{\varepsilon_R}{A} \quad (1)$$

gdzie ΔT i ΔR są bezwzględными rozdzielczościami pomiaru temperatury i rezystancji. Definiuje się je jako najmniejszą zmianę parametru, jaką można zmierzyć. Wielkość A jest czułością właściwą (bezwymiarową), którą dla czujnika rezystancyjnego definiuje się jako $A \equiv |d \ln R / d \ln T|$. Można ją wyznaczyć na podstawie krzywej kalibracji czujnika $R(T)$. Z równania (1) wynika, że rozdzielczość pomiaru temperatury może być określona, jeśli tylko ustalona zostanie rozdzielczość pomiaru rezystancji.

Jak już wspomniano, do precyzyjnych pomiarów rezystancji stosuje się tzw. przemiennoprądowe mostki rezystancyjne wykorzystujące technikę detekcji fazoczułej. Producenci urządzeń pomiarowych definiują rozdzielczość pomiaru rezystancji uwzględniając jedynie szum przyrządu pomiarowego i szum termiczny czujnika w temperaturze pokojowej [[21], [45]]. Rezystory typu RuO₂-szkło charakteryzują się dużym poziomem szumu nadmiarowego w zakresie temperatur kriogenicznych [[37]] i z tego względu powyższa definicja nie określa rzeczywistej rozdzielczości pomiaru rezystancji.

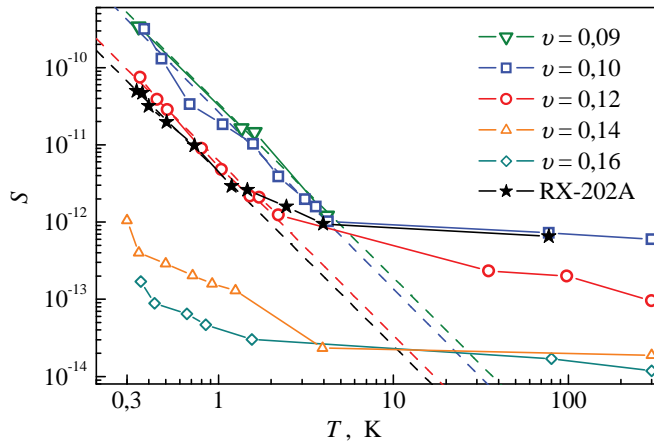
Rys. 6 przedstawia zależność intensywności szumów nadmiarowych od temperatury zmierzona dla rezystorów RuO₂-szkło oraz czujnika RX-202A. Intensywność szumów jest określona wzorem [[36]]:

$$S \equiv \frac{\langle S_{vex}(f) \cdot f \rangle}{V^2} \quad (2)$$

gdzie $S_{vex}(f)$ jest gęstością widmową mocy szumu nadmiarowego, a V – napięciem polaryzującym próbkę. Jest to wielkość bezwymiarowa, niezależna od częstotliwości i napięcia, ale zależna od temperatury [[36]]. Jak widać na rys. 6, intensywność szumów gwałtownie wzrasta wraz z obniżaniem temperatury. Poniżej 4 K następuje wzrost S nawet o dwa rzędy wielkości, gdy temperatura maleje do 0,3 K. Tak duża zmiana występuje w odniesieniu do rezystorów o mniejszej zawartości składnika przewodzącego ($v = 0,09$, $v = 0,10$ i $v = 0,12$) oraz czujnika RX-202A. W wypadku tych elementów zależność $S(T)$ można w zakresie niskich wartości temperatury aproksymować funkcją potęgową

$$S = a \cdot T^{-2,26} \quad (3)$$

gdzie a jest stałą, a wartość wykładnika jest podobna dla wymienionych wyżej rezystorów i wynosi około 2,26.



Rys. 6. Intensywność szumów S w funkcji temperatury T zmierzona dla rezystorów o różnej wartości ν oraz dla czujnika RX-202A. Linie kreskowane są wykresami równania (3) z różnymi wartościami parametru a [[36]]

Fig. 6. Noise intensity S versus temperature T measured for resistors with different values of ν and for RX-202A sensor. Dashed lines are the plots of equation (3) with different values of a parameter for each sample [[36]]

Ze względu na wzrost szumów nadmiarowych w zakresie niskich wartości temperatury ograniczeniu ulega rozdzielczość pomiaru rezystancji – przy wyznaczaniu tej rozdzielczości należy uwzględnić również szum nadmiarowy. W takiej sytuacji względna rozdzielczość pomiaru rezystancji, przy polaryzacji czujnika ze źródła prądowego prądem o stałej wartości skutecznej, wynosi:

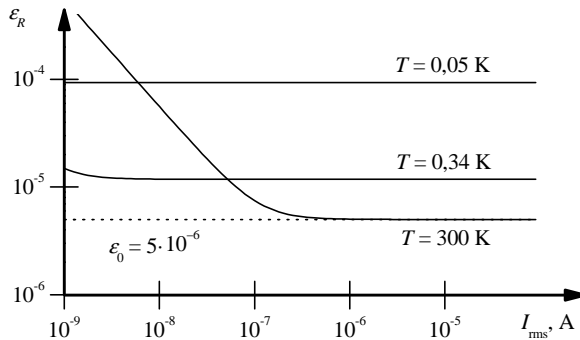
$$\varepsilon_R = \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta V}{V} \cong \sqrt{\varepsilon_0^2 + \varepsilon_{th}^2 + \varepsilon_S^2} \cong \sqrt{\varepsilon_0^2 + \frac{4kTf_g}{I_{rms}^2 R} + \int_{1/t}^{f_g} \frac{S}{f} df} \quad (4)$$

gdzie ε_0 jest względną rozdzielczością przyrządu pomiarowego, ε_{th} jest względną rozdzielczością związaną z szumem termicznym czujnika, a ε_S jest względną rozdzielczością pomiaru rezystancji, związaną z szumem nadmiarowym typu $1/f$ czujnika (rezystora), k jest stałą Boltzmanna, $f_g = 1/12$ Hz jest szerokością pasma szumowego dolnoprzepustowego filtra jednobiegunowego przyrządu pomiarowego (wartość ta odpowiada stałej czasowej wzmacniacza lock-in, $\tau = 3$ s [[21], [45]]), I_{rms} jest skuteczną wartością prądu polaryzującego czujnik, t jest czasem pomiaru.

Teoretycznie możliwy jest pomiar rezystancji z rozdzielczością $\varepsilon_0 = 10^{-6}$ [[21], [45]]. Jednak w rzeczywistych warunkach pomiarowych trudno uzyskać tak dużą rozdzielczość – eksperymentalnie ustalona wartość ε_0 stosowanego w pomiarach urządzenia wynosi około $5 \cdot 10^{-6}$. Rozdzielczość ε_{th} zależy od prądu I_{rms} . Z równania (4) widać, że można poprawić ten składnik rozdzielczości stosu-

jąc większą wartość prądu polaryzującego; może to jednak doprowadzić do samonagrzewania się badanego elementu. Rozdzielczość ε_S może być wyznaczona na podstawie zmierzonej wcześniej intensywności szumów, po obliczeniu całki z równania (4): $\varepsilon_S = \sqrt{S \ln(tf_g)}$. Wartość iloczynu tf_g przyjęto jako równą 10. Taka wartość jest konieczna, aby czas pomiaru t był przynajmniej o rząd wielkości większy niż stała czasowa filtra wyjściowego przyrządu pomiarowego. W przeciwieństwie do ε_{th} , rozdzielczość ε_S nie zależy od wartości prądu polaryzującego, a przez to nie da się jej poprawić przez zwiększenie wartości prądu I_{rms} . Dla rezystorów $\nu = 0,09$, $\nu = 0,10$ i $\nu = 0,12$ oraz czujnika RX-202A charakter zależności ε_S od temperatury jest taki sam, jak zależności intensywności szumów S .

Zakładając, że intensywność szumów S badanych rezystorów wraz ze zmniejszaniem temperatury jest opisana równaniem (3) również w zakresie wartości temperatury mniejszych niż te, w których przeprowadzono pomiary, można wyznaczyć rozdzielczość ε_R w temperaturze $T = 50$ mK. Jest to najniższa temperatura, w której skalibrowany jest komercyjny czujnik RX-202A. Rys. 7 przedstawia wykres całkowitej względnej rozdzielczości pomiaru rezystancji ε_R , wyznaczonej na podstawie równań (3) i (4) w funkcji prądu pomiarowego I_{rms} , sporządzony dla czujnika RX-202A i różnych wartości temperatury [[36]].



Rys. 7. Względna rozdzielczość pomiaru rezystancji ε_R dla czujnika RX-202A w funkcji prądu polaryzującego czujnik I_{rms} . Wykresy przedstawiają rozdzielczość dla różnych wartości temperatury T i odpowiadającej jej rezystancji. Linia kropkowana określa rozdzielczość przyrządu pomiarowego, $\varepsilon_0 = 5 \cdot 10^{-6}$

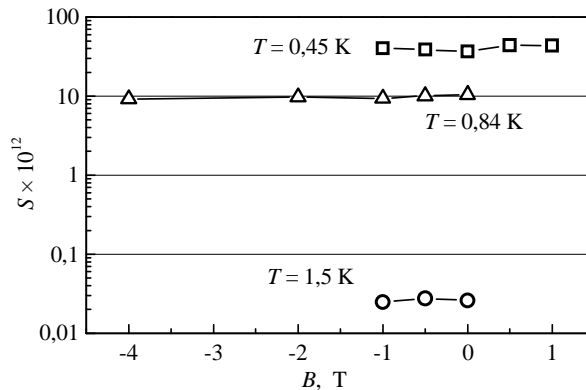
Fig. 7. Relative resolution of resistance measurement, ε_R , as a function of the biasing current I_{rms} , for RX-202A sensor coupled to the instrument with relative resolution of $\varepsilon_0 = 5 \cdot 10^{-6}$ (dotted line)

Na rys. 7 widać, że w temperaturze $T = 50$ mK całkowita rozdzielczość pomiaru rezystancji czujnika RX-202A wynosi około 10^{-4} (0,01%). Tak mała rozdzielczość wynika z dużego poziomu szumu nadmiarowego typu 1/f. Zatem kalibro-

wanie czujników temperatury typu Rox z dokładnością 0,0001% nie oznacza, że temperatura zostanie zmierzona z tak dużą dokładnością.

Czułość właściwa A badanych rezystorów oraz czujnika Rox w zakresie najmniejszych wartości temperatury jest rzędu jedności [[38]]. Zatem, zgodnie z równaniem (1), w zakresie najmniejszych wartości temperatury rozdzielczość jej pomiaru, ε_T , jest również ograniczona do 0,01%.

Przeprowadzono również pomiary intensywności szumów S w obecności pola magnetycznego [[35]]. Wyniki takich pomiarów dla rezystorów $\nu = 0,12$ i $\nu = 0,16$ przedstawia rys. 8. Widać, że wartości S , zmierzone w ustalonej temperaturze, nie zależą od indukcji pola magnetycznego B . Można zatem wnioskować, że obecność pola magnetycznego nie wpływa na rozdzielczość pomiaru temperatury.



Rys. 8. Intensywność szumów S w funkcji indukcji pola magnetycznego B zmierzona dla rezystorów $\nu = 0,12$ w temperaturze $T = 0,84$ K (trójkąty) i $T = 0,45$ K (kwadraty) oraz dla rezystorów $\nu = 0,16$ w temperaturze $T = 1,5$ K (koła)

Fig. 8. Noise intensity S versus magnetic field induction B measured for resistors $\nu = 0,12$ at temperature $T = 0,84$ K (triangles), at $T = 0,45$ K (squares) and for resistors $\nu = 0,16$ at temperature $T = 1,5$ K (circles)

4. Mechanizmy przewodnictwa

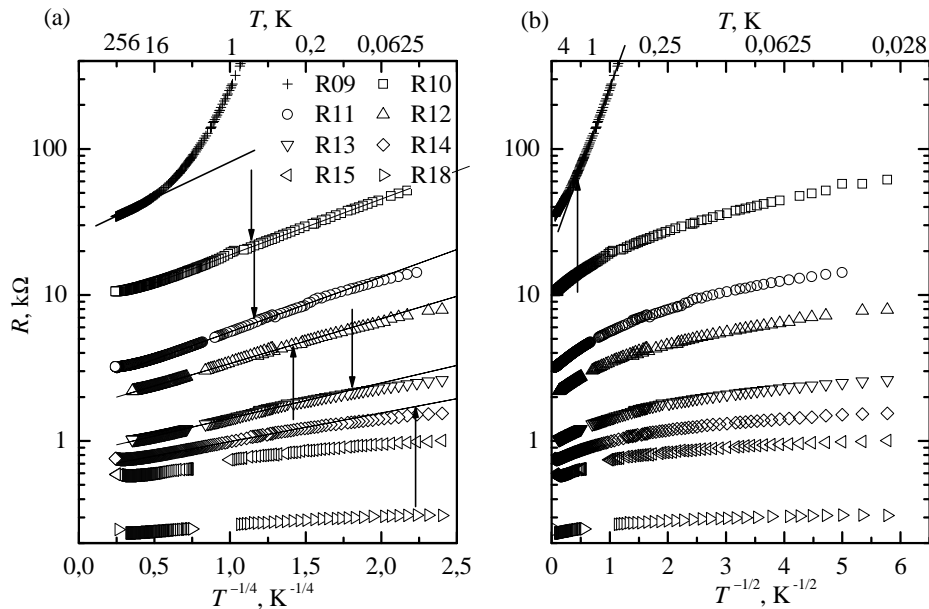
Do opisu przewodnictwa w rezystorach rutenowych stosowane są różne modele. Jednak jednym z najczęściej stosowanych modeli przewodnictwa, a jednocześnie budzącym najwięcej kontrowersji, jest model przewodnictwa skokowego zmiennozakresowego VRH (*variable range hopping*). Teoria przewodnictwa skokowego została opracowana dla półprzewodników. Jednak okazało się, że zależność opisująca rezystywność ρ od temperatury:

$$\rho(T) = \rho_0 \exp\left(\frac{T_0}{T}\right)^p \quad (5)$$

gdzie ρ_0 i T_0 są stałymi, dobrze aproksymuje dane eksperymentalne również dla rezystorów rutenowych [[34]]. Przyjęto zatem, że tu również występuje przewodnictwo skokowe, nie uwzględniając ograniczeń, które narzuca teoria. Z teorii wynika, że wykładnik p może przyjmować jedynie określone wartości, np. $1/3$ w systemach dwuwymiarowych (2D) czy $1/4$ lub $1/2$ w systemach trójwymiarowych (3D). Fakt ten często pomija się w badaniach eksperymentalnych próbek, w których przewodnictwo VRH jest wskazywane jako dominujący mechanizm. Często wartości wykładnika p różnią się od podanych. Na przykład w [[48]] uzyskano wykładnik $p = 0,345$, jednakowy dla rezystorów różniących się rezystancjami ze względu na różną geometrię. Z kolei w [[2]] dla rezystorów wykonanych

z różnych past otrzymano różne wartości wykładnika p .

Zasadnicze zastrzeżenia budzi porównanie parametru T_0 z zakresem stosowania się prawa Motta, które ograniczone jest do temperatury $T \ll T_0$, co często pozostaje w sprzeczności z danymi eksperymentalnymi. Na rys. 9 przedstawiono zależności $\log R$ w funkcji $T^{-1/4}$ lub $T^{-1/2}$ dla rezystorów o różnej zawartości RuO₂.



Rys. 9. Charakterystyki temperaturowe rezystorów R9 ÷ R18 ($v = 0,09 \div v = 0,18$) narysowane w układach współrzędnych $\log R - T^{-1/4}$ (a) i $\log R - T^{-1/2}$ (b)

Fig. 9. R vs. T characteristics for R9 ÷ R18 ($v = 0,09 \div v = 0,18$) resistors plotted in $\log R - T^{-1/4}$ (a) and $\log R - T^{-1/2}$ (b) coordinates

Strzałkami zaznaczono wartości T_0 wyznaczone w procedurze dopasowania. Jak widać, na ogół leżą one w zakresie, gdzie jest spełnione równanie (5). Podobne zależności otrzymano w [[1]]. Analizowane tam przejście od $p = 1/4$ do $p = 1/2$,

ma miejsce jedynie w przypadku próbki R9. Ponadto wielkości wyznaczone na podstawie parametru T_0 powinny być fizycznie akceptowalne, np. wyznaczona wartość długości lokalizacji nie powinna przekraczać $1 \mu\text{m}$, gdyż zjawisko przewodnictwa skokowego dotyczy stanów silnie zlokalizowanych. Ten aspekt poruszony jest w pracach [[7], [39]], w których pomiary charakterystyk temperaturowych przeprowadzono w zakresie od 50 mK do 20 K. Wyznaczona wartość promienia lokalizacji, równa $2 \mu\text{m}$, jest znacznie większa niż średnie rozmiary skupisk

RuO_2 , oszacowane za pomocą mikroskopu skaningowego [[29]].

W ramach mechanizmu przewodnictwa skokowego istnieje kilka teorii, które nie są jednoznaczne. O występowaniu określonego rodzaju przewodnictwa można wnioskować również na podstawie pomiarów szumów nadmiarowych typu $1/f$. W kontekście otrzymanych wyników pomiarów szumów, przedstawionych na rys. 6, można odrzucić te z nich, które przewidują inną niż potęgową zależność intensywności szumów od temperatury, czyli teorię dotyczącą wzbudzeń wieloelektronowych [[14], [24]] oraz dającą zbliżone rezultaty koncepcję, w której zakłada się wymianę ładunku między nieskończonym pękiem przewodzącym a pękami izolowanymi [[44]]. W obu tych wypadkach szum maleje, gdy $T \rightarrow 0$, co jest w ewidentnej sprzeczności z otrzymanymi wynikami. Nie pasuje do nich również teoria dotycząca modulacji liczby nośników ładunku przez pułapki (rzadkie izolowane donory), ze względu na inny charakter wzrostu intensywności szumu przy obniżaniu temperatury – wykładniczą zależność typu $\exp(-T^3)$ dla przewodnictwa skokowego opisanego prawem Efrosa-Shklovskiego oraz $\exp(-T)$ dla przewodnictwa skokowego opisanego prawem Motta [[28], [43]].

Dość dobre przybliżenie wykładniczej zależności intensywności szumów od temperatury, $S \sim T^{-2.26}$, otrzymanej dla rezystorów o mniejszej zawartości RuO_2 , daje teoria dotycząca fluktuacji rezystancji w krytycznej ścieżce przewodzącej, wywoływanych przez modulator dwustanowy [[16], [33]]. Na podstawie tej teorii obliczono wartość wykładnika w zależności $S(T)$ [[38]]. W wypadku przewodnictwa skokowego opisanego prawem Motta ($p = 1/4$), dla potencjału dipolowego modulatora otrzymano zależność $S \sim T^{-1.66}$, a dla potencjału Coulomba: $S \sim T^{-2.28}$. Natomiast w wypadku przewodnictwa skokowego opisanego prawem Efrosa-Shklovskiego ($p = 1/2$), dla potencjału dipolowego otrzymano zależność $S \sim T^{-3.32}$, a dla potencjału Coulomba: $S \sim T^{-4.07}$. Widać bardzo dobrą zgodność otrzymanych wyników z teoretyczną zależnością dotyczącą przewodnictwa skokowego opisanego prawem Motta, na które wpływa kulombowski potencjał układu dwustanowego. Jednak istnieje rozbieżność przy interpretacji zależności rezystancji od temperatury, na co wskazano wcześniej. W świetle omówionych wyników koncepcja przewodnictwa skokowego, jako dominującego mechanizmu przewodnictwa wciąż pozostaje kwestią otwartą.

Innym mechanizmem przewodnictwa, proponowanym dla rezystorów RuO₂-szkło, jest model słabej lokalizacji, dla którego przewiduje się tłumienie poziomu szumów rezystancyjnych pod wpływem pola magnetycznego o połowę [[1]]. Przeprowadzone pomiary intensywności szumów w obecności pola magnetycznego, których wyniki pokazano na rys. 8, wskazują, że poziom szumów nie zależy od indukcji pola magnetycznego, czyli nie zachodzi żadne tłumienie. Wyniki te jednak nie pozwalają na zdecydowane odrzucenie występowania tego zjawiska w badanych rezystorach, ponieważ teoretycznie możliwa jest sytuacja, w której zjawisko odpowiedzialne za rezystancję jest inne niż to, które jest źródłem szumu [[38]].

5. Przejście metal-izolator

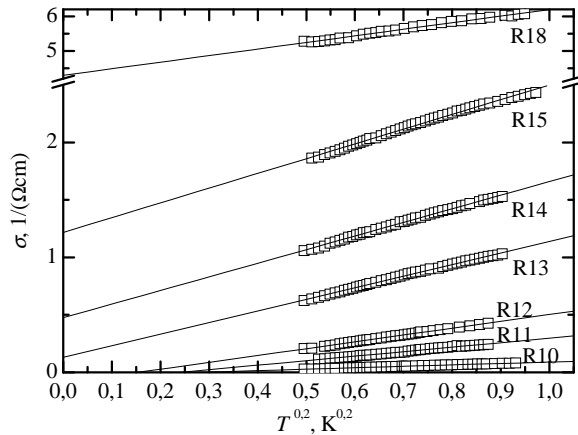
Pomiary charakterystyk temperaturowych rezystorów o różnej zawartości składnika metalicznego (RuO₂) pokazały, że następuje zmiana TWR od wartości dodatniej ($\nu = 0,6$) do ujemnej ($\nu = 0,1$) w całym przedziale [[17]]. Następuje zatem przejście od charakteru metalicznego próbki (TWR > 0) do charakteru izolatora (TWR < 0). Ze wzrostem nieuporządkowania wartość $d\rho/dT$ maleje i przy dostatecznie silnym nieuporządkowaniu zmienia znak. W wielu pracach taka zmiana TWR jest traktowana jako oznaka przejścia metal-izolator (m-i) typu Andersona [[4], [12]].

W badaniach przejścia m-i często stosowanym podejściem jest dopasowanie danych pomiarowych w zakresie niskich wartości temperatury równaniem:

$$\sigma(T) = \sigma(0) + bT^y \quad (6)$$

gdzie σ jest konduktywnością. Możliwe jest wtedy oszacowanie wartości $\sigma(0)$ dla próbek o różnym stopniu nieuporządkowania (w tym wypadku ν). Teoretycznie akceptowalne wartości wykładnika y mieszczą się w przedziale między 2/9 a 4 [[11], [40]], chociaż w eksperymentach otrzymuje się wartości jeszcze mniejsze, np. $y = 0,19$ [[27]]. Dopasowanie wartości $\sigma(0)$ w funkcji nieuporządkowania, ν , zależnością potęgową, oczekiwaną w okolicy przejścia m-i prowadzi do wyznaczenia nieuporządkowania ν_q , przy którym „zerotemperaturowa” konduktywność znika. Wynik dopasowania danych przedstawiono na rys. 10. Do oszacowania wykładnika y użyto podejścia różniczkowego [[19], [40]]. Konduktywność przeliczono z zależności σ od T na zależność $\log(d\sigma/dT)$ od $\log T$ i dopasowano równaniem linii prostej. Jednoczesna optymalizacja wszystkich serii danych daje wartość $y = 0,2$. Optymalizację przeprowadzono dla danych z przedziału $0,03 \div 1$ K by uniknąć ewentualnego wpływu zmiany wykładnika y ze zmianą temperatury. Rezystory z zawartością ν składnika metalicznego równą 0,13 i więcej mają dodatnie wartości $\sigma(0)$. Oznacza to, że rezystory te znajdują się po stronie metalicznej przejścia metal-izolator. Natomiast rezystory z zawartością $\nu = 0,12$ i mniejszą, dla których $\sigma(0) < 0$, znajdują się po stronie

dielektrycznej przejścia metal-izolator. Przejście to ma miejsce w zakresie koncentracji ν między 0,12 a 0,13.



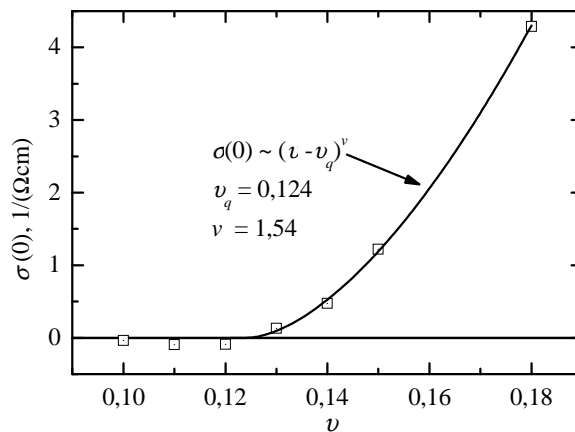
Rys. 10. Aproksymacja danych pomiarowych w najniższej temperaturze równaniem (6) z wykładnikiem $y = 0,2$ [[19]]

Fig. 10. Data measured at the lowest temperature approximated by eq. (6) with exponent $y = 0,2$

Na rys. 11 przedstawiono wartości $\sigma(0)$ w funkcji ν . Wartości $\sigma(0) > 0$ dopasowano zależnością [[18]]:

$$\sigma(0) \sim (\nu - \nu_q)^{\nu} \quad (7)$$

Z dopasowania uzyskano wartości $\nu_q = 0,124 \pm 0,013$ oraz $\nu = 1,54 \pm 0,28$ [[19]]. Linia ciągła na rys. 11 jest wykresem równania (7) z parametrami $\nu_q = 0,124$, $\nu = 1,54$. Wartości $\sigma(0)$ układają się wzdłuż relacji potęgowej, co jest zgodne z teorią przejścia metal-izolator.



Rys. 11. Wartości konduktywności $\sigma(0)$, uzyskane z dopasowania danych eksperymentalnych równania (7) z wykładnikiem $y = 0,2$, wykreślone w funkcji ułamka objętościowego v

Fig. 11. $\sigma(0)$ values, obtained from eq. (7) with exponent $y = 0,2$, plotted against v

Przedstawione tu wyniki dotyczą próbek w ściśle określonym wykonaniu i należy oczekiwać, że przy zmianie któregoś z parametrów (szczególnie wielkości ziarna proszku RuO₂ i szkliwa) koncentracja, przy której wystąpi przejście metal-izolator będzie inna.

6. Podsumowanie

W pracy przedstawiono wyniki badań właściwości elektrycznych rezystorów grubowarstwowych RuO₂-szkło wykonanych w Katedrze Podstaw Elektroniki Politechniki Rzeszowskiej. Znane są więc dokładnie ich parametry, takie jak np. zawartość składników (tylko RuO₂ i szkło) i ich uziarnienie, co jest istotne z punktu widzenia interpretacji mechanizmu przewodnictwa elektrycznego i szumów. Badaniom poddano rezystory o różnej zawartości objętościowej RuO₂. Przeprowadzono również pomiary komercyjnego czujnika temperatury typu Rox RX-202A firmy Lake Shore. Porównanie jego właściwości z danymi otrzymanymi dla samodzielnie przygotowanych rezystorów pozwala stwierdzić, że mogą one skutecznie pełnić funkcję kriogenicznych czujników temperatury.

Istotną cechą rezystorów RuO₂-szkło jest dość duży poziom szumów nadmiarowych typu 1/f w zakresie niskiej temperatury. Pomiary tych szumów pozwoliły stwierdzić, że następuje gwałtowny wzrost intensywności szumów poniżej temperatury 4 K. Powoduje to ograniczenie rozdzielczości pomiaru rezystancji i temperatury za pomocą tego typu czujników.

Badania właściwości elektrycznych rezystorów RuO₂-szkło pozwoliły również odnieść się do modeli przewodnictwa elektrycznego w tego typu materiałach. Z pomiarów rezystancji w funkcji temperatury wynika, że często stosowany model przewodnictwa skokowego zmiennozakresowego, dobrze opisujący zależność $R(T)$, prowadzi do niefizycznych wartości niektórych parametrów, co daje podstawę do jego odrzucenia. Jednak wyniki pomiarów szumów wykazują dobre dopasowanie do jednej spośród kilku teorii w ramach przewodnictwa skokowego zmiennozakresowego opisanego prawem Motta. W modelu tym szum 1/f jest wywoływany przez zmianę przebiegu ścieżki krytycznej w pęku perkolacyjnym. Zmianę taką powodują modulatory dwustanowe znajdujące się w otoczeniu połączeń krytycznych. Pomiary intensywności szumów w obecności pola magnetycznego pozwalają odnieść się do zjawiska słabej lokalizacji jako potencjalnego mechanizmu przewodnictwa. Ich wyniki jednak nie pozwalają na zdecydowane odrzucenie występowania tego zjawiska w badanych rezystorach. W tym kontekście ustalenie rzeczywistego mechanizmu przewodnictwa wymaga dalszych badań.

Przeprowadzone badania pozwoliły natomiast stwierdzić, że w badanych rezystorach RuO₂-szkło występuje przejście metal-izolator w zakresie objętościowej koncentracji dwutlenku rutenu między 12 a 13 %.

Literatura

- [1] Affronte M., Campani M., Piccinini S., Tamborin M., Morten B., Prudenziati M., Laborde O.: Low temperature electronic transport in RuO₂-based cermet resistors, *J. Low Temp. Phys.*, vol. 109, 1997, pp. 461-475.
- [2] Bat'ko I., Flachbart K., Somora M., Vanický D., Design of RuO₂-based thermometers for the millikelvin temperature range, *Cryogenics*, vol. 35, 1995, pp. 105-108.
- [3] Bobran K., Kusy A., Stadler A.W., Wilczyński G.: Conduction in RuO₂-based thick films, *Int. J. Electronics*, vol. 78, 1995, pp. 113-119.
- [4] Cohen O., Ovadyahu Z.: Resistance noise near the Anderson transition, *Phys. Rev. B*, vol. 50, 1994, pp. 10442-10449.
- [5] Collins D.G., Arshak K.I.: A study of composite Bi₂O₃, In₂O₃ and RuO₂ planar thick film piezoresistive gauges, *Microelectronics J.*, vol. 27, 1996, pp. 59-65.
- [6] Dziejczak A., Golonka L., Licznarski B., Morten B., Prudenziati M.: Technika grubowarstwowa i jej zastosowania, skrypt napisany w ramach programu TEMPUS JEP 3298 i JEN 3298, Wrocław, 1998.
- [7] Flachbart K., Pavlík V., Tomašovičová N., Adkins C.J., Somora M., Leib J., Eska G.: Conduction mechanism in RuO₂-based thick films, *Phys. Stat. Sol. (B)*, vol. 205, 1998, pp. 399-404.
- [8] Grimaldi G., Maeder T., Rysler P., Strässler S.: Model of transport nonuniversality in thick-film resistors, *Appl. Phys. Lett.*, vol. 83, 2003, pp. 189-191.
- [9] Holmes D.S., Courts S.S.: Resolution and accuracy of cryogenic temperature measurements, *Temperature: Its Measurement and Control in Science and Industry*, J.F. Schooley A/P, New York, vol. 6, 1992, pp. 1225-1230.
- [10] Hrovat M., Belavic D., Samardžija Z.: Characterisation of thick film resistor series for strain sensors, *J. Eur. Ceram. Soc.*, vol. 21, 2001, pp. 2001-2004.
- [11] Imry Y.: *Introduction to mesoscopic physics*, Oxford University Press, 1996.
- [12] Imry Y.: Possible role of incipient Anderson localization in the resistivities of highly disordered metals, *Phys. Rev. Lett.*, vol. 44, 1980, pp. 469-471.
- [13] Kalita W., Mleczko K., Zając K., Żak D.: Thick-film starting system with changeable Q-factor circuit for sodium discharge lamps, *Proc. 17th Conference of ISHM Poland, Rzeszów-Solina, September 15-18, 1993*, pp. 93-96.
- [14] Kogan Sh.: Electron glass: Intervalley transitions and the hopping conduction noise, *Phys. Rev. B*, 57, 1998, pp. 9736-9744.
- [15] Koncki R., Mascini M.: Screen-printed ruthenium dioxide electrodes for pH measurements, *Anal. Chem. Acta*, vol. 351, 1997, pp. 143-149.
- [16] Kozub V.I.: Low-frequency noise due to site energy fluctuations in hopping conductivity, *Solid State Commun.*, 97, 1996, pp. 843-846.
- [17] Kusy A., Classical percolation threshold and resistance versus temperature behaviour of RuO₂-glass films, *Physica B*, vol. 240, 1997, pp. 226-241.

- [18] Kusy A., Stadler A.W., Mleczo K., Żak D., Pawłowski S., Szałański P., Zawiślak Z., Grabecki G., Plesiewicz W., Dietl T.: Metal-insulator transition in nanocomposites of glass and RuO₂, *Ann. Phys.*, vol. 8, 1999 pp. 589-592.
- [19] Kusy A., Stadler A.W., Mleczo K., Żak D., Wilczyński G., Szałański P., Zawiślak Z., Grabecki G., Dietl T., Plesiewicz W.: Metal-insulator transition in RuO₂-glass films: low-temperature studies, *Proc. Int. Conf. on Localization in Solids, Localization'96*, Jaszowiec, Poland, August 3-6, 1996, pp. 256-257.
- [20] Kusy A.: Struktura, mechanizm przewodnictwa oraz szumy typu 1/f rezystywnych warstw grubych, *Wydawnictwo Uczelniane Politechniki Rzeszowskiej, Rozprawy 22*, Rzeszów, 1979.
- [21] Lake Shore Model 370 AC Resistance Bridge, Instrukcja użytkownika, v. 1.1, 2001.
- [22] Li Q., Watson C.H., Goodrich R.G., Haase D.G., Lukefahr H.: Thick film chip resistors for use as low temperature thermometers, *Cryogenics*, vol. 26, 1986, pp. 467-470.
- [23] Manjakkal L., Cvejic K., Kulawik J.: Zaraska K., Szwagierczak D.: A low-cost pH sensor based on RuO₂ resistor material, *Nano Hybrids*, vol. 5, 2013, pp.1-15.
- [24] Massey J.G., Lee M.: Low-frequency noise probe of interacting charge dynamics in variable-range hopping boron-doped silicon, *Phys. Rev. Lett.*, 79, 1997, pp. 3986-3989.
- [25] Mleczo K. Identyfikacja przejścia metal-izolator w rezystorach grubowarstwowych RuO₂+szkło, rozprawa doktorska, Politechnika Rzeszowska, Rzeszów, 2003.
- [26] Mleczo K., Żak D., Kolek A., Stadler A.W., Szałański P., Zawiślak Z.: Rezystory grubowarstwowe RuO₂ + szkło jako kriogeniczne czujniki temperatury, *Elektronika*, vol. XLVI, nr 2-3, 2005, pp. 54-55.
- [27] Möbius A.: The metal-semiconductor transition in amorphous Si_{1-x}Cr_x films: T^{0.19}-contribution to the metallic conductivity, *Z. Phys. B*, vol. 79, 1990, pp. 265-273.
- [28] Mott N.F.: Conduction in non-crystalline materials. III. Localized states in a pseudogap and near extremities of conduction and valence bands, *Phil. Mag.*, 19, 1969, pp. 835-852.
- [29] Nicoloso N., LeCorre-Frisch A., Maier J., Brook R. J.: Conduction mechanisms in RuO₂-glass composites, *Solid State Ionics*, 75, 1995, pp. 211-216.
- [30] Ogawa T., Fujii M., Asai T., Ikegami A., Kobayashi T.: Application of copper conductor and ruthenium containing oxides-glass resistor to high-frequency hybrid IC's for a portable cellular radio, *IEEE Trans. CHMT*, vol. 11, 1988, pp. 211-217.
- [31] Paszczyński S., Element grubowarstwowy jako czujnik parametryczny, *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 58*, Rzeszów, 1989.
- [32] Pike G.E., Seager C.H.: Electrical properties and conduction mechanisms of Ru-based thick-film (cermet) resistors, *J. Appl. Phys.*, vol. 48, 1977, pp. 5152-5169.
- [33] Pokrovskii V.Ya., Savchenko A.K., Tribe W.R., Linfield E.H.: Modulation origin of 1/f noise in two-dimensional hopping, *Phys. Rev. B*, vol. 64, 2001, s. 201318-1-4.
- [34] Prudenziati, M.: Electrical transport in thick film (cermet) resistors, *Electrocomp. Sci. Technol.*, vol. 10, 1983, pp. 285-293.

- [35] Ptak P., Kolek A., Zawiślak Z., Mleczko K., Stadler A.W.: 1/f noise versus magnetic field in RuO₂ based thick film resistors, Proc. 26th Int. Spring Seminar on Electronics Technology, ISSE 2003, Stara Leśna, Słowacja, 2003, pp. 196-201.
- [36] Ptak P., Kolek A., Zawislak Z., Stadler A.W., Mleczko K.: 1/f noise of the RoxTM sensor, Sens. Actuators A: Physical, 2007.
- [37] Ptak P., Kolek A., Zawislak Z., Stadler A.W., Mleczko K.: Noise resolution of RuO₂ based resistance thermometers, Rev. Sci. Instr., 76, 2005, pp. 014901-1-6.
- [38] Ptak P.: Rozdzielczość szumowa rezystancyjnych czujników temperatury typu RuO₂+szkło, rozprawa doktorska, Politechnika Wrocławska, Wrocław, 2007.
- [39] Roman J., Pavlík V., Flachbart K., Adkins C.J., Leib J.: Electronic transport in RuO₂-based thick film resistors at low temperature, J. Low Temp. Phys., vol. 108, 1997, pp. 373-382.
- [40] Rosenbaum R.L., Slutzky M., Möbius A., McLachlan D.: Various methods for determining the critical metallic volume fraction ϕ_c at the metal-insulator transition, J. Phys.: Condens. Matter, vol. 6, 1994, pp. 7977-7992.
- [41] Sahul R., Tasovski V., Sudarshan T.S.: Ruthenium oxide cryogenic temperature sensors, Sens. and Actuators A, vol. 125, 2006, pp. 358-362.
- [42] Scofield J.H.: ac method for measuring low-frequency resistance fluctuation spectra, Rev. Sci. Instrum., vol. 58, 1987, pp. 985-993.
- [43] Shklovskii B.I.: 1/f noise in variable range hopping conduction, Phys. Rev. B, vol. 67, 2003, pp. 045201-1-6.
- [44] Shtengel K., Yu C.C.: 1/f noise in electron glasses, Phys. Rev. B, vol. 67, 2003, pp. 165106-1-8.
- [45] Stanford Research Systems SIM921 AC Resistance Bridge, Instrukcja użytkownika, v.1.41, 2003.
- [46] Temperature Measurement and Control – katalog firmy Lake Shore
- [47] Watanabe M., Morishita M., Ootuka Y.: Magnetoresistance of RuO₂-based resistance thermometers below 0.3 K, Cryogenics, vol. 41, 2001, pp. 143-148.
- [48] Willekers R.W., Mathu F., Meijer H.C., Postma H.: Thick film thermometers with predictable R-T characteristics and very low magnetoresistance below 1 K, Cryogenics, vol. 30, 1990, pp. 351-355.
- [49] Żak D., Dziedzic A., Kolek A., Stadler A.W., Mleczko K., Szałański P., Zawiślak Z.: Implementation of RuO₂-glass based thick film resistors in cryogenic thermometry, Meas. Sci. Technol., vol. 17, 2006, pp. 22-27.

LOW-TEMPERATURE PROPERTIES OF RuO₂-BASED RESISTORS

Summary

Thick film RuO₂-glass resistors were studied. They were laboratory made, so their composition is well known. The measurements of resistance and 1/f excess noise as a function of temperature in the range of 30 mK - 300 K were performed. Also as a function of magnetic field in the range 0 – 5 T. The RuO₂-glass resistors can be used as a cryogenic temperature sensors due to their

high sensitivity and low magnetoresistance. A comparison of these parameters with the parameters of commercial sensors shows that they are the same class instruments. The resistors studied exhibit a large increase of excess noise level in the range of cryogenic temperatures, thus the temperature measurement resolution is limited. The noise measurements allowed to determine the actual measurement resolution of resistive temperature sensors. A critical analysis of conduction mechanisms frequently used to describe RuO₂ resistors has also been performed. Measurements of temperature dependence of resistance allow to reject variable range hopping conductivity model for this type of resistors. On the other hand, the noise measurements give a good agreement with a theory within this model of conductivity. For the samples studied in the work a critical concentration of the metallic component in the resistive layer has been defined at which the metal-insulator transition occurs.

Keywords: thick film resistors, cryogenic thermometry, measurement resolution, conduction mechanism, magnetoresistance, 1/f noise

DOI: 10.7862/re.2015.21

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Grzegorz DEC¹

MODEL SYSTEMU WSPOMAGAJĄCEGO PODEJMOWANIE DECYZJI INWESTYCYJNYCH

W pracy opisano model automatu przeznaczonego do wspomagania podejmowania decyzji inwestycyjnych. Autor dokonał przeglądu komercyjnych rozwiązań służących do podejmowania decyzji finansowych. Zaproponował architekturę systemu, który na podstawie aktualnych notowań wybranych instrumentów finansowych, podejmuje decyzje o zamianach jednostek uczestnictwa wskazanych funduszy inwestycyjnych lub kupnie lub sprzedaży jednostek indeksowych funduszu typu ETF. Instrumentami finansowymi mogą być: indeksy giełdy papierów wartościowych, wybrane fundusze inwestycyjne, fundusze typu ETF lub obligacji wybranych emitentów. System składa się z dwóch połączonych ze sobą automatów. Pierwszy z nich, modelowany siecią Petriego, przechowuje informacje o aktualnym stanie rynków finansowych. Drugi, modelowany klasycznym automatem Mealego, przechowuje informacje o stanie portfela inwestycyjnego i podejmuje decyzje inwestycyjne. Sieć Petriego zmienia znakowanie pod wpływem sygnałów zewnętrznych, którymi są wybrane sygnały analizy technicznej. Sygnały te opisują zmiany trendów instrumentów finansowych. Zmiana stanu automatu Mealego następuje pod wpływem zmiany znakowania sieci Petriego. Z tą zmianą stanu związane jest wygenerowanie decyzji, jaka operacja finansowa powinna zostać przeprowadzona. Oprócz formalnego opisu modeli, praca zawiera również wyniki eksperymentu. Autor dokonał doboru funkcji analizy technicznej, na podstawie których system podejmuje decyzję o tym, czy na rynkach obligacji lub giełdzie panuje hossa lub bessy. Używając historycznych notowań z lat 2008 – 2011, dostroił dobrane funkcje w taki sposób, żeby na danych testowych system nie przynosił straty w okresach rocznych. Następnie postępując zgodnie z sugestiami systemu, inwestował kapitał na rachunku rzeczywistym przez okres 8 miesięcy.

Słowa kluczowe: system ekspertowy, giełda papierów wartościowych, fundusz inwestycyjny.

1. Wstęp

Praca poświęcona jest opisowi modelu automatycznego systemu transakcyjnego. System ten jest przeznaczony do udzielania wskazówek inwestycyjnych dla osób zainteresowanych inwestowaniem na rynkach kapitałowych.

¹Grzegorz Dec, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki,
grzegorz.dec@kia.prz.edu.pl

Podstawą opisywanego systemu jest analiza techniczna [4, 8, 9] oraz wynik eksperymentu opisanego w [3], który wykazał, że w pewnych warunkach możliwe jest osiągnięcie zysków przy rygorystycznym stosowaniu pewnych reguł inwestowania.

2. Zbliżone rozwiązania

Generalnie, podmioty dysponujące automatycznymi systemami inwestycyjnymi nie są zainteresowane publikowaniem szczegółów ich funkcjonowania. Można wskazać pewne prace, jak np. [6], w których autorzy podają ogólne opisy funkcjonowania podobnych rozwiązań. Wynik pracy [6] nie nadaje się jednak do zastosowań praktycznych, ze względu na oderwane od rzeczywistości kwoty, jakimi trzeba dysponować, żeby zaimplementować proponowany system. Autorowi znane są komercyjne zastosowania podobnych systemów, oferowane przez następujące firmy:

- Opiekun Inwestora s.c. z siedzibą w Poznaniu przy ulicy Grottgera 16/1,
- Consulting Group. z siedzibą w Krakowie przy ulicy Drużbackiej 27a,
- TurboInvest.pl s.c., ul. Bohaterów Warszawy 82/17, 71-061 Szczecin,
- Adam Gibas – Doradztwo Finansowe z siedzibą w Piekarach Śląskich przy ulicy Roździeńskiego 13/2 m.4.

Analiza materiałów marketingowych wymienionych firm wykazuje, że stoją one inne rozwiązania, niż zaproponowane w tej pracy. W szczególności:

- Opiekun Inwestora opiera się na analizie wartości jednostek uczestnictwa funduszy inwestycyjnych,
- Consulting Group buduje zdywersyfikowany portfel zawierający jednostki Towarzystw Funduszy Inwestycyjnych (TFI) i certyfikaty inwestycyjne,
- TurboInvest.pl jest zbiorem narzędzi do budowy własnej strategii inwestycyjnej,
- Adam Gibas – Doradztwo Finansowe zakłada inwestowanie w dowolny Otwarty Fundusz Inwestycyjny (OFI) rynku krajowego lub zagranicznego z zastosowaniem jednej strategii inwestycyjnej; dla rynku krajowego używa jednego indeksu giełdowego, dla funduszy zagranicznych analizowane są wartości jednostek uczestnictwa.

Sposób inwestowania przedstawiony w tej pracy charakteryzuje się następującymi cechami:

- nie jest ograniczony do rynku polskiego, można go stosować na dowolnych rynkach finansowych,
- zakłada inwestowanie wyłącznie w 4 typy funduszy inwestycyjnych: pieniężny, obligacyjny, średnich spółek i dużych spółek; fundusze giełdowe muszą być funduszami indeksowymi,

- decyzje inwestycyjne podejmowane są na podstawie analizy wartości indeksów giełdowych i obligacji powiązanych z OFI; wartości jednostek uczestnictwa TFI nie są analizowane,
- dywersyfikacja portfela inwestycyjnego stosowana jest w ograniczonym zakresie i polega na podziale portfela między OFI agresywne,
- stosowana jest jedna strategia inwestycyjna,
- jest dostępny dla inwestorów indywidualnych.

3. Definicje

Definicja 1. Niech $D=\{d_0, d_1, \dots, d_n\}$ będzie całkowicie uporządkowanym zbiorem elementów, z porządkiem liniowym określonym jako relacja „większe lub równe”. Element $d_i \in D$ nazywany będzie dniem wyceny.

Definicja 2. Niech $\omega: D \rightarrow \{0, 1\}$ będzie funkcją zdefiniowaną następująco:

$$\omega(d_i) = \begin{cases} 1 & \Leftrightarrow d_i \text{ jest ostatnim dniem wyceny w tygodniu kalendarzowym} \\ 0 & \Leftrightarrow d_i \text{ nie jest ostatnim dniem wyceny w tygodniu kalendarzowym} \end{cases}$$

Definicja 3. Niech $W \subset D$, $W = \{w_i | w_i \in D \wedge \omega(w_i) = 1\}$.

Definicja 4. Niech $V = [v_1 \ v_2 \ v_3 \ v_4]$ będzie wektorem wierszowym, $\forall i \in \{1, 2, 3, 4\}: v_i \in \mathbb{R}$.

Definiujemy nieuporządkowany zbiór $Y = \{V_0, V_1, \dots, V_N\}$, który jest zbiorem wektorów określonych wcześniej. Zapis $V[i]$ oznacza element nr i wektora V . Element pierwszy oznaczamy jako $V[1]$.

Definicja 5. Funkcja Λ^G dla indeksu lub instrumentu finansowego G zdefiniowana jest następująco:

$$\Lambda^G: D \rightarrow Y^G, \text{ gdzie:}$$

- G – nazwa indeksu giełdowego lub instrumentu finansowego,
- D – zbiór określony w definicji 1,
- Y^G – $Y^G \subset Y$, Y - zbiór określony w definicji 4.

Dla $d_i \in D$ funkcja Λ^G przyjmuje wartość $V_i^G \in Y^G$, $V_i^G = [v_1^i \ v_2^i \ v_3^i \ v_4^i]$. Poszczególne elementy wektora V_i^G mają następujące znaczenie:

- $V_i^G[1] = v_1^i$ – pierwsza zanotowana wartość G w dniu wyceny d_i
- $V_i^G[2] = v_2^i$ – największa zanotowana wartość G w dniu wyceny d_i
- $V_i^G[3] = v_3^i$ – najmniejsza zanotowana wartość G w dniu wyceny d_i
- $V_i^G[4] = v_4^i$ – ostatnia zanotowana wartość G w dniu wyceny d_i

Definicja 6. Funkcja Λ^{Gr} dla indeksu lub instrumentu finansowego G zdefiniowana jest następująco: $\Lambda^{Gr}: W \rightarrow Y^{Gr}$, gdzie:

- G – nazwa indeksu giełdowego lub instrumentu finansowego,
- W – zbiór określony w definicji 3,
- Y^{Gr} – $Y^{Gr} \subset Y$, Y - zbiór określony w definicji 4.

Dla $w_i \in W$ funkcja $\Lambda^{G\tau}$ przyjmuje wartość $V_i^{G\tau} \in Y^{G\tau}$, $V_i^{G\tau} = [v_1^{i\tau} \ v_2^{i\tau} \ v_3^{i\tau} \ v_4^{i\tau}]$. Poszczególne elementy wektora $V_i^{G\tau}$ mają następujące znaczenie:

$V_i^{G\tau}[1] = v_1^{i\tau}$ – pierwsza zanotowana wartość G w tygodniu kalendarzowym zawierającym dzień w_i

$V_i^{G\tau}[2] = v_2^{i\tau}$ – największa zanotowana wartość G w tygodniu kalendarzowym zawierającym dzień w_i

$V_i^{G\tau}[3] = v_3^{i\tau}$ – najmniejsza zanotowana wartość G w tygodniu kalendarzowym zawierającym dzień w_i

$V_i^{G\tau}[4] = v_4^{i\tau}$ – ostatnia zanotowana wartość G w tygodniu kalendarzowym zawierającym dzień w_i

Funkcje Λ^G i $\Lambda^{G\tau}$ dla indeksu lub instrumentu finansowego należy przygotować na podstawie danych dostarczanych przez dystrybutora danych Giełdy papierów Wartościowych (GPW). Jeżeli z pewnych powodów nie są dostępne wartości $V_i^G[1]$, $V_i^G[2]$, $V_i^G[3]$, to przyjmujemy, że są one równe wartości $V_i^G[4]$.

4. Architektura systemu ekspertowego

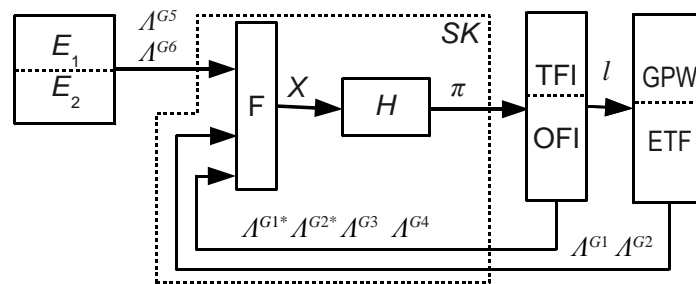
Dane są:

- indeksy G_1 i G_2 publikowane przez GPW,
- instrumenty finansowe G_1^* , G_2^* , G_3 , G_4 dostępne w TFI_x ,
- emitowane przez emitentów E_1 i E_2 dłużne instrumenty finansowe G_5 i G_6 , charakteryzujące się niskim ryzykiem inwestycyjnym i wysokim ratingiem.

Tabela 1 wyjaśnia prawidłowy dobór indeksów i instrumentów finansowych. Dla wspomnianych indeksów i instrumentów finansowych określone są funkcje Λ^{G1} , Λ^{G2} , ..., Λ^{G6} , Λ^{G1^*} , Λ^{G2^*} , z tym że funkcje Λ^{G5} i Λ^{G6} zwracają wartość oprocentowania ostatniej na dzień d_i emisji obligacji rodzaju b_1 i b_2 . Konkretnie nazwy indeksów i instrumentów finansowych, nazwa TFI , oznaczenia rodzaju obligacji oraz nazwy emitentów zależą od rynku, na którym planowane są inwestycje. Rzeczywiste dane, które wykorzystane zostały do przeprowadzenia eksperymentów na rynku polskim, podane są w sekcji 4.

Architektura systemu pokazana jest na rysunku 1. Bloki funkcyjne systemu opisane są w tabeli 2. Sygnały występujące na rysunku 1 opisane są w tabeli 3.

Działanie systemu jest następujące. Blok F formuje wektor parametrów wejściowych dla bloku H . Blok H reprezentuje strategię inwestycyjną, która na podstawie wartości wektora X wyznacza decyzję inwestycyjną π . Decyzja inwestycyjna przekazywana jest do TFI . Zadaniem TFI jest złożenie zlecenia l , które to zlecenie jest realizacją decyzji inwestycyjnej π .



Rys. 1. Architektura systemu

Fig. 1. The architecture of the system

Tabela 1. Dobór indeksów i instrumentów finansowych

Table 1. A selection of indexes and financial instruments

Symbol	Znaczenie
G_1	indeks największych i najbardziej płynnych spółek, np. dla GPW w Warszawie są to WIG20 lub WIG30, dla Deutsche Boerse DAX
G_2	indeks spółek średniej wielkości, np. dla giełdy w Warszawie jest to mWIG40, dla giełdy we Frankfurcie mDAX
G_1^*	otwarty fundusz inwestycyjny lub ETF naśladowujący indeks G_1
G_2^*	otwarty fundusz inwestycyjny lub ETF naśladowujący indeks G_2
E_1, E_2	emitenci instrumentów finansowych niskiego ryzyka (obligacje, bony skarbowe) o wysokim ratingu; może to być np. skarb państwa
G_5	instrumenty krótkoterminowe wyemitowane przez emitenta E_1 , np. dwuletnie obligacje skarbowe, bony skarbowe 52-tygodniowe
G_6	instrumenty długoterminowe wyemitowane przez emitenta E_2 , np. 10-letnie obligacje skarbowe
G_3	otwarty fundusz inwestycyjny lub ETF rynku pieniężnego; statut OFI lub ETF zakłada inwestowanie w instrumenty G_5 lub podobne
G_4	otwarty fundusz inwestycyjny lub ETF rynku obligacji długoterminowych; statut OFI lub ETF zakłada inwestowanie w instrumenty G_6 lub podobne

Tabela 2. Opis bloków funkcyjnych systemu ekspertowego

Table 2. Description of functional blocks of the expert system

Blok	Znaczenie
F	blok formujący parametry wejściowe X bloku H
H	blok strategii inwestycyjnej
TFI, OFI	Towarzystwo Funduszy Inwestycyjnych, Otwarty Fundusz Inwestycyjny
GPW	giełda papierów wartościowych
ETF	Fundusz inwestycyjny typu Exchange-traded fund

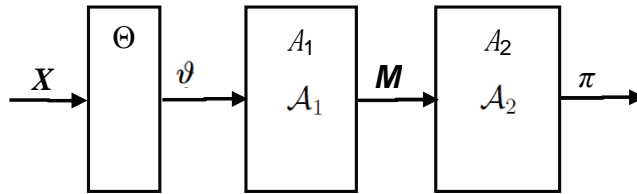
Tabela 3. Opis sygnałów systemu ekspertowego

Table 3. Description of signals of the expert system

Symbol	Znaczenie
Λ	Notowania instrumentów finansowych (patrz tabela 1)
\mathbf{X}	Wektor wierszowy postaci $\mathbf{X}=[\Lambda^{G^1} \Lambda^{G^2} \Lambda^{G^3} \Lambda^{G^4} \Lambda^{G^5} \Lambda^{G^6}]$
π	rezultat działania strategii inwestycyjnej (sugestia zainwestowania x% kapitału w instrument $G \in \{G_1^*, G_2^*, G_3, G_4\}$)
l	Zlecenie operacji finansowej

4.1. Strategia inwestycyjna

Struktura bloku strategii inwestycyjnej (blok H z rys. 1) pokazana jest na rys. 2. Blok funkcyjny Θ wyznacza wartości wskaźników analizy technicznej i przetwarza je na wartości binarne ϑ , które są podawane na wejście automatu A_1 . Poszczególne składowe wektora ϑ mają znaczenie opisane w tabeli 4 i przyjmują wartości ze zbioru $\{0, 1\}$.



Rys. 2. Struktura bloku H z rys. 1

Fig. 2. The structure of the block H from the fig. 1

Tabela 4. Znaczenie składowych wektora ϑ z4 rys. 2Table 4. Description of components of the ϑ vector from the fig. 2

Numer	Znaczenie
1	rynek instrumentu G_4 wchodzi w fazę spadku
2	rynek instrumentu G_4 wchodzi w fazę wzrostu
3	rynek instrumentu G_1 wchodzi w fazę wzrostu
4	rynek instrumentu G_1 przechodzi ze wzrostu w fazę spadku
5	rynek instrumentu G_1 przechodzi z wykupienia w fazę spadku
6	rynek instrumentu G_1 wchodzi w fazę wykupienia
7	rynek instrumentu G_2 wchodzi w fazę wzrostu
8	rynek instrumentu G_2 przechodzi ze wzrostu w fazę spadku
9	rynek instrumentu G_2 przechodzi z wykupienia w fazę spadku
10	rynek instrumentu G_2 wchodzi w fazę wykupienia

Tabela 5. Znaczenie składowych wektora \mathbf{M} z rys. 2Table 5. Description of components of the \mathbf{M} vector from the fig. 2

Numer	Znaczenie
1	rynek instrumentu G_4 jest w fazie wzrostu
2	rynek instrumentu G_3 jest w fazie wzrostu
3	rynek instrumentu G_1 jest w fazie spadku
4	rynek instrumentu G_1 jest w fazie wzrostu
5	rynek instrumentu G_1 jest w fazie wykupienia
6	rynek instrumentu G_2 jest w fazie spadku
7	rynek instrumentu G_2 jest w fazie wzrostu
8	rynek instrumentu G_2 jest w fazie wykupienia

Zadaniem automatu A_1 jest podjęcie decyzji, w jakiej fazie znajdują się rynki kapitałowe instrumentów G_1 , G_2 , G_3 , G_4 . Faza ta opisana jest wektorem \mathbf{M} , którego składowe mają znaczenie opisane w tabeli 5 i przyjmują wartości ze zbioru $\{0, 1\}$.

Automat A_2 , na podstawie wektora \mathbf{M} , podejmuje decyzję inwestycyjną π . Decyzję tę należy interpretować jako zlecenie zamiany jednostek uczestnictwa pomiędzy funduszami dostępnymi w *TFI*.

Podział systemu na dwa automaty zmniejsza jego złożoność, ułatwia interpretację zachowania się systemu i umożliwia nadzór nad działaniem ze strony człowieka.

4.2. Automat A_1

Modelem automatu jest sieć Petriego (PN) o następującej macierzy incydencji:

$$C = \begin{matrix} & t_1 & t_2 & t_3 & t_4 & t_5 & t_6 & t_7 & t_8 & t_9 & t_{10} \\ \begin{matrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \\ P_4 \\ P_5 \\ P_6 \\ P_7 \\ P_8 \end{matrix} & \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (1)$$

Jest to klasyczna znakowana interpretowana sieć binarna o jednostkowej pojemności miejsc i łuków. Znakowanie początkowe automatu A_1 określone jest przez wektor $\mathbf{M}_0 = [0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$

Znaczenie tranzycji jest identyczne ze znaczeniem składowych wektora \mathfrak{D} , wyjaśnionym w tabeli 4. Znaczenie miejsc wyjaśnia tabela 5.

Korzystając z twierdzenia o rzędzie z [2] w prosty sposób można wykazać, że automat A_1 jest siecią Petriego dobrze zbudowaną [12]. W PN o strukturze

danej macierzą incydencji z równania 1 występują konflikty. Rozwiązane są one w ten sposób, że z tranzycji będących w konflikcie odpala wyłącznie jedna. Priorytet ustalony jest przy pomocy równań zawartych w bloku funkcyjnym Θ . Bloki te należy napisać w taki sposób, żeby nie dopuścić do jednoczesnego wygenerowania sygnałów informujących o wykupieniu rynku i wejścia rynku w fazę spadku.

Niech T^* będzie następującą macierzą:

$$T^* = \begin{bmatrix} \mathcal{F}(t_1) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \mathcal{F}(t_2) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathcal{F}(t_3) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_4) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_5) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_6) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_7) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_8) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_9) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \mathcal{F}(t_{10}) \end{bmatrix}$$

gdzie:

$$\mathcal{F}(t_j) = \begin{cases} 1 & \Leftrightarrow \text{tranzycja } t_j \text{ jest przygotowana do odpalenia w znakowaniu } \mathbf{M} \\ 0 & \Leftrightarrow \text{tranzycja } t_j \text{ nie jest przygotowana do odpalenia w znakowaniu } \mathbf{M} \end{cases}$$

Równanie algebraiczne automatu ma postać:

$$\mathbf{M}_{i+1} = \mathbf{M}_i + \mathbf{C} \cdot (\mathbf{T}^* \cdot \vartheta) \quad (2)$$

gdzie:

$$\vartheta = [f1(di) \ f2(di) \ \dots \ f10(di)]T \quad (3)$$

Funkcje $f_1(d_i), \dots, f_{10}(d_i)$ wyznaczają momenty zmiany trendów na rynkach instrumentów G_1, G_2, G_3, G_4 i opisane są w tabeli 4. Instrumenty finansowe G_3 i G_4 są powiązane ze sobą w ten sposób, że faza spadku na rynku G_4 jest jednoznaczna z fazą wzrostu rynku G_3 . Dlatego w tabeli 7 nie występuje informacja o instrumencie G_3 .

4.3. Automat A_2

Automat A_2 jest automatem Mealy'ego [6], o strukturze $(Z, Z_0, \Sigma, \Pi, \Phi, \Psi)$, gdzie:

- $Z = \{s_0, s_1, \dots, s_8\}$ jest zbiorem stanów wewnętrznych,
- $Z_0 = s_1$ jest stanem początkowym,
- $\Sigma = \{\sigma \mid \sigma = f(\mathbf{M})\}$ jest alfabetem wejściowym, gdzie \mathbf{M} jest wektorem z równania 2, a funkcja f dana jest tabelą 6,
- $\Pi = \{\pi_1, \pi_2, \dots, \pi_{17}\}$ jest alfabetem wyjściowym,
- $\Phi : Z \times \Sigma \rightarrow Z$ jest funkcją przejścia (patrz tabela 7),
- $\Psi : Z \times \Sigma \rightarrow \Pi$ jest funkcją wyjścia (patrz tabela 8).

Tabela 6. Funkcja wyznaczająca alfabet wejściowy Σ automatu A_2 Table 6. The function evaluating the input alphabet Σ of the automaton A_2

M	$\sigma = f(M)$	M	$\sigma = f(M)$
[01100100]	σ_1	[10100100]	σ_0
[01100010]	σ_3	[10100010]	σ_3
[01100001]	σ_5	[10100001]	σ_7
[01010100]	σ_2	[10010100]	σ_2
[01010010]	σ_6	[10010010]	σ_6
[01010001]	σ_2	[10010001]	σ_2
[01001100]	σ_4	[10001100]	σ_8
[01001010]	σ_3	[10001010]	σ_3
[01001001]	σ_6	[10001001]	σ_6

Tabela 7. Funkcja przejścia Φ automatu A_2 Table 7. The transfer function Φ of the automaton A_2

stan	wejście	stan nast.	stan	wejście	stan nast.	stan	wejście	stan nast.
s_0	σ_1	s_1	s_3	σ_0	s_0	s_6	σ_0	s_0
s_0	σ_2	s_2	s_3	σ_1	s_1	s_6	σ_1	s_1
s_0	σ_3	s_3	s_3	σ_2	s_2	s_6	σ_2	s_2
s_0	σ_6	s_6	s_3	σ_4	s_4	s_6	σ_3	s_3
s_1	σ_0	s_0	s_3	σ_5	s_5	s_6	σ_4	s_4
s_1	σ_2	s_2	s_3	σ_6	s_6	s_6	σ_5	s_5
s_1	σ_3	s_3	s_3	σ_7	s_7	s_6	σ_7	s_7
s_1	σ_6	s_6	s_3	σ_8	s_8	s_6	σ_8	s_8
s_2	σ_0	s_0	s_4	σ_0	s_0	s_7	σ_0	s_0
s_2	σ_1	s_1	s_4	σ_1	s_1	s_7	σ_1	s_1
s_2	σ_3	s_3	s_4	σ_3	s_3	s_7	σ_2	s_2
s_2	σ_4	s_4	s_4	σ_8	s_8	s_7	σ_5	s_5
s_2	σ_5	s_5	s_5	σ_0	s_0	s_8	σ_0	s_0
s_2	σ_6	s_6	s_5	σ_1	s_1	s_8	σ_1	s_1
s_2	σ_7	s_7	s_5	σ_2	s_2	s_8	σ_3	s_3
s_2	σ_8	s_8	s_5	σ_7	s_7	s_8	σ_4	s_4

5. Użycie systemu ekspertowego

Przyjmijmy założenie początkowe, że za kapitał przeznaczony na inwestycje zakupione zostały jednostki uczestnictwa funduszu rynku pieniężnego G_3 . W celu wyznaczenia decyzji finansowej na dzień d_{i+1} należy:

- w dniu wyceny d_i , po zamknięciu notowań GPW i opublikowaniu przez TFI aktualnych wycen obserwowanych instrumentów finansowych, uzupełnić funkcje Λ^G ,
- z równania 1 wyznaczyć wektor M_{i+1} ,
- z tabeli 6 wyznaczyć słowo wejściowe automatu A_1 ,
- z tabel 7 i 8 wyznaczyć stan następny i wyjście automatu A_2 ,
- z tabeli 9 odczytać operację zamiany jednostek uczestnictwa TFI.

Tabela 8. Funkcja wyjścia Ψ automatu A_2 Table 8. The output function Ψ of the automaton A_2

stan	wejście	wyjście	stan	wejście	wyjście	stan	wejście	wyjście
s_0	σ_1	π_1	s_3	σ_0	π_2	s_6	σ_0	π_2
s_0	σ_2	π_3	s_3	σ_1	π_1	s_6	σ_1	π_1
s_0	σ_3	π_4	s_3	σ_2	π_3	s_6	σ_2	π_3
s_0	σ_6	π_5	s_3	σ_4	π_{11}	s_6	σ_3	π_4
s_1	σ_0	π_2	s_3	σ_5	π_{12}	s_6	σ_4	π_{11}
s_1	σ_2	π_3	s_3	σ_6	π_{13}	s_6	σ_5	π_7
s_1	σ_3	π_4	s_3	σ_7	π_{14}	s_6	σ_7	π_9
s_1	σ_6	π_5	s_3	σ_8	π_{15}	s_6	σ_8	π_{15}
s_2	σ_0	π_2	s_4	σ_0	π_2	s_7	σ_0	π_2
s_2	σ_1	π_1	s_4	σ_1	π_1	s_7	σ_1	π_1
s_2	σ_3	π_4	s_4	σ_3	π_4	s_7	σ_2	π_3
s_2	σ_4	π_6	s_4	σ_8	π_{16}	s_7	σ_5	π_{17}
s_2	σ_5	π_7	s_5	σ_0	π_2	s_8	σ_0	π_2
s_2	σ_6	π_8	s_5	σ_1	π_1	s_8	σ_1	π_1
s_2	σ_7	π_9	s_5	σ_2	π_3	s_8	σ_3	π_4
s_2	σ_8	π_{10}	s_5	σ_7	π_7	s_8	σ_4	π_{17}

Tabela 9. Operacja finansowa w zależności od wyjścia automatu A_2 Table 9. A financial operation depending on the output of the automaton A_2

π_x	G_3^*	G_4	G_1^*	G_2^*	π_x	G_3^*	G_4	G_1^*	G_2^*
π_1	100%	-100%	-100%	-100%	π_{10}	0%	100%	-50%	0%
π_2	-100%	100%	-100%	-100%	π_{11}	100%	0%	0%	-100%
π_3	-100%	-100%	100%	-100%	π_{12}	100%	0%	-100%	-50%
π_4	-100%	-100%	-100%	100%	π_{13}	0%	0%	100%	-50%
π_5	-100%	-100%	50%	50%	π_{14}	0%	100%	0%	-50%
π_6	100%	0%	-50%	0%	π_{15}	0%	100%	0%	-100%
π_7	100%	0%	-100%	0%	π_{16}	-100%	100%	0%	0%
π_8	0%	0%	-50%	100%	π_{17}	100%	-100%	0%	0%
π_9	0%	100%	-100%	0%					

Tabela 9 pokazuje przyporządkowanie operacji zamiany, jakie należy wykonać na funduszach w zależności od wyjścia automatu A_2 . Sposób czytania tabeli wyjaśniony zostanie na przykładach:

- π_1 : należy dokonać konwersji wszystkich jednostek uczestnictwa z funduszy G_1^* , G_2^* , G_4 do funduszu G_3 ,
- π_5 : należy dokonać konwersji wszystkich jednostek uczestnictwa z funduszy G_3 i G_4 do funduszy G_1^* i G_2^* w taki sposób, że środki podzielone są po równo między fundusze G_1^* i G_2^* ,
- π_8 : 50% inwestycji z funduszu G_1^* należy przenieść w całości do funduszu G_2^* .

W państwach, w których podatek od zysków kapitałowych płaci się od przychodów, przeniesień należy wykonywać na zasadzie zamiany jednostek uczestnictwa w funduszu parasolowym. W przypadku, gdy podatek płacony jest od dochodu, można przenosić kapitał między różnymi TFI, lecz ze względu na

opóźnienia wnoszone przez takie transakcje, może to negatywnie wpłynąć na wynik inwestycji.

6. Eksperyment z zastosowaniem systemu

W celu weryfikacji poprawności modelu przeprowadzono eksperyment, polegający na implementacji bloku Θ strategii inwestycyjnej oraz inwestowaniu zgodnie z sygnałami generowanymi przez system. Indeksy giełdowe i fundusze inwestycyjne, które zostały zastosowane w eksperymencie, wymienione są w tabeli 10. Do budowy bloku Θ wykorzystano wybrane wskaźniki analizy technicznej podane w literaturze [8, 9].

6.1. Parametry systemu

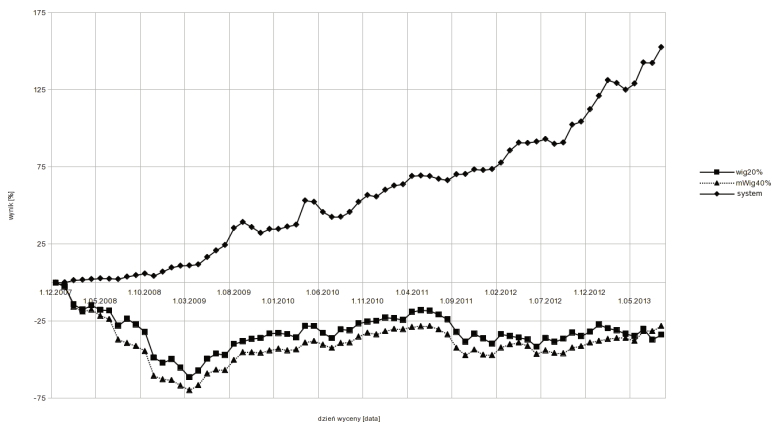
Strategia inwestycyjna Θ ma postać funkcji parametrycznych. Na podstawie danych historycznych indeksów G_1 i G_2 z zakresu od 18.04.2005 do 31.12.2011, dobrane zostały wartości parametrów występujące w tych funkcjach. Źródłem danych historycznych był serwis internetowy GPW w Warszawie [13]. Dobierając parametry funkcji przyjęto założenie, że system w okresach roku kalendarzowego nie powinien przynosić straty. Szczegóły bloku Θ stanowią know-how pracodawcy autora i nie zostaną ujawnione.

6.2. Wyniki systemu

Pokazane zostaną wyniki eksperymentalne i rzeczywiste, jakie uzyskał system przy dobranych parametrach. Eksperyment symulacyjny przeprowadzono w następujący sposób:

1. Przyjęto założenia początkowe:
 - 1.1. Dostępny jest kapitał początkowy k przeznaczony na inwestycję.
 - 1.2. Istnieje biuro maklerskie, które nie pobiera opłat za operacje nabycia, konwersji i zbycia jednostek uczestnictwa funduszy inwestycyjnych. Założenie to było spełnione w Polsce w czasie prac opisanych w tym artykule.
2. Ze źródeł [1, 10, 13] pobrane zostały notowania instrumentów finansowych wymienionych w tabeli 10.
3. Dla pierwszego dnia notowań z pobranego zbioru danych, wyznaczono liczbę jednostek uczestnictwa funduszu inwestycyjnego typu gotówkowego, która odpowiada kapitałowi k ; operacja ta odpowiada zakupowi jednostek uczestnictwa funduszu.
4. Dla każdego dnia, w którym odbywała się sesja GPW:
 - 4.1. Dokonano obliczeń wg sposobu podanego w punkcie 3 artykułu i przeprowadzono operację π wskazaną przez system ekspertowy.
 - 4.2. Obliczono sumę wartości jednostek uczestnictwa zainwestowanych w poszczególne fundusze inwestycyjne, wg wyceny opublikowanej przez TFI.

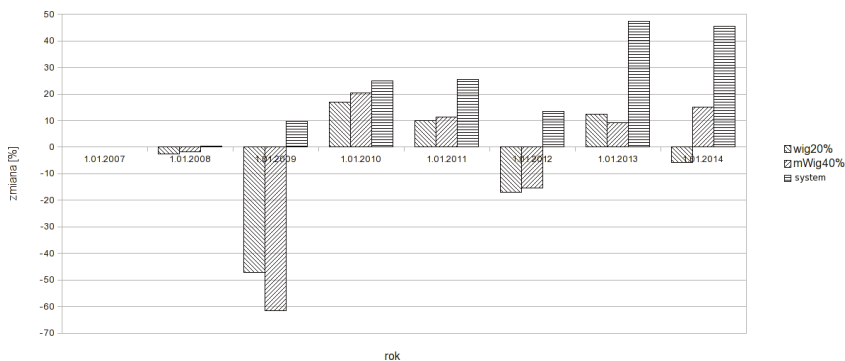
Suma ta stanowi wartość inwestycji w dniu notowań i jest pokazana na wykresie na rys. 3 (seria „system”).



Rys. 3. Porównanie wyników systemu ekspertowego z indeksami WIG20 i mWIG40

Fig. 3. Comparison of the system results with indexes WIG20 and mWIG40.

Rys. 3 pokazuje wartość inwestycji wyznaczoną na koniec miesiąca kalendarzowego w okresie od 1.12.2007 do 1.08.2013 w porównaniu do wartości indeksów WIG20 i mWIG40 publikowanych przez GPW w Warszawie. Każdy punkt na wykresie odpowiada wartości inwestycji (wartości indeksów WIG20, mWIG40) wyznaczonej względem pierwszego dnia eksperymentu. Od dnia 1.01.2012 pojawiają się dane, których nie zawierał zbiór użyty do doboru parametrów systemu. Rys. 4 pokazuje względne zmiany wartości inwestycji w stosunku rocznym, w porównaniu do rocznych zmian wartości indeksów WIG20 i mWIG40.



Rys. 4. Zmiana zainwestowanego kapitału w stosunku rocznym

Fig. 4. Annual investment change

Tabela 10. Instrumenty finansowe i podmioty użyte w eksperymencie

Table 10. Financial instruments and entities used during the experiment

symbol	znaczenie
TFI_x	TFI PZU S.A.
G_1	Wig20
G_2	mWig40
G_1^*	Subfundusz PZU Krakowiak
G_2^*	Subfundusz PZU Małych i Średnich Spółek
G_3	Subfundusz PZU Gotówkowy
G_4	Subfundusz PZU Papierów Dłużnych Polonez
G_5	Obligacje 4-letnie o symbolu OCI, emitowane przez ministra finansów RP
G_6	Obligacje 10-letnie o symbolu EDO, emitowane przez ministra finansów RP
E_1, E_2	Minister finansów RP

Od dnia 27.02.2013 autor inwestował na rachunku rzeczywistym, biorąc pod uwagę zalecenia systemu. Rys. 5 pokazuje wynik rzeczywistych inwestycji. Kwoty przeskalowano, przyjmując 100 zł za wartość początkową.

GRZEGÓRZ WOJCIECH DEC					
Fundusze inwestycyjne					
Lista operacji wykonanych					
Data zlecenia	Data wyceny transakcji	Nazwa funduszu	Typ transakcji	Kwota transakcji	Wartość rejestru po transakcji
11-10-2013	11-10-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	STAN REJESTRU		123 PLN
11-09-2013	12-09-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	117 PLN	117 PLN
11-09-2013	12-09-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	117 PLN	0,00 PLN
19-08-2013	19-08-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	117 PLN	117 PLN
19-08-2013	19-08-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	117 PLN	0,00 PLN
18-07-2013	19-07-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	106 PLN	106 PLN
18-07-2013	19-07-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	106 PLN	0,00 PLN
24-06-2013	25-06-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	105 PLN	105 PLN
24-06-2013	25-06-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	105 PLN	0,00 PLN
12-05-2013	13-05-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	100 PLN	100 PLN
12-05-2013	13-05-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	100 PLN	0,00 PLN
24-03-2013	25-03-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	97 PLN	99 PLN
24-03-2013	25-03-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	97 PLN	0,00 PLN
05-03-2013	05-03-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	55 PLN	98 PLN
05-03-2013	05-03-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI KRAKOWIAK	KONWERSJA	55 PLN	0,00 PLN
27-02-2013	28-02-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI KRAKOWIAK	KONWERSJA	54 PLN	54 PLN
27-02-2013	28-02-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	54 PLN	2 PLN
27-02-2013	28-02-2013	PZU SUBFUNDUSZ AKCJI MISS	KONWERSJA	44 PLN	44 PLN
27-02-2013	28-02-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	KONWERSJA	44 PLN	57 PLN
21-02-2013	21-02-2013	PZU SUBFUNDUSZ GOTOWKOWY	Nabycie	100 PLN	100 PLN

Rys. 5. Wynik inwestycji na rachunku rzeczywistym

Fig. 5. The result of a real investment

7. Podsumowanie

Rezultaty pokazane w pracy wydają się być obiecujące, pomimo zastosowania pewnych uproszczeń. System ekspertowy jest statyczny i wskazane jest kontynuowanie prac rozwojowych w kierunku uzupełnienia go o elementy adaptacji. Inną możliwością rozwoju jest użycie kilku strategii inwestycyjnych i algorytmu wybierającego strategię optymalną. Brak tych rozwiązań nie wpłynął negatywnie na wyniki systemu w okresach bessy. W roku 2008 wystąpił kryzys światowego systemu bankowego, w kolejnych latach upadły systemy bankowe w Grecji i na Cyprze. Wydarzenia te wpłynęły znacząco na indeksy giełdowe. Stosowanie się do wskazówek systemu pozwoliłoby mimo tego osiągnąć zyski z inwestycji.

Należy podkreślić, że posługiwanie się automatem przedstawiony w artykule nie zwalnia z obowiązku samodzielnego myślenia. Decyzje podejmowane przez system powinny być traktowane jako wskazówki do rozważenia, a nie polecenia eksperta. Inwestowanie w obligacje skarbowe w okresie, gdy stopy procentowe banku centralnego są najniższe w historii jest równie nierozsądne, jak kupowanie akcji w kraju, za granicą którego toczą się działania wojenne. Wskazane jest również obserwowanie komunikatów wydawanych przez wybrane TFI i zarząd giełdy. Zdarza się, że wybrany OFI zmienia politykę inwestycyjną lub wybrany indeks giełdowy zostaje zlikwidowany i zastąpiony innym. Wystąpienie wymienionych wcześniej okoliczności sprawiło, że eksperyment polegający na inwestowaniu na rachunku rzeczywistym został zakończony.

Literatura

- [1] Redakcja Biznesradar. Notowania funduszy inwestycyjnych. http://www.biznesradar.pl/fundusze/krajowe_akcji, 9 2013.
- [2] Joerg Desel. A proof of the rank theorem for extended free choice nets. In K. Jensen, editor, *Application and Theory of Petri Nets 1992*, volume 616 of *Lecture Notes in Computer Science*, pages 134–153. Springer Berlin Heidelberg, 1992.
- [3] Curtis Faith. *Way of the Turtle: The Secret Methods that Turned Ordinary People into Legendary Traders*. McGraw-Hill; 1 edition, 2007.
- [4] Robert Fischer. *Liczby Fibonacciego na giełdzie*. WIG PRESS, 1996.
- [5] Biuro Marketingu Grupa PZU. Witryna internetowa TFI PZU S.A. <http://www.pzu.pl/grupa-pzu/tfi-pzu>, wrzesień 2013.
- [6] George H. Mealy. A Method for Synthesizing Sequential Circuits. *Bell System Technical Journal*, 34:1045–1079, 1955.
- [7] Hanna Morawska. Efektywność zabezpieczenia portfela akcji za pomocą kontraktów terminowych futures na wig 20. In W. Tarczyński, editor, *Rynek kapitałowy w przededniu integracji Polski z Unią Europejską*, All ACM Conferences, pages 167–179, Szczecin, 2004. Polskie Towarzystwo Ekonomiczne.

- [8] John J. Murphy. Analiza techniczna rynków finansowych. WIG Press, 1999.
- [9] Steve Nison. Świece i inne japońskie techniki analizowania wykresów. WIG PRESS, 1996.
- [10] Ministerstwo Finansów RP. Baza transakcji - bony skarbowe. <http://www.finance.mf.gov.pl/web/wp/dlug-publiczny/bony-i-obligacje-hurtowe/baza-transakcji>, 9 2013.
- [11] Ministerstwo Finansów RP. Serwis internetowy obligacji skarbowych. <http://www.obligacjeskarbowe.pl>, wrzesień 2013.
- [12] P.H. Starke and J. Żurek. Sieci Petri: podstawy, zastosowania, teoria. PWN, 1987.
- [13] GPW w Warszawie. Archiwum notowań. <http://www.gpwinfostrefa.pl>, 9 2013.

A MODEL OF A SYSTEM FOR SUPPORTING INVESTMENT DECISIONS

Summary

The paper contains a description of a model of an automaton, that is intended to supporting investment decisions on a capital market. The author accomplished a review of commercial offers, that are designed to take financial decisions. He also proposed an architecture of a system, that on the basis of current quotations of selected financial instruments, decides to change holdings between mutual funds or buy or sell shares of an ETF. The financial instrument can be: indexes of stock exchanges, selected mutual funds, ETFs or bonds of selected issuers. The system consists of two connected automatons. The first of them, modeled by a Petri net, hold information about current state of financial markets. The second one, modeled as a classic Mealy machine, keeps information about state of the holdings and takes the investment decisions. The Petri net changes its marking on the ground of external signals, which are selected signals of the technical analysis. These signals are connected with alterations of trends of financial instruments. The Mealy machine switches its state due to new Petri net marking. The transition between states causes that a decision is generated, what kind of a financial operation should be performed. Besides a formal description of models, the paper contains results of an experiment. The author chose some function of technical analysis, that are used by the system to decide of fall or growth of the bond and stock market. Using historical quotation from the period of 2008 – 2011, parameters of the functions have been calculated so that the system does not gain losses during the test years. Thereafter the author invested money on the real investment account for the period of 8 months, proceeding according to the system indications.

Keywords: expert system, stock exchange, mutual fund.

DOI: 10.7862/re.2015.22

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Mateusz WIETECHA¹
Bartosz TRYBUS²

STEROWNIK PLC NA PLATFORMIE RASPBERRY PI PROGRAMOWANY W ŚRODOWISKU CPDEV

W pracy przedstawiono sposób wykorzystania popularnej platformy sprzętowej Raspberry Pi do stworzenia niedrogiego sterownika PLC. Tworzenie programów sterujących odbywa się za pomocą środowiska programistycznego CPDev, opracowanego w Katedrze Informatyki i Automatyki Politechniki Rzeszowskiej. Zaprezentowano sposób implementacji na Raspberry Pi maszyny wirtualnej CPDev, tworzącej środowisko wykonawcze dla oprogramowania sterującego, oraz obsługę sygnałów wejściowych i wyjściowych z wykorzystaniem modułu sprzętowego Pi-Face. Jako przykład aplikacji został zaprezentowany system sterowania tzw. inteligentnym domem, obejmujący sterowanie roletami okiennymi, oświetleniem i wentylacją oraz zamkiem drzwi. Na potrzeby badań zbudowano testowe stanowisko laboratoryjne z makietą domu jednorodzinnego. Algorytm sterowania został przygotowany z wykorzystaniem języka LD normy PN/EN 61131-3 [11]. Prototyp sterownika poddano trzem testom. Pierwszy test sprawdzał, czy logika sterująca działa zgodnie z wymaganiami i przy akceptowalnym czasie cyklu. Drugi test dotyczył obciążenia CPU podczas pracy sterownika PLC, zaś trzeci pokazywał zmianę temperatury urządzenia podczas pracy algorytmu sterowania. Wyniki badań potwierdzają możliwość zastosowania Raspberry Pi oraz środowiska CPDev do sterowania instalacją niewielkiego budynku, np. domu jednorodzinnego lub niewielkiego biura. Dzięki zastosowaniu środowiska CPDev istnieje możliwość stosunkowo prostej rekonfiguracji algorytmów sterowania, w przypadku instalacji innych urządzeń w domu. Oprócz realizacji sterowania, prezentowany system posiada wystarczające zasoby, aby wykonywać współbieżnie inne zadania, na przykład obsługę zdalnego dostępu przez WWW.

Słowa kluczowe: sterownik PLC, Raspberry Pi, PN/EN 61131-3, CPDev, inteligentny dom

¹ Autor do korespondencji: Mateusz Wietecha, Politechnika Rzeszowska, Warzyce 457, 38-200 Jasło, tel. 507 153 363, mateuszwietecha@gmail.com

² Bartosz Trybus, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszaw 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651685, btrybus@prz.edu.pl

1. Wprowadzenie

Rynek automatyki przemysłowej ciągle zaskakuje nowymi rozwiązaniami z zakresu systemów sterowania. Najwięksi producenci branży jak SIEMENS czy Allen-Bradley stale wypuszczają kolejne modele programowalnych sterowników PLC (*Programmable Logic Controller*) [14]. Mniejsze firmy również mają po kilka flagowych produktów sprzedawanych na całym świecie [1]. Przy tak dużej liczbie dostępnych zasobów trudno wybrać ten najbardziej pasujący. Jednym z kryteriów przy wyborze sterownika PLC jest oczywiście jego planowane zastosowanie, które także ma wpływ na cenę jaką jesteśmy w stanie przeznaczyć w ramach projektu na sam sterownik.

W niniejszej pracy przyjęte zostało, że obszar zastosowania wiąże się z zamiarem przystosowania niewielkiego budynku (np. własnego domu jednorodzinnego lub biura) do wdrożenia instalacji inteligentnego sterowania urządzeniami elektrycznymi. Przy projekcie tego typu istotną rolę odgrywa budżet jakim dysponujemy. Obecnie rynek takich usług zaskakuje stosunkowo wysokimi cenami, które wahają się między 150pln a 300pln za metr powierzchni użytkowej budynku, pomijając już rozbudowane funkcjonalności, które mogą tą kwotę znacznie zwiększyć [12]. Rozważając sprzęt do instalacji takich systemów należy przeglądać oferty centralnych sterowników, których ceny mogą sięgnąć nawet kilku tysięcy złotych. Z tego właśnie względu uzasadnione było opracowanie własnego, niedrogiego sterownika PLC, realizującego sterowanie m. in. roletami w oknach, oświetleniem, wentylacją czy zamkiem w drzwiach wejściowych.

Niesłabnąca od kilku lat popularność minikomputera Raspberry Pi [5] oraz jego niska cena umotywowwała podjęcie próby wykorzystania tej platformy do stworzenia funkcjonalnego systemu sterowania inteligentnym domem. Do utworzenia oprogramowania sterującego wybrano środowisko inżynierskie CPDev [3], głównie ze względu na jego niezależność sprzętową oraz możliwość zastosowania języków normy PN/EN 61131-3. Logika sterująca opisana językiem LD może być łatwo modyfikowana w zależności od potrzeb, także wynikłych w przyszłości.

Praca jest podzielona następująco. W punkcie 2 przedstawiono podstawową platformę sprzętowo-programową, na której zbudowano sterownik PLC, tj. miniaturowy komputer Raspberry Pi oraz środowisko inżynierskie CPDev służące do tworzenia i uruchamiania programów sterowania. W kolejnym punkcie omówiono sposób realizacji i strukturę oprogramowania sterownika, w tym obsługę wejść i wyjść oraz interakcję z programem sterowania. Dalej (p. 4.1) zaprezentowano prototyp sterownika wraz z testowym stanowiskiem laboratoryjnym dla sterowania inteligentnym domem, programem sterującym w języku LD oraz aplikacją internetową do zdalnego monitorowania pracy sterownika i stanu urządzeń w domu. W kolejnych punktach przedstawiono sposób przeprowadza-

nia oraz wyniki testów prototypu, tj. testu logiki sterującej (p. 4.2), testu wykorzystania procesora (4.3) oraz testu temperatury układu (4.4). W podsumowaniu zawarto końcowe wnioski oraz podano obszary dalszych prac i możliwości rozbudowy.

2. Platforma sprzętowo-programowa

Zaproponowany w niniejszej pracy sterownik PLC opracowano w oparciu o niedrogie i dostępne rozwiązania sprzętowe i programowe. Platformą sprzętową jest w tym wypadku miniaturowy komputer Raspberry Pi, zaś platformę programową stanowi pakiet CPDev. Jego możliwości wydają się być porównywalne w stosunku do istniejących, lecz droższych rozwiązań dostępnych na rynku. Przykładem może być sterownik Sterbox WPTC48T, posiadający podobną liczbę wejść/wyjść i umożliwiający budowę kompletnego układu sterowania [17].

2.1. Raspberry Pi

Raspberry Pi stworzył David Braben z myślą o tanim komputerze służącym początkowo dzieciom do nauki. Szybko jednak urządzenie stało się pożądane przez rzeszę użytkowników zwykłych komputerów PC [2]. Mimo, że podobne rozwiązania były dostępne już wcześniej, Raspberry jest stosunkowo tani oraz działa w oparciu o typowe systemy operacyjne, w szczególności system Linux (w odmianie o nazwie Raspbian), dzięki czemu jego programowanie nie różni się znacząco od programowania typowych komputerów osobistych. Miniaturowe rozmiary sprawiają, że może być stosowany w systemach wbudowanych (*embedded*).

Urządzenie bazuje na 32-bitowym dwurdzeniowym procesorze ARM11 typu RISC (*Reduced Instruction Set Computing*), używanym także m.in. w telefonach komórkowych. Jednostka centralna taktowana jest zegarem 700MHz. Oprócz niej w urządzeniu znajduje się 512MB pamięci RAM, z której część wykorzystywana jest przez układ graficzny z obsługą technologii OpenGL ES 2.0 [6]. Pamięć zewnętrzną uzyskuje się poprzez zainstalowanie karty SD. Dodatkowo Raspberry Pi posiada 2 lub 4 porty USB (w zależności od modelu), 26 pinów szyny GPIO oraz port HDMI wyświetlający obraz w jakości FullHD. Nowsza wersja Raspberry Pi, oznaczona jako model B+ posiada 40 pinów GPIO i kosztuje około 140zł [16]. Obecnie wprowadzana jest do sprzedaży wersja Raspberry Pi 2, której moc obliczeniowa została znacznie zwiększona dzięki zastosowaniu 4-rdzeniowego procesora 900MHz ARM Cortex-A7 oraz zwiększeniu dostępnej pamięci RAM do 1GB. Dodatkowo będzie ona mogła działać pod kontrolą systemu operacyjnego Windows 10 [15].

W omawianym rozwiązaniu zastosowano dodatkowy moduł rozszerzający o nazwie PiFace Digital (w cenie ok. 120pln), zawierającemu m.in. przekaźniki, mikroprzełączniki oraz śrubowe zaciski, dzięki któremu możliwe jest bezpo-

średnie sterowanie pracą różnych urządzeń, w tym źródeł światła, silników rolet okiennych itp. Urządzenie wraz z modułem PiFace obsługuje 8 wejść oraz 8 wyjść cyfrowych, które wystarczą do budowy prostego sterownika PLC.

2.2. Środowisko programistyczne CPDev

Środowisko programistyczne CPDev (Control Program Developer) [9] jest rozwijane na Politechnice Rzeszowskiej i służy do programowania sterowników PLC i niewielkich systemów rozproszonych, tzw. mini-DCS (*Distributed Control Systems*) [8][13]. Tworzenie oprogramowania sterującego odbywa się za pomocą języków normy PN-EN 61131-3 [11], tj. ST (*Structured Text*), LD (*Ladder Diagram*), IL (*Structured Text*), FBD (*Function Block Diagram*) oraz SFC (*Sequential Function Chart*). LD, FBD i SFC to języki graficzne, pozostałe zaś są tekstowe. Środowisko wykonawcze CPDev zostało zrealizowane w oparciu o wieloplatformową maszynę wirtualną [18], dzięki czemu programy sterujące mogą być uruchamiane na platformach sprzętowych wyposażonych w procesory ARM, AVR oraz x86 [4], czy w układach FPGA [9]. Takie rozwiązanie umożliwiło również implementację maszyny wirtualnej wraz z programem sterującym inteligentnym domem na platformie sprzętowej Raspberry Pi. W tym przypadku diagramy LD opisujące sterowanie są kompilowane do kodu wykonywalnego dla maszyny wirtualnej.

Warto wspomnieć, że nowe rozwiązania wprowadzone w ostatnim czasie do CPDev pozwalają także tworzyć graficzny panel operatorski HMI (*Human-Machine Interface*) oraz modelować problem za pomocą diagramów SysML [9].

3. Realizacja sterownika PLC na platformie Raspberry Pi

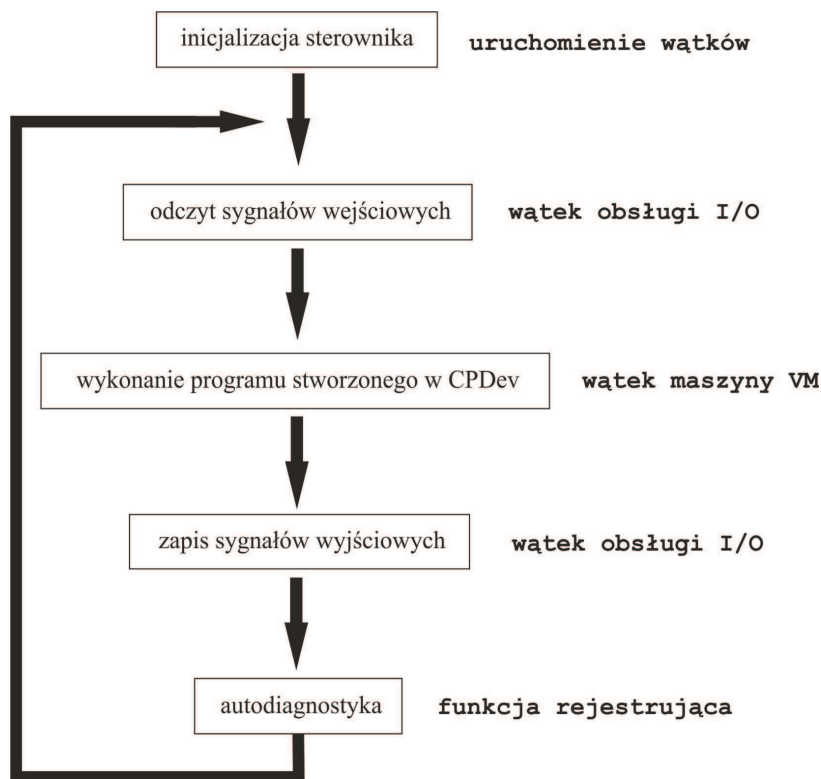
Oprogramowanie systemowe sterownika PLC zostało przygotowane w języku C. Ogólny schemat działania został przedstawiony na rysunku 1. Jak widać, oprogramowanie działa jako cykliczna maszyna stanowa. Jej sekwencyjny charakter w powiązaniu z systemem operacyjnym został jednak rozszerzony o operacje współbieżne, aby wykorzystać możliwości programowania wielozadaniowego [10]. W tym celu poszczególne części programu są realizowane przez osobne wątki.

Działanie rozpoczyna się od inicjalizacji sterownika, obejmującej przygotowanie środowiska pracy maszyny wirtualnej CPDev, w tym obszarów roboczych w pamięci RAM oraz załadowania programu sterującego w kodzie wykonywalnym maszyny wirtualnej.

Po inicjalizacji rozpoczyna się właściwa praca programu jako sterownika PLC. Pierwszą część cyklu stanowi odczyt sygnałów wejściowych. Wykorzystywane są sygnały z modułu PiFace, zaś jego obsługa programowa odbywa się za pomocą funkcji z biblioteki *wiringPi* [7].

Najważniejszym etapem pracy sterownika jest wykonanie programu sterującego przez maszynę wirtualną CPDev. W każdym cyklu maszyna przetwarza sygnały wejściowe na odpowiednie wartości zmiennych wyjściowych, zgodnie z logiką sterującą określoną w środowisku CPDev. Implementacja maszyny wirtualnej w systemie operacyjnym Raspbian wymagała dostosowania funkcji maszyny wirtualnej zależnych od platformy. Skorzystano tutaj z doświadczeń z implementacji tej maszyny w systemie operacyjnym QNX [4], bowiem oba systemy są w znacznej mierze zgodne pod względem programistycznym.

W kolejnej fazie wyjścia modułu PiFace są ustawiane zgodnie z wartościami zmiennych programu CPDev. Warto zauważyć (Rys.1), że odczyt wejść i zapis wyjść są realizowane przez jeden wspólny wątek. W innym wątku działa maszyna wirtualna, dzięki czemu możliwe jest rozdzielenie sterowania od obsługi I/O. Oprócz tego sterownik wyposażono w funkcję autodiagnostyki, czuwającą nad całością i rejestrującą pracę sterownika.



Rys. 1. Schemat ogólny sterownika PLC na platformie Raspberry Pi

Fig. 1. General PLC schema on Raspberry Pi platform

4. Testy prototypu

Opracowany sterownik przeznaczony do ciągłej pracy jako centralny moduł inteligentnego domu został poddany trzem zasadniczym badaniom. Pierwsze z nich dotyczyło sprawdzenia logiki sterującej. Kolejne sprawdzały obciążenie CPU podczas pracy oraz temperaturę urządzenia. Testy przeprowadzono na specjalnie skonstruowanym stanowisku doświadczalnym.

4.1. Stanowisko doświadczalne

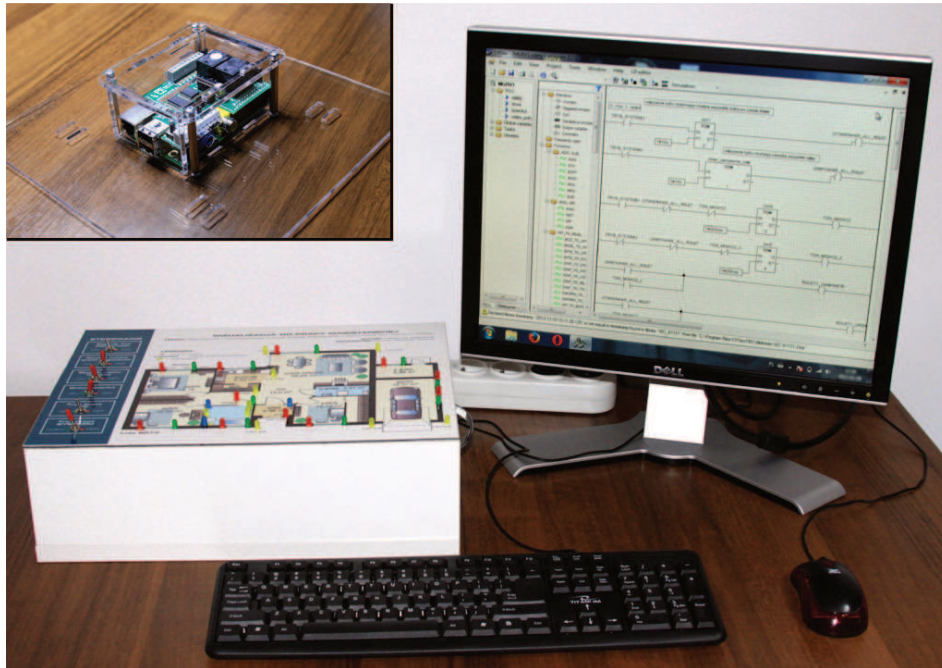
Prototyp sterownika zrealizowano w oparciu o urządzenie Raspberry Pi model B w wersji 2.0 z układem Broadcom BCM2835 (częstotliwość procesora 700MHz, 512MB pamięci SDRAM taktowanej zegarem 400MHz), wyposażone w moduł PiFace.

Do testów przygotowano stanowisko laboratoryjne umożliwiające symulowanie pracy jako sterownika inteligentnego domu, przedstawione na rys. 2. W celu zbliżenia go do warunków rzeczywistych opracowano makietę domu jednorodzinnego z wizualizacją stanu poszczególnych urządzeń (u dołu, z lewej strony rys. 2). U góry po lewej widoczny jest moduł sterownika zrealizowany w oparciu o Raspberry Pi, zaś po prawej widać środowisko programistyczne CP-Dev z programem sterowania.

Oprogramowanie sterujące opracowane w języku LD realizuje następujące funkcjonalności systemu:

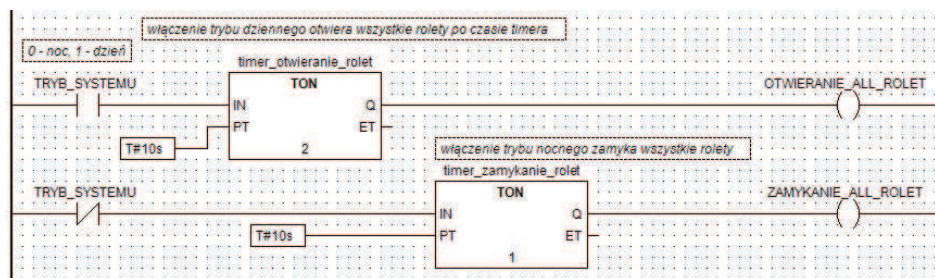
- sterowanie otwieraniem i zamykaniem rolet okiennych,
- sterowanie roletą w pokoju z telewizorem,
- sterowanie oświetleniem w łazience,
- sterowanie wentylacją,
- sterowanie zamkiem drzwi wejściowych.

Na rysunku 3 przedstawiono dla przykładu fragment sterowania roletami opracowany w języku LD. Na podstawie wartości zmiennej TRYB_SYSTEMU (dzienny lub nocny) aktywowane są bloki funkcjonalne TON (timer on), które po upływie 10 sekund (T#10s) ustawiają wyjścia Q służące do otwierania i zamykania rolet.



Rys. 2. Stanowisko laboratoryjne do badania systemu sterowania

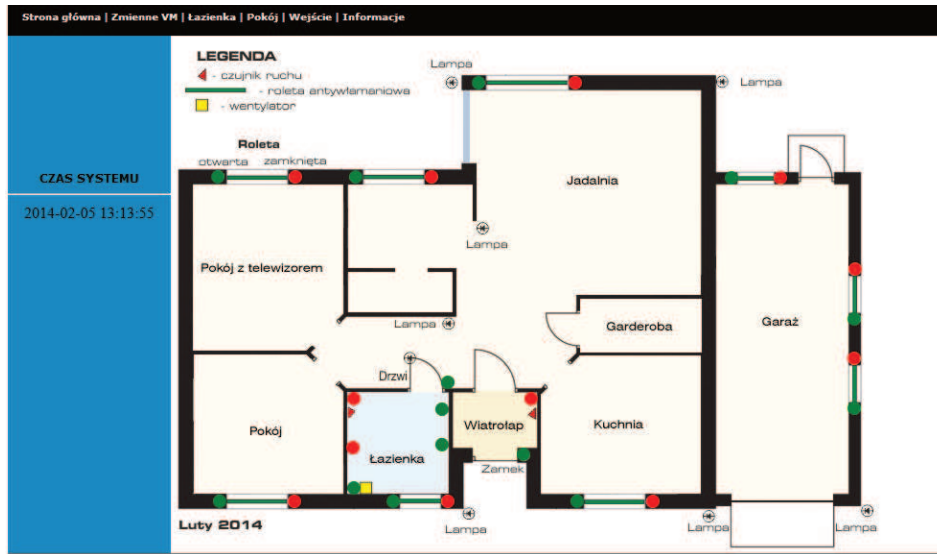
Fig. 2. Laboratory stand for control system testing



Rys. 3. Fragment programu w języku LD utworzony w edytorze CPDev

Fig. 3. Part of LD program developed in the CPDev editor

Prawidłowa praca sterownika może być także weryfikowana poprzez specjalną aplikację internetową. Monitorowanie odbywa się zdalnie, zaś wizualizacja na stronie WWW prezentuje plan pomieszczeń i stan poszczególnych urządzeń (Rys. 4). Należy podkreślić, że obsługa aplikacji internetowej jest realizowana przez Raspberry Pi równoległe z programem sterownika.



Rys. 4. Strona internetowa do zdalnego monitorowania

Fig. 4. WWW page for remote monitoring

4.2. Test logiki sterującej

Sprawdzenie poprawności działania logiki sterującej zaprogramowanej w języku LD było najdłuższym trwającym testem. Odbywało się w kilku etapach. Na początku oprogramowanie sterujące było sprawdzane z wykorzystaniem symulatora CPSim wchodzącego w skład środowiska CPDev [13]. Symulator umożliwia uruchamianie i monitorowanie pracy programu na PC u bez konieczności jego ładowania do sterownika. Możliwe jest rejestrowanie wartości zmiennych programu i ich późniejsza analiza. Wartości zmiennych wejściowych ustawiane są ręcznie lub automatycznie. W trybie automatycznym symulator sam ustawia wejścia w odpowiednich chwilach czasowych na podstawie wcześniej przygotowanego przepisu.

Środowisko CPDev generuje tzw. raport kompilacji, który w powiązaniu z raportem symulacji pozwala określić zasoby wymagane przez program sterujący oraz jego złożoność. W omawianym prototypie program sterujący używa ok. 30 zmiennych globalnych oraz cztery jednostki organizacyjne oprogramowania (*Program Organization Units*), z których każda dotyczy jednego obsługiwanego urządzenia (np. rolet). Łącznie zużywanych jest ok. 5% zasobów pamięciowych maszyny wirtualnej, co sprawia, że sterowaniem można by objąć kilkakrotnie większy obiekt.

W kolejnym etapie testy przeprowadzono z użyciem prototypu sterownika, lecz bez obsługi wejść i wyjść modułu PiFace. Pozwoliło to stwierdzić, czy czas

cyklu sterownika nie jest zbyt długi, tj. czy moduł wykonawczy w odpowiednim czasie ustawia sygnały wyjściowe. Testy wykazały, że czas cyklu nie przekraczał 100ms, co jest wartością akceptowalną dla tego typu zastosowań.

Ostatnią fazą było sprawdzenie działania każdego z wejść oraz wyjść obsługiwanych przez moduł PiFace. Do tego celu wykorzystano makietę domu jednorodzinnego połączonego z wejściami i wyjściami sterownika.

4.3. Test wykorzystania zasobów CPU

Kolejne badanie obejmowało sprawdzenie użycia procesora Raspberry Pi podczas pracy jako sterownik PLC. W ramach testu uruchomiono program sterujący na 10 minut, wykonując każdą zaprogramowaną czynność oraz symulując wszystkie możliwe tryby pracy systemu sterowania. Parametry pracy procesora były w tym czasie pod ciągłym monitoringiem. Wyniki testu pokazały, że użycie procesora przez sterownik PLC utrzymywało się na poziomie 67% przy odchyleniu 0,5%. Obrazuje to rys. 5, gdzie przedstawiono listę procesów działających w systemie. Pierwszy proces na liście odpowiada za funkcjonalność sterownika, pozostałe to procesy systemowe.

```
top - 17:27:28 up 34 min, 4 users, load average: 2.34, 2.41, 1.86
Tasks: 74 total, 2 running, 72 sleeping, 0 stopped, 0 zombie
%Cpu(s): 76.1 us, 23.9 sy, 0.0 ni, 0.0 id, 0.0 wa, 0.0 hi, 0.0 si, 0.0 st
KiB Mem: 448736 total, 84456 used, 364280 free, 11804 buffers
KiB Swap: 102396 total, 0 used, 102396 free, 41772 cached
```

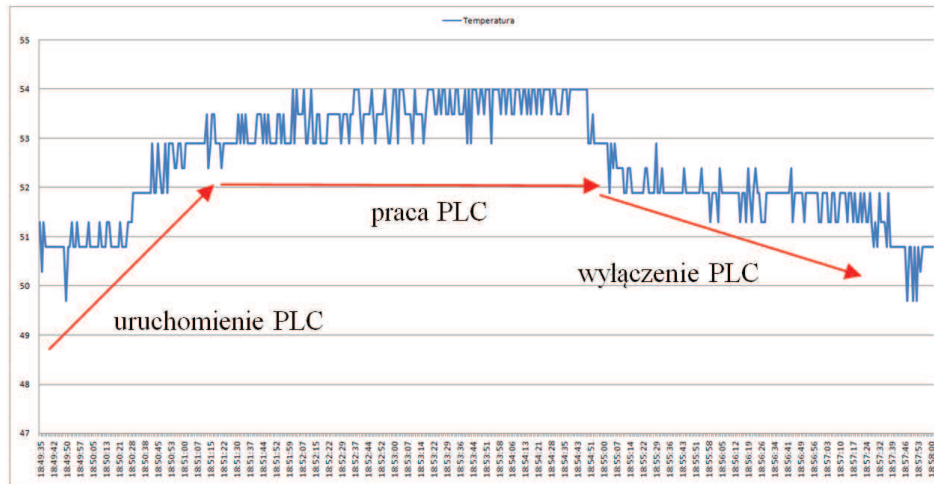
PID	USER	PR	NI	VIRT	RES	SHR	S	%CPU	%MEM	TIME+	COMMAND
2452	root	20	0	27188	788	648	R	67.1	0.2	10:18.47	mgr_main
2490	root	20	0	0	0	0	S	31.1	0.0	0:29.84	kworker/u:2
2478	root	20	0	4664	1360	1024	R	1.0	0.3	0:07.01	top
37	root	20	0	0	0	0	S	0.3	0.0	0:06.81	mmcgq/0
2463	root	20	0	9804	3252	2620	S	0.3	0.7	0:01.99	sshd
1	root	20	0	2140	712	608	S	0.0	0.2	0:01.71	init

Rys. 5. Parametry procesów w sterowniku PLC

Fig. 5. Process parameters in the PLC controller

4.4. Test temperatury procesora

Kolejne badanie miało na celu sprawdzenie, czy urządzenie podczas pracy i wykonywania zaprogramowanych funkcji sterujących nie będzie się nadmiernie nagrzewało i sprostą wymaganiom ciągłej pracy, jakie stawia się przed sterownikami systemów inteligentnego domu. Do przeprowadzenia testu przygotowano skrypt, który zbierający wartości temperatury i zapisujący je co sekundę do pliku.



Rys. 6. Wykres temperatury procesora podczas pracy sterownika

Fig. 6. CPU temperature graph during PLC activity

Zebrane próbki dla testu trwającego prawie 8 minut przedstawiono na rys. 6. Początkowo był uruchomiony tylko system operacyjny i temperatura wynosiła około 51 stopni Celsjusza. Następnie został uruchomiony program sterownika PLC oraz przeprowadzono symulację wszystkich możliwych trybów pracy systemu sterowania inteligentnym domem. Podczas tej fazy temperatura wzrosła do około 54°C. Sterownik pracował 5 minut, a następnie został wyłączony. Temperatura CPU spadła do poprzedniego poziomu około 51°C. Na rys. 5 wyraźnie widać moment włączenia, gdy temperatura wzrosła oraz moment przejścia w stan bezczynności powodujący powrót do poprzednich wartości temperatury. Jak widać, nawet intensywna praca sterownika PLC powoduje nieznaczny wzrost temperatury układu.

5. Podsumowanie

Uzyskane wyniki pozwalają na sformułowanie kilku wniosków dotyczących obiektu badań. Raspberry Pi może posłużyć jako baza do stworzenia prostego, niedrogiego sterownika PLC do zastosowań niewielkiej skali. Urządzenie, mimo że nie zostało wyprodukowane jako sprzęt przemysłowy, sprawdzi się w roli sterownika prostej instalacji inteligentnego domu. Możliwość programowania w języku LD ułatwia adaptację do określonych potrzeb oraz późniejszą rekonfigurację, w przypadku gdyby zainstalowano kolejne urządzenia, którymi należałoby sterować. Oprócz urządzeń uwzględnionych w prototypie mogłyby to być gniazda sieciowe, odbiorniki zasilane dowolnym napięciem, brama garażowa, oświetlenie RGB itp. Wielozadaniowy system operacyjny pozwala na rów-

noległe wykonywanie dodatkowych funkcji, jak obsługę strony internetowej do zdalnego monitorowania pracy.

Korzystając z platformy Raspberry Pi podczas tworzenia instalacji inteligentnego domu należy pamiętać o jego ograniczeniach w ilości wejść/wyjść. W przypadku większej ilości sterowanych urządzeń może okazać się ona niewystarczająca. Rozwiązaniem byłoby wyposażenie urządzenia w dodatkowy interfejs, tzw. *port expander* oferujący kolejne kanały I/O. Nowe perspektywy wiąże się także z wprowadzaną do sprzedaży wersją Raspberry Pi 2 wyposażoną w szybszy procesor i większą pamięcią RAM. W przyszłości planowane jest opracowanie i uruchomienie na tej platformie graficznego panelu operatorskiego z możliwością włączania i wyłączenia urządzeń oraz zmiany ustawień sterownika za pomocą panelu dotykowego.

Literatura

- [1] BECKHOFF Automation GmbH & Co. KG, Embedded PC CX: http://www.beckhoff.com/english.asp?embedded_pc/cx.htm?id=15987759973374
- [2] Chrobot M.: Pecet wielkości pendrive. Musisz to zobaczyć!, <http://spokogadzet.komputerswiat.pl/pecet-wielkosci-pendrive-musisz-to-zobaczyc>.
- [3] CPDev, strona internetowa: <http://www.cpdev.kia.prz.edu.pl/>
- [4] Dulęba Ł., Kotula W., Trybus B.: Implementacja maszyny wirtualnej CPDev w systemach operacyjnych QNX Neutrino i Windows CE, [w:] Trybus L., Samolej S.: Projektowanie, analiza i implementacja systemów czasu rzeczywistego, ISBN 878-83-206-1822-8, WKŁ. Warszawa 2011, s. 207-216.
- [5] Forum Raspberry Pi, Fundacja Raspberry-Pi: <http://forum.r-pi.pl/fundacji/fundacja-raspberry-t7.html>.
- [6] Forum Raspberry Pi, Specyfikacja Techniczna Raspberry-Pi Model B: <http://forum.r-pi.pl/specyfikacja-mini-komputera/specyfikacja-techniczna-raspberry-model-t9.html>.
- [7] Gordon Project, Download and Install: <https://projects.drogon.net/raspberry-pi/wiringpi/download-and-install/>.
- [8] Jamro M., Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B., Trybus L.: CPDev Engineering Environment for Modeling, Implementation, Testing, and Visualization of Control Software, in: Szewczyk R., Zieliński C., Kaliczyńska M. (Eds.): Advances in Intelligent Systems and Computing vol. 267, Recent Advances in Automation, Robotics and Measuring Techniques, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2014, pp. 81-90.
- [9] Jamro M., Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B., Trybus L.: Środowisko inżynierskie Control Program Developer obecnie, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika 33, 2013, pp. 117-132.
- [10] Juźwiak P.: Programowanie współbieżne 4. Wątki Pthread w Linuxie, Wydział Elektroniki i Technik Informatycznych, Politechnika Warszawska.
- [11] PN-EN 61131-3:2013-10, Sterowniki programowalne -- Część 3: Języki programowania.

- [12] Riley M.: Inteligentny dom, Helion, 2013.
- [13] Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B., Trybus L.: Open Environment for programming small controllers according to IEC 61131-3 standard, Scalable Computing: Practice and Experience, 2009.
- [14] SIEMENS, Systemy automatyki SIMATIC, Jednostki centralne S7-1500: http://www.automatyka.siemens.pl/solutionandproducts_ia/12034.htm
- [15] Sklep Botland, Raspberry Pi 2 model B 1GB RAM: <http://botland.com.pl/moduly-i-zestawy-raspberry-pi-2/3181-raspberry-pi-2-model-b-1gb-ram.html>
- [16] Sklep Botland, Raspberry Pi Model B+ 512MB RAM: <http://botland.com.pl/moduly-i-zestawy-raspberry-pi-2/2543-raspberry-pi-model-bplus-512mb-ram.html>
- [17] Sterbox, Sterownik internetowy PLC, Sterbox WPTC48T, <http://www.sterbox.eu/index.php/sklep/product/view/1/108>
- [18] Trybus B. „Development and Implementation of IEC 61131-3 Virtual Machine”, Theoretical and Applied Informatics. Volume 23, Issue 1, 2011, Pages 21–35.

PLC CONTROLLER BASED ON RASPBERRY PI AND PROGRAMMABLE WITH CPDEV ENVIRONMENT

Summary

The paper presents a low-cost PLC controller prototype based on the popular Raspberry Pi hardware platform. CPDev programming environment, developed at Rzeszow University of Technology, is used to create control programs. CPDev virtual machine has been implemented in Raspberry Pi to make a runtime environment for control software. Input and output signal handling is achieved via Piface hardware module add-on. A smart home is presented as an example application, controlling window shades, lighting, ventilation and door lock. For testing purposes, a lab installation has been constructed with model of a family home. Control algorithms have been prepared in LD language which complies with IEC 61131-3 standard [11]. Three tests have been performed on this system. The first test verifies whether the control logic meets the requirements and works with acceptable cycle time. The second test involves CPU resources taken by the PLC during work. The third test shows how the temperature changes during operation of the control algorithm. The test results confirm that Raspberry Pi and CPDev environment can be used to control a simple installation of smart home, e.g. single-family home or a small office building. When new devices are installed at home, straightforward reconfiguration is possible by using the CPDev environment. Apart from running control algorithms, the presented system is powerful enough to execute concurrently other tasks, such as handling of remote access via WWW.

Keywords: PLC, Raspberry Pi, PN/EN 61131-3, CPDev, smart home

DOI: 10.7862/re.2015.23

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Paweł DYMORA¹
Mirosław MAZUREK²
Sławomir JASKÓŁKA³

ANALIZA STATYSTYCZNA PRACY SIECI KOMPUTEROWEJ W ŚRODOWISKU LABVIEW

Analiza ruchu sieciowego oraz metod wykrywania nieprawidłowości pracy urządzeń sieciowych stanowi ciekawy problem dla analityków badających sieci komputerowe. Poprawna interpretacja anomalii oraz odpowiednia reakcja na nie może poprawić jakość działania sieci, zapobiec awarii lub skrócić jej czas. W artykule przedstawiono oryginalną aplikację utworzoną w środowisku LabVIEW, z zaimplementowanymi algorytmami do wyznaczania współczynnika Hursta, będącego miarą samopodobieństwa i określenia zależności długoterminowych oraz multifraktalności ruchu sieciowego. Celem aplikacji było zaimplementowanie znanych metod wyznaczania współczynnika Hursta m.in. metody statystyki R/S, metody wartości bezwzględnej oraz zagregowanej wariancji - jako aparatu statystycznego do określenia cech ruchu sieciowego. W badaniach wykorzystano wirtualną sieć testową, której model utworzono w środowisku OPNET Modeler. Przeprowadzona w programie analiza statystyczna wskazała, że poziom samopodobieństwa ruchu sieciowego zawiera się w przedziale od 0,5 do 1, zaś jego wartość przybiera wyższe wartości wraz z rosnącym wypełnieniem pasma sieci. Nieprzerwany ruch sieciowy o małym natężeniu (np. ruch typu VoIP) posiada samopodobieństwo porównywalne do szumu białego równe 0,5 co zaprezentowano w artykule.

Słowa kluczowe: współczynnik Hursta, wykrywanie anomalii sieci komputerowych, samopodobieństwo, zależności długoterminowe, systemy złożone.

1. Wprowadzenie

Ruch w sieci komputerowej bez względu na charakter usługi charakteryzuje się zarówno zależnościami długoterminowymi (dalekosięznymi), jak i multifrak-

¹ Autor do korespondencji: Paweł Dymora, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Rozproszonych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel. 17 865 1106, Pawel.Dymora@prz.edu.pl.

² Mirosław Mazurek, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Rozproszonych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, Mirosław.Mazurek@prz.edu.pl.

³ Sławomir Jaskółka, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Rozproszonych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, Sławomir.Jaskolka@prz.edu.pl.

talnością. Dowodem tego będzie wyznaczona wartość współczynnika Hursta zachowująca podobny poziom niezależnie od szerokości badanego okna pomiarowego (liczby próbek i czasu pomiaru). Analiza ruchu sieciowego oraz metody wykrywania nieprawidłowości i anomalii stanowi ciekawy problem dla analityków badających sieci komputerowe. Poprawna interpretacja anomalii oraz odpowiednia reakcja na nie może polepszyć jakość działania sieci jak również zapobiec lub skrócić czas awarii. W artykule zaprezentowano możliwości wykorzystanie współczynnika Hursta, który jest miarą samopodobieństwa do analizy wielu typów ruchu sieciowego w celu znalezienia zależności długoterminowych oraz multifraktalności. Odchylenia od wartości standardowych samopodobieństwa obliczone na podstawie pomiaru zużycia pasma oraz opóźnień sieciowych mogą być pomocne podczas identyfikacji typu ruchu sieciowego, zmian w topologii sieci, lub wczesnego wykrywania i zapobiegania awarii sieciowych.

2. Wybrane metody wyznaczania współczynnika Hursta

Najstarszą metodą do wyznaczania współczynnika Hursta jest metoda wykorzystująca statystykę R/S. Metodę R/S dla ciągu wartości o skończonej długości zarejestrowanych odstępów czasu pomiędzy zdarzeniami t_1, t_2, \dots, t_n definiujemy w następujący sposób [2, 4, 6, 8].

W pierwszym kroku wprowadza się średni odstęp czasowy dla zarejestrowanych ciągów odstępów pomiędzy zdarzeniami:

$$\hat{t}(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i \quad (1)$$

Następnie należy obliczyć wariancję tego ciągu:

$$S^2(n) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n [t_i - \hat{t}(n)]^2 \quad (2)$$

oraz moment pojawienia się k -tego zdarzenia:

$$T_k = \sum_{i=1}^k t_i, \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

Należy także uwzględnić odchyłkę rzeczywistą T_k chwili pojawienia się k -tego zdarzenia w chwili uśrednionej $k\hat{t}(n)$, gdzie $k = 1, 2, \dots, n$:

$$U_k = T_k - k\hat{t}(n), \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

Statystykę R/S definiuje się w następujący sposób:

$$\frac{R(n)}{S(n)} = \frac{\max(0, U_1, U_2, \dots, U_n) - \min(0, U_1, U_2, \dots, U_n)}{\sqrt{S^2(n)}} \quad (5)$$

Dla zjawisk wskazujących samopodobieństwo można zaobserwować zależność przedstawioną jako:

$$\frac{R(n)}{S(n)} \approx n^H \quad (6)$$

gdzie zmienna H jest wykładnikiem Hursta. Tworząc wykres statystyki R/S w funkcji skali czasu należy przyjąć podwójnie logarytmiczny układ współrzędnych, gdzie otrzymamy zależność [1, 7]:

$$\log \frac{R(n)}{S(n)} \approx H \log(n) + const \quad (7)$$

która jest linią prostą o współczynniku kierunkowym H .

Kolejną metodą do wyznaczania współczynnika Hursta jest metoda wartości bezwzględnej. W celu wyznaczenia współczynnika Hursta tą metodą utworzono zagregowany szereg $X(m)$, dzieląc szereg badanych obserwacji o długości N na bloki o długości m i uśredniając każdy blok [1, 9].

$$X^{(m)}(k) = \frac{1}{m} \sum_{i=(k-1)m+1}^{km} X_i, \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, N/m \quad (8)$$

Rozważając n -ty moment szeregu:

$$AM_n(m) = \frac{1}{N/m} \sum_{k=1}^{N/m} |X^{(m)}(k) - \bar{X}|^n \quad (9)$$

gdzie \bar{X} jest średnią szeregów. Zagregowany szereg $X^{(m)}$ dla dużych wartości m asymptotycznie dąży do $Cm^{n(H-1)}$ i $AM_n(m)$ jest asymptotycznie proporcjonalne do $m^{n(H-1)}$. Nanosząc wyliczone wartości $AM_n(m)$ na wykres w podwójnej skali logarytmicznej i aproksymując uzyskane punkty metodą najmniejszych kwadratów, otrzymujemy prostą o nachyleniu do osi X równym $H-1$ [3, 7].

Ostatnią analizowaną metodą wyznaczenia współczynnika Hursta jest metoda zagregowanej wariancji. W metodzie tej utworzono zagregowany szereg

$X(m)$, a następnie podzielono szereg badanych obserwacji o długości N na bloki o długości m i uśredniono każdy blok [4, 8].

$$X^{(m)}(k) = \frac{1}{m} \sum_{i=(k-1)m+1}^{km} X_i, \quad \text{dla } k = 1, 2, \dots, N/m \quad (10)$$

dla każdego m z zakresu od 2 do $N/2$ obliczana jest wariancja próbki $X^{(m)}(k)$:

$$\text{Var}X^{(m)} = \frac{1}{([N/m]-1)} \sum_{k=1}^{[N/m]} (X^{(m)}(k) - \bar{X})^2 \quad (11)$$



Na wykresie zaznaczane są punkty $\log(S^2 m)$ oraz $\log(m)$, które dla wystarczająco dużej wartości m , układają się w linię prostą o ujemnym współczynniku kierunkowym równym $2H - 2$ [3, 4, 9].






3. Model analizowanej sieci komputerowej

Symulację ruchu sieciowego w sieci komputerowej zamodelowano w programie OPNET Modeler. Testowaną sieć podzielono na dwie podsieci: podsieć stacji roboczych generujących ruch sieciowy (opisany w definicjach profili) oraz serwer znajdujący się w drugiej podsieci. Komunikacja między stacjami roboczymi a serwerem znajdującym się w innej podsieci wymaga przetworzenia ruchu sieciowego przez szereg urządzeń sieciowych, które analizując go generują opóźnienia. Obciążenie serwera oraz czasy odpowiedzi na żądania stacji roboczych dotyczących poszczególnych rodzajów ruchu sieciowego są mierzone i zapisywane podczas symulacji sieci. Testowa sieć wykorzystuje modele urządzeń podane w tabeli 1.

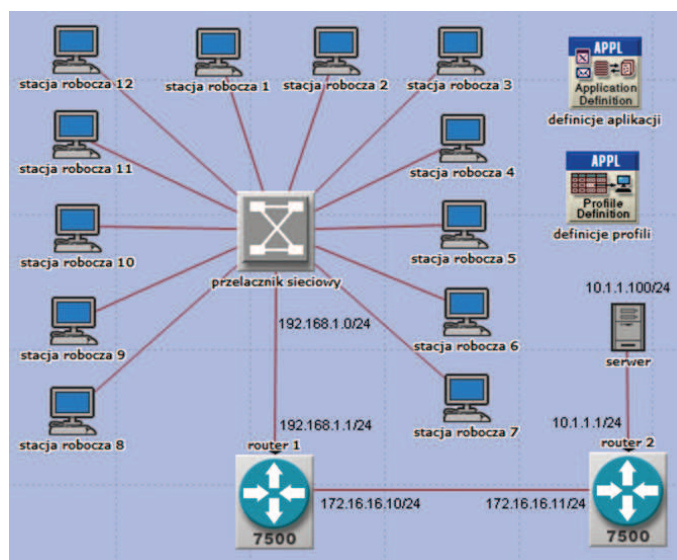
Tabela (tablica) 1. Opis elementów modelu sieci użytych w symulacji ruchu sieciowego

Table 1. Description of the network model elements used in the simulation of network traffic

Ikona	Ilość	Opis
	12	Stacja robocza: urządzenie przeznaczone do bezpośredniej pracy inicjalizujące ruch sieciowy.
	2	Router Cisco (model 7507): urządzenie pełniące rolę węzła komunikacyjnego łączące podsieci ze stacjami roboczymi i serwerem.

	1	Przełącznik Sieciowy: urządzenie łączące segment sieci komputerowej złożonej z 12 stacji roboczych do jednego z ruterów marki Cisco.
	1	Serwer: obsługuje usługi sieciowe określone w definicjach aplikacji, które odpowiadają na zapytania stacji roboczych.
	1	Definicje profili: określają profile, które wykorzystują aplikacje wyznaczone w definicjach aplikacji.
	1	Definicje aplikacji: określają rodzaj, intensywność oraz czas trwania ruchu sieciowego.
	15	10Gbps Ethernet: łącze o przepustowości 10 gigabitów na sekundę.

Schemat wzajemnych połączeń pomiędzy urządzeniami w symulowanej sieci komputerowej pokazano na rysunku 1.

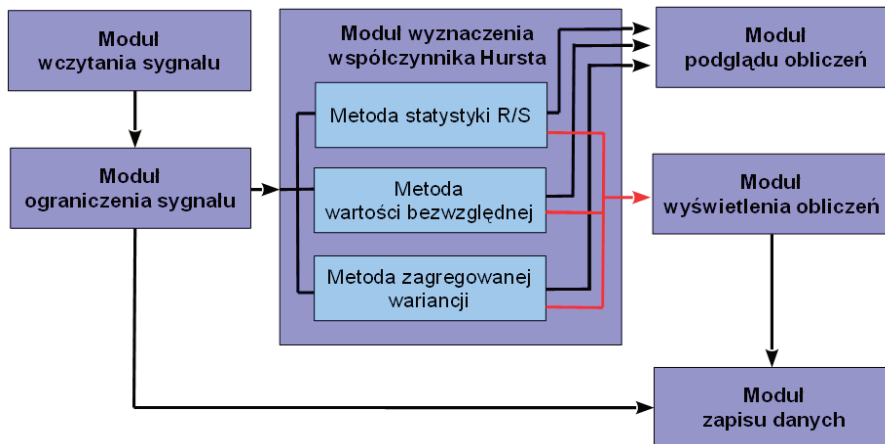


Rys. 1. Model symulowanej struktury sieciowej

Fig. 1. The model of the simulated network structure

4. Aplikacja wyznaczająca współczynnik Hursta

Do analizy ruchu sieciowego i wyznaczania wartości współczynnika Hursta w oparciu o przedstawione metody wykorzystano oryginalny program stworzony w środowisku LabVIEW. Schemat blokowy aplikacji przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Bloki funkcjonalne aplikacji

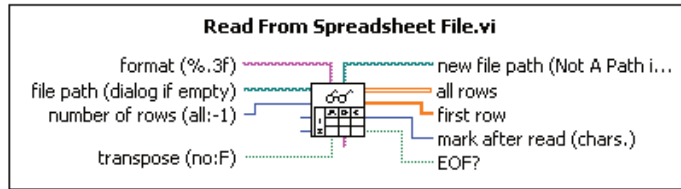
Fig. 2. Application functional blocks

W aplikacji wydzielono moduły, które działają niezależnie od siebie przekazując dane w sposób pokazany na rysunku 2. Dane wejściowe są wczytywane przez moduł wczytania sygnału. Następnie moduł ograniczenia sygnału umożliwia w prosty sposób edycję danych wejściowych poprzez wycięcie, powtórzenie zaznaczonej części sygnału lub nałożenie dwóch sygnałów na siebie. Przetworzony sygnał według preferencji użytkownika może być zapisany przez moduł zapisu danych i ponownie wczytany przez moduł wczytania sygnału jako podstawowe dane wejściowe.

Moduł wyznaczenia współczynnika Hursta pobiera dane z modułu ograniczenia sygnału i wyznacza trzema oddzielnymi metodami wyznacznika Hursta uwzględniając parametry zadane przez użytkownika. Wynik w postaci trzech wykresów (po jednym dla każdej z metod) przekazuje do modułu podglądu obliczeń, który wyświetla poszczególne kroki podjęte w celu wyznaczenia współczynnika Hursta. Moduł ten przekazuje także wynik jednej z zaznaczonych przez użytkownika metod do modułu wyświetlenia obliczeń, który prezentuje wykres wyznaczonego współczynnika Hursta. Program pozwala również na zapisanie do pliku tekstowego wykresu wyznaczonych współczynników. Odbywa się to poprzez ponowne wykorzystanie modułu zapisu danych.

4.1. Wczytywanie, edycja i prezentacja danych pomiarowych

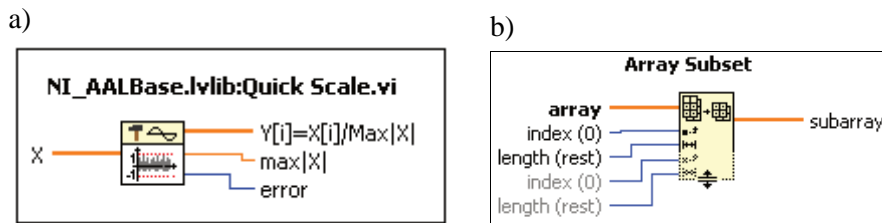
W programie proces wczytywania danych wykonuje funkcja biblioteczna o nazwie „*Read From Spreadsheet File.vi*”. Po wybraniu ścieżki dostępu funkcja (rysunek 3) zwraca wynik w postaci tablicy liczb, które następnie są ograniczane zakresem podanym przez użytkownika i wyświetlane na wykresie w całości lub jako segment wybrany przez użytkownika.



Rys. 3. Funkcja wczytująca plik tekstowy z danymi wejściowymi

Fig. 3. Application’s function loading the text file with the input data

Wczytany sygnał jest poddawany operacji normowania amplitudy, która odbywa się za pomocą funkcji bibliotecznej „*Quick Scale*” (rysunek 4a). Dzięki temu przekształceniu próbki analizowanego sygnału przyjmują wartości z przedziału $[-1; +1]$.



Rys. 4. a) Funkcja *Quick Scale*; b) Funkcja *Array Subset*

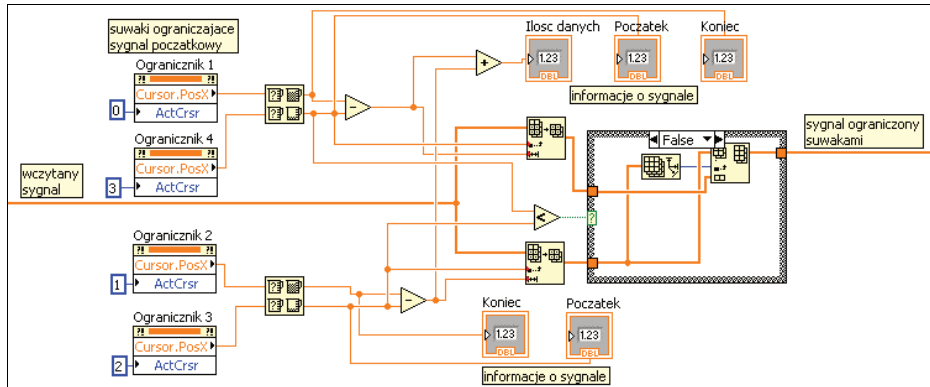
Fig. 4. a) Function *Quick Scale*; b) Function *Array Subset*

Sygnał wyświetlany jest na wykresie, który umożliwia wybranie interesującej części początkowo wczytanego sygnału. Odbywa się to z wykorzystaniem funkcji bibliotecznej „*Array Subset*” (rysunek 4b), która oddziela zadaną tablicę danych o podanej długości, na której będą prowadzone obliczenia.

Moduł wczytania sygnału wyświetla również czas potrzebny na obliczenie współczynnika Hursta. Czas ten wyznaczany jest przez obliczenie długości trwania jednej iteracji pętli „for”, co umożliwia to funkcja „*Tick Count*”.

Moduł ograniczania sygnału pozwala na podstawową edycję wczytanego sygnału. Umożliwiają to jeden lub dwa suwaki, które odpowiednio ustawione przez użytkownika na sygnale początkowym wycinają niepotrzebną część sy-

gnału, powielają lub nakładają dwa sygnały na siebie. Kod zaimplementowanych suwaków przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Kod modułu ograniczającego sygnał

Fig. 5. Limiting signal module code

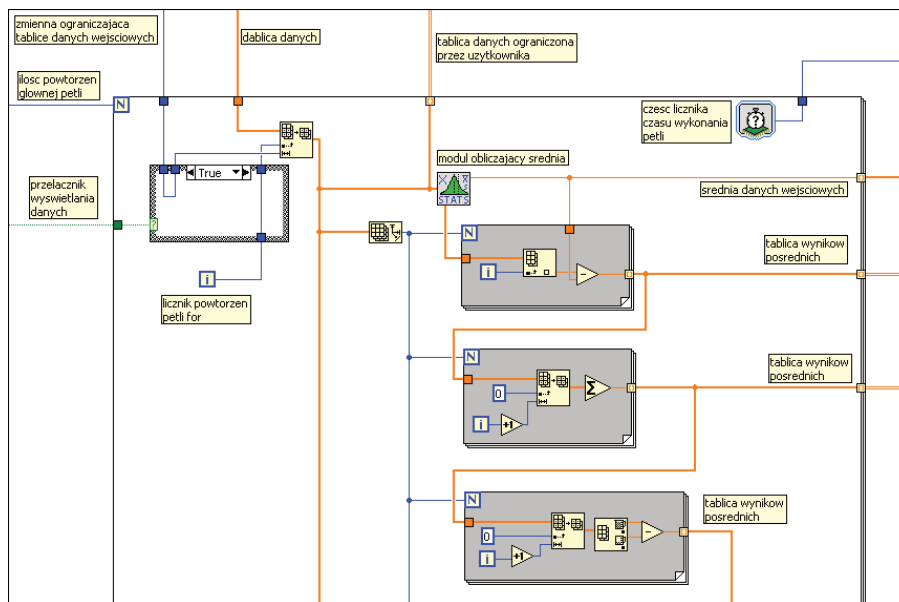
Wczytany sygnał jest dzielony na dwie tablice danych o początku i długości zadanej suwakami przez użytkownika. Następnie program sprawdza, która z dwóch nowo utworzonych tablic powinna być początkiem sygnału wynikowego wykorzystując do tego numery indeksów pozycji suwaków. W ostatnim kroku dwie nowe tablice są łączone w pętli „case” w zależności od kolejności ustalonej suwakami. Do połączenia tablic wykorzystano funkcję biblioteczną „*Instert Into Array*”. Moduł wyświetlania obliczeń przedstawia wynik w postaci wykresu, który jest zbiorem wskaźników Hursta dla każdego miejsca na wykresie danych wejściowych. Dodatkowo w module tym pokazano wartość średnią wszystkich wyznaczonych wskaźników oraz końcowy współczynnik Hursta, który uwzględnia cały zakres danych wejściowych po uwzględnieniu poprawek naniesionych w module ograniczenia sygnału. Moduł wyświetlania obliczeń posiada także interfejs, który pozwala na wybór metody obliczeń współczynnika Hursta oraz aktywacji okna obliczeń pozwalającego na określenie ilości próbek sygnału do wyznaczenia wykładnika Hursta.

Istotną funkcjonalnością programu jest możliwość zapisu wykorzystywanych danych jak i uzyskiwanych wyników analizy. Moduł zapisu danych umożliwia zapis do pliku tekstowego oryginalnych wartości mierzonych sygnałów, jak również ich wartości po edycji w module ograniczenia sygnału. Ponadto istnieje możliwość zapisu danych z wykresów prezentujących obliczone współczynniki Hursta. Odbywa się to przy wykorzystaniu funkcji bibliotecznego „*Write To Spreadsheet File*”. Jednowymiarowa tablica danych zapisywana jest w pliku tekstowym, w którym wartości występują w oddzielnych liniach i zapisane są za pomocą systemu kodowania UTF-8. Umożliwia to łatwy eksport danych do in-

nych programów, jak również potraktowanie wyniku ponownie jako dane wejściowe (w celu dodatkowej obróbki przez moduł ograniczenia sygnału).

4.2. Moduł wyznaczania współczynnika Hursta

Moduł obliczający współczynnik Hursta to główna część programu odpowiadająca za obliczanie i wyświetlenie współczynnika Hursta na wykresie dla wczytanego sygnału. Jego znaczna część znajduje się w pętli „for”, której główna zmienna odpowiada za przeskok okna danych o długości określonej przez użytkownika. Dzięki temu obliczenie współczynnika Hursta odbywa się w każdym miejscu wczytanego sygnału na podstawie historii zawartej w oknie danych przesuwanym się o jedną próbkę sygnału z każdą iteracją. Część głównej pętli „for” oraz pierwsze trzy etapy wyznaczania współczynnika Hursta pokazano na rysunku 6.

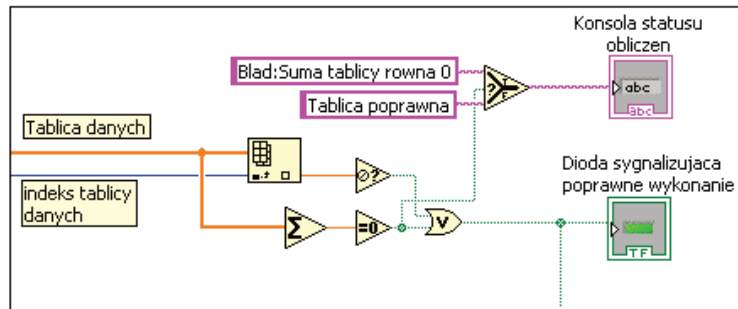


Rys. 6. Kod modułu wyznaczania współczynnika Hursta

Fig. 6. The Hurst coefficient determination module code

Moduł główny pozwala również na określenie ilości próbek sygnału zawartych w oknie ograniczającym zakres danych, na podstawie których będzie obliczany współczynnik Hursta. Ostatnią funkcją modułu jest obliczenie i wyświetlenie średniej arytmetycznej wartości współczynnika Hursta przy uwzględnieniu tylko tych miejsc na wykresie, gdzie współczynnik mógł być wyznaczony. Miejsca na wykresie gdzie współczynniki Hursta są wyznaczone niepoprawnie (ze względu na niewystarczającą ilość danych, lub próbę dzielenia przez zero)

nie są brane pod uwagę i nie mają wpływu na średnią. Funkcja odpowiedzialna za obliczanie średniej arytmetycznej to „*Sample statistics*”.



Rys. 7. Fragment kodu sprawdzającego warunki obliczenia współczynnika Hursta dla metody statystyki R/S

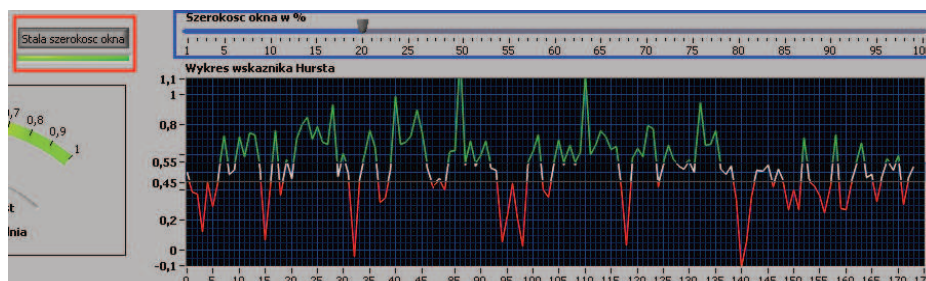
Fig. 7. The part of the program code checking the calculation conditions for the Hurst coefficient obtained with the method of R/S statistics

Istotną częścią modułu głównego jest kod pozwalający na podglądu obliczeń, a w szczególności na wyświetlenie poszczególnych kroków, które są podejmowane w celu obliczenia współczynnika Hursta. Moduł jest podzielony na szereg części, które reprezentują poszczególne kroki wymagane do obliczenia współczynnika Hursta. Każda z części wyświetla wyniki częściowe zarówno w postaci danych liczbowych jak i wykresu. Moduł ten zawiera także zbiór warunków, które sprawdzają na każdym etapie obliczeń czy współczynnik może być wyznaczony. Pozwala to na szybkie określenie miejsca i powodu nieprawidłowego wykonania algorytmu. Przykładowy kod sprawdzający warunki obliczenia współczynnika pokazano na rysunku 7.

4.3. Interfejs aplikacji i przykładowe uruchomienie

W programie współczynnik Hursta jest domyślnie obliczany przy uwzględnieniu całego zakresu danych (określonego przez użytkownika granicami) występujących przed punktem, dla którego współczynnik jest obliczany. Oznacza to, że każda następna wartość w licznym sygnale będzie miała coraz mniejszy wpływ na wartość współczynnika Hursta ponieważ ilość próbek branych pod uwagę się zwiększa. Aby określić stałą ilość próbek sygnału branych pod uwagę podczas liczenia współczynnika Hursta, należy kliknąć na przycisk „*Stala szerokość okna*”. Spowoduje to pojawienie się suwaka, który pozwala na określenie stałej ilości danych, na podstawie których będzie obliczany współczynnik Hursta dla dowolnego miejsca na wykresie. Oznacza to, że punkty nie znajdujące się w oknie ograniczenia danych (oddalone od miejsca wyznaczenia współczynnika bardziej niż zakłada to użytkownik programu) nie będą miały wpływu na obliczenia. Używanie okna danych pozwala na zwiększenie czułości zmiany współ-

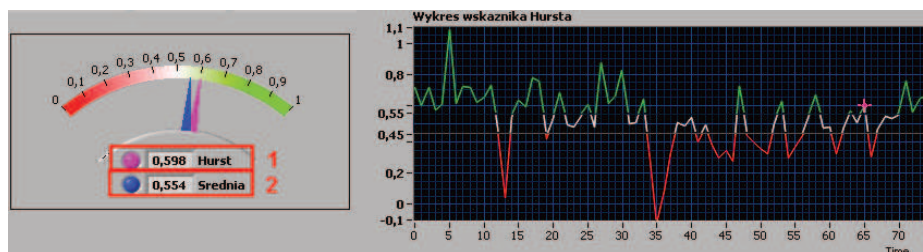
czynnika Hursta w sytuacji gdy analizowany sygnał posiada wiele próbek. Pod uwagę brane są najbardziej aktualne próbki sygnału podczas gdy starsze punkty są odrzucane. Przycisk ustawiający stałą długość okna danych (zaznaczony czerwoną ramką) i suwak, którym można określić ilość danych w oknie (zaznaczony niebieską ramką) pokazany jest na rysunku 8.



Rys. 8. Wykres wskaźnika Hursta oraz suwak zmieniający szerokość okna danych wejściowych

Fig. 8. The Hurst coefficient chart and a slider changing the width of the input data range

Wyniki obliczeń programu są wyświetlane w jego drugim module. Wyniki przedstawione są w postaci liczbowej (jeden współczynnik Hursta wyznaczony w miejscu wybranym przez użytkownika) oraz w postaci wykresu wyznaczonego na podstawie wszystkich miejsc w jakich współczynnik Hursta może zostać wyznaczony. Przykładowe wyniki pokazano na rysunku 9. W czerwonej ramce nr 1 zaznaczony jest współczynnik Hursta dla miejsca wyznaczonego przez użytkownika, ramka nr 2 pokazuje średnią wszystkich współczynników wyznaczonych przez program dla wybranych danych wejściowych.

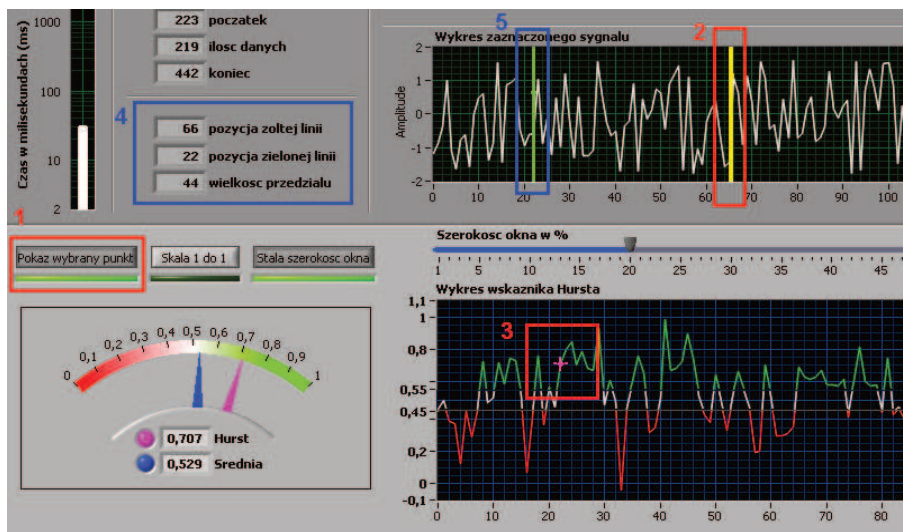


Rys. 9. Wykres wskaźnika Hursta

Fig. 9. The Hurst coefficient chart

Program umożliwia śledzenie poszczególnych kroków obliczeń współczynnika Hursta dla dowolnego punktu danych pomiarowych. Gdy funkcja podglądu zostanie aktywowana na wykresie wczytanego sygnału pojawi się żółta linia pozwalająca na zaznaczenie miejsca na wykresie, dla którego będą pokazane

poszczególne kroki wyznaczenia współczynnika Hursta. Przycisk aktywujący podgląd i żółta linia umożliwiająca wybranie próbki sygnału są zaznaczone czerwonymi ramkami o numerach 1 i 2 na rysunku 10. Po wybraniu określonego miejsca na wykresie zaznaczonego sygnału użytkownik może odczytać wybraną pozycję w tabeli danych zaznaczonej na rysunku 10 niebieską ramką o numerze 4. Dodatkowo jeżeli opcja stałej szerokości okna jest aktywna na wykresie pojawia się zielona linia (zaznaczona na rysunku 10 niebieską ramką nr 5) oznaczająca początek zakresu danych, jakie brane są pod uwagę przy obliczeniu współczynnika Hursta dla wybranego miejsca na wykresie. W takiej sytuacji okno danych będzie miało szerokość równą przedziałowi ograniczonemu przez zieloną linię z lewej strony i żółtą linię z prawej strony.

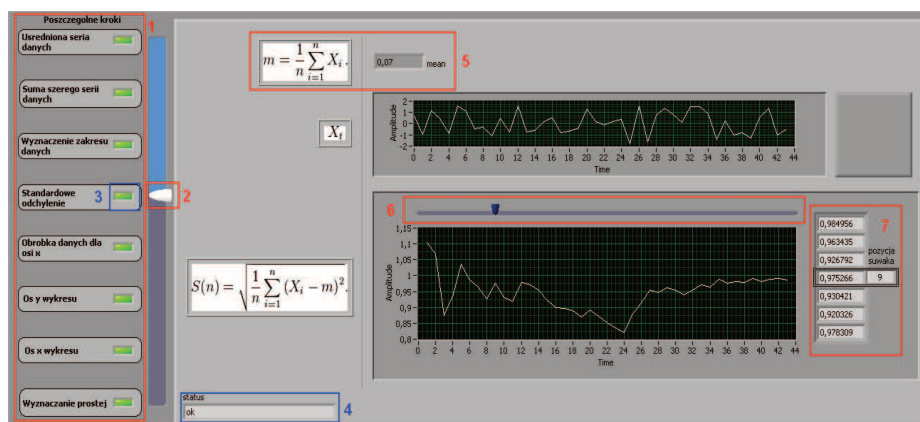


Rys. 10. Główna część interfejsu modułu analizy pojedynczego punktu

Fig. 10. The main part of the single point analysis module interface

Żółta linia umożliwia zaznaczenie dowolnego miejsca na wykresie analizowanego sygnału i odczytanie współczynnika Hursta jeżeli może zostać on wyznaczony. Wyznaczony współczynnik dla miejsca określonego żółtą linią jest zaznaczony różowym krzyżykiem na wykresie współczynników Hursta pokazanym na rysunku 10 w ramce nr 3. W celu analizy poszczególnych kroków użytych do wyznaczenia współczynnika Hursta należy aktywować przycisk „Pokaż wybrany punkt” oraz zaznaczyć żółtą linią interesujące miejsce na wykresie. Analizę poszczególnych kroków umożliwia trzeci moduł programu znajdujący pokazany na rysunku 11. Lista przekształceń matematycznych wykonywanych jeden po drugim znajduje się po lewej stronie modułu i jest zaznaczona na ry-

sunku 11 czerwoną ramką nr 1. Suwak zaznaczony czerwoną ramką nr 2 umożliwia przełączanie głównego okna modułu pomiędzy poszczególnymi przekształceniami i podgląd dowolnego z nich. Przy suwaku znajduje się osiem diod przypisanych pojedynczo do każdego z ośmiu przekształceń matematycznych. Przykładowa dioda zaznaczona jest niebieską ramką nr 3. Jeżeli poszczególny krok z przekształceniem matematycznym nie będzie mógł zostać obliczony dioda przypisana do tego kroku zaświeci się w kolorze czerwonym, który oznacza błąd obliczeń, w przeciwnym wypadku będzie to kolor zielony. Aby poznać powód błędu należy suwakiem zaznaczyć krok, w którym dioda sygnalizuje niepoprawność obliczeń i odczytać okienko „Status” znajdujące się w głównej części modułu i zaznaczone na rysunku 11 niebieską ramką nr 4. Najczęstsze powody wystąpienia błędu obliczeń to niewystarczająca ilość danych lub próba dzielenia przez zero.



Rys. 11. Moduł analizy pojedynczego punktu

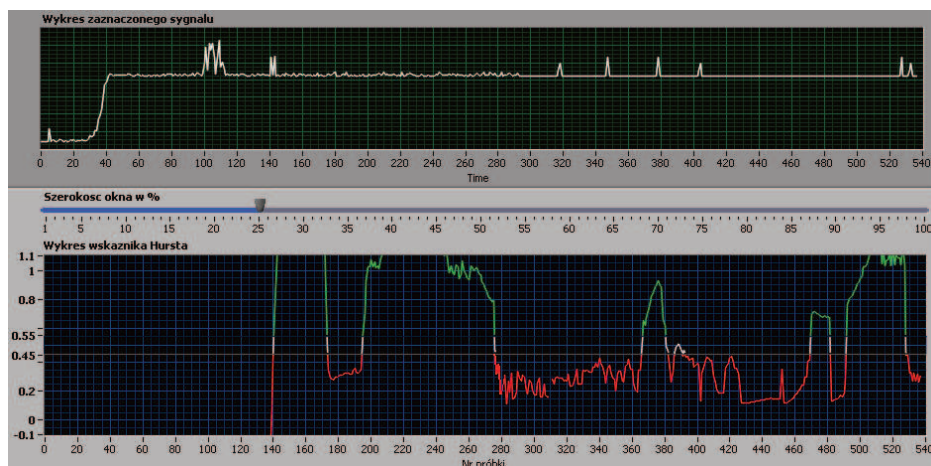
Fig. 11. The single point analysis module interface

Główna część modułu do podglądu obliczeń zmienia się w zależności od tego, które z ośmiu przekształceń matematycznych jest zaznaczone suwakiem. Ogólnie okno podzielone jest na część lewą, gdzie pokazane są wzory, na podstawie których są wykonywane obliczenia oraz na część prawą gdzie pokazane są wykresy danych na jakich prowadzone są obliczenia. Każdy wykres po prawej stronie modułu odpowiada wzorowi po jego lewej stronie. Przykładowy wzór pokazano w ramce nr 5 na rysunku 11. Aby umożliwić dokładne przeanalizowanie zmian, każde z ośmiu przekształceń posiada wykres wyniku poprzedniego przekształcenia, który teraz traktowany jest jako dane wejściowe. Wykres z wynikiem posiada dodatkowo suwak połączony z tabelą, gdzie można odczytać dokładną wartość punktu na wykresie zarówno w miejscu przesunięcia suwaka jak i trzy punkty znajdujące się przed i za suwakiem. Eliminuje to problem

precyzyjnego ustawienia suwaka na interesującym indeksie co w przypadku dużej ilości danych może być kłopotliwe. Suwak głównego wykresu i tabela z danymi jest zaznaczono czerwonymi ramkami odpowiednio o numerach 6 i 7. Ostatnie z ośmiu przekształceń wyznacza współczynnik Hursta, który następnie jest przedstawiony na wykresie wszystkich współczynników jakie mogą być wyznaczone dla danych określonych przez użytkownika, jest też zaznaczony różowym krzyżykiem (zaznaczony czerwoną ramką nr 3 na rysunku 11) do momentu wybrania przez użytkownika innego miejsca, dla którego ma być wyznaczony nowy współczynnik Hursta oraz pokazane poszczególne kroki jego wyznaczenia.

5. Wyznaczanie współczynnika Hursta dla różnych typów ruchu sieciowego

W rozdziale tym zaprezentowano wyniki obliczeń współczynnika Hursta dla danych otrzymanych z symulacji ruchu sieciowego o charakterze wideokonferencyjnym. Symulacja trwała ok. 10 minut podczas której zebrano 600 próbek danych dla dwóch parametrów: obciążenia serwera i opóźnień sieciowych. Całość symulacji przeprowadzona była w programie OPNET Modeler, a otrzymane wyniki wyeksportowano do stworzonej w środowisku LabVIEW aplikacji.

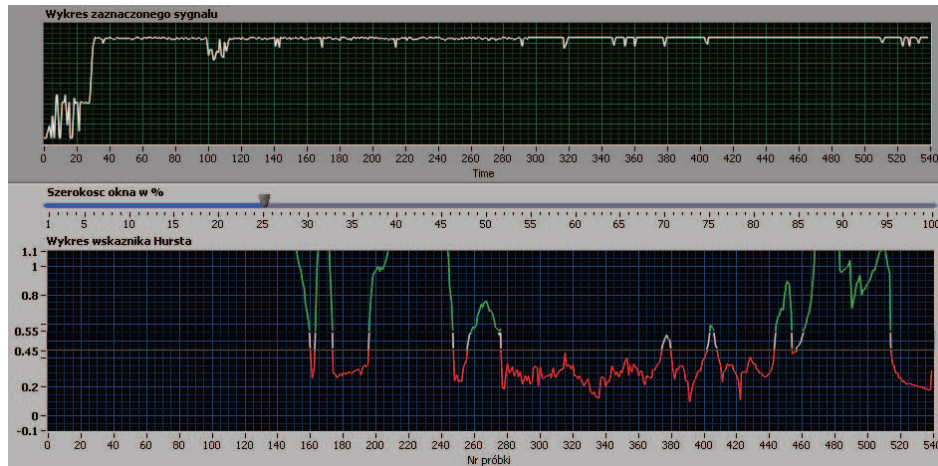


Rys. 12. Wykres ruchu sieciowego zamodelowanych usług oraz współczynnika Hursta wyznaczony metodą wartości bezwzględnej przy ograniczeniu okna pomiarowego do 25%

Fig. 12. The network traffic chart of modeled services and the Hurst coefficient determined by the absolute value method with the limited measuring window up to 25%

Ustawienie okna pomiarowego ograniczającego zakres danych do ostatnich 25% próbek całego wykresu spowodowało podwyższenie wrażliwości na

niewielkie zmiany w sygnale. Pomimo, że większość wykresu współczynnika Hursta znajduje się po stronie szeregów antypersystentnych to ekstremalne wartości samopodobieństwa znajdujące się na początku i końcu wykresu, wychodzące poza widoczny zakres 1 powodują, że średnia wartość wszystkich współczynników dla metody wartości bezwzględnej wynosi od 0,48 do 0,62 w zależności od szerokości ustawionego okna danych co zaprezentowano na rysunku 12.



Rys. 13. Wykres opóźnień sieciowych dla wideokonferencji oraz współczynnik Hursta wyznaczonego metodą wartości bezwzględnej przy ograniczeniu okna pomiarowego do 25%

Fig. 13. The videoconference network traffic delays chart and the Hurst coefficient determined by the absolute value method with the limited measuring window up to 25%

Rysunek 13 przedstawia wykres będący wynikiem obliczeń współczynnika Hursta dla danych określających opóźnienia ruchu sieciowego typu wideokonferencja. W przypadkach innych typów ruchu wartości przekraczające poziom 1,1 występują na początku i końcu badanego sygnału, a przez większą część symulacji współczynnik Hursta przyjmuje wartości bliskie 0,3. Ekstrema przekraczające poziom 1,1 na wykresie opóźnień sieciowych nie są tak wielkie jak w przypadku wykresu obciążenia sieciowego, co powoduje niższe wartości średnie samopodobieństwa, które wyznaczone są w zakresie od 0,35 do 0,56 w zależności od użytej metody i wielkości okna pomiarowego.

Podsumowanie obliczeń dla analizowanego przypadku ruchu sieciowego i mierzonych parametrów, uwzględniające wszystkie typy przeprowadzonych badań, w szczególności porównanie trzech metod wyznaczania współczynnika Hursta dla różnych wielkości okna pomiarowego pokazano w tabeli 2. Przeprowadzona w programie analiza statystyczna wskazuje, że w większości przypadków poziom samopodobieństwa ruchu sieciowego niezależnie od jego typu zawiera się w prze-

dziale od 0,5 do 1 na skali współczynnika Hursta. Można zauważyć, że współczynnik Hursta przybiera wyższe wartości wraz z rosnącym wypełnieniem pasma sieci, a nieprzerwany ruch sieciowy o małym natężeniu (np. ruch typu VoIP) posiada samopodobieństwo porównywalne do szumu białego równe 0,5.

Tabela (tablica) 2. Wartości współczynnika Hursta dla wideokonferencji wyznaczone trzema metodami dla różnych szerokości okna pomiarowego

Table 2. The videoconference Hurst coefficient values determined by the three methods with the different values of the measuring window

		Wartość średnia okien o szerokości:			Całość (100%)
		15%	20%	25%	
Metoda Statystyki R/S	Aktywność Serwera	0,38	0,54	0,46	0,57
	Opóźnienia sieciowe	0,35	0,42	0,42	0,52
Metoda Zagregowanej Wariancji	Aktywność Serwera	0,42	0,46	0,61	0,49
	Opóźnienia sieciowe	0,44	0,5	0,56	0,41
Metoda Wartości Bezwzględnej	Aktywność Serwera	0,56	0,48	0,58	0,62
	Opóźnienia sieciowe	0,41	0,47	0,46	0,56

Ograniczając ilość zakresu danych do obliczeń poprzez ustawienie stałej ilości próbek występującej przed miejscem obliczeń (zastosowanie okna danych) powoduje, że wskaźnik samopodobieństwa częściej przybiera wartości skrajne.

6. Podsumowanie

Celem prezentowanej pracy było zbadanie możliwości wykorzystania wydajnego klasyfikatora do oszacowania parametru Hurst w oparciu o oryginalną aplikację, który wykorzystywany będzie do pomiarów samopodobieństwa ruchu w sieci komputerowej. Otrzymane wyniki potwierdziły, że usługi VoIP ma właściwości samopodobieństwa w zakresie od 0,5 do 1. W przypadku niewielkiego ruchu osiągającym wartość wykładnika równą 0,5 (szum biały), charakteryzuje się on kompletną losowością i brakiem korelacji pomiędzy pakietami. Wartość średnia wszystkich współczynników Hursta z ograniczonym zakresem przybiera podobną wartość co współczynnik Hursta obliczony dla całego zakresu danych. Wyniki obliczeń dla poszczególnych metod zazwyczaj nie różnią się od siebie więcej niż o 15-20%. Różnice w wyniku zmniejszają się wraz ze zbliżaniem do ekstremów współczynnika. Niskie wartości współczynnika Hursta przy dużym obciążeniu sieciowym mogą wskazywać na częstą zmianę typów transmitowanego ruchu sieciowego. Można stwierdzić także, że metoda statystyki R/S posiada najmniejszą złożoność obliczeniową z trzech zaimplementowanych metod do wyznaczania współczynnika Hursta i jest najmniej podatna na spowolnienie obliczeń spowodowane przyrostem danych wejściowych.

Literatura

- [1] Thottan M., Ji Ch.: Anomaly detection in IP networks, *IEEE Transactions on signal processing*, Vol. 51, No.8, 2003, pp. 2191 – 2204.
- [2] A. J. Field, U. Harder, P. G. Harrison, Measurement and modeling of self-similar traffic in computer network, *IEE Proc. Commun.*, Vol. 151, No. 4, August 2004.
- [3] P. Garcia-Teodoro, J. Diaz-Verdejo, G. Macia-Fernandez, E. Vazquez, Anomaly-based network intrusion detection: techniques, systems and challenges, *Comput. Secur.*, 28, pp. 18–28, 2009.
- [4] H.-D. Jeong, J.-S. Lee, D. McNickle, K. Pawlikowski, Self-similar properties of malicious teletraffic, *Int. J. Comput. Syst. Sci. Eng.*, 28 (1), pp. 1–7, 2012.
- [6] P. Dymora, M. Mazurek, D. Strzałka, Computer network traffic analysis with the use of statistical self-similarity factor, *Annales UMCS Informatica* Vol.13 (2), 69–81, 2013.
- [7] M. Mazurek, P. Dymora, Network anomaly detection based on the statistical self-similarity factor for HTTP protocol, *Przegląd elektrotechniczny*, ISSN 0033-2097, R. 90 NR 1/2014, s.127 - 130, 2014.
- [8] P. Dymora, M. Mazurek, K. Żelazny, Operating system efficiency evaluation on the base of measurements analysis with the use of non-extensive statistics elements, *Annales UMCS, Informatica*. Volume 14, Issue 3, Pages 65–75, ISSN (Online) 2083-3628, 2014.
- [9] P. Dymora, M. Mazurek, Network Anomaly Detection Based on the Statistical Self-similarity Factor, *Analysis and Simulation of Electrical and Computer Systems* Lecture Notes in Electrical Engineering Volume 324, Springer, pp 271-287, 2015.

STATISTICAL ANALYSIS OF THE COMPUTER NETWORK OPERATION IN THE LABVIEW ENVIRONMENT

Summary

Network traffic analysis and the network devices working anomaly detection methods is an interesting problem for analysts researching computer networks. Proper interpretation of the anomalies and appropriate response to it can improve the quality of the network, to prevent a failure or shorten. The paper presents an original application created in the LabVIEW environment, with implemented algorithms to determine the Hurst coefficient, which is a measure of self-similarity and determine the long-range dependencies and multifractal traffic. The aim of the application was to implement known methods of determining the Hurst coefficient, e.g. the R/S statistics method, the absolute value method and the aggregate variance method, as a statistical apparatus to determine the characteristics of network traffic. The study used a virtual test network which model was created in the OPNET Modeler environment. Carried out in the application the statistical analysis indicated that the level of network traffic self-similarity is in the range from 0.5 to 1, and it's value becomes higher with increasing fulfillment of the network bandwidth. Uninterrupted network traffic with a low intensity (e.g. VoIP traffic type) has a self-similarity comparable to the white noise equal to 0.5 which is presented in the article.

Keywords: Hurst coefficient, computer networks traffic anomaly detection, self-similarity, long-range dependencies, complex systems

DOI: 10.7862/re.2015.24

Tekst złożono w redakcji: luty 2015

Przyjęto do druku: kwiecień 2015

Informacje dodatkowe

1. Lista recenzentów współpracujących będzie opublikowana w numerze 292 Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika z. 34 (4/2015) oraz zamieszczona na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
2. Zasady recenzowania są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/zasady-recenzowania/>
3. Informacje dla autorów artykułów są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/informacje-dla-autorow/>
4. Formularz recenzji jest udostępniony na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
5. Instrukcja dla autorów omawiająca szczegółowo strukturę artykułu, jego układ, sposób przygotowywania materiału ilustracyjnego i piśmiennictwa jest zamieszczona na stronach internetowych:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/instrukcja-dla-autorow/>
oraz
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
w zakładce „Instrukcja dla autorów”.
6. Dane kontaktowe do redakcji czasopisma, adresy pocztowe i e-mail do przesłania artykułów oraz dane kontaktowe do wydawcy są podane na stronie internetowej (Komitet Redakcyjny):
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>