

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

SCIENTIFIC LETTERS
OF RZESZOW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

NR 289
(e-ISSN 2300-6358)

ELEKTROTECHNIKA

zeszyt **33**



WYDZIAŁ
ELEKTROTECHNIKI
I INFORMATYKI
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

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

Rada Naukowa
prof. Stanisław APANASEWICZ (Polska)
prof. Lúbomir BEŇA (Słowacja), prof. Victor BOUSHER (Ukraina)
prof. Stanisław GRZYBOWSKI (USA), prof. Michal KOLCUN (Słowacja)
prof. Stefan KULIG (Niemcy), 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 MACZKA

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. 367

SPIS TREŚCI

Wstęp	7
Wspomnienie dr. hab. inż. Jerzego Bajorka	9
Profesor Roman Dzieślewski – 150 rocznica urodzin	15
Robert BĘBEN: Ocena wpływu generatora synchronicznego w urządzeniach kogeneracyjnych na wewnętrzną instalację elektryczną zakładu produkcyjnego pod kątem możliwości optymalizacji parametrów sterowania	21
Tomasz BINKOWSKI: Model RT (czasu rzeczywistego) trójgałęziowego falownika napięcia	31
Piotr BOGDAN, Tomasz BINKOWSKI: System elektronicznego sterowania skalarnego silników indukcyjnych w oparciu o mikrokontroler STM32F103	41
Mariusz BORKOWSKI: Zastosowanie bezpośredniej metody Trefftz-Kupradze w zagadnieniu hierarchicznego szacowania macierzy pojemności	53
Rafał CHORZEPA, Radosław CIEŚLAK: Wstępna analiza danych z przepływomierza wody uzdatnionej w gminnej stacji uzdatniania wody	69
Roman DMYTRYSZYN: Obliczanie wyznaczników przy analizie obwodów metodą węzłową	79
Jakub FURGAŁ, Maciej KUNIEWSKI: Analiza przepięć piorunowych przenoszonych przez transformatory rozdzielcze do sieci niskiego napięcia	105
Marcin JAMRO, Dariusz RZOŃCA, Jan SADOLEWSKI, Andrzej STEC, Zbigniew ŚWIDER, Bartosz TRYBUS, Leszek TRYBUS: Środowisko inżynierskie Control Program Developer obecnie	117
Piotr JANKOWSKI-MIHUŁOWICZ, Damian KAWALEC: Synteza mikropaskowej anteny czytnika/programatora RFID pasma UHF	133

Kamil KUBIAK: Układ optyczny oprawy oświetlenia iluminacyjnego do wyrównanego oświetlenia powierzchni	147
Marek ŁOBODA: Aktualizacja danych o częstości doziemnych wyładowań atmosferycznych w Polsce do oceny ryzyka zagrożenia piorunowego obiektów budowlanych	159
Wiesława MALSKA, Henryk WACHTA, Andrzej PANEK: Iluminacja pałacu Tyszkiewiczów w Weryni	171
Adam MAZURKIEWICZ: Modelowanie zmiennej indukcyjności pasm reluktancyjnego silnika skokowego przy użyciu pakietu SIMULINK	181
Adam POWRÓZEK: Control methods analysis of switched reluctance machine	193
Mirosław SOBASZEK: Dobór bezpiecznych nastaw mikroprocesorowego regulatora PID w układzie przetwornicy napięcia typu step-down	205
Konrad SOBOLEWSKI, Piotr BARAŃSKI, Jan WISZNIOWSKI, Marek ŁOBODA: Struktura elektryczna doziemnych piorunowych wyładowań wielokrotnych na podstawie danych uzyskanych z lokalnego systemu detekcji wyładowań atmosferycznych (LSDWA) w rejonie Warszawy w 2009 r.	215
Andrzej SOWA : Koordynacja zaleceń ochrony odgromowej z wymaganiami kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń	231
Marcin SZEWCZYK, Wojciech PIASECKI, Mariusz STOSUR, Tomasz KUCZEK, Przemysław BALCEREK, Marek FLORKOWSKI: Wybrane aspekty analizy narażeń przepięciowych stacji wysokich i najwyższych napięć typu GIS powstałych w wyniku wyładowań atmosferycznych	249
Ilhan TARIMER: Selected aspects from general energy perspective of Turkey	267
Ilhan TARIMER, Carlo MAZZETTI, Bolesław KUCA, Zdobysław FLISOWSKI: Considerations of efficiency for internal lightning protection	277
Grzegorz TOMASZEWSKI: Ocena efektywności przetwarzania energii pola elektromagnetycznego w układzie P2110 dla pasma UHF	287
Henryk WACHTA, Wiesława MALSKA, Łukasz ŁUSZCZ: Pomiar kolorymetryczne wybranych monitorów komputerowych	299
Stanisław WOJTAS: Ocena przydatności rozległych systemów uziemień do celów ochrony odgromowej	311

Stanisław WOJTAS, Marek OLESZ: Uwzględnienie rejestracji wyładowań atmosferycznych w projektowaniu ochrony odgromowej	323
Zofia WRÓBEL: Wybrane zagadnienia w modelowaniu zagrożenia piorunowego sieci trakcyjnych dla uszynień grupowych w układzie otwartym	335
Stanisław WYDERKA, Grzegorz MASŁOWSKI, Robert ZIEMBA, Grzegorz KARNAS, Kamil FILIK: Badanie rozptywu prądu udarowego w urządzeniu piorunochronnym i instalacji elektrycznej budynku	349
Recenzenci współpracujący	365

WSTĘP

Niniejszy Zeszyt Naukowy jest poświęcony pamięci Profesora Jerzego Bajorka, zmarłego w maju 2013 roku w Rzeszowie. Artykuły zostały przygotowane przez jego przyjaciół, współpracowników, kolegów i uczniów, którzy na zawsze będą mieli w pamięci Profesora jako wspaniałego człowieka, wybitnego naukowca i pedagoga, wieloletniego pracownika Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Tematyka publikacji była prezentowana podczas Seminarium Polskiego Komitetu Ochrony Odgromowej SEP zorganizowanego w czerwcu 2013 roku w Bezmiechowej k/Leska wspólnie z Sekcją Wielkich Mocy i Wysokich Napięć Komitetu Elektrotechniki PAN, jak również podczas XI Konferencji: Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki (WZEE 2013), która odbyła się we wrześniu 2013 roku w Czarnej k/Soliny. Konferencji zorganizowanej przez Oddział Rzeszowski Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej towarzyszyły uroczystości poświęcone pamięci Profesora Romana Dzieślewskiego, który został ogłoszony patronem roku 2013 przez Stowarzyszenie Elektryków Polskich i Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej. Centralne obchody z udziałem władz SEP, PTETiS i Uczelni odbyły się w auli głównej Politechniki Rzeszowskiej w dniu 27 września 2013 roku. Przedstawiony w Zeszycie biogram Profesora Romana Dzieślewskiego opracowano na podstawie wygłoszonego podczas seminarium wykładu.

W imieniu władz Wydziału Elektrotechniki i Informatyki składam serdeczne podziękowania wszystkim osobom, które przyczyniły się do wydania tego specjalnego numeru Zeszytów Naukowych oraz wszystkim zaangażowanych w przeprowadzenie seminarium w Bezmiechowej, konferencji WZEE 2013 w Czarnej oraz obchodów w Rzeszowie i Lwowie. Nadesłane z całego kraju podziękowania to dowody na to, iż włożony trud przyniósł wymierne korzyści i został doceniony przez ogólnopolskie środowiska naukowe i techniczne.

Grzegorz Mastowski
Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki
Politechniki Rzeszowskiej

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. Dziekan Wydziału trzech kadencji i prorektor Uczelni 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 Teore-

tycznej kierowanym przez doc. dr inż. Irenę Kuzorę. Równolegle podjął studia inżynierskie na Wydziale Elektrycznym Politechniki Rzeszowskiej, które ukończył z tytułem zawodowym inżyniera w 1972. 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).

W 1975 r. uzyskał stopień naukowy doktora w dziedzinie nauk technicznych, dyscyplinie *elektrotechnika*, nadany przez Radę Wydziału Elektrycznego Politechniki Śląskiej, na podstawie rozprawy „*Analiza stanu nieustalonego w bezstratnej półograniczonej linii długiej*”. Promotorem przewodu doktorskiego był prof. dr hab. inż. Zygmunt Nowomiejski z Instytutu Podstawowych Problemów Elektrotechniki i Energoelektroniki Politechniki Śląskiej. Obrona odbyła się w Gliwicach w dniu 16 grudnia 1975 roku.

W 1986 r. uzyskał stopień naukowy doktora habilitowanego w dziedzinie nauk technicznych, także w dyscyplinie *elektrotechnika*. Stopień ten nadała profesorowi Jerzemu Bajorkowi Rada Wydziału Elektrotechniki, Automatyki i Elektroniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, na podstawie rozprawy pt. „*Modelowanie cyfrowe kabli elektroenergetycznych przy przebiegach przejściowych*”. Kolokwium habilitacyjne odbyło się w Krakowie w dniu 18 grudnia 1986 r.

Niezależnie od prowadzonej pracy dydaktycznej i naukowo-badawczej profesor Jerzy Bajorek odbył szereg staży naukowych oraz przemysłowych w kraju i za granicą. Do najważniejszych zaliczyć należy: w 1982 r. w Katedrze Teoretycznych Podstaw Elektrotechniki Politechniki Leningradzkiej, w 1983 r. w Krakowskiej Fabryce Kabli i Instytucie Elektroenergetyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, w 1987 r. w Katedrze Elektrotechnologii Uniwersytetu Technicznego w Bratysławie oraz w Instytucie Naukowym Kabli i Izolatorów w Bratysławie, w 1988 r. w Rzeszowskim Zakładzie Energetycznym.

Jako kierownik Zakładu Podstaw Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej wszystkie obowiązki wykonywał perfekcyjnie i terminowo. Bardzo dobrze czuł problemy Zakładu i fachowo prowadził młodych kolegów. Był sprawiedliwy w ocenie dorobku każdego podwładnego, posiadał nieocenioną umiejętność kierowania zespołem w taki sposób, że nigdy nie dochodziło do sytuacji konfliktowych wpływających negatywnie na działalność jednostki. Popierał wszelkie inicjatywy, które mogły przynieść wymierne korzyści zarówno pod względem usprawnienia organizacji pracy, jak również doskonalenia jakości kształcenia i osiąganych wyników naukowych. 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. Realizowane w Rzeszowie i Gainesville badania zaowocowały wieloma znaczącymi publikacjami przygotowanymi wspólnie z amerykańskimi uczonymi oraz uruchomieniem w Hucie Poręby k/Dynowa unikalnego w skali światowej Poligonu Badawczego Oddziaływań Piorunowych i Laboratorium Przeciwprzepięciowych Badań Awioniki - jedyne tego typu laboratorium w Europie działającego na uczelni wyższej.

Podstawowe zainteresowania naukowe profesora Jerzego Bajorka to zagadnienia kompatybilności elektromagnetycznej i modelowania matematycznego w obszarze elektrotechniki teoretycznej. Najważniejsze tematy przez Niego realizowane to modelowanie i badania komputerowe obwodów elektrycznych i elementów układów elektroenergetycznych, elektrycznych i elektronicznych w warunkach przepięć atmosferycznych ze szczególnym uwzględnieniem problematyki sprzężeń impulsowego pola elektromagnetycznego z liniami transmisyjnymi. W ostatnich latach działalności intensywnie rozwijał modele nieliniowe elektroenergetycznych linii napowietrznych uwzględniające zjawisko ulotu. W pracach tych pełnił kluczową rolę w zespole złożonym z pracowników Zakładu Podstaw Elektrotechniki i Informatyki oraz Katedry Energoelektroniki i Elektroenergetyki. Z tematyki tej powstał obszerny cykl publikacji w czasopiśmie z listy filadelfijskiej, rozdziałach w monografiach oraz w postaci referatów na konferencjach krajowych i międzynarodowych. Drugim ważnym obszarem Jego zainteresowań były systemy informacyjne zarządzania, a zwłaszcza analiza, projektowanie, wdrażanie, utrzymanie i rozwój oprogramowania wspomagającego zarządzanie. Wiedzę w tym obszarze wykorzystywał w praktyce wdrażając w Politechnice Rzeszowskiej pakiety oprogramowania wspomagające zarządzanie uczelnią.

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.

Brał udział w wielu projektach badawczych, pracach zleconych, współpracy z jednostkami gospodarki narodowej itp. Wyróżnić tu można następujące

projekty: „Badania poligonowe narażeń urządzeń elektrycznych i elektronicznych na zaburzenia impulsowe dużej mocy”, „Modelowanie matematyczne piorunowych zaburzeń elektromagnetycznych w liniach transmisyjnych”, „Analiza przepięć indukowanych w przewodach napowietrznych wyładowaniami atmosferycznymi”, „Modelowanie matematyczne przewodów podziemnych przy szybkozmiennych impulsach”, „Metoda analityczno-numeryczna obliczania pojemności, ekranowania i sprzężeń pojemnościowych w wysokoczęstotliwościowych przewodach taśmowych”, „Impedancja falowa struktury paskowej na laminacie (dla UNICOR-Rzeszów).

Profesor Jerzy Bajorek był cenionym naukowcem nie tylko w rzeszowskim środowisku naukowym - zyskał uznanie wielu środowisk w Polsce i na świecie, czego dowodem jest powierzenie Mu szeregu zaszczytnych funkcji w organizacjach i komitetach naukowych, stowarzyszeniach itp. Był m.in. 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 Stowarzyszenia Elektryków Polskich, członkiem European EMTP Users Group e. V. (Offenbach am Main, RFN), członkiem Leuven Center of Electromagnetic Transient Program, Katholieke Universiteit Leuven, Belgia, członkiem Rady Fundacji "Nauka dla Przemysłu i Środowiska" w Rzeszowie.

Był cenionym nauczycielem i wychowawcą młodych pokoleń nauczycieli akademickich i studentów. Wypromował 3 doktorów nauk technicznych, recenzował 16 przewodów doktorskich w kilku uczelniach w kraju (AGH Kraków, Politechnika Białostocka, Politechnika Poznańska, Politechnika Lubelska), wypromował ponad 120 magistrów i inżynierów, recenzował ponad 80 artykułów naukowych w różnych krajowych i zagranicznych czasopismach. Zajęcia dydaktyczne prowadził z dużym zaangażowaniem, wkładając w nie wiele wysiłku i poświęcając wiele czasu realizacji założonego programu, wyegzekwowaniu wiadomości od studentów i konsultacjom dla najsłabszych. Do procesu dydaktycznego podchodził twórczo unowocześniając w sposób ciągły program zajęć. Opracował oryginalne materiały dla studentów w formie skryptów, jak również dostępne poprzez Internet, m.in. z takich przedmiotów jak: „teoria obwodów” „sygnały i systemy” oraz „społeczeństwo informacyjne”. Przez szereg lat współpracował z Wyższym Seminarium Duchownym w Rzeszowie prowadząc z

klerykami zajęcia praktyczne z informatyki obejmujące wprowadzenie do obsługi komputera i sieci komputerowej oraz wykorzystanie popularnych pakietów oprogramowania. Był również kierownikiem studiów doktoranckich w dyscyplinie elektrotechnika.

Profesor Jerzy Bajorek, jako dziekan, podejmował szereg inicjatyw zmierzających do rozwoju Wydziału Elektrotechniki i Informatyki (wcześniej Wydziału Elektrycznego). Zainicjował przyjęcie profesorów z innych ośrodków kolejno z zakresu elektroniki (ze Lwowa), informatyki (z Politechniki Świętokrzyskiej) oraz elektrotechniki (z AGH w Krakowie). Te działania zaowocowały w przyszłości uruchomieniem studiów na kierunku *informatyka* w 1995 r., studiów z na kierunku *elektronika i telekomunikacja* w 2005 r. oraz uzyskaniem przez Wydział uprawnień doktorskich w dyscyplinie *elektrotechnika* w 2000 r. i habilitacyjnych – w 2010 r.

Największym sukcesem organizacyjnym profesora Jerzego Bajorka było zainicjowanie, a następnie wprowadzenie decentralizacji finansowania Uczelni, polegającej na zastosowaniu ministerialnego algorytmu rozdziału na poszczególne wydziały, a te prowadziły niezależną działalność finansową odpowiadając za zdobywanie i wydawanie własnych środków finansowych. To usprawnienie gospodarki finansowej przynosiło i przynosi do dnia dzisiejszego znaczące korzyści wyrażone w dodatnich wynikach finansowych Wydziałów i całej Uczelni.

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.

Prof. dr hab. inż. Kazimierz Buczek

Prorektor ds. rozwoju PRz

Dr hab. inż. Grzegorz Masłowski, prof. PRz

Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

PROFESOR ROMAN DZIEŚLEWSKI – 150. ROCZNICA URODZIN

Prof. Roman Dzieślewski vel **Zdzisławski** urodził się 18 stycznia 1863 w Tarnowie, a zmarł w dniu 8 sierpnia 1924 we wsi Kasinów pod Iwacewiczami na Polesiu. Jest nestorem polskiej elektryki, był pierwszym polskim profesorem elektrotechniki i Rektorem Politechniki Lwowskiej w latach 1901-1902.

Rodzicami Profesora byli: matka Gabriela z Morawskich i ojciec Leon Tyberiusz Dzieślewski. Miał dwóch braci, jeden z nich, Walerian (1850 -1934) – był inżynierem oraz autorem niezrealizowanego projektu budowy wąskotorowej kolei parowej z Zakopanego przez Hałę Gąsienicową, Kuźnice na Przełęcz Świnicką. W roku 1878 Roman Dzieślewski, w wieku 15 lat, ukończył z wyróżnieniem szkołę realną w Jarosławiu, dzisiejsze Liceum Ogólnokształcące im. Mikołaja Kopernika. W tym samym roku rozpoczął studia na Wydziale Budowy Maszyn Szkoły Politechnicznej we Lwowie, zaś w roku 1880 w wieku 17 lat został członkiem Towarzystwa Politechnicznego. W roku 1883 uzyskał dyplom inżyniera z odznaczeniem. W latach 1882-1884 był asystentem Katedry Geodezji kierowanej przez prof. Dominika Zbrożka, gdzie zajmował się przyrządami mierniczymi. Jednocześnie odbywał praktykę w przedsiębiorstwie architekta Wincentego Rawskiego we Lwowie. W latach 1884–1885 otrzymał stypendium naukowe na uzupełnienie studiów za granicą. Uczęszczał przez 3 semestry na wykłady w Akademii Górniczej, a następnie na wykłady z elektrotechniki na Politechnice w Berlinie. Był asystentem prof. A. Slaby'ego, który uczestniczył w eksperymentach Guglielmo Marconiego przy próbach przesyłu sygnału radiowego przez Kanał la Manche. W Berlinie brał udział w działalności Stowarzyszenia Bratniej Pomocy oraz w Towarzystwie Naukowym Akademików Polaków, którego został prezesem w roku 1895. Jako wolontariusz pracował równocześnie w fabryce lokomotyw Winterthur w Szwajcarii oraz fabryce telegrafów G. Wehra w Berlinie. Po powrocie do kraju pracował w warsztatach inż. Rychnowskiego we Lwowie.

Lata 1887–1889 to okres służby wojskowej, którą odbywał w austriackiej marynarce wojennej. Po służbie wojskowej w latach 1889–1891 pracował jako inżynier maszynowy i budowlany w Salinach w Wieliczce. We Lwowie w dniu 27 października 1890 na Politechnice powołano Katedrę Elektrotechniki, a w roku w 1891 ogłoszono konkurs na stanowisko kierownika tej Katedry. Do konkursu zgłoszono dwie kandydatury: doc. Franciszka Dobrzyńskiego oraz inżyniera Romana Dzieślewskiego. W wyniku rozstrzygnięcia konkursowego w dniu 27 września 1891 roku Roman Dzieślewski w wieku 28 lat został powołany na profesora nadzwyczajnego elektrotechniki C. K. Szkoły Politechnicznej we Lwowie oraz na stanowisko kierownika Katedry Elektrotechniki. Roman Dzieślewski był wówczas pierwszym polskim profesorem elektrotechniki na ziemiach polskich. W wieku 32 lat, w dniu 18 sierpnia 1895, otrzymał nominację na profesora zwyczajnego.

W dniu 2 marca 1897 roku poślubił Marię Jadwigę Iphorską-Lankiewicz. Mieli trójkę dzieci: Danutę, Zygmunta i Grażynę. Syn Zygmunt, por. dyplomowany, w czasie wojny trafił do obozu jenieckiego skąd uciekł do Londynu. Jego córka Izabella Teleżyńska to znana aktorka. Zagrała m.in. rolę Królowej Matki w filmie Viscontiego „*Ludwig*”.

Profesor Roman Dzieślewski energicznie organizował Katedrę Elektrotechniki. Był aktywnym wykładowcą i twórcą laboratoriów. Napisał podręcznik akademicki „*Encyklopedia elektrotechniki podług wykładów*” wydany we Lwowie w roku 1898. Jako zaangażowany w życie uczelni Profesor Roman Dzieślewski pełnił funkcje Rektora Szkoły Politechnicznej (w kadencji 1901/02), Prorektora, Dziekana Wydziału Budowy Maszyn w sześciu jednorocznych kadencjach, Prodziekana Wydziału Budowy Maszyn przez pięć kadencji, Członka Wydziałowej Komisji Egzaminacyjnej II egzaminu państwowego (dyplomowego) w kadencji 1905/06. Profesor Roman Dzieślewski miał znakomitych asystentów i współpracowników takich jak: Zdzisław Stanecki (wsp. w latach 1893-1901), Gabriel Sokolnicki (wsp. w latach 1901-1903), Kazimierz Idaszewski (wsp. w latach 1903-1904), Kazimierz Drewnowski (wsp. w latach 1907-1914), Wacław Gunther (wsp. w latach 1911 - 1913).

W roku 1892 był autorem opracowania „*Sprawozdanie w sprawie kolei elektrycznej w mieście Lwowie*”, a jako owoc tej pracy w dniu 31 marca 1894 roku został oddany do użytku we Lwowie tramwaj elektryczny. Dalsze prace

Profesora prowadzone w latach 1910-1911 oraz Jego starania doprowadziły do utworzenia na bazie dwóch katedr Oddziału Elektrotechnicznego - pierwszego w dziejach polskiego szkolnictwa wyższego. W roku akademickim 1915/1916 pierwszymi absolwentami zostali dwaj inżynierowie elektrycy. Po odzyskaniu niepodległości przez Polskę w 1918 r. uczelnia zostaje przemianowana na Politechnikę Lwowską. W dniu 10 grudnia 1920 roku odbyła się pierwsza inauguracja roku akademickiego. Katedrą Pomiarów Elektrotechnicznych kierował wówczas prof. Kazimierz Idaszewski, Katedrą Oświetlenia Elektrycznego (później Urządzeń Elektrycznych) - prof. Gabriel Sokolnicki, natomiast Katedrą Elektrotechniki Ogólnej – prof. Roman Dzieślewski. W roku 1923 prof. Roman Dzieślewski był recenzentem pierwszej pracy doktorskiej z elektrotechniki realizowanej na Politechnice Lwowskiej. Rozprawa została odznaczona a jej autorem i zarazem pierwszym doktorem był Stanisław Fryze, późniejszy profesor Politechniki Lwowskiej i Politechniki Śląskiej, współtwórca podstaw elektrotechniki teoretycznej.

W 1901 roku jako Rektor Szkoły Politechnicznej był z urzędu posłem do Sejmu Krajowego. Profesor Roman Dzieślewski przez 16 kadencji był członkiem Rady Stołecznego Miasta Lwowa. Zajmował się projektem organizacji miejskiego Urzędu Budowniczego. W czasie wojny w 1915 roku założył demokratyczny Związek Stałej Delegacji Pracodawców Państwowych i był jego prezesem. Był współzałożycielem Zakładów Wodociągowych w naftowym Zagłębiu Borysławskim. W 1919 roku kandydował do Sejmu w Warszawie. Zapisy historyczne odnotowują zasługi i udział Profesora w życiu Stowarzyszenia Elektryków Polskich. W dniach 7-9 czerwca 1919 roku prof. Roman Dzieślewski uczestniczył jako przedstawiciel Towarzystwa Politechnicznego w Zjeździe Założycielskim SEP (69 numer na liście uczestników). Brał udział w pracach Komisji Zjazdowej. Data 9 czerwca 1919 roku otwiera historię SEP i powstanie tej organizacji. Pierwszym Prezesem SEP został Mieczysław Pożaryski. W 1919 roku Sekcja Elektrotechniczna Towarzystwa Politechnicznego przekształciła się w Koło Lwowskie SEP. Było ono jednym z sześciu kół założycielskich (krakowskie, łódzkie, poznańskie, sosnowieckie, warszawskie, lwowskie). Profesor Roman Dzieślewski przewodniczył komisji do spraw Związku Zawodowego Inżynierów Elektryków oraz opracował projekt ustawy o ochronie tytu-

łu inżyniera. W roku 1924 został członkiem nowo utworzonego Polskiego Komitetu Elektrycznego (PKE).

Profesor Roman Dzieślewski był pierwszym polskim profesorem elektrotechniki i miał wielkie zasługi przy tworzeniu polskiego słownictwa elektrotechnicznego. W 1923 roku powrócił do rodzowego nazwiska Zdzisławski. Profesor zmarł nagle w dniu 08 sierpnia 1924 roku w wieku 61 lat w majątku żony we wsi Kasinów pod Iwacewiczami na Polesiu. Pochowany został na cmentarzu Łyczakowskim we Lwowie w grobowcu Zdzisławskich.



Wykład kolegi Zbigniewa Stycznia (SEP) wygłoszony w dniu 27 września 2013 r. w Politechnice Rzeszowskiej, poświęcony pamięci prof. Romana Dzieślewskiego

Przypadająca w 2013 roku 150 rocznica urodzin prof. Romana Dzieślewskiego była okazją do przypomnienia dokonań Jego działalności. Rok 2013 został ogłoszony przez Stowarzyszenie Elektryków Polskich i Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej jako rok Profesora Romana Dzieślewskiego. Z tej to okazji odbyło się w kraju wiele okolicznościowych spotkań, wydano wiele publikacji i materiałów poświęconych pamięci Profesora. Nagrany został między innymi film pt. „Zapomniany Pionier” dostępny na stro-

nie internetowej: http://www.youtube.com/watch?v=jxxa_p5DWnw. Główne uroczystości jubileuszowe odbyły się w Politechnice Rzeszowskiej w dniu 27 września 2013 r. i we Lwowie 28 – 29 września 2013 r., gdzie uczestnicy mieli okazję odwiedzić odnowiony grobowiec rodzinny, w którym pochowany został prof. Roman Dzieślewski.

Bolesław Pałac

Prezes SEP o/Rzeszów

Zbigniew Styczeń

V-ce Prezes SEP o/Rzeszów

Robert BĘBEN¹

OCENA WPŁYWU GENERATORA SYNCHRONICZNEGO W URZĄDZENIACH KOGENERACYJNYCH NA WEWNĘTRZNĄ INSTALACJĘ ELEKTRYCZNĄ ZAKŁADU PRODUKCYJNEGO POD KĄTEM MOŻLIWOŚCI OPTIMALIZACJI PARAMETRÓW STEROWANIA

Głównym celem wytwarzania energii elektrycznej w skojarzeniu z energią ciepłą w urządzeniach kogeneracyjnych jest minimalizacja strat, a więc i kosztów przesyłu tych energii na duże odległości. Artykuł stanowi wprowadzenie do problemu optymalnego wykorzystania generatora synchronicznego nie tylko w celu wytwarzania energii elektrycznej oraz ciepłej, która w tym przypadku traktowana jest, jako energia odpadowa, ale także poprawy, jakości energii elektrycznej w instalacji wewnętrznej zakładu. Analizie poddano wpływ, jaki wywiera na wewnętrzną instalację elektryczną zakładu generator synchroniczny o mocy znamionowej czynnej 192kW (pozornej 276kVA) i napięciu znamionowym 0,4kV zainstalowany w urządzeniu kogeneracyjnym z silnikiem gazowym tłokowym, opalanym biogazem oczyszczalnym. Starano się także uwzględnić aspekt ekonomiczny i wpływ na środowisko. Technologia spalania paliw gazowych w silnikach ciepłych uważana jest za technologię przyjazną środowisku. Związana jest z emisją głównie związków gazowych w postaci CO, SO₂, NO_x, węglowodorów alifatycznych oraz śladowych ilości pyłu. Stwierdzono wyraźną koniczność powiązania układów regulacyjnych systemu kogeneracji oraz układu do kompensacji mocy biernej w instalacjach gdzie moc elektryczna wytwarzana jest porównywalna z mocą elektryczną pobieraną z sieci elektroenergetycznej. Związane jest to z problemami z przekompensowaniem mocy biernej przy załączeniu najmniejszego stopnia baterii kondensatorów. Badania i pomiary wykonano analizatorem jakości energii elektrycznej oraz oscyloskopem na instalacji wewnętrznej czynnego obiektu Oczyszczalni Ścieków w Dębicy.

Słowa kluczowe: kogeneracja, CHP, generator synchroniczny, jakość energii elektrycznej, kompensacja mocy biernej

¹ Robert Bęben, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 500 517 514, robert@beben.pl,

1. Wstęp

Maszyny synchroniczne, przy pracy silnikowej, są stosowane od dłuższego czasu do kompensacji pierwszej harmonicznej mocy biernej wraz z korzystaniem z dostarczanej przez nie energii mechanicznej. W związku z proekologicznym działaniem UE, kładącym nacisk na rozwój generacji rozproszonej w celu minimalizacji strat przesyłu energii, w znaczącej ilości zakładów przemysłowych i przetwórczych, gdzie produkowane są odpady posiadające wartość opałową (takie jak oczyszczalnie ścieków, biogazownie, kopalnie, itp.) zabudowywane są jednostki kogeneracyjne wyposażone w bezszczotkowy generator synchroniczny z elektronicznym regulatorem parametrów pracy.

Ze względu na istniejące regulacje prawne przy zliczaniu ilości wytworzonej energii elektrycznej brutto pod uwagę brana jest jedynie jej ilość. Jakość energii elektroenergetycznej dostarczanej do sieci (tj. na granicy własności odbiorca/sieć) sprawdzana jest pod kątem zawartości zakłóceń w odniesieniu granic wartości dopuszczalnych, zapisanych w rozporządzeniu [1]. Nie jest premiowane np. zmniejszanie poniżej dopuszczalnych ilości składowych harmonicznych napięcia i prądu wprowadzanych do sieci. Sytuację dodatkowo pogarsza brak w świadomości odbiorcy wiedzy na temat negatywnych skutków dla instalacji wewnętrznej i odbiorników, jakie niesie ze sobą energia gorszej jakości.

Referat przedstawia analizę możliwości wykorzystania urządzenia kogeneracyjnego z gazowym silnikiem tłokowym wyposażonym w generator synchroniczny do poprawy jakości energii elektrycznej. Badaniu poddana została instalacja wewnętrzna działającej oczyszczalni ścieków, w której zbudowana jest jednostka kogeneracyjna z generatorem synchronicznym o znamionowej mocy czynnej 192kW, (moc pozorna 276kVA) i napięciu znamionowym 0,4kV. Starano się także uwzględnić aspekt ekonomiczny całego przedsięwzięcia.

2. Opis badań

2.1. Układ kogeneracji – ogólna charakterystyka

Kogeneracja to skojarzone wytwarzanie energii elektrycznej i ciepłej przy maksymalnym ograniczeniu strat przesyłu i transformacji tej energii. Proces kogeneracji realizowany jest w oparciu o systemy kogeneracyjne, zwane również systemami CHP (ang. Combined Heat and Power).

W niniejszym referacie skupiono się na grupie systemów kogeneracyjnych zbudowanych na bazie agregatów prądotwórczych wyposażonych w silniki spalinowe tłokowe zasilane biogazem lub innymi konwencjonalnymi paliwami gazowymi, np. gazem ziemnym lub propanem. Wykorzystywanie z wysoką sprawnością energii chemicznej gazu wpływa na obniżenie kosztów wytworze-

nia energii przy jednoczesnym zredukowaniu emisji dwutlenku węgla i innych zanieczyszczeń towarzyszących spalaniu.

Głównymi elementami składowymi instalacji kogeneracyjnych są:

- silnik spalinowy gazowy tłokowy,
- generator synchroniczny,
- system wymienników ciepła,
- układ automatycznej regulacji i sterowania.

Energia elektryczna wytwarzana jest przez generator synchroniczny napędzany energią mechaniczną wytworzoną w silniku gazowym.

Wytworzona energia cieplna jest efektem procesu spalania gazu w silniku. Ciepło to jest odzyskiwane poprzez:

- wymienniki ciepła, włączone w układ chłodzenia silnika,
- wymienniki układu odzysku ciepła ze spalin,
- wymienniki ciepła w układzie chłodzenia mieszanki paliwowej,
- odzysk ciepłego powietrza ogrzewanego przez obudowę silnika spalinowego i z powietrza chłodzącego prądnicę elektryczną.

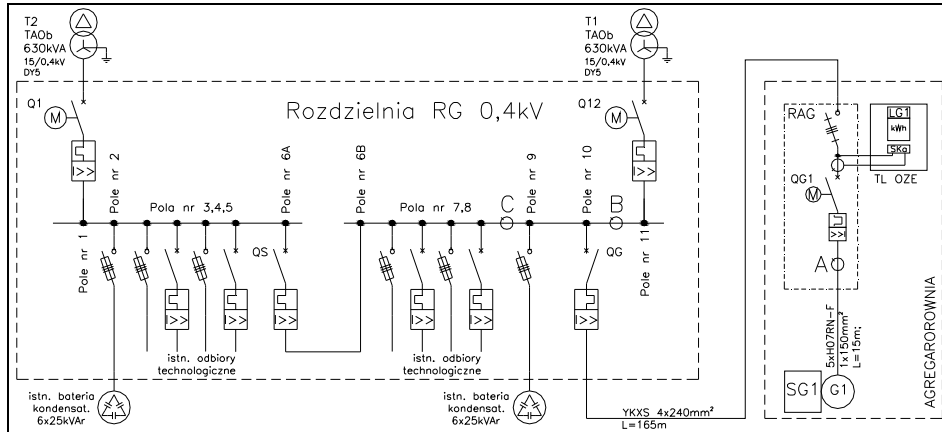
Moduły CHP wyposażane są w obudowy dźwiękochłonne i tłumiki hałasu spalin w celu obniżenia emisji hałasu.

Takie rozwiązanie energetycznego wykorzystania gazu zwiększa rentowność przedsięwzięcia i pozwala na uzyskanie sprawności procesu przemiany energii wejściowej paliwa na energię elektryczną i ciepłą 90% lub wyższą. Technologia spalania paliw gazowych w silnikach cieplnych uważana jest za technologię przyjazną środowisku. Związana jest z emisją głównie związków gazowych w postaci CO, SO₂, NO_x, węglowodorów alifatycznych oraz śladowych ilości pyłu.

2.2. Opis badanej instalacji elektrycznej

Instalacja elektryczna oczyszczalni ścieków zasilona jest dwustronnie przez dwa niezależne przyłącza kablowe z sieci elektroenergetycznej 15kV. Instalacja wewnętrzna niskiego napięcia zasilona jest poprzez dwa transformatory olejowe o mocy 630kVA zasilające dwie niezależne sekcje rozdzielni głównej RG połączonej sprzęgłem.

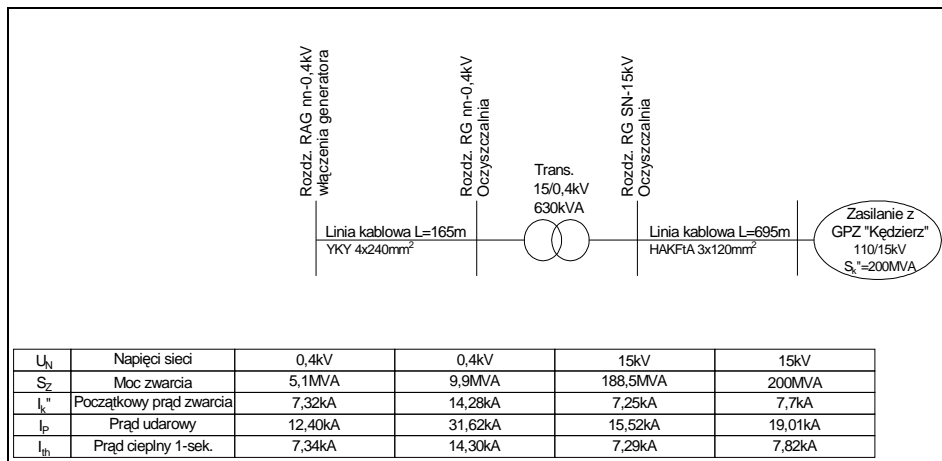
W czasie badania cały obiekt oczyszczalni zasilony był z jednego przyłącza zasilającego sekcję II rozdzielni RG-SN. Schemat elektryczny włączenia generatora do sieci przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Fragment schematu elektroenergetycznego oczyszczalni ścieków

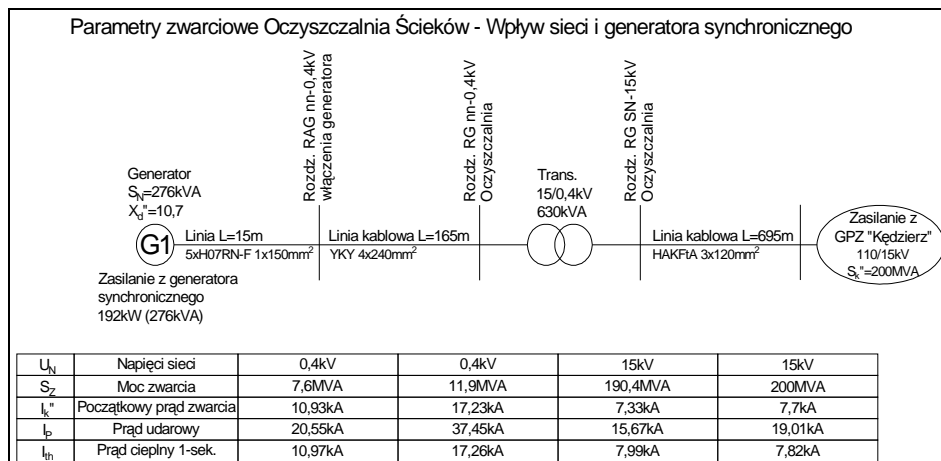
Fig. 1. A partial diagram of the electricity grid of the wastewater treatment plant

Poniżej przedstawiono obliczenia techniczne parametrów zwarciovych instalacji elektrycznej zasilonej z sekcji II rozdzielni RG-SN 15kV bez lub z uwzględnieniem wpływu generatora.



Rys. 2. Obliczenia paramaterów zwarciovych bez generatora

Fig. 2. Calculation of short circuit parameters without generator



Rys. 3. Obliczenia paramaterów zwarcia z generatorem

Fig. 3. Calculation of short circuit parameters with generator

2.3. Cel badań i pomiarów

Celem badań i pomiarów przedstawionych w niniejszym referacie jest analiza zasadności wykorzystania generatora synchronicznego jako kompensatora mocy biernej i filtra wyższych harmonicznych w procesie regulacji jakości energii elektrycznej oraz wskazanie możliwości i zakresu stosowania optymalizacji wyboru parametrów regulacji.

2.4. Opis przeprowadzonych pomiarów

Pomiary wykonano jednocześnie dwoma przyrządami:

- analizatorem i rejestratorem sieci trójfazowych typ Energytest 2020E prod. HT ITALIA wyposażonym w standardowe cęgi prądowe 1000A oraz elastyczne cęgi prądowe dwuzakresowe 300A i 3000A.
- oscyloskopem DS1102E prod. Rigol (pomiar przebiegów napięciowych)

Założono, że instalacja oczyszczalni w większości składa się z symetrycznych odbiorników trójfazowych oraz brak wymagań dotyczących wysokiej dokładności wykonanych pomiarów, więc całość pomiarów przeprowadzono dla jednej fazy L1, co umożliwiło zwiększenie ilości zapisywanych jednocześnie parametrów energii elektrycznej.

Ze względu na czynny obiekt, i brak możliwości dowolnego wyznaczania lokalizacji mierzonych parametrów, do badań wyznaczono trzy punkty:

- rozdzielnia RAG, miejsce pomiaru energii brutto (punkt A na rys. 1)
- szyny pomiędzy polem zasilającym rozdzielni RG a transformatorem (punkt B na rys. 1)

c. szyny rozdzielni RG za baterią kondensatorów w stronę pozostałych odbiorów technologicznych oczyszczalni (punkt C na rys. 1).

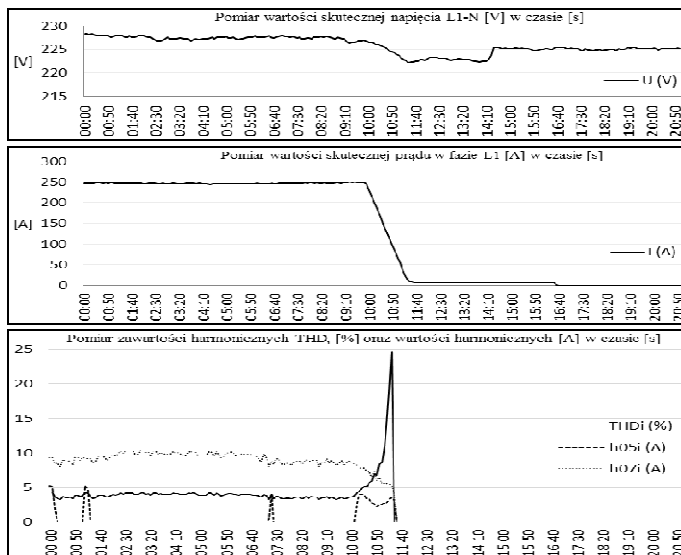
W punkcie C z powodu działających odbiorów technologicznych nie było możliwości odłączenia na czas prób baterii kondensatorów do kompensacji mocy biernej, co spowodowało zafalszowanie wyników dotyczących wpływu na mierzone parametry generatora synchronicznego.

3. Prezentacja wyników

W trybie ciągłym przeprowadzono rejestrację analizatorem parametrów elektrycznych w zakresie wybranych 38 zmiennych dla jednej fazy L1. Do prezentacji wybrane zostały tylko wartości znaczące. Wykresy pokazują wartości uśrednione z interwałem 5s.

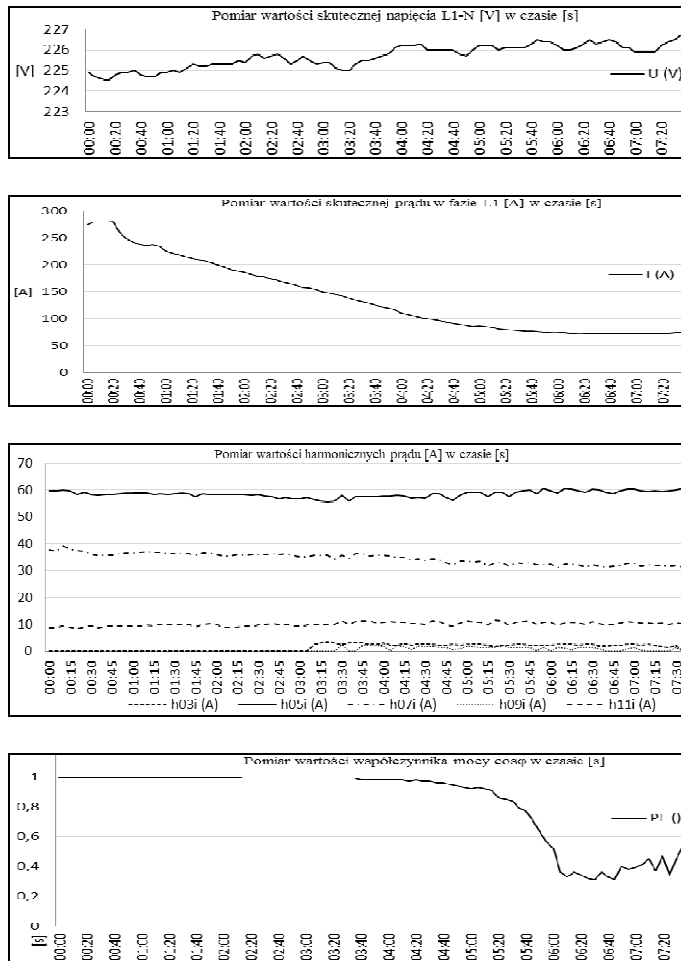
Pomiary wykonano w rozdzielni RAG w miejscu, gdzie realizowany jest pomiar wytworzonej energii brutto z zastosowaniem cęgów prądowych 1000A.

Pomiary na szynach w rozdzielni RG w polach nr 10 i 9 wykonane zostały z zastosowaniem dwuzakresowych cęgów elastycznych (Rogowskiego) z wykorzystaniem zakresu 300A.



Rys. 4. Pomiary w rozdzielni RAG wartości średnich z parametrów elektrycznych w czasie wyłączenia generatora (punkt pomiarowy A)

Fig. 4. Measurement in switchbox RAG of the average values of the electrical parameters at the time of shutting down the generator (measuring point A)



Rys. 5. Pomiary w rozdzielni RG pole nr 10 wartości średnich parametrów elektrycznych w czasie włączania generatora (punkt pomiarowy B)

Fig. 5. Measurement in switchbox RG pole nr 10 of the average values of the electrical parameters at the time of switching on the generator (measuring point B)

4. Wnioski

W analizie pomiarów i wnioskowaniu wykorzystano badania generatorów zawarte w [2].

W przeprowadzonych pomiarach wykazano silną zależność wpływu na współczynnik mocy w uzależnieniu od punktu włączenia generatora synchronicznego. W punktach B i C nie udało się stwierdzić wpływu generatora na współczynnik mocy, wykazano za to problem z wartością współczynnika mocy przy kompensowaniu mocy biernej przez istniejącą baterię kondensatorów

z własnym regulatorem. W czasie gdy generator synchroniczny wytwarza ilość mocy czynnej zbliżoną do zapotrzebowanej przez całą oczyszczalnię, zanika pobór mocy czynnej z sieci elektroenergetycznej, regulator baterii kondensatorów nie jest w stanie właściwie, optymalnie załączać stopni kondensatorów. Każde przełączenie powoduje przekompensowanie, a w najlepszym wypadku mocne rozchwianie wartości współczynnika mocy. Postuluje się połączenie regulacji wartości współczynnika mocy generatora synchronicznego z regulacją baterii kondensatorów, z uwzględnieniem metod optymalizacyjnych, w sposób analogiczny jak dla filtrów aktywnych, zaproponowany przez autorów [4].

Nie wykazano natomiast znaczącego wpływu w stanie ustalonym na współczynniki odkształcenia napięcia THDu i prądu THDi. Podczas wyłączenia generatora, kiedy jego moc jest stopniowo obniżana, pojawia się problem znacznego zwiększania się zawartości harmonicznych prądu THDi w rozdzielni RAG, co przy częstym wyłączaniu generatora może spowodować uszkodzenie wrażliwych urządzeń np. telekomunikacyjnych.

Wykonano analizę harmonicznych przebiegów napięć zmierzonych oscyloskopem w punktach A i B. Przetworzono pobrane przebiegi okresowe napięć szybką transformatą Fouriera (FFT). Nie zaobserwowano wyraźnego wpływu generatora na zawartość badanych harmonicznych w widmie sygnału.

Ważnym zagadnieniem do przeanalizowania jest problem optymalnej lokalizacji generatora synchronicznego względem „węzłów” instalacji wewnętrznej. Przy generatorach niskiego napięcia odległość i miejsce włączenia powoduje mocne ograniczenie wpływu na wartość współczynnika mocy w całej instalacji oraz filtrowanie wyższych harmonicznych.

Przeprowadzone pomiary wskazują, że modyfikowanie punktu pracy generatora synchronicznego z uwzględnieniem kryteriów zysku i kosztu jest wskazane, a w odniesieniu do wartości współczynnika mocy konieczne, jednak winno być poprzedzone doбором odpowiedniej metody optymalizacyjnej uwzględniającej dynamiczny charakter całego obiektu, jakim jest cała instalacja wewnętrzna zakładu.

Literatura

- [1] Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 4 maja 2007r. w sprawie szczególnych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego. Rozdział 10.
- [2] Tadeusz Glinka, Zeszyty Problemowe – Maszyny elektryczne Nr 1/2013 (98) BOBRME KOMEL, Katowice str. 51 do 62
- [3] Strzelecki R., Supronowicz H.: Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy, OWPW, Warszawa 2000
- [4] Buła D., Grabowski M., Lewandowski., Maciążek M., Pasko M., Piwowar A., Walczak J. Analiza i optymalizacja rozmieszczenia energetycznych filtrów aktywnych, Monografia, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2013r.

IMPACT ANALYSIS OF SYNCHRONOUS GENERATOR USED IN COGENERATION DEVICES ON INTERNAL ELECTRICAL INSTALLATION OF THE PRODUCTION PLANT IN TERMS OF OPTIMIZATION OF CONTROL PARAMETERS

S u m m a r y

The main objective of generating electricity in combination with thermal energy in cogeneration devices is to minimize energy loss, and thus the cost of the transfer of energy over long distances. The article provides an introduction to the problem of the optimal use of synchronous generator not only to produce electricity and thermal energy, which in this case is treated as waste energy, but also to improve the quality of electricity in an internal installation of the plant. I have analysed the impact which the synchronous generator with a nominal active power of 192kW (apparent power 276kVA) and rated voltage of 0,4kV installed in the cogeneration device with internal combustion engine fuelled by biogas has on internal electrical installation of the plant. I have also taken into account the economic aspect and the influence on the environment. The technology of burning gaseous fuels in heat engines is considered to be environmentally-friendly. It is mainly linked to the emission of gaseous compounds in the form of CO, SO₂, NO_x, aliphatic hydrocarbons and trace amounts of dust. It was stated that cogeneration regulatory systems and reactive power compensation system need to be linked in installations where the electrical energy produced is comparable with electrical power charged from the power grid. This is connected with the problems of the overcompensation of reactive power using the lowest level battery of capacitors. Tests and measurements have been performed on an active object in wastewater treatment plant in Dębica with the use of electrical power analyzer and oscilloscope.

Keywords: Cogeneration, CHP, synchronous generator, electrical power quality, reactive power compensation

DOI: 10.7862/re.2013.1

Tekst złożono w redakcji: październik 2013
Przyjęto do druku: grudzień 2013

Tomasz BINKOWSKI¹

MODEL RT (CZASU RZECZYWISTEGO) TRÓJGAŁĘZIOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIA

Artykuł przedstawia ideę cyfrowego modelu trójfazowego, trójgałęziowego falownika napięcia działającego w czasie rzeczywistym. Celem stworzenia modelu RT falownika jest wykonanie platformy badawczej zaawansowanych metod sterowania falownikiem bez konieczności przeprowadzania wstępnych badań laboratoryjnych. Wykorzystanie do realizacji celu badań układów logiki programowalnej umożliwia testowanie algorytmów sterowania falownikiem w tym samym urządzeniu sterującym poprzez równoległą pracę z modelem czasu rzeczywistego falownika. Układem logicznym, wykorzystanym w badaniach, był układ typu FPGA wyprodukowany przez firmę Altera o oznaczeniu EP3C40, który poprzez specyficzną konfigurację umożliwia realizację funkcji cyfrowych w sposób odmienny od działania większości jednostek obliczeniowych. Realizując model falownika wykorzystano nie tylko sekwencyjny sposób przetwarzania informacji, ale także równoległe wyznaczanie odpowiedzi wybranych bloków logicznych. Opracowany model falownika poddano badaniom posługując się narzędziami dostępnymi w oprogramowaniu Quartus II. Zarejestrowane przebiegi napięć falownika dla dwóch metod modulacji przedstawiono w artykule jako element weryfikacji poprawnego działania modelu. Wyznaczone podczas badań przebiegi są przebiegami napięć fazowych i międzyfazowych falownika sterowanego półokresowo i wykorzystując modulację naturalną. Przeanalizowano zarówno pracę łączników w zakresie statycznym jak i dynamicznym. Stan statyczny odnosił się do realizacji zdefiniowanego stanu falownika, podczas którego wyznaczane były wartości napięć fazowych i międzyfazowych. Stan dynamiczny obserwowano podczas zmiany stanów statycznych dla różnych typów modeli stanu przejściowego. Wykonany model falownika umożliwia szybką weryfikację algorytmu sterującego pod kątem poprawności działania bez konieczności wykonywania testów laboratoryjnych, które w przypadku awarii lub błędów mogą kończyć się często kosztownymi naprawami.

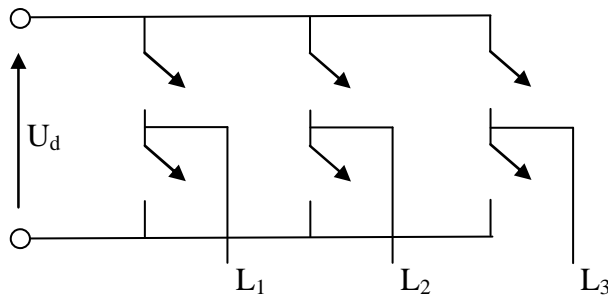
Słowa kluczowe: testowanie, układ programowalny, FPGA, prototypowanie, dynamika

¹ Tomasz Binkowski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1974, tbinkow@prz.edu.pl

1. Model falownika napięcia

1.1. Wprowadzenie

Obserwowany w ostatnich latach ekspansywny rozwój technologiczny w zakresie przetwarzania informacji coraz silniej oddziałuje na obszar przetwarzania energii elektrycznej. Oddziaływanie to obserwowane jest w zakresie sterowania przekształtnikami energii, (umożliwiając wykonywanie złożonych algorytmów), oraz w zakresie półprzewodnikowych przyrządów mocy przełączających węzły o dużych różnicach potencjału z dotychczas niemożliwymi w realizacji częstotliwościami. Jednym z powszechnie stosowanych przekształtników energoelektronicznych jest falownik napięcia z trzema gałęziami (rys. 1). Umożliwia on przetwarzanie energii źródła napięcia stałego na energię układu trójfazowego o zmiennych napięciach, zależnych od przebiegów funkcji modulujących sygnały sterujące łącznikami trzech gałęzi. Jego powszechność jest uwarunkowana przede wszystkim występowaniem w znacznej większości odbiorników trójfazowych, trójprzewodowych w przemyśle, a coraz częściej także w gospodarstwach domowych. Wytwarzanie napięć zmiennych w falowniku napięcia wymaga istnienia źródła napięcia stałego. Źródło to może być dostępne w postaci akumulatora lub wytworzone z źródła napięcia zmiennego, np. jednofazowego, poprzez wyprostowanie go w prostowniku [1-3].



Rys. 1. Topologia trójgałęziowego falownika napięcia

Fig. 1. The 3-branch voltage inverter topology

Falownik napięcia sterowany może być na wiele sposobów, zależnych od tego jakie są wymagania dotyczące zasilanego odbiornika, a także od jakości napięcia stałego będącego źródłem energii. W przypadku, gdy napięcie obwodu pośredniczącego DC charakteryzuje się występowaniem tętnień, niektóre odbiorniki wymagają bieżącej korekty wzmacnienia minimalizującego pasożytnicze zmiany nimi wywołane. Wymusza to opracowywanie nowych algorytmów sterujących, których testy mogą kończyć się niepowodzeniem. W zależności od

wartości napięć i prądów niepowodzenia te mogą generować znaczne koszty wywołane awariami i mogą sprawiać wiele zagrożeń. Minimalizacja kosztów badań sprawia, że zasadnym jest wykonanie testów nowych algorytmów nie na drogim sprzęcie elektrycznym, a na symulatorze. Ponadto badania te będą wiarygodne jedynie wtedy, gdy model będzie pracował w czasie rzeczywistym wraz z oprogramowaniem sterującym. Wymóg ten można spełnić wykorzystując do sterowania szybkie układy cyfrowe, które jednocześnie będą realizowały model cyfrowy przekształtnika wraz z obciążeniem. Aby można było powiedzieć, że model falownika jest modelem czasu rzeczywistego, musi być on realizowany w czasach znacznie krótszych od stałych czasowych układu sterującego. Wymagania te spełnić mogą te układy, które potrafią przetwarzać informację równolegle. Przy złożonych algorytmach sterujących, wymagających dużych mocy obliczeniowych, przetwarzanie sekwencyjne może być niewystarczające. Dlatego przyjęto do realizacji funkcji sterujących i realizacji modelu falownika napięcia układ programowalny FPGA EP3C40, który coraz częściej jest wykorzystywany do tworzenia nowoczesnych sterowników przekształtników energoelektronicznych [1-4].

1.2. Koncepcja modelu falownika

Realizacja cyfrowego modelu falownika napięcia wymaga wyznaczenia wielkości go opisujących w każdym stanie statycznym sygnału sterującego łącznikami półprzewodnikowymi oraz przy każdej jego zmianie. Sygnał sterujący łącznikami pochodzi od układu sterowania i determinuje przewodzenie lub nieprzewodzenie każdego z sześciu łączników przekształtnika. W falowniku napięcia występują trzy gałęzie, a ich topologia sprawia, że pomijając stany wywołujące zwarcie źródła, możliwych jest osiem różnych stanów. Stany te determinują występowanie konkretnych wartości napięć fazowych i międzyfazowych. Wartości tych napięć pokazano w tabeli 1. Chcąc zrealizować model statyczny falownika wystarczy komutować odpowiednią wartość napięcia w funkcji sygnału sterującego. W przypadku modelowania stanów dynamicznych odpowiednie przebiegi napięć, (w zależności od modelu stanu przejściowego), należy komutować do wyjść reprezentujących napięcia fazowe przy każdej zmianie sygnału sterującego. W układzie cyfrowym muszą to być układy reagujące na zbocza sygnałów.

Stan każdej z trzech gałęzi przekształtnika opisywany jest odpowiednim sygnałem S_x , gdzie $x=A, B, C$ jest indeksem identyfikującym fazę odbiornika. Sygnał ten o wartości "1" przyjęto dla sytuacji, gdy odpowiednia faza obciążenie podłączona jest do szyny dodatniej źródła napięcia stałego. Przeciwny stan identyfikuje podłączenie fazy obciążenia do szyny ujemnej obwodu pośredniczącego.

Tabela 1. Stany falownika i wartości napięć

Table 1. Inverter states and voltages

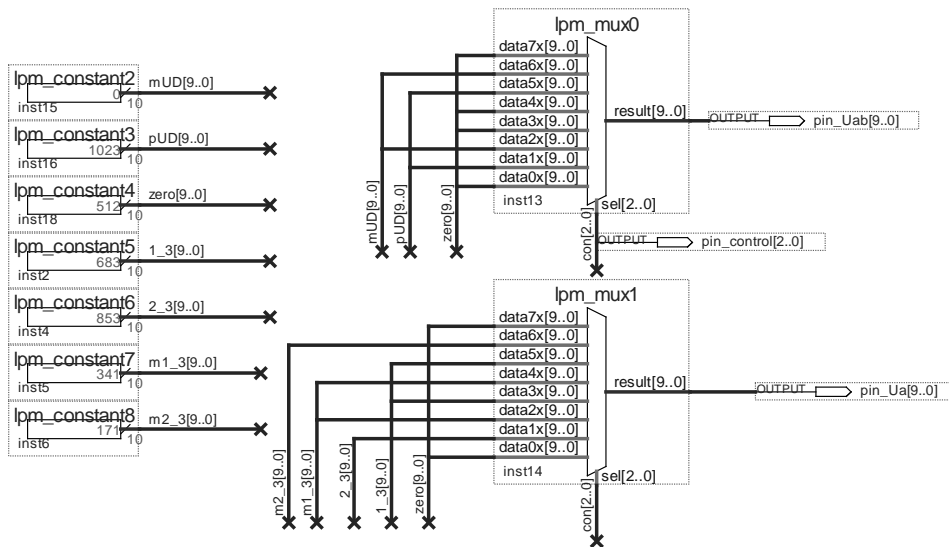
<i>Stan gałęzi falownika</i> S_C, S_B, S_A	U_A	U_B	U_C	U_{AB}	U_{BC}	U_{CA}
0,0,0	0	0	0	0	0	0
0,0,1	$1/3U_d$	$-2/3U_d$	$1/3U_d$	U_d	$-U_d$	0
0,1,0	$1/3U_d$	$1/3U_d$	$-2/3U_d$	0	U_d	$-U_d$
0,1,1	$2/3U_d$	$-1/3U_d$	$-1/3U_d$	U_d	0	$-U_d$
1,0,0	$-1/3U_d$	$2/3U_d$	$-1/3U_d$	$-U_d$	U_d	0
1,0,1	$-1/3U_d$	$-1/3U_d$	$2/3U_d$	0	$-U_d$	U_d
1,1,0	$-2/3U_d$	$1/3U_d$	$1/3U_d$	$-U_d$	0	U_d
1,1,1	0	0	0	0	0	0

1.3. Realizacja cyfrowa modelu trójgałęziowego falownika napięcia

Przyjęta koncepcja cyfrowego modelu trójgałęziowego falownika napięcia wymaga realizacji dwóch grup bloków funkcjonalnych. Pierwsza grupa ma za zadanie wyznaczenie napięć fazowych i międzyfazowych falownika w stanie statycznym. Działanie tej grupy wymuszane jest wartością stanu sygnału sterującego. Druga grupa ma generować odpowiedź falownika w stanie dynamicznym. Ta z kolei grupa bloków funkcjonalnych wyzwalana jest zboczami sygnału sterującego. W konsekwencji odpowiedź w postaci chwilowej wartości napięć wyjściowych jest efektem alternatywy logicznej obydwu rodzajów bloków.

1.3.1. Stan statyczny

Stan statyczny w postaci wartości odpowiedniego napięcia fazowego lub międzyfazowego wyznaczany jest w funkcji stanu sygnału sterującego. Zależność tę ilustruje tabela 1. Najprostszym modelem cyfrowym falownika napięcia jest cyfrowy układ komutacyjny w postaci multipleksera grupowego (Rys.2). Multiplekser grupowy, w odróżnieniu od multipleksera konwencjonalnego, odróżnia się możliwością jednoczesnego przełączania jednego z wielobitowych wejść w funkcji podanego adresu. Układy tego rodzaju są układami kombinacyjnymi, co w przypadku przełączania wielobitowych słów z bardzo dużą częstotliwością może skutkować przekłamaniami wyjścia. Przekłamania te wynikają z czasów propagacji sygnału wewnątrz struktury multipleksera grupowego. Uniknięcie tego typu sytuacji wiąże się z koniecznością wprowadzenia sygnału taktującego pracę bloku funkcjonalnego. Pełny model napięć wyjściowych falownika składa się z sześciu multipleksersów grupowych. Trzy z nich realizują model trzech napięć fazowych falownika. Pozostałe trzy realizują model trzech napięć międzyfazowych falownika.



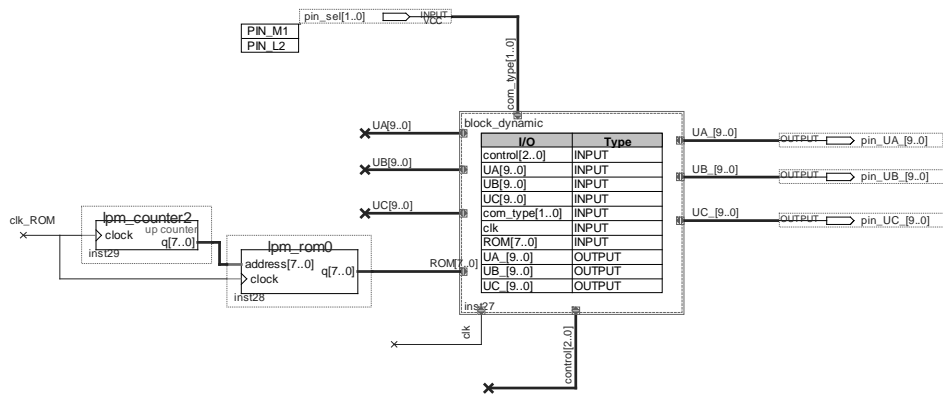
Rys. 2. Cyfrowy model wybranych napięć falownika napięcia

Fig. 2. Digital model of selected voltages for voltage inverter

W oparciu o napięcia fazowe na wyjściu modelu falownika możliwe jest obliczenie prądów obciążenia. Wymaga to znajomości modelu cyfrowego obciążenia. Model obciążenia nie jest opisywany w artykule. Do testów przyjęto najprostszą postać obciążenia o charakterze rezystancyjno indukcyjnym.

1.3.2. Stan dynamiczny

Stan dynamiczny modelu falownika rozumiany jest jako stan przejściowy napięć wyjściowych wytworzony poprzez specjalizowane bloki cyfrowe. Bloki te wyzwalane są zmianą sygnału sterującego i realizują jeden z trzech rodzajów modelu stanu przejściowego. Pierwszy model dotyczy aproksymacji funkcji napięcia w postaci natychmiastowej zmiany jego wartości. Jest to odpowiednik komutacji natychmiastowej. Drugi rodzaj modelu aproksymuje stan przejściowy funkcją liniową. Trzeci model przyjmuje w stanie dynamicznym dowolny przebieg napięcia, którego kształt zapisany jest w pamięci typu ROM. Model ten jest najdokładniejszy ze względu na możliwość wprowadzenia dyskretnych wartości zarejestrowanego, rzeczywistego kształtu napięcia w stanie dynamicznym. Strukturę wejść i wyjść bloku odpowiedzialnego za stan dynamiczny pokazano na rysunku 3.



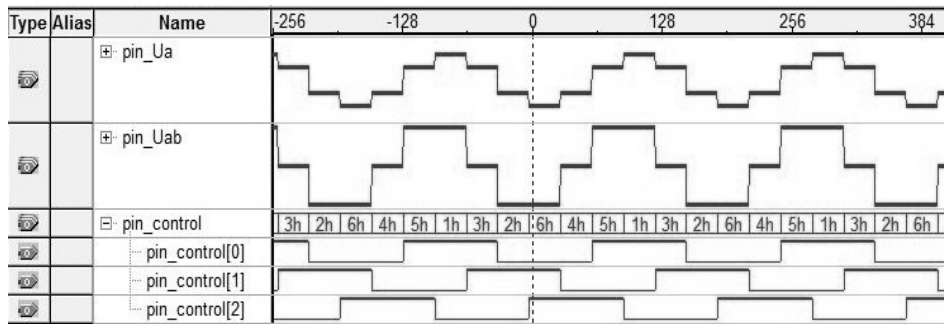
Rys. 3. Cyfrowy model stanu dynamicznego falownika napięcia

Fig. 3. Digital model of dynamics for voltage inverter

Moduł realizujący odpowiedź modelu falownika w stanie dynamicznym generuje przebiegi napięć wyjściowych w oparciu o napięcia stanu statycznego w poprzednim taktie przebiegu zegarowego i bieżącej zmiany sygnału sterującego. W oparciu o te informacje generowane są napięcia wyjściowe opóźnione o zadaną wewnątrz bloku wartość opóźnienia, o kształcie zależnym od sygnału konfiguracyjnego *com_type*. Sygnał ten podawany jest zewnętrznie jako stan dwóch przełączników. Dla wartości sygnału *com_type*="00" realizowana jest komutacja natychmiastowa z zerową wartością opóźnienia, dla *com_type*="01" realizowana jest skokowa zmiana napięć z zadanym opóźnieniem, dla *com_type*="10" realizowana jest liniowa zmiana napięć z zadanym opóźnieniem, natomiast dla *com_type*="11" realizowana jest zadana w pamięci ROM zmiana napięć z zadanym opóźnieniem.

2. Badania laboratoryjne

Badania laboratoryjne cyfrowego modelu falownika napięcia wykonano poprzez skompilowanie wykonanego w programie Quartus II projektu i skonfigurowanie układu programowalnego FPGA EP3C40 osadzonego w płycie głównej DBMC3v.1.04. Weryfikacja laboratoryjna modelu falownika polegała na zarejestrowaniu wybranych przebiegów napięć fazowych i międzyfazowych generowanych w czasie rzeczywistym, przy jednoczesnej syntezy sygnałów sterujących. Testy przeprowadzono dla sterowania półokresowego i modulacji naturalnej z sinusoidalnymi przebiegami modulującymi. Zarejestrowane narzędziem SignalTapII wewnętrzne sygnały układu FPGA w postaci zamodelowanych napięć fazowego (pin_Ua) i międzyfazowego (pin_Uab) oraz sygnału sterującego (pin_control) dla sterowania półokresowego pokazano na rysunku 4.



Rys. 4. Wyjście cyfrowego modelu napięć falownika i sygnał sterujący dla sterowania półokresowego

Fig. 4. Output of the digital voltage converter model and control signal for half-period control method

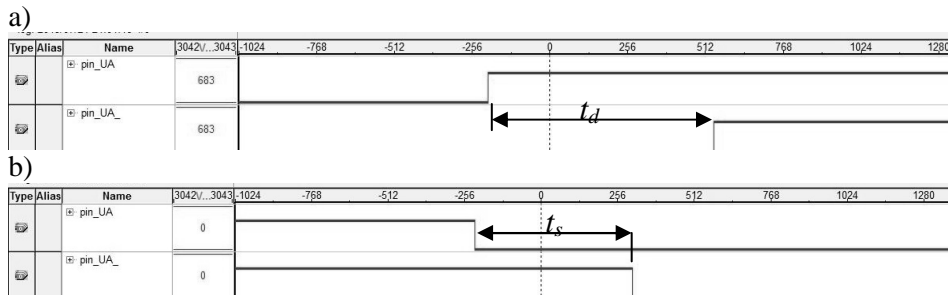
W oparciu o uzyskane z modelu napięć fazowych falownika napięcia można obliczyć (również w czasie rzeczywistym) wartości prądów obciążenia. Podczas przeprowadzonych badań laboratoryjnych ograniczono się do modelu obciążenia o charakterze RL. Obciążenie to aproksymowano metodą prostokątów. Przykładowy przebieg prądu obliczonego w czasie rzeczywistym dla metody modulacji naturalnej pokazano na rysunku 5.



Rys. 5. Przebieg zamodelowanego prądu obciążenia dla metody modulacji sinusoidalnej

Fig. 5. Process of estimated current load for the sine modulation method

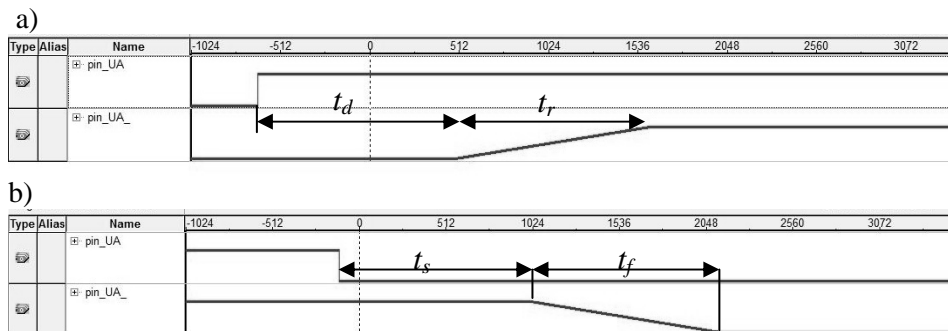
Sprawdzenie działania modelu falownika w stanach dynamicznych przeprowadzono stosując tę samą metodologię, co w przypadku badań stanów stacycznych. Obserwacja zamodelowanych napięć falownika w przypadku zmiany stanu sygnału sterującego wymagała rekonfiguracji narzędzia SignalTapII poprzez ustalenie specyficznego sposobu wyzwalania procesu rejestracji i zmiany wielkości pamięci potrzebnej do przechowywania zapamiętanych danych. Przebadano trzy możliwe sposoby aproksymacji stanu przejściowego. Na rysunku 6. pokazano zamodelowany proces załączania (rys. 6.a) i wyłączenia (rys. 6.b) łącznika dla gałęzi "A" falownika w przypadku aproksymacji skokowej z opóźnieniem t_d i t_s .



Rys. 6. Proces załączania (a) i wyłączenia (b) gałęzi falownika dla aproksymacji skokowej z opóźnieniem, gdzie pin_UA - obliczone napięcie bez opóźnienia, pin_UA_ - obliczone napięcie uwzględniające opóźnienie

Fig. 6. The process of switching on (a) and off (b) branches of the inverter for a zero time approximation with a delay, where pin_UA-calculated voltage without delay, pin_UA_-calculated voltage taking into account voltage delay

Inny model stanu dynamicznego falownika uwzględnia, oprócz uwzględnienia opóźnień związanych z włączaniem łączników i czasu magazynowania, czasu narastania t_r i opadania t_f napięć wyjściowych. Rozważono dwa modele procesu narastania i opadania napięć. Wyniki badań dla pierwszego z nich pokazano na rysunku 7. Aproksymuje on fazę zmiany napięcia w sposób liniowy.

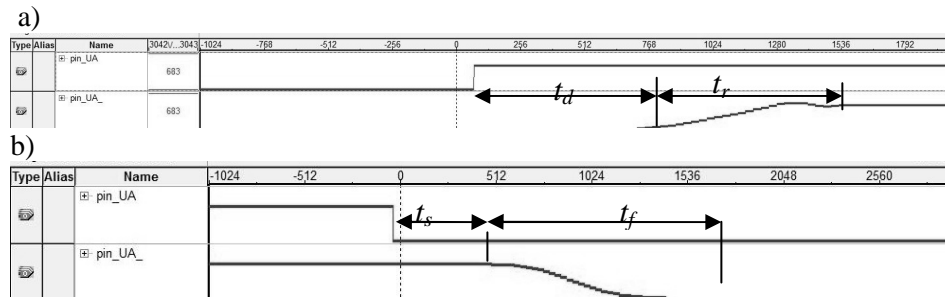


Rys. 7. Proces załączania (a) i wyłączenia (b) gałęzi falownika dla aproksymacji liniowej z opóźnieniem, gdzie pin_UA - obliczone napięcie bez opóźnienia, pin_UA_ - obliczone napięcie uwzględniające opóźnienie i liniową jego zmianę

Fig. 7. The process of switching on (a) and off (b) branches of the inverter for a linear approximation with a delay, where pin_UA-calculated voltage without delay, pin_UA_-calculated voltage taking into account voltage delay and linear range

Najdokładniejsze odwzorowanie stanów przejściowych w modelu falownika uzyskuje się dla trzeciego typu aproksymacji procesu włączania i wyłączenia łączników. Kształt napięcia w stanie przejściowym pobierany jest z pamięci typu ROM. W związku z tym może ona zawierać teoretyczny przebieg lub przebieg

rzeczywisty będący wynikiem rejestracji stanu przejściowego w rzeczywistym układzie. Przykładowe procesy przejściowe uzyskane z modelu pokazano na rysunku 8.



Rys. 8. Proces załączania (a) i wyłączenia (b) gałęzi falownika dla aproksymacji z pamięci z opóźnieniem, gdzie pin-UA - obliczone napięcie bez opóźnienia, pin-UA_ - obliczone napięcie uwzględniające opóźnienie i jego zmianę

Fig. 8. The process of switching on (a) and off (b) branches of the inverter for a memory approximation with a delay, where pin-UA-calculated voltage without delay, pin-UA_- calculated voltage taking into account voltage delay and its change

3. Wnioski

Opracowany cyfrowy model trójgałęziowego falownika napięcia został zweryfikowany laboratoryjnie. Stanowi on doskonale narzędzie w procesie tworzenia nowych algorytmów sterowania, bez konieczności prowadzenia kosztownych faz testowych na fizycznie działającym sprzęcie. Dodatkowym atutem jest tu możliwość uruchamiania i testowania nowego oprogramowania sterującego w tym samym układzie, w którym wykonywane są obliczenia modelu falownika. Pozytywnie zakończone badania wstępne z modelem działającym w czasie rzeczywistym mogą być w szybki i wygodny sposób przeniesione na układ laboratoryjny poprzez przekierowanie strumienia danych sterujących z modelu na fizyczne wyprowadzenia układu FPGA, do których podłączone są sterowniki łączników tranzystorowych. Ponadto dysponując modelem stanów przejściowych łączników, w zależności od potrzeb, można z założoną dokładnością oszacować straty łączeniowe w modelu laboratoryjnym.

Literatura

- [1] Piróg St.: Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej, Wydawnictwa AGH, Kraków 2006.
- [2] Binkowski T.: Modulatory w układach sterowania trójfazowego falownika napięcia, Wydawnictwo Sigma-Not SP. Z O.O., Przegląd Elektrotechniczny, z.2, s.6-8, 2007

- [3] Binkowski T., Ograniczanie składowych odkształceń w napięciach wyjściowych trójfazowego falownika napięcia z zastosowaniem wnioskowania rozmytego, Konferencja Modelowanie i Symulacja MiS-4, 2006
- [4] Bose B. K.: Modern power electronics and AC drives. *Prentice Hall PTR*, 2002.

THE RT MODEL (REAL TIME) OF 3-BRANCHES VOLTAGE INVERTER

Summary

The article presents the idea of digital three-phase model of 3-branches voltage inverter, functioning in real time. The use of programmable logic systems research aims to allow you to test the inverter control algorithms in the same control device through the parallel work with real time model of inverter. Logical layout used in the research was the FPGA type produced by Altera of EP3C40. Inverter model is not only used in a sequential way, but also parallel determination of the answers of selected logical blocks. Developed inverter model has been tested using the tools available in the Quartus II software. Recorded inverter voltages for two methods of modulation are presented in the article as part of the verification of the correct operation of the model. Dynamic state is observed for a various types of models of the transition state. Inverter model made quick verification of the control algorithm for the correctness of the operations without having to perform laboratory tests, which can end with costly repairs.

Keywords: testing, programmable logic controllers, FPGA, prototyping, dynamics

DOI: 10.7862/re.2013.2

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Piotr BOGDAN¹
Tomasz BINKOWSKI²

SYSTEM ELEKTRONICZNEGO STEROWANIA SKALARNEGO SILNIKÓW INDUKCYJNYCH W OPARCIU O MIKROKONTROLER STM32F103

W artykule przedstawiono projekt elektronicznego układu sterowania skalarnego trójfazowym silnikiem indukcyjnym. Układ sterowania opiera się o 32 bitowy mikrokontroler STM32F103 z rdzeniem Cortex-M3. Na podstawie zaprojektowanego układu sterowania wykonano badania laboratoryjne. Na podstawie wyników badań laboratoryjnych przedstawiono wpływ zmiany częstotliwości przebiegu wyjściowego układu sterowania na pracę silnika. Jako nadrzędny układ regulacji silnika indukcyjnego przyjęta została metoda sterowania skalarnego. Metoda ta ma za zadanie utrzymywanie stałości wartości ilorazu napięcia i częstotliwości. Charakterystyka ta została zmodyfikowana poprzez wprowadzenie korekty uwzględniającej różnice spadków składowych napięcia na uzwojeniach silnika wynikające z różnej częstotliwości przebiegów zasilających. Sterowanie to objęte zostało sprzężeniami zwrotnymi realizującymi dwupoziomową regulację parametrów silnika. Nadrzędny stopień kontrolował prędkość obrotową, podrzędny wartość prądu. Proces regulacji silnika indukcyjnego wymaga znajomości bieżących wartości prądu i prędkości. Wartość prądu mierzona była fizycznie jako prąd obwodu pośredniczącego. W oparciu o tę wartość obliczane były wartości prądów faz odbiornika. Wymagało to znajomości stanu falownika. Prędkość obrotowa podawana na układ regulacji była aproksymowana poprzez zastosowanie wewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego. Rozwiązanie to pozwala na stosowanie opracowanego systemu przede wszystkim w układach napędowych elektronarzędzi lub sprzętu AGD. Obniża koszt całego napędu oraz umożliwia stosowanie go w aplikacjach o ograniczonej przestrzeni montażowej. Założenia procesu sterowania i regulacji ujęto w postaci kodu programu uruchamianego na mikrokontrolerze STM32F103. Wykonany model laboratoryjny falownika i układu sterującego pozwolił przeanalizować przyjętą koncepcję sterowania. Wykonano podstawowe badania laboratoryjne polegające na określeniu zależności prędkości obrotowej w funkcji częstotliwości przebiegów zasilających. Wykonano także testy umożliwiające wykreślenie zależności

¹ Piotr Bogdan, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, piotrek-787@wp.pl.

² Autor do korespondencji: Tomasz Binkowski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1974, tbinkow@prz.edu.pl.

wartości skutecznych napięć i prądów od częstotliwości dla przyjętego rozwiązania napędu.

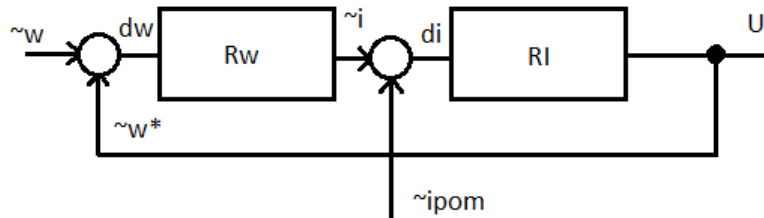
Słowa kluczowe: falownik, sterowanie skalarne, mikrokontroler

1. Wprowadzenie

W artykule przedstawiony jest projekt układu trójfazowego, sterowanego skalarnie, falownika napięcia. Falownik napięcia jest przekształtnikiem energoelektronicznym, którego zadaniem jest przekształcenie energii źródła napięcia stałego na energię związaną z przepływem prądów zmiennych[2]. Sterowanie skalarne polega na takiej zmianie parametrów napięcia wyjściowego, aby spełniony był warunek $U/f = \text{const}$. Jest to realizowane poprzez porównanie ze sobą dwóch przebiegów. Pierwszym z nich jest przebieg nośny, który jest przebiegiem trójkątnym o dużej częstotliwości rzędu kilku lub kilkudziesięciu kHz. Drugim z przebiegów jest sygnał sterujący. Przebieg sterujący jest sygnałem sinusoidalnym o małej częstotliwości. Częstotliwość tego przebiegu jest równa częstotliwości prądów płynących przez obciążenie falownika.

Amplituda przebiegu sterującego decyduje o wartości napięcia wyjściowego układu sterowania[1].

W koncepcji układu sterowania pominięto sprzężenie zwrotne w postaci pomiaru prędkości obrotowej silnika. W zamian zastosowano wewnętrzną pętlę sprzężenia zwrotnego dla układu regulacji. Schemat blokowy układu regulacji przedstawiono na rysunku 1.



Rys. 1. Schemat blokowy układu regulacji

Fig. 1. Block diagram of control system

Gdzie:

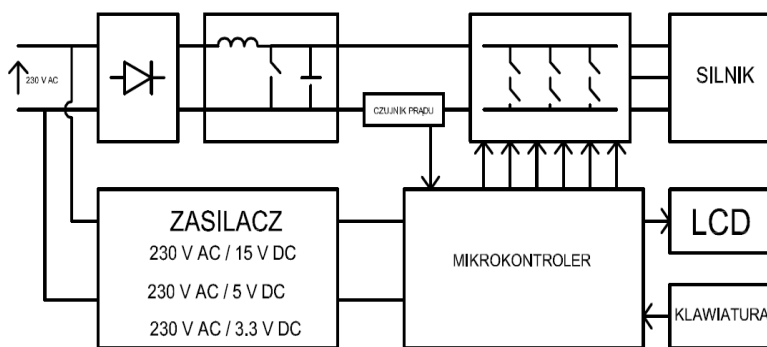
- R_w – regulator prędkości typu P,
- R_I – regulator prądu typu PI,

- $\sim w$ – wartość zadana prędkości obrotowej,
- $\sim w^*$ - sprzężenie zwrotne dla regulatora prędkości,
- dw – uchyb regulacji regulatora prędkości,
- $\sim i$ – wyjście regulatora prędkości,
- $\sim ipom$ – sprzężenie zwrotne dla regulatora prądu, wartość zmierzona prądu silnika,
- di – uchyb regulacji regulatora prądu,
- U – wyjście regulatora.

Wielkością zadaną dla układu regulacji jest prędkość silnika, która jest proporcjonalna do wartości napięcia wyjściowego falownika. Informacja o stanie silnika jest przekazywana do układu regulacji w postaci pomiaru prądu pobieranego przez silnik. Taki układ sterowania jest nazywany układem bezczujnikowym. Eliminacja bezpośredniego pomiaru prędkości silnika, niesie ze sobą spadek dokładności układu sterowania, co powoduje, że tego typu układu napędowe nie mogą być stosowane, w miejscu gdzie jest wymagana precyzyjna kontrola prędkości obrotowej. Istnieje jednak bardzo wiele zastosowań dla tego typu układów. Przykładem są np. napędy stosowane w sprzęcie AGD, gdzie nie jest wymagana precyzyjna kontrola nad prędkością obrotową.

2. Projekt układu sterowania

Schemat blokowy trójfazowego skalarnego falownika napięcia przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy trójfazowego skalarnego falownika napięcia

Fig. 2. Block diagram of the 3-phase scalar voltage inverter

Całość układu sterowania składa się z kilku bloków. Pierwszym z nich jest blok falownika. Najważniejszymi elementami w tej części układu stanowią łączniki półprzewodnikowe w postaci 6 tranzystorów MOSFET 2SK4207. Dobór tranzystorów był przeprowadzony na podstawie trzech najważniejszych parametrów. Pierwszym z nich jest maksymalne napięcie U_{DS} . W zaprojektowanym układzie sterowania napięcie w obwodzie pośredniczącym wynosi 460[V], co determinuje wartość napięcia pod jakim muszą pracować zastosowane łączniki. Tranzystory 2SK4207 mogą przełączać maksymalne napięcie 900[V], co gwarantuje, że nie ulegną uszkodzeniu przy napięciu, jakie występuje w układzie sterowania. Drugim parametrem brany pod uwagę przy wyborze łączników półprzewodnikowych był maksymalny prąd, jaki mogą przewodzić. Zastosowane tranzystory mogą przewodzić prąd ciągły $I_D = 13[A]$, co również jest wystarczające dla przewidzianego maksymalnego obciążenia układu sterowania. Kolejnym ważnym parametrem doboru tranzystorów były czasy ich przełączania. Zbyt długi czas wyłączenia tranzystora może doprowadzić do zwarcia w pojedynczej gałęzi falownika. Tranzystory 2SK4207 zapewniają czasy przełączania na poziomie poniżej 200[ns], co przy zastosowanym czasie martwym 2.5[μs], gwarantuje prawidłową pracę urządzenia. Do sterowania bramkami 6 łączników półprzewodnikowych został zastosowany scalony driver 6 tranzystorów w postaci układu IR2130. Zastosowanie tego elementu uprościło układ sterowania w szczególności 3 górnych tranzystorów, których trudność sterowania polega na tym, że ich źródła znajdują się na różnych potencjałach. Ponieważ układ IR2130 jest przystosowany do sterowania trójfazowych układów mostkowych, jego zastosowanie zminimalizowało liczbę elementów potrzebnych do sterowania bramkami łączników półprzewodnikowych. Układ IR2130 posiada jeszcze jedną ważną zaletę. Posiada on sprzętowy generator czasu martwego. Czas martwy generowany przez ten układ wynosi 2.5[μs]. Ponadto układ ten nie pozwala na jednoczesne otwarcie 2 tranzystorów w jednej gałęzi.

Kolejnym blokiem w zaprojektowanym układzie sterowania jest blok boost convertera. Blok ten odpowiada za odpowiednie napięcie stałe w obwodzie pośredniczącym. Wymagana wartość napięcia stałego w obwodzie pośredniczącym zależy od sposobu sterowania falownikiem. Ponieważ zaprojektowany układ realizuje sterowanie skalarne, w którym to sterowaniu współczynnik wykorzystania źródła napięcia stałego wynosi 0.866, dlatego, aby uzyskać na wyjściu układu sterowania odpowiednią wartość napięcia, potrzeba zapewnić odpowiednią wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym. W przypadku wartości napięcia międzyfazowego w sieci trójfazowej równej 400[V], wartość napięcia DC w obwodzie pośredniczącym powinna wynosić 460[V]. Blok boost convertera swoje działanie opiera na scalonym kontrolerze PFC LT1248. Ponieważ napięcie sieci 230[V] po wyprostowaniu ma wartość ok 320[V], dlatego wartość ta musi zostać podwyższona. Realizowane jest to poprzez bardzo szybkie przełączanie łącznika półprzewodnikowego, który

wymusza przepływ dużego prądu przez indukcyjność. W momencie zamknięcia klucza tranzystorowego na cewce indukuje się wysokie napięcie, które po przekroczeniu napięcia wyjściowego jest podawane przez diodę na wyjście. Do ustalenia wartości napięcia wyjściowego służy dzielnik napięcia składający się z dwóch rezystorów oraz jednego potencjometru. Potencjometr umożliwia precyzyjne ustawienie żądanej wartości napięcia wyjściowego. Zastosowane wartości rezystancji w dzielniku rezystancyjnym pozwalają na regulację napięcia wyjściowego w przedziale od 330[V] do 512.5[V]. Układ LT1248 pozwala również na ustawienie częstotliwości przełączania łącznika półprzewodnikowego za pomocą jednego rezystora i jednego kondensatora dołączanych do nóżek układu scalonego. W układzie sterowania została ona określona na poziomie 100[KHz].

Następnym blokiem w układzie sterowania jest blok mikrokontrolera. Mikrokontroler steruje całą pracą urządzenia oraz wykonuje algorytm sterowania silnikiem. Z tego powodu wybór odpowiedniego mikrokontrolera jest kluczowy. Spośród wielu dostępnych na rynku układów wybór padł na układ STM32F103VCT6. Mikrokontroler ten jest wyposażony w nowoczesny rdzeń ARM Cortex-M3. Główną zaletą wybranego układu dla realizowanej funkcji w układzie sterowania jest możliwość sprzętowego generowania 3 komplementarnych przebiegów PWM. Dzięki temu sygnały sterujące 6 tranzystorami są generowane automatycznie, co znacznie upraszcza oprogramowanie. W układzie sterowania mikrokontroler taktowany jest z rezonatora kwarcowego o częstotliwości 8[MHz]. Częstotliwość ta została powielona przez wewnętrzną pętlę PLL do wartości 72[MHz] i z taką częstotliwością jest taktowany rdzeń mikrokontrolera i jego układy peryferyjne. Wysoka częstotliwość taktowania układów peryferyjnych, (w tym timer1, który został użyty do generowania częstotliwości nośnej), umożliwia uzyskanie przebiegu nośnego o dość dużej częstotliwości. W układzie sterowania częstotliwość nośna została ustalona na poziomie 3600[Hz]. Mikrokontroler STM32F103VCT6 został również wyposażony w wewnętrzny 12 bitowy przetwornik analogowo cyfrowy, za pomocą którego w układzie sterowania dokonuje się pomiar prądu. 12 bitowa rozdzielczość przetwornika analogowo cyfrowego oraz zastosowane dokładne źródło napięcia odniesienia o wartości 3[V] pozwalają na bardzo dokładne pomiary.

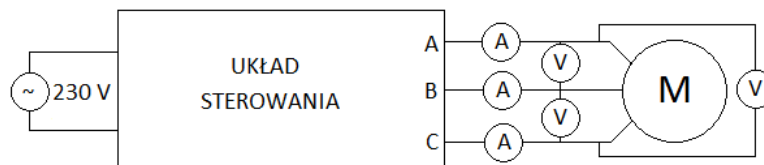
W układzie sterowania znajduje się również blok zasilacza. Blok ten odpowiada za dostarczenie odpowiednich napięć stabilizowanych do zasilania mikrokontrolera, czy drivera tranzystorów. Ponadto w układzie sterowania zastosowany został alfanumeryczny wyświetlacz LCD oraz klawiatura. Elementy te są wykorzystywane do komunikacji pomiędzy układem sterowania a użytkownikiem.

W układzie sterowania została zastosowana separacja pomiędzy częścią wysokonapięciową a częścią niskonapięciową. Z tego powodu sygnały sterujące, generowane przez mikrokontroler, są podawane na wejście układu IR2130

poprzez transoptory. Zastosowane transoptory to 6N137. Podstawowym parametrem podczas doboru tych elementów były ich czasy przełączania. Zastosowane transoptory zapewniają czasy przełączania poniżej 50[ns], co jest wartością wystarczającą w zaprojektowanym urządzeniu. Z uwagi na separację pomiędzy częścią wysokonapięciową a częścią niskonapięciową, pomiar prądu pobieranego przez silnik również odbywa się z zapewnieniem separacji. Do pomiaru prądu został wykorzystany scalony czujnik prądu ACS714ELCTR-20A-T. Układ ten umożliwi pomiar prądu w przedziale od -20[A] do 20[A].

3. Badania laboratoryjne

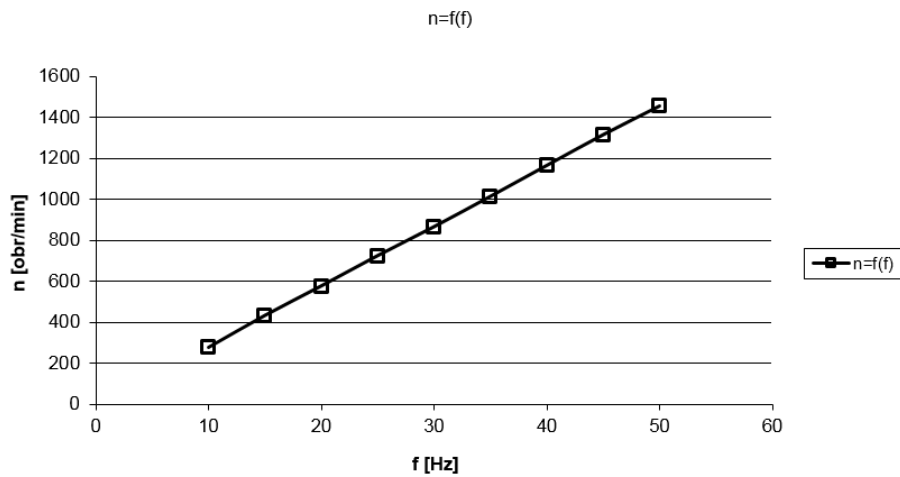
Zaprojektowany układ sterowania został przebadany w laboratorium w celu sprawdzenia poprawności jego działania. Podczas badań układ sterowania był obciążony trójfazowym silnikiem indukcyjnym 3SG71-4B o mocy 370[W]. W wyniku przeprowadzonych badań zostały ściągnięte podstawowe charakterystyki oraz zarejestrowane podstawowe przebiegi sygnału wyjściowego falownika. Schemat układu pomiarowego przedstawiono na rysunku 3.



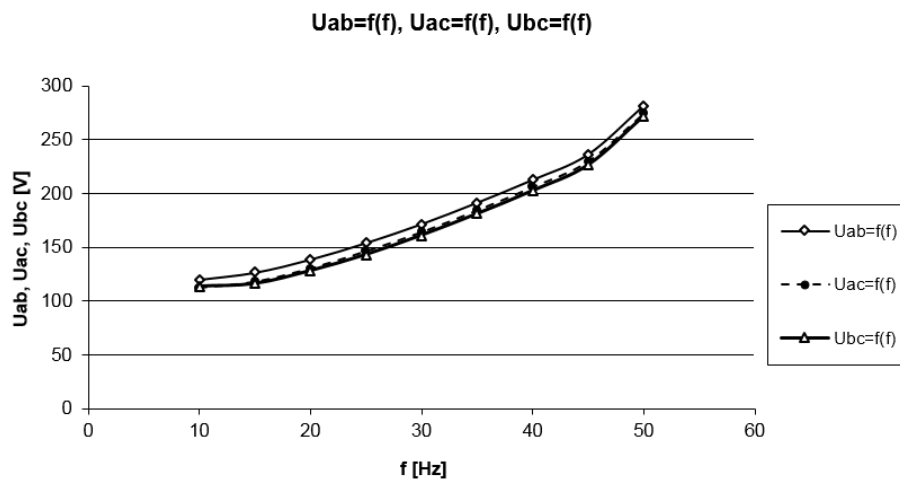
Rys. 3. Schemat układu pomiarowego

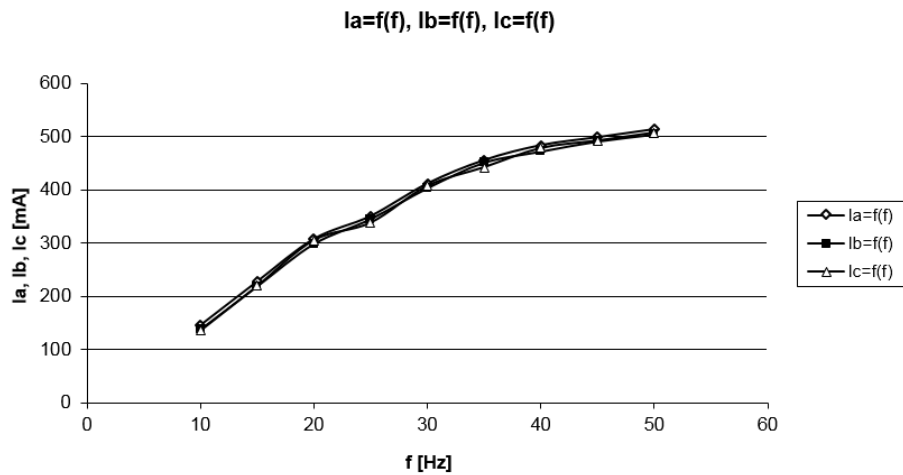
Fig. 3. The measurement system diagram

Rysunek 4. przedstawia zależność prędkości obrotowej silnika w funkcji częstotliwości przebiegu wyjściowego układu sterowania. Jej liniowość uzyskano poprzez odpowiednią modyfikację charakterystyki $u/f = \text{const}$ uwzględniającą zmienny udział spadku napięcia na rezystancji silnika w stosunku do spadku napięcia na reaktancji w funkcji częstotliwości przebiegów prądów.

Rys. 4. Charakterystyka $n = f(f)$ Fig. 4. The relation of $n=f(f)$

Rysunek 5. przedstawia charakterystykę napięć międzyfazowych w funkcji częstotliwości przebiegu wyjściowego falownika, z kolei rysunek 6. przedstawia charakterystykę prądów fazowych w funkcji częstotliwości przebiegu wyjściowego układu sterowania.

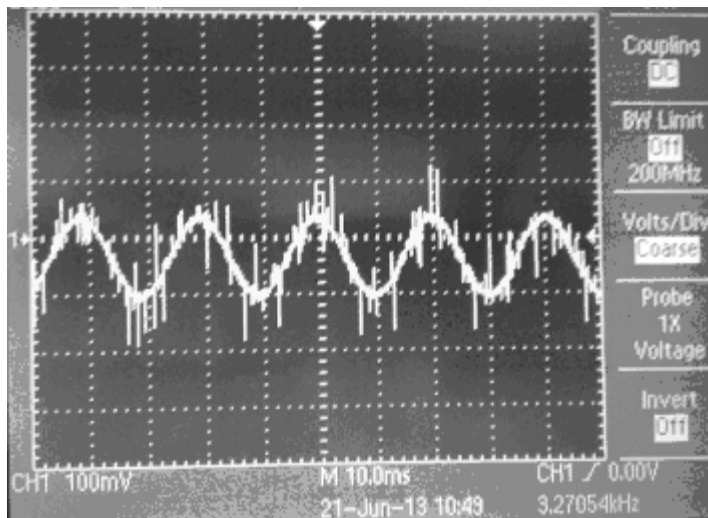
Rys. 5. Charakterystyki $U_{AB} = f(f)$, $U_{AC} = f(f)$, $U_{BC} = f(f)$ Fig. 5. Relations of $U_{AB} = f(f)$, $U_{AC} = f(f)$, $U_{BC} = f(f)$



Rys. 6. Charakterystyki $I_A = f(f)$, $I_B = f(f)$, $I_C = f(f)$

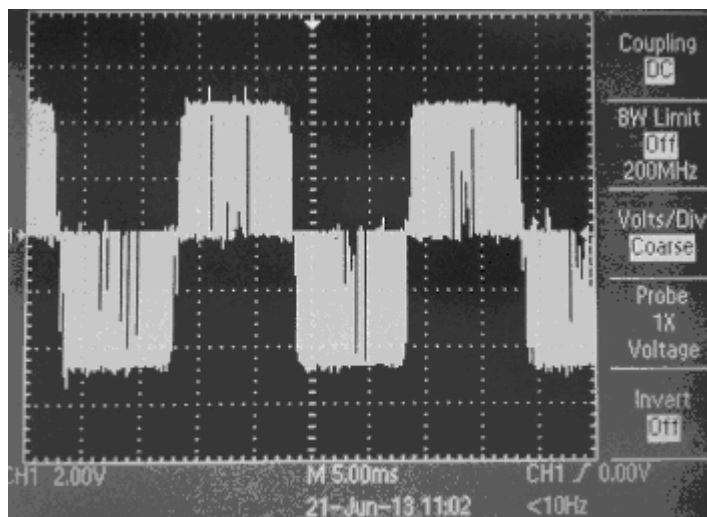
Fig. 6. Relations of $I_A = f(f)$, $I_B = f(f)$, $I_C = f(f)$

W trakcie badań laboratoryjnych dokonano również rejestracji za pomocą oscyloskopu przykładowych przebiegów prądu fazowego oraz napięcia międzyfazowego. Rysunek 7. przedstawia przebieg prądu fazowego, natomiast rysunek 8. przebieg napięcia międzyfazowego.



Rys. 7. Zarejestrowany przebieg prądu fazowego

Fig. 7. Registered phase current



Rys. 8. Zarejestrowany przebieg napięcia międzyfazowego

Fig. 8. Registered phase-to-phase voltage

Analizując otrzymane wyniki badań laboratoryjnych można stwierdzić że są one zgodne z oczekiwaniami teoretycznymi. Pozwala to na stwierdzenie, że układ sterowania został zaprojektowany poprawnie. Układ sterowania w oparciu o mikrokontroler STM32F103 jest wysokowydajnym rozwiązaniem w zakresie pracy z częstotliwościami podstawowymi (do 60 HZ) pozwalającym uzyskać zadowalające osiągi przy niewielkim koszcie.

4. Podsumowanie

Układy falowników umożliwiają sterowanie pracą silników indukcyjnych. Poprzez zmianę częstotliwości przebiegu wyjściowego układu sterowania możliwa jest zmiana prędkości obrotowej falownika, natomiast zmniejszenie wartości napięcia wyjściowego wpływa na mniejszy pobór energii przez silnik, co ma bardzo istotny wpływ np. podczas rozruchu układu napędowego. Zaprojektowany układ sterowania umożliwia sterowanie pracą trójfazowych silników indukcyjnych zasilanych ze źródła napięcia jednofazowego. Zastosowanie w układzie sterowania wewnętrznej pętli sprzężenia zwrotnego i eliminacja bezpośredniego pomiaru prędkości w znacznym stopniu uprościła strukturę układu. Pomiar prędkości nie jest bardzo skomplikowany jednak w niektórych przypadkach, może być on bardzo utrudniony ze względu na budowę urządzenia. Ponadto eliminacja niedrogiego sensora prędkości instalowanego w napędach produkowanych na masową skalę (zwłaszcza w sprzęcie AGD), może przynieść znaczne oszczędności ekonomiczne. W takim przypadku bardzo

dobrym rozwiązaniem jest układ sterowania bezczujnikowego, jeśli nie jest wymagana bardzo dokładna kontrola prędkości obrotowej silnika. Przedstawione rozwiązanie spełnia wymogi stawiane sterownikom napędów instalowanych w elektronarzędziach i sprzęcie AGD w zakresie standardowych częstotliwości pracy. Zastosowane komponenty i algorytmy sterowania świadczą o niskim stosunku kosztów produkcji do możliwości napędu, co jest często kluczowym kryterium decyzyjnym w procesie modyfikacji linii produkcyjnych wielu producentów sprzętu elektrotechnicznego z napędami elektrycznymi.

Literatura

- [1] Nowak M., Barlik R.: Poradnik inżyniera energoelektronika, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1998.
- [2] Binkowski T.: Nadmodulacja w falowniku napięcia sterowanym układem z modulatorami szerokości i fazy impulsu, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 247 Elektrotechnika z.30, 2007.
- [3] Binkowski T.: Modulatory w układach sterowania trójgałęziowego falownika napięcia, Przegląd Elektrotechniczny, luty 2007.
- [4] Piróg S.: Energoelektronika – układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo – Dydaktyczne AGH, Kraków 2006.
- [5] Paprocki K.: Mikrokontrolery STM32 w praktyce, BTC, Legionowo 2011.
- [6] Galewski M.: STM32. Aplikacje i ćwiczenia w języku C, BTC, Legionowo 2011.

ELECTRONIC CONTROL SYSTEM OF INDUCTION MOTORS BASED ON MICROCONTROLLER STM32F103

Summary

The article describes the design of electronic control system of three-phase induction motor. The control system is based on the 32-bit microcontroller STM32F103 Cortex-M3 core. On the basis of the designed control system laboratory testing was performed. It shows the impact of changes of the frequency of the output waveform control system for the engine operation as a results of laboratory tests. The scalar method of the induction motor control was adopted as a main control system. This method has the task of maintaining the stability of the value of the quotient voltage and frequency. This characterization has been modified by the introduction of adjustments taking into account differences in component inheritance voltage rheostat resulting from the varying frequency of supply. It has been covered by the two-level control feedback in order to control of engine parameters. The main level controls the rotational speed, the slave level controls a current value. The process of adjusting induction motor requires knowledge of current values and current speed. The value of the measured current was physically as a direct current circuit. Based on this value the value of the phase currents were calculated. This required knowledge of the status of the inverter. The speed given on the adjustment system was approximated by applying an internal feedback loop. This solution allows you to use system developed primarily in the propulsion power tools or kitchen appliances. It reduces the cost of the entire drive and allows you to use it in applications with limited space. Establishment of process control and regulation is

entered in the form of program code that is running on the microcontroller STM32F103. The laboratory control system and inverter model allowed to analyze the adopted concept of control.

Keywords: inverter, scalar control, microcontroller

DOI: 10.7862/re.2013.3

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Mariusz BORKOWSKI¹

ZASTOSOWANIE BEZPOŚREDNIEJ METODY TREFFTZA-KUPRADZE W ZAGADNIENIU HIERARCHICZNEGO SZACOWANIA MACIERZY POJEMNOŚCI

Artykuł prezentuje algorytm hierarchicznego szacowania pojemności resztkowych dla planarnych układów ścieżek przewodzących. W pracy wykorzystano bezpośrednią metodę brzegową Trefftza-Kupradze. Wyprowadzono ją z odwrotnego sformułowania wariacyjnego co umożliwiło jej wspólny opis (dyskretyzacja brzegu, interpolacja funkcji pola i strumienia, tworzenie równań całkowo-brzegowych), a także porównanie z powszechnie używaną metodą elementów brzegowych. Rozważania ograniczono do zagadnień dwuwymiarowych, a geometria badanych struktur jest dyskretyzowana przy pomocy hierarchicznego podziału binarnego. Dla każdego z podobszarów-liści, przy wykorzystaniu wybranej metody, tworzone są równania całkowo-brzegowe dla równania Laplace'a, z których uzyskuje się tzw. macierze pojemności brzegowych. W procesie hierarchicznego przechodzenia w górę binarnego drzewa podziału łączy się macierze pojemności brzegowych dla coraz to większych obszarów, aż do obszaru-korzenia odpowiadającego pojedynczej warstwie dielektryka, a następnie całej struktury. Łączenie to przeprowadza się przy pomocy dopełnienia Schura. Przekształcenie ostatecznej macierzy pojemności brzegowych pozwala uzyskać macierz pojemności wzajemnych układu przewodników. Binarny podział rozważanych geometrii umożliwia stworzenie biblioteki macierzy pojemności brzegowych i wykorzystanie zapamiętanych elementów w razie ich ponownego wystąpienia w strukturze w celu przyspieszenia działania algorytmu. Przy pomocy stworzonego algorytmu eksperymentalnie przebadano wpływ odległości odsuniętych węzłów kolokacji (charakterystycznych dla metody Trefftza-Kupradze) na uzyskiwane rezultaty, w wyniku czego ustalono quasi-optymalną wartość wykorzystywaną na dalszym etapie obliczeń. Otrzymane wyniki odniesiono do rozwiązań analitycznych oraz rezultatów obliczeń programu Linpar (metoda momentów).

Słowa kluczowe: pojemności pasożytnicze, bezpośrednie metody brzegowe, metoda elementów brzegowych, układy ścieżek planarnych

¹ Mariusz Borkowski, Politechnika Rzeszowska, Pracownia Akustyki, al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, +48 17 865 1074, marbor@prz.edu.pl.

1. Wprowadzenie

Szacowanie parametrów elementów resztkowych w planarnych strukturach mikroelektronicznych dla różnych układów i konfiguracji struktur przewodzących jest zagadnieniem rozważanym w literaturze naukowej już od wielu lat [4,13,19]. Niezerowe wartości parametrów elementów resztkowych w układach ścieżek są przyczyną szeregu problemów przy transmisji sygnałów elektrycznych szybkozmiennych i o dużych częstotliwościach. Największy problem techniczny oszacowania parametrów elementów resztkowych występuje w przypadku resztkowych pojemności. Trudności te wynikają z niejednorodności elektromagnetycznej struktury planarnej uwarunkowanej obecnością podłoża dielektrycznego.

Rozwiązanie analityczne rozpatrywanego zagadnienia jest możliwe jedynie dla szczególnych, prostych konfiguracji, dlatego też w większości przypadków stosuje się metody numeryczne ([15,23]), w tym coraz częściej metody brzegowe (MB). Stosowane techniki brzegowe to głównie odmiany metody elementów brzegowych (MEB) w postaci tak pośredniej jak i bezpośredniej [7].

Pionierskim zastosowaniem bezpośredniej odmiany MEB do szacowania pojemności resztkowych było [11]. Pomysł ten był następnie kontynuowany, co doprowadziło do powstania szeregu metod opartych na bezpośredniej MEB [2,3,9,12,22].

Z przeglądu literatury, dokonanego przez autora, wynika natomiast, że brak jest prac wykorzystujących brzegowe metody Trefftza (MT). Ich przewaga nad najpopularniejszą MEB przejawia się w braku osobliwości równań całkowo-brzegowych, co skutkuje prostszą implementacją oraz mniejszymi błędami szacowania całek. Metody te zostały omówione bardziej szczegółowo m.in. w pracach [6,8,16,18], a jedną z nich jest metoda Trefftza-Kupradze w wersji bezpośredniej [1,14,20].

Celem artykułu jest prezentacja stworzonego algorytmu hierarchicznego szacowania pojemności opartego na bezpośredniej metodzie Trefftza-Kupradze oraz zbadanie wpływu parametrów tej metody na podstawie porównania wyników otrzymanych omawianą metodą z rozwiązaniami analitycznymi, rezultatami uzyskanymi przy pomocy MEB oraz aplikacji Linpar [10].

2. Sformułowanie problemu

Dla układu $N_n > 2$ przewodników ładunek Q_m zgromadzony na m -tym przewodniku wyraża się równaniem:

$$Q_m = \sum_{n=1}^{N_n} C_{mn} u_n \quad m = 1, 2, \dots, N_n \quad (1)$$

gdzie u_n – napięcie n -tego przewodnika względem masy układu, C_{mn} ($m \neq n$) – pojemność wzajemna przewodnika m -tego względem n -tego, C_{mm} – pojemność własna.

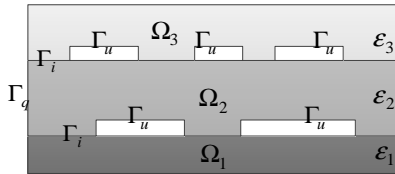
Dla N_n przewodników równanie można zapisać macierzowo:

$$\mathbf{Q} = \mathbf{C}\mathbf{u} \quad (2)$$

przy czym $\mathbf{C} = [C_{mn}]_{N_n \times N_n}$, $\mathbf{u} = [u_1, \dots, u_{N_n}]^T$, $\mathbf{Q} = [Q_1, \dots, Q_{N_n}]^T$.

Macierz \mathbf{C} nazywana jest w literaturze uogólnioną macierzą pojemności [21] (GCM – generalized capacitance matrix). Jest ona kwadratowa i symetryczna względem przekątnej głównej.

Rozważając rzeczywisty układ ścieżek (Rys. 1) obliczenie GCM komplikuje fakt występowania strefowych niejednorodności materiałowych obszaru zagadnienia, co rodzi konieczność uwzględnienia zjawisk związanych z zachowaniem się pola elektrycznego na granicy ośrodków. W przypadku metod brzegowych, w takich sytuacjach obszar dzieli się na podobszary Ω_k jednorodne materiałowo.



Rys. 1. Zagadnienie Laplace'a dla planarnej konfiguracji ścieżek przewodzących w strukturze trójwarstwowej

Fig. 1. Laplace boundary value problem for planar conducting paths placed in multilayer structure

Dla każdego podobszaru tworzy się równania całkowo-brzegowe. Na granicy podobszarów należy uwzględnić warunki ciągłości, a układy równań, opisujące poszczególne podobszary są ze sobą łączone i powstaje jeden globalny układ równań. W ten sposób problem wyznaczania pojemności resztkowych można rozpatrywać jako zagadnienie pola elektrostatycznego w obszarze pozbawionym ładunków. Ten typ zjawisk opisywany jest równaniem Laplace'a dla zagadnień wewnętrznych, który można zdefiniować następująco

$$\varepsilon_k \nabla^2 u = \varepsilon_k \left(\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \right) = 0 \quad (3)$$

$$u = \bar{u} \text{ na } \Gamma_u \quad (4)$$

$$q = \frac{\partial u}{\partial \mathbf{n}} = \bar{q} \text{ na } \Gamma_q \quad (5)$$

$$\varepsilon_a q_a + \varepsilon_b q_b = 0, \quad u_a = u_b \text{ na } \Gamma_i \quad (6)$$

gdzie, ε_k to stała dielektryczna charakteryzująca dany k -ty dielektryk, u, q – szukane wartości odpowiednio potencjału i jego pochodnej normalnej na brzegu, Γ_u to części brzegu z określonym potencjałem (przewodniki), Γ_i – brzeg będący granicą pomiędzy dwoma sąsiadującymi ze sobą obszarami o indeksach a i b , Γ_q – zewnętrzny brzeg struktury z nałożonym jednorodnym warunkiem Neumanna.

3. Bezpośrednie metody brzegowe

Wstawiając do równania (3) rozwiązanie przybliżone u , otrzyma się residuum. Przemnożenie przez funkcję wagową w i scałkowanie po obszarze Ω da w rezultacie sformułowanie wariacyjne zagadnienia klasycznego. Dwukrotne zastosowanie twierdzenia Greena oraz uwzględnienie warunków brzegowych pozwoli na otrzymanie odwrotnego sformułowania wariacyjnego

$$\int_{\Omega} u \nabla^2 w d\Omega - \int_{\Gamma} u \frac{\partial w}{\partial \mathbf{n}} d\Gamma + \int_{\Gamma} \frac{\partial u}{\partial \mathbf{n}} w d\Gamma = 0 \quad (7)$$

Wzór ten jest wzorem wyjściowym do bezpośrednich MB. Aby z równania (7) otrzymać równanie całkowo-brzegowe wymagane jest pozbycie się pierwszej całki. Można tego dokonać poprzez odpowiedni wybór funkcji wagowej. Wybór ten determinuje jednocześnie wersję bezpośredniej MB.

Użycie rozwiązania podstawowego G^* , które dla dwuwymiarowego zagadnienia Laplace'a wynosi

$$G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}_\mu) = -\ln(\mathbf{r} - \mathbf{r}_\mu)/(2\pi) \quad (8)$$

pozwoli na opisanie potencjału pola w dowolnym punkcie opisanym wektorem wodzącym \mathbf{r}_μ jako wpływu potencjałów warstw pojedynczej i podwójnej rozmieszczonych na brzegu $\Gamma(\mathbf{r})$ (gdzie \mathbf{r} to wektor wodzący punktu leżącego na brzegu):

$$c_\mu u(\mathbf{r}_\mu) = -\int_{\Gamma} u \frac{\partial G^*}{\partial \mathbf{n}} d\Gamma + \int_{\Gamma} \frac{\partial u}{\partial \mathbf{n}} G^* d\Gamma \quad (9)$$

W zależności od położenia rozważanego punktu współczynnik $c_\mu = c_\mu(\mathbf{r}_\mu)$ przyjmuje wartości:

$$c_\mu(\mathbf{r}_\mu) = \begin{cases} 1 & \Leftrightarrow \mathbf{r}_\mu \in \Omega \\ \beta/(2\pi) & \Leftrightarrow \mathbf{r}_\mu \in \Gamma \\ 0 & \Leftrightarrow \mathbf{r}_\mu \notin \Omega \end{cases} \quad (10)$$

gdzie β – kąt płaski, pod jakim z punktu \mathbf{r}_μ widać lokalnie obszar Ω . Przyjmując, że źródła rozmieszczone są na brzegu Γ wzór (9) stanowi punkt wyjścia do standardowej bezpośredniej MEB.

3.1. Bezpośrednia metoda Trefftza-Kupradze (MTK)

W [17] Kupradze w celu uniknięcia osobliwości w rozwiązaniu pośrednią MEB umieścił źródła na pomocniczym brzegu leżącym na zewnątrz obszaru zagadnienia. Wzorując się na tym pomysłe i stosując go w odwrotnym sformułowaniu wariacyjnym można uzyskać kolejną metodę bezpośrednią, znaną w literaturze pod wieloma nazwami (regularna bezpośrednia MEB, metoda rozwiązań podstawowych, bezpośrednia metoda Trefftza-Kupradze).

W tym celu zakłada się, że punkty kolokacji \mathbf{r}_μ leżą poza obszarem Ω . Ponieważ dla takich punktów współczynnik $c_\mu = 0$ równanie (9) upraszcza się do:

$$-\int_{\Gamma} u \frac{\partial G^*}{\partial \mathbf{n}} d\Gamma + \int_{\Gamma} \frac{\partial u}{\partial \mathbf{n}} G^* d\Gamma = 0 \quad (11)$$

Metoda ta unika osobliwości, które są charakterystyczne dla standardowej MEB, jednak wprowadza dodatkowy parametr, który wymaga ustalenia. Jest nim położenie brzegu pomocniczego (w przypadku wersji pośredniej), lub punktów kolokacji (dla bezpośredniej MTK). Znaczenie ma kształt i odległość pomocniczego konturu od rzeczywistego brzegu Γ . W algorytmie opisywanym w tej pracy, rozważania ograniczono do założenia, że punkty kolokacji są odsuwane od Γ o jednakową (dla każdego podobzaru) odległość λ wzdłuż wektora normalnego w miejscach położenia węzłów kolokacji, a ich ilość jest równa ilości węzłów kolokacji. Tak więc, parametrem, który będzie miał wpływ na wyniki obliczeń, będzie λ , a ustalenie jego właściwej wartości będzie głównym celem dalszych rozważań.

3.2. Dyskretyzacja brzegu i oraz macierzowa postać równań całkowo-brzegowych

Obliczenie całek w (9) czy (11) wymaga podziału brzegu Γ na N_j elementów brzegowych.

$$\Gamma = \bigcup_j \Gamma_j \quad j=1,2,\dots,N_j \quad (12)$$

Każdy element brzegowy jest opisywany wektorem wodzącym położenia punktu $\mathbf{r}(\xi) = [x(\xi), y(\xi)]$, zależnego od parametru $\xi = [-1,1]$. Geometrię elementu można wtedy wyrazić przy pomocy stosownych funkcji interpolujących np. wielomianów Serendipa:

$$\mathbf{r}(\xi) = \sum_k \mathbf{r}_k^j S_k^j(\xi) \quad (13)$$

gdzie ξ – współrzędna unormowana z przedziału $[-1,1]$, S_k^j – k -ty wielomian interpolacyjny (funkcja kształtu) na j -tym elemencie, x_k^j, y_k^j – współrzędne k -tego węzła geometrii na j -tym elemencie. Brak górnego indeksu przy znaku sumy podkreśla to, że w ogólności różne elementy brzegowe mogą być aproksymowane wielomianami różnych stopni.

W związku z dyskretyzacją brzegu $\Gamma(\mathbf{r}(\xi))$, funkcje $u = u(\mathbf{r})$ i $q = q(\mathbf{r})$ również wyrażone zostaną w funkcji parametru ξ na każdym Γ_j -tym elemencie brzegowym. Analogicznie do (13) każdą funkcję opisaną na Γ_j -tym elemencie można wyrazić jako

$$(\cdot)(\xi) = \sum_k (\cdot)_k^j S_k^j(\xi) \quad (14)$$

gdzie za (\cdot) należy podstawić wymagany symbol funkcji.

W celu uproszczenia postaci dalszych wzorów, wprowadzona zostanie transformacja przekształcająca lokalną numerację węzłów interpolacji w numerację globalną. Polega ona na przydzieleniu każdemu k -temu węzłowi j -tego elementu brzegowego kolejnej liczby naturalnej v

$$(\cdot)_k^j \Leftrightarrow (\cdot)_v \quad (15)$$

Uwzględniając tę transformację, wzór (14) można zapisać jako

$$(\cdot) = \sum_{v=1}^{N_v} (\cdot)_v S_v \quad (16)$$

gdzie N_v to ilość wszystkich węzłów interpolacji. W kolejnych wzorach będzie stosowana numeracja globalna.

Powyższe zależności pozwalają zapisać równanie (11) macierzowo

$$\mathbf{Hu} = \mathbf{Gq} \quad (17)$$

gdzie $\mathbf{u} = [u_1, u_2, \dots, u_{N_v}]^T$, $\mathbf{q} = [q_1, q_2, \dots, q_{N_v}]^T$,

$$H_{\mu\nu} = \int S_\nu(\xi) \frac{\partial G^*(\mathbf{r}(\xi), \mathbf{r}_\mu)}{\partial n} d\Gamma(\mathbf{r}(\xi)), \quad G_{\mu\nu} = \int S_\nu(\xi) G^*(\mathbf{r}(\xi), \mathbf{r}_\mu) d\Gamma(\mathbf{r}(\xi))$$

Należy zwrócić uwagę, że w związku z przeprowadzoną dyskretyzacją brzegu, dla każdej wartości $H_{\mu\nu}$ i $G_{\mu\nu}$ odpowiadające jej całki po brzegu są zawężone jedynie do elementu, na którym określona jest adekwatna ν -ta funkcja kształtu. Ostatecznie

$$\mathbf{C}_B \mathbf{u} = \mathbf{q} \quad (18)$$

gdzie $\mathbf{C}_B = \mathbf{G}^{-1} \mathbf{H}$. Powstała w ten sposób macierz \mathbf{C}_B wyraża zależność składowej normalnej strumienia pola q od potencjału u w poszczególnych węzłach na brzegu obszaru.

W pewnych szczególnych przypadkach \mathbf{C}_B jest równoważna GCM. W ogólności, \mathbf{C}_B będzie nazywana macierzą pojemności brzegowych (BCM – Boundary Capacitance Matrix). Otrzymanie z niej GCM układu ścieżek będzie wymagało dodatkowych przekształceń.

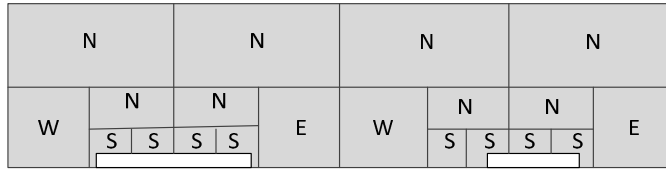
4. Hierarchiczny podział binarny

W niniejszej pracy, w celu zwiększenia precyzji obliczeń, zdecydowano się na podział każdej warstwy dielektrycznej na podobszary. Metodą zastosowaną do automatycznej generacji siatki obszaru jest metoda hierarchicznego podziału binarnego. Dyskretyzacja tego rodzaju umożliwia zagęszczenie siatki w rejonach przewodników, a to z kolei, pozwala na kontrolę dokładności rozwiązania, przy zachowaniu niewielkiej różnorodności typów podobszarów.

Zakładając, że drzewo binarne odpowiadające podziałowi obszaru musi być zrównoważone (Rys. 2), okaże się, że obszary-liście występujące w każdej warstwie dielektrycznej będą w większości elementami należącymi do ograniczonego zbioru elementów (Rys. 3). Daje to możliwość konstrukcji biblioteki BCM dla tych elementarnych obszarów.

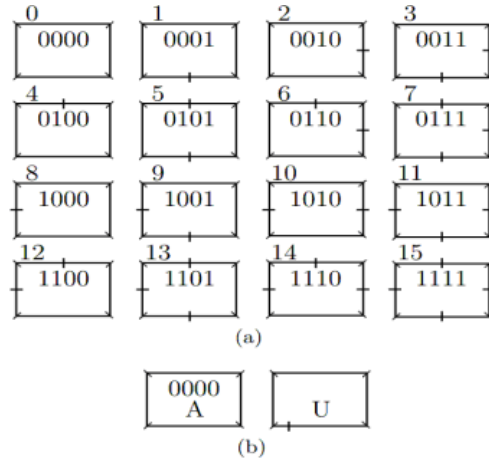
Ponieważ w przeważającej większości, obszarami tworzącymi siatkę obszaru będą te oznaczone na Rys. 3 liczbami 0, 1, 2, 4, 8, można, w celach optymalizacyjnych ograniczyć wielkość biblioteki do tych właśnie elementów. Dla pozostałych obszarów wymagane będzie każdorazowe obliczanie ich BCM.

W przypadku algorytmu przedstawianego w tej pracy biblioteczne BCM nie wymagają parametryzowania tak jak w [9], a w związku z tym i dodatkowych obliczeń przed włączeniem ich do macierzy rozwiązania.



Rys. 2. Hierarchiczny podział binarny przykładowej linii planarnej o dwóch ścieżkach przewodzących, z zaznaczonymi typami podobszarów: północnym (N), wschodnim (E) i zachodnim (W)

Fig. 2. Hierarchical binary domain decomposition for model of planar transmission line with two conductors (subdomain types shown in the picture: northern (N), eastern (E), western (W))



Rys.3. Obszary-liście, które mogą występować w siatkach binarnych (a) obszary dielektryczne (b) obszary zawierające przewodnik

Fig. 3. Leaf-subdomain types that can be obtained in hierarchical binary domain decomposition (a) dielectric subdomain types (b) subdomain types that include conducting paths

5. Hierarchiczne szacowanie macierzy pojemności

5.1. Makromodele

W ogólności, w przypadku pojedynczego obszaru, odpowiadające mu równanie (17) będzie miało postać

$$\varepsilon_k \begin{bmatrix} C_{cc} & C_{cd} & C_{ci} \\ C_{dc} & C_{dd} & C_{di} \\ C_{ic} & C_{id} & C_{ii} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_c \\ u_d \\ u_i \end{bmatrix} = \varepsilon_k \begin{bmatrix} q_c \\ q_d \\ q_i \end{bmatrix} \quad (19)$$

gdzie węzły na każdym rodzaju brzegu zostały odpowiednio pogrupowane, co jest zasygnalizowane właściwymi indeksami podmacierzy występujących we wzorze (19) c – dla węzłów na przewodnikach oraz d – dla węzłów leżących na brzegu zewnętrznym oraz i – dla węzłów na granicach pomiędzy warstwami różnych dielektryków. Pary tych indeksów oznaczają wzajemne oddziaływanie pomiędzy odpowiednimi częściami brzegu, np. cd to oddziaływanie węzłów leżących na elementach z warunkiem Neumanna na węzły na przewodnikach, cc to oddziaływanie węzłów leżących na przewodnikach na siebie samych, itd.

Obliczenie BCM obszaru powstałego przez połączenie dwóch podobszarów Ω_a i Ω_b , które graniczą ze sobą, wymaga uwzględnienia warunków ciągłości pola (6) na granicy między nimi. Połączenie macierzy odpowiadających obu obszarom i po prostej reorganizacji tworzy się wspólny układ równań:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{cc} & \mathbf{C}_{cd} & \mathbf{C}_{ci} \\ \mathbf{C}_{dc} & \mathbf{C}_{dd} & \mathbf{C}_{di} \\ \mathbf{C}_{ic} & \mathbf{C}_{id} & \varepsilon_a \mathbf{C}_{ii}^{(a)} + \varepsilon_b \mathbf{C}_{ii}^{(b)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_c \\ \mathbf{u}_d \\ \mathbf{u}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_c \\ q_d \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

W rozpatrywanym zagadnieniu znajomość wartości strumienia pola w poszczególnych węzłach nie jest konieczna. Z tego powodu, kosztem utraty tej informacji, możliwa jest redukcja wymiarów macierzy z równania (20), poprzez scałkowanie strumienia pola q na przewodniku. Wartość otrzymana w ten sposób jest całkowitą ilością ładunku Q zgromadzonego na przewodniku.

Węzły leżące na granicy obszarów da się usunąć zastępując układ równań (20) dopełnieniem Schura. Przyjmując

$$\mathbf{Z}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{cc} & \mathbf{C}_{cd} \\ \mathbf{C}_{dc} & \mathbf{C}_{dd} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{ci} \\ \mathbf{C}_{di} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_3 = [\varepsilon_a \mathbf{C}_{ii}^{(a)} + \varepsilon_b \mathbf{C}_{ii}^{(b)}], \quad \mathbf{Z}_4 = [\mathbf{C}_{ic} \quad \mathbf{C}_{id}]$$

da się uzyskać macierz BCM dwóch podobszarów, którą na powrót można zapisać w postaci (19):

$$\mathbf{C}_B = \mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2 \mathbf{Z}_3^{-1} \mathbf{Z}_4 \quad (21)$$

Tworzone w ten sposób makromodele można, po dodaniu do biblioteki BCM, również wykorzystywać w dalszym procesie obliczeń.

5.2. Transformacja BCM do GCM

Podejście opisane powyżej umożliwia hierarchiczną syntezę podobszarów w ramach każdej z warstw dielektrycznych i obliczenie ich BCM. Następnie, w analogiczny sposób można „skleić” ze sobą i te macierze uzyskując BCM całej struktury. Tak otrzymana macierz opisuje oddziaływanie pomiędzy przewodnikami, a elementami brzegowymi umieszczonymi na dielektrykach i ograniczającymi strukturę od zewnątrz.

Usunięcie wszystkich węzłów leżących na granicach między dielektrykami pozwala uprościć układ równań (18) do postaci

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C}_{cc} & \mathbf{C}_{cd} \\ \mathbf{C}_{dc} & \mathbf{C}_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{u}_c \\ \mathbf{u}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_c \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (22)$$

przy czym w równaniu (21) uwzględniono założony jednorodny warunek Neumanna. Ponowne zastosowanie dopełnienia Schura dla BCM z równania (21) eliminuje z niej wpisy dotyczące zewnętrznych węzłów nie leżących na przewodnikach

$$\mathbf{C}_G = \mathbf{C}_{cc} - \mathbf{C}_{cd} \mathbf{C}_{dd}^{-1} \mathbf{C}_{dc} \quad (23)$$

i pozwala na uzyskanie równania

$$\mathbf{C}_G \mathbf{u}_c = \mathbf{Q}_c \quad (24)$$

Ostatni wzór jest równoważny równaniu (2), a macierz \mathbf{C}_G jest GCM układu przewodników.

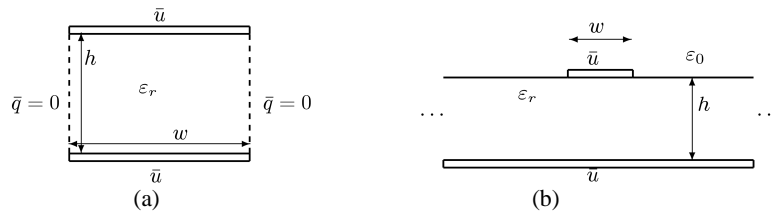
6. Eksperymenty numeryczne i wyniki

W pracy rozważania ograniczono do konfiguracji przewodników, które mogą być rozpatrywane jako struktury 2D. Uproszczenie to jest możliwe, gdy założy się, że propagowane sygnały mają postać fali quasi-TEM rozchodzącej się wzdłuż nieskończenie długich ścieżek. Nieograniczona długość ścieżek implikuje fakt, że pojemności pasożytnicze będą określane na jednostkę ich długości. Modelowane struktury traktuje się jako niejednorodne strefowo. Jednak zakłada się liniowość, jednorodność i izotropowość właściwości materiałów ją tworzących. Stosunek szerokości ścieżek przewodzących do ich grubości jest na tyle duży (10-200), że uprawnia to do wprowadzenia dodatkowego uproszczenia. Zakłada się mianowicie ich zerową grubość.

Wpływ parametru λ na wynik obliczeń został przedstawiony na przykładzie dwóch układów testowych posiadających rozwiązanie analityczne. Są to:

(A) uproszczony model kondensatora płasko-równoległego o szerokości w i odległości między okładzinami h równych 0.1 mm (Rys. 4a). Zakładając, że dielektryk wypełniający kondensator to powietrze, pojemność kondensatora wyniesie $C_{ex} = 8.8542$ pF/m [5].

(B) ścieżka o szerokości w umieszczona na podłożu o wysokości h i o stałej dielektrycznej ϵ_r . Na spodzie podłoża znajduje się rozciągająca się do nieskończoności doskonale przewodząca płaszczyzna (Rys. 4b).



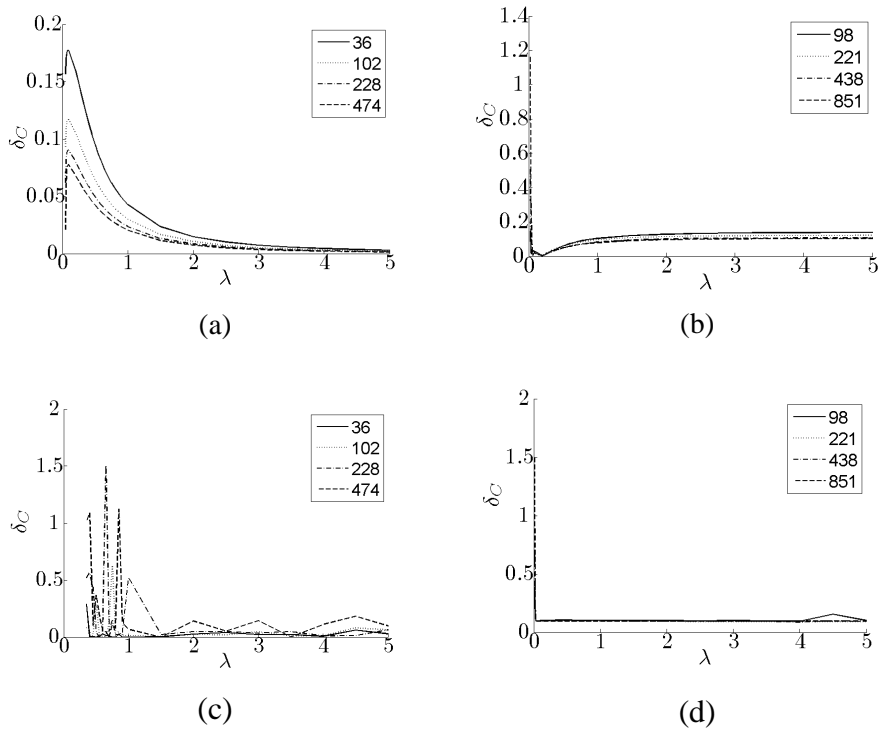
Rys. 4. Geometria zagadnień testowych.

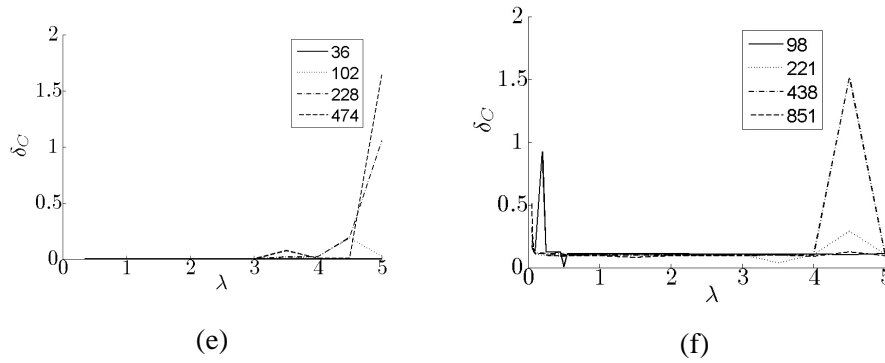
Fig. 4. Geometry of two test problems.

Przyjmując $w = h = 0.1$ mm oraz $\epsilon_r = 9.8$, wartość pojemności wyrażona w faradach na jednostkę długości wynosi $C_{\text{ex}} = 175.0904$ pF/m [21].

Na Rys. 5 przedstawiono, w zależności od parametru λ , wykres błędu bezwzględnego oszacowanej wartości pojemności C , zdefiniowany jako:

$$C = (C_{\text{ex}} - C) / C_{\text{ex}} \quad (25)$$





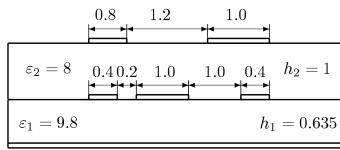
Rys. 5. Wpływ odległości odsunięcia węzłów λ na zbieżność rozwiązania zagadnienia kondensatora (a),(c),(e) oraz linii mikropaskowej (b),(d),(f) elementów stałych (a),(b), liniowych (c), (d), kwadratowych (e),(f)

Fig. 5. Impact of λ collocation-point-distance from real boundary on solution convergence for parallel-capacitor problem (a),(c),(e) and microstripline problem (b),(d),(f) for constant (a),(b), linear (c), (d) and quadratic (e), (f) boundary elements

Rysunki po lewej stronie ((a), (c), (e)) odnoszą się do przykładu (A), z kolei prawa kolumna (rysunki (b), (d), (f)) dotyczy zagadnienia (B). Kolejne wiersze odpowiadają stopniowi interpolacji elementów brzegowych użytych do rozwiązania, i tak w wierszu pierwszym (rysunki (a), (b)) przedstawiono wyniki dla elementów stałych, drugim ((c) i (d)) -- dla elementów liniowych, trzecim ((e) i (f)) -- dla elementów kwadratowych. Każdy rysunek zawiera 4 wykresy, odpowiadające stopniowi podziału obszaru, a liczby w legendzie odpowiadają liczbie węzłów interpolacji użytych przy dyskretyzacji obszaru zagadnienia.

Umieszczenie punktów kolokacji zbyt blisko brzegu ($\lambda < 0.01$) powoduje znaczący wzrost błędu. Z drugiej strony, nadmierne oddalenie ($\lambda > 2.5$) pogarsza uwarunkowanie macierzy pojemności. Biorąc powyższe pod uwagę, można uznać, że przedział $\langle 1, 2 \rangle$ zapewnia kompromis pomiędzy dokładnością rozwiązania, a uwarunkowaniem macierzy głównej.

Dla ustalonego $\lambda = 1.5$ przeprowadzono szereg eksperymentów dla różnych konfiguracji ścieżek. Wyniki obliczeń dla przykładowego układu testowego o bardziej skomplikowanej geometrii (Rys. 6), są umieszczone w Tabeli 1. W przykładzie tym rezultat obliczeń MTK odniesiono do wyników uzyskanych przy pomocy MEB oraz wyniku otrzymanego przy pomocy programu Linpar (metoda momentów) [10].



Rys. 6. Problem testowy o złożonej geometrii.

Fig. 6. Test problem with complicated geometry.

Tabela 1. Rozwiązania uzyskane dla zagadnienia przedstawionego na Rys. 6.

Table 1. Solution of the problem shown in Fig. 6.

MTK					MEB					Linpar (MoM)				
238.6	-77.3	-0.3	-37.4	-1.4	241.1	-79.6	-0.3	-38.1	-1.3	240.4	-78.8	-0.3	-37.4	-1.5
-77.2	363.6	-14.4	-44.7	-30.0	-79.6	363.9	-14.7	-44.8	-29.8	-78.8	362.7	-14.7	-44.5	-29.7
-0.3	-14.3	213.2	-1.8	-48.8	-0.3	-14.7	214.5	-1.7	-49.7	-0.3	-14.7	214.1	-1.8	-48.9
-37.5	-44.7	-1.8	122.0	-9.8	-38.1	-44.7	-1.7	122.1	-9.9	-37.3	-44.4	-1.8	125.6	-10.3
-1.4	-30.0	-48.8	-9.8	131.5	-1.3	-29.8	-49.8	-9.9	131.5	-1.5	-29.4	-48.8	-10.3	135.5

7. Podsumowanie

W artykule przedstawiono zastosowanie MTK w algorytmie hierarchicznego obliczania macierzy pojemności resztkowych układu ścieżek planarnych, a uzyskane rezultaty pozwalają stwierdzić przydatność zaprezentowanego algorytmu w omawianym zagadnieniu.

Z analizy zaprezentowanych przykładów wynikają następujące wnioski:

- W bezpośredniej MTK odsunięcie punktów kolokacji od brzegu rzeczywistego ma znaczenie; zbyt małe powoduje pogorszenie rozwiązania, natomiast zbyt duże powoduje pogorszenie uwarunkowanie macierzy głównej.
- Nie ustalono ściślej wartości odsunięcia, ale na podstawie eksperymentów numerycznych, odniesionych do rozwiązań analitycznych, określono przedział, dla którego wyniki obliczeń są najlepsze jakościowo, a jednocześnie zapewniający kompromis między dokładnością rozwiązania, a uwarunkowaniem macierzy głównej.
- W algorytmie hierarchicznego obliczania macierzy pojemności, zarówno w przypadku zastosowania MEB, jak i MTK jako silnika rozwiązującego zagadnienie brzegowe obie metody, zarówno MEB jak i MTK, zastosowane jako silnik rozwiązujący zagadnienie brzegowe w algorytmie hierarchicznego obliczania macierzy pojemności mają porównywalny koszt przygotowania danych, koszt obliczeń oraz wyniki ilościowe, a więc ich efektywność jest porównywalna.

Ponieważ MTK nie były do tej pory stosowane w przedstawianym zagadnieniu, metoda ta poszerza liczbę metod możliwych do aplikacji w takich zagadnieniach.

W dalszej kolejności planuje się aplikację algorytmu dla bardziej złożonych geometrycznie struktur dwu- i trójwymiarowych.

Program MATLAB wykorzystany do przeprowadzenia badań został zakupiony w wyniku realizacji Projektu nr UDA-RPPK.01.03.00-18-003/10-00 „Budowa, rozbudowa i modernizacja bazy naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej” współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Regionalnego Programu Operacyjnego Województwa Podkarpackiego na lata 2007-2013, Priorytet I. Konkurencyjna i Innowacyjna Gospodarka, Działanie 1.3 Regionalny system innowacji.

Literatura

- [1] Antes, H. On a regular boundary integral equation and a modified Trefftz method in Reissner's plate theory. *Engineering Analysis*, 1, 3, 1984, 149-153.
- [2] Bachtold, M., Korvink, J. G., and Baltes, H. Automatic adaptive meshing for efficient electrostatic boundary element simulations. In *Simulation of Semiconductor Processes and Devices, 1996. SISPAD 96. 1996 International Conference on (1996)*, IEEE, 127-128.
- [3] Bachtold, M., Spasojevic, M., Lage, C., and Ljung, P. B. A system for full-chip and critical net parasitic extraction for ULSI interconnects using a fast 3-D field solver. *Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 19, 3, 2000, 325-338.
- [4] Benedek, P. and Silvester, P. Capacitance of Parallel Rectangular Plates Separated by a Dielectric Sheet. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 20, 8, 1972, 504-510.
- [5] Borkowski, M. Ocena efektywności metod brzegowych w analizie parametrów resztkowych struktur planarnych. Rozprawa doktorska. Politechnika Rzeszowska, Rzeszów 2013.
- [6] Brański A., Borkowski, M., and Borkowska, D. A comparison of boundary methods based on inverse variational formulation. *Engineering Analysis with Boundary Elements*, 36, 4, 2012, 505-510.
- [7] Brebbia, C. A. and Dominguez, J. Boundary element methods for potential problems. *Applied Mathematical Modelling*, 1, 7, 1977, 372-378.
- [8] Cheng, A. H. D. and Cheng, D. T. Heritage and early history of the boundary element method. *Engineering Analysis with Boundary Elements*, 29, 3, 2005, 268-302.
- [9] Dengi, E. Aykut and Rohrer, Ronald A. Boundary element method macromodels for 2-D hierarchical capacitance extraction. In *Proceedings of the 35th annual Design Automation Conference (New York, NY, USA 1998)*, ACM, 218-223.
- [10] Djordevic, Antonije, Djordjevic, Antonije R., and Sarkar, Tapan K. *Linpar for Windows: Matrix Parameters for Multiconductor Transmission Lines, Twodiskettes and User's Manual (Microwave Software Library)*. Artech House Publishers.

- [11] Fukuda, Sanae, Shigyo, Naoyuki, Kato, Kato, and Nakamura, Shin. A ULSI 2-D capacitance simulator for complex structures based on actual processes. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, 9, 1, 1990, 39-47.
- [12] Gu, Jiangchun, Wang, Zeyi, and Hong, Xianlong. Hierarchical computation of 3D interconnect capacitance using direct boundary element method. In *IEEE Asia South Pacific Design Automation Conference (2000)*, 447-452.
- [13] Harrington, R. F., Pontoppidan, K., Abrahamsen, P., and Albertsen, N. C. Computation of Laplacian potentials by an equivalent-source method. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, 116, 10 (1969), 1715-1720.
- [14] Heise, U. Numerical properties of integral equations in which the given boundary values and the sought solutions are defined on different curves. *Computers & Structures*, 8, 2, 1978, 199-205.
- [15] Kao, W. H., Lo, Chi-Yuan, Basel, M., and Singh, R. Parasitic extraction: current state of the art and future trends. *Proceedings of the IEEE*, 89, 5, 2001, 729-739.
- [16] Kita, E. and Kamiya, N. Trefftz method: an overview. *Advances in Engineering Software*, 24, 1-3 (1995), 3-12.
- [17] Kupradze, V.D., Aleksidze, M. A. The method of functional equations for the approximate solution of certain boundary value problems (in Russian). *USSR Computational Mathematics and Mathematical Physics*, Vol. 4, No. 4. (1964), pp. 683-715.
- [18] Li, Zi-Cai, Lu, Tzon-Tzer, Huang, Hung-Tsai, and Cheng, Alexander H. D. Trefftz, collocation, and other boundary methods -- A comparison. *Numer. Methods Partial Differential Eq.*, 23, 1 (2007), 93-144.
- [19] Patel, P. D. Calculation of Capacitance Coefficients for a System of Irregular Finite Conductors on a Dielectric Sheet. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 19, 11, (1971), 862-869.
- [20] Patterson, C. and Sheikh, M. A. A regular boundary element method for fluid flow. *International Journal for Numerical Methods in Fluids*, 2, 3 (1982), 239-251.
- [21] Paul, Clayton R. *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [22] Yu, Wenjian and Wang, Zeyi. An efficient quasi-multiple medium algorithm for the capacitance extraction of actual 3-D VLSI interconnects (2001), 366-371.
- [23] Yu, W. and Wang, Z. Capacitance extraction. In Chang, Kai, ed., *Encyclopedia of Rf and Microwave Engineering*. 2005.

APPLICATION OF DIRECT TREFFTZ-KUPRADZE METHOD IN HIERARCHICAL CAPACITANCE EXTRACTION PROBLEM

S u m m a r y

The paper presents algorithm of the hierarchical parasitic capacitance extraction of planar transmission lines. The algorithm utilizes direct Trefftz-Kupradze method which is derived from variational formulation. This approach lets one compare and contrast direct Trefftz-Kupradze method with popular Boundary Element and common formulation of both methods (the same

boundary discretization, the same potential and flux interpolation, the same form of boundary-integral equations).

Considerations are reduced to 2D geometries and discretizations are carried out by hierarchical binary decomposition. Boundary-integral equations for Laplace problem are formulated by appropriate method for each leaf-subdomain. Then, they are transformed into so-called Boundary Capacitance Matrices. In the process of tree traversal Boundary Capacitance Matrices are merged together. This matrix combining is done via Schur's complement method. Finally, the last transformation of Boundary Capacitance Matrix yields General Capacitance Matrix of the system of conductors.

Binary decomposition of the considered structures gives opportunity to build library of Boundary Capacitance Matrices for specific subdomain geometries and their utilization without the need of recalculation.

By the means of proposed algorithm the influence of the distance of shifted collocation nodes (the feature specific for Trefftz-Kupradze method) is studied experimentally. The research yields quasi-optimal value of the distance, that is used in further numerical experiments. The obtained results are compared to analytical solutions and to the results given by Linpar application (method of moments).

Keywords: parasitic capacitance, direct boundary methods, boundary element method, planar transmission lines.

DOI: 10.7862/re.2013.4

Tekst złożono w redakcji: listopad 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Rafał CHORZĘPA¹
Radosław CIEŚLAK²

WSTĘPNA ANALIZA DANYCH Z PRZEPŁYWOMIERZA WODY UZDATNIONEJ W GMINNEJ STACJI UZDATNIANIA WODY

Ciągły rozwój cywilizacji powoduje nieustanne zwiększanie zagrożeń dla otaczającego środowiska naturalnego. Jednocześnie, zauważa się nieustanne rozwijanie działań nauki związanych z ochroną środowiska i doprowadzaniem go do jak najlepszego stanu. Idea zrównoważonego rozwoju zakłada, że cywilizacja osiągnęła poziom dobrobytu możliwy do utrzymania, pod warunkiem odpowiedniego gospodarowania. Model takiej gospodarki zakłada odpowiednio i świadomie ukształtowane relacje pomiędzy wzrostem gospodarczym a troszczeniem się o środowisko. W celu utrzymania środowiska naturalnego w stanie nienaruszonym obiekty inżynierskie związane z nim muszą spełniać bardzo surowe wymagania dotyczące automatyki i sterowania. Prawidłowe sterowanie obiektami służącymi ochronie naturalnego środowiska (np. oczyszczalniami ścieków, stacjami uzdatniania wody) nie jest możliwe bez zaawansowanych układów pomiarowych mierzących poszczególne parametry procesów technologicznych. Artykuł przedstawia metody analizy danych z przepływomierza wody uzdatnionej z gminnej stacji uzdatniania wody (SUW). Każda tego typu stacja uzdatniania swoją wydajność produkcji musi dostosować do aktualnego zapotrzebowania na wodę przez jej konsumentów. Analiza tego zapotrzebowania stanowi problem dla układów sterowania SUW z powodu bardzo dużej nierównomierności zapotrzebowania. Istnieją okresy dobowe, gdzie zapotrzebowanie wzrasta gwałtownie, są też takie gdzie jest minimalne. Dodatkowo układ sterowania musi odrzucić wszelkie zakłócenia w torze pomiarowym oraz przetwarzania sygnału. Autorzy podjęli próbę zbadania okresowości, stacjonarności i normalności sygnału stochastycznego przepływu wody uzdatnionej w wybranych okresach. Przeanalizowano wyniki i zaproponowano na ich podstawie sprawne sterowanie SUW.

Słowa kluczowe: SUW, przepływ, okresowość, stacjonarność, normalność, pomiary, sterowanie

¹ Autor do korespondencji: Rafał Chorzępa, Politechnika Rzeszowska, Katedra Metrologii i Systemów Diagnostycznych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel:791 186 003, chorzepa.rafal@gmail.com

² Radosław Cieślak, Politechnika Rzeszowska, Katedra Metrologii i Systemów Diagnostycznych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, radcie@vp.pl

1. Wstęp

Człowiek wielokrotnie negatywnie ingeruje w środowisko. Jednym z takich aspektów działalności człowieka jest zanieczyszczanie wód. W celu zmienienia postaw społeczeństw na prozdrowotno-ekologiczne tworzone są programy, w ramach których prowadzone są działania edukacyjne. Z kształtowaniem postaw pojawiają się rozwiązania gospodarcze ukierunkowane na ekologię. Przykładem obiektów infrastruktury, które dbają o przyrodę a tym samym o nasze zdrowie są stacje uzdatniania wody (SUW) lub oczyszczalnie ścieków. Poszczególne parametry jakościowe i ilościowe wody w ciągu technologicznego stacji uzdatniania wody muszą być poprawnie mierzone i w wyniku sterowania utrzymywane na właściwym poziomie. W celu mierzenia parametrów SUW stosuje się wysokiej jakości przyrządy pomiarowe. Dzięki prawidłowo wykonanym pomiarom i analizom ich wyników można postawić właściwe wnioski odnośnie układów sterowania i automatyki SUW. Autorzy podjęli taką próbę.

2. Aparatura pomiarowa

Aparaturę pomiarową na stacji uzdatniania wody możemy podzielić na:

- urządzenia do pomiaru wielkości fizycznych
- urządzenia do pomiaru wielkości fizyko-chemicznych

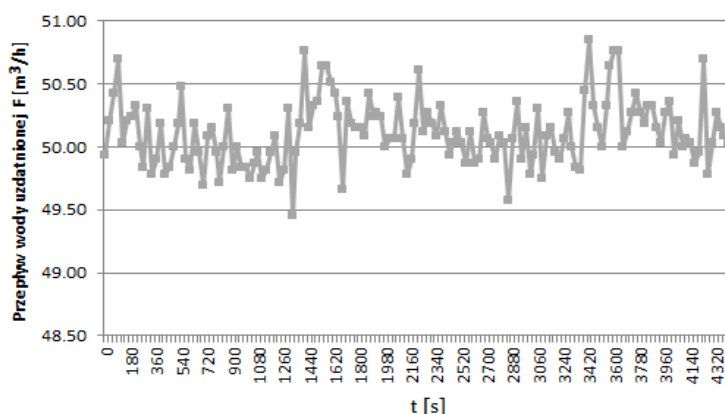
Do wielkości fizycznych, które najczęściej mierzymy na SUW zaliczamy: przepływ, ciśnienie i poziom, natomiast do pomiarów wielkości fizyko-chemicznych zaliczamy m.in. odczyn pH, mętność, stężenie chloru, tlenu rozpuszczonego, stężenie różnego rodzaju rozpuszczonych pierwiastków w wodzie np. żelaza, manganu. [1] [2]

Podczas budowy lub modernizacji stacji uzdatniania wody wykonawca zazwyczaj montuje dostępną na rynku aparaturę pomiarową renomowanych producentów. W przypadku bardziej skomplikowanych urządzeń pomiarowych (np. przepływomierza, mętnościomierza lub innych wielkości fizykochemicznych) układ pomiarowy składa się z czujnika i dedykowanego przetwornika pomiarowego; jedynie w przypadku prostych pomiarów np. ciśnienia, poziomu lub temperatury czujniki i przetwornik umieszczone są najczęściej w jednej obudowie. Przetworniki pomiarowe nowoczesnych aparatów pomiarowych są urządzeniami mikroprocesorowymi, z wyświetlaczem i przyciskami służącymi do programowania. Za pomocą klawiatury, wybiera się w menu przetwornika odpowiednie parametry i ustawia jego pracę w interesujący operatora sposób. Na wyjściu przetworników pomiarowych do wyboru jest zwykle jeden ze standardowych sygnałów napięciowych lub prądowych stosowanych w automatyce (0-10V, 2-10V, 0-20 mA, 4-20 mA) lub coraz częściej są wykorzystywane sygnały w postaci cyfrowej np. Profibus, Modbus, Can itp. [3] [4]

3. Analiza wyników pomiarów

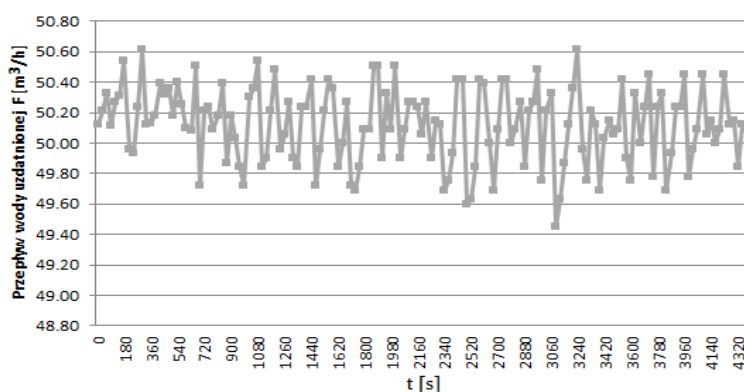
3.1. Sygnały charakteryzujące przepływ

Analiza została przeprowadzona przy największym zapotrzebowaniu na wodę uzdatnianą. Na poniższym wykresie przedstawiono wyniki pomiarów, gdy załączono trzy (rys. 1.) i cztery pompy (rys.2). W celu przeprowadzenia testów sygnał został próbkowany. Próbki odczytywano co 30 sekund. Każdy z tych sygnałów składa się z 148 próbek.



Rys. 1. Spróbkowany przebieg przepływu uzdatnionej wody przy załączonych trzech pompach.

Fig. 1. Sampled trace the flow of treated water with enabled three pumps.



Rys. 2. Spróbkowany przebieg przepływu uzdatnionej wody po załączeniu czterech pomp.

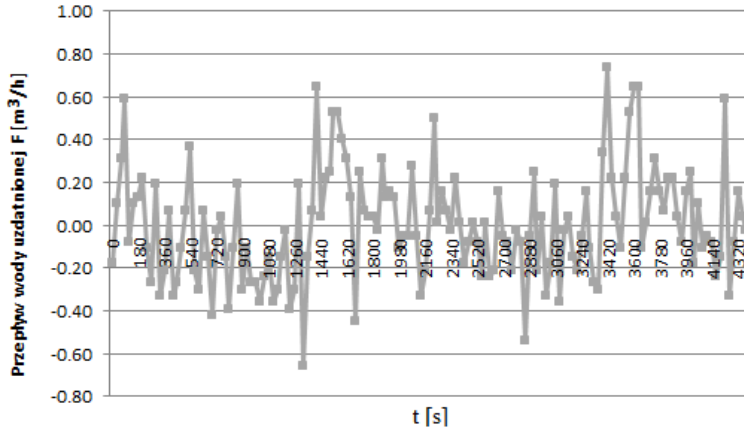
Fig. 2. Sampled trace the flow of treated water with enabled four pumps.

Przed przeprowadzeniem sprawdzenia czy powyższe przebiegi sygnałów są okresowe, czy stacjonarne, czy normalne dokonano ich centrowania.

3.2. Centrowanie sygnału

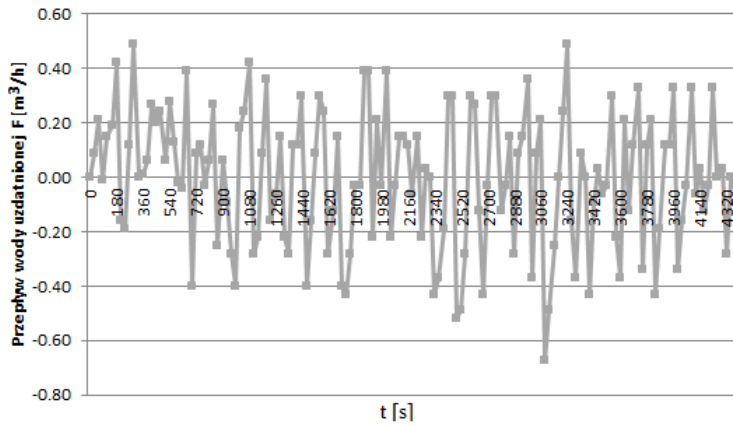
Przebiegi sygnałów przedstawione na rys.1 i rys.2 posiadają składową stałą. W celu jej usunięcia wykonano operację tzw. centrowania sygnału. Operacja ta polega na odejmowaniu wartości średniej całego sygnału o wartości poszczególnych próbek. [1] [2]

Wartość średnia dla przebiegu procesu z rys.1 wynosi $50,1109[m^3/h]$ a dla przebiegu przepływu z rys.2 równa się $50,1206[m^3/h]$. Poniżej przedstawiono sygnały z usuniętą składową stałą (rys.3 i rys.4).



Rys. 3. Scentrowany spróbkowany przebieg przepływu uzdatnionej wody po załączeniu trzech pomp.

Fig. 3. Centred sampled trace the flow of treated water with enabled tree pumps.



Rys. 4. Scentrowany spróbkowany przebieg przepływu uzdatnionej wody po załączeniu czterech pomp.

Fig. 4. Centred sampled trace the flow of treated water with enabled four pumps.

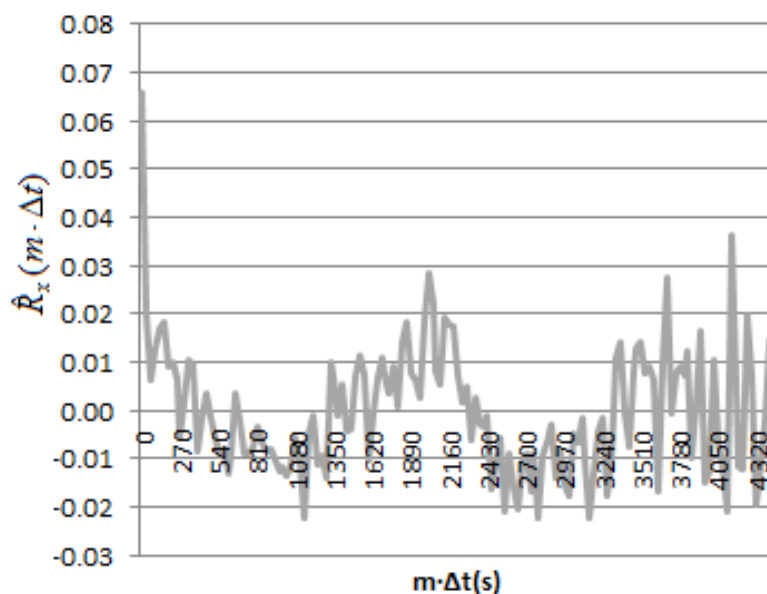
3.3. Analiza okresowości

Sprawdzanie okresowości bądź losowości sygnału przeprowadzono dzięki obliczeniu estymatora autokorelacji (1). [1] [2]

$$\hat{R}_x(m \cdot \Delta t) \approx \frac{1}{n-m} \cdot \sum_{k=0}^{n-m} x_k \cdot x_{k+m}, \quad m = 0,1,2,3,\dots,M \quad (1)$$

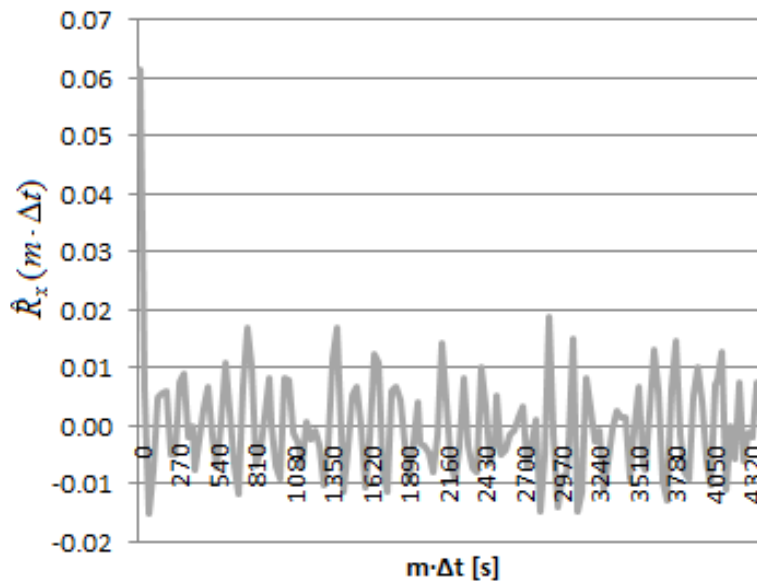
gdzie: $m \cdot \Delta t$ – przesunięcie,
 n – maksymalna liczba próbek,
 m – liczba opóźnień jednostkowych,
 M – maksymalna liczba opóźnień jednostkowych.

Przeprowadzone obliczenia pokazano na poniższych autokorelogramach (rys. 5 i rys. 6). Na podstawie testu okresowości stwierdzono, że badany przebieg sygnału po załączeniu trzech pomp jest losowy i zawiera elementy okresowości (rys. 5), a przebieg przepływu po załączeniu czterech pomp jest losowy (rys.6).



Rys. 5. Autokorelogram poboru uzdatnionej wody przy załączeniu trzech pomp

Fig. 5. Graph of correlation consumption of water treated at enabled three pumps



Rys. 6. Autokorelogram poboru wody uzdatnionej podczas użycia czterech pomp

Fig. 6. Graph of correlation consumption of treated water at enabled four pumps.

3.4. Analiza stacjonarności

Testy stacjonarności pozwalają stwierdzić czy parametry statystyczne badanych sygnałów (procesów) losowych są stałe w czasie. Spośród procesów stochastycznych wyodrębnia się: sygnały ściśle lub słabo stacjonarne. [1] [2]

Pierwsze z nich to sygnały (procesy) o stałym rozkładzie prawdopodobieństwa dowolnego rzędu, czyli:

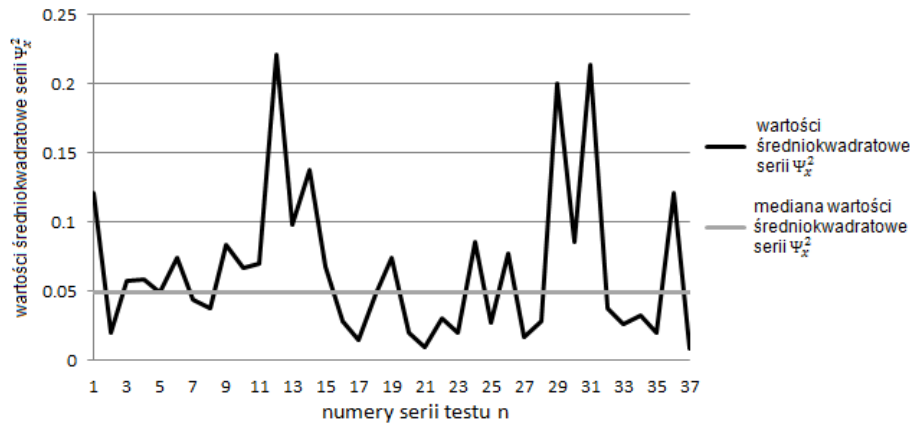
$$p(x_1, t_1; \dots; x_n, t_n) = p(x_1, t_1 + \tau; \dots; x_n, t_n + \tau) \quad (2)$$

co oznacza, że wybór τ, t_1, \dots, t_n nie powoduje zmian w funkcji rozkładu. [1] [2]

Słabo stacjonarne to procesy, których wartości średnie i wariancje nie ulegają zmianom w czasie. Autokowariancja takich sygnałów zależy od $\tau = t_1 - t_2$. [1] [2]

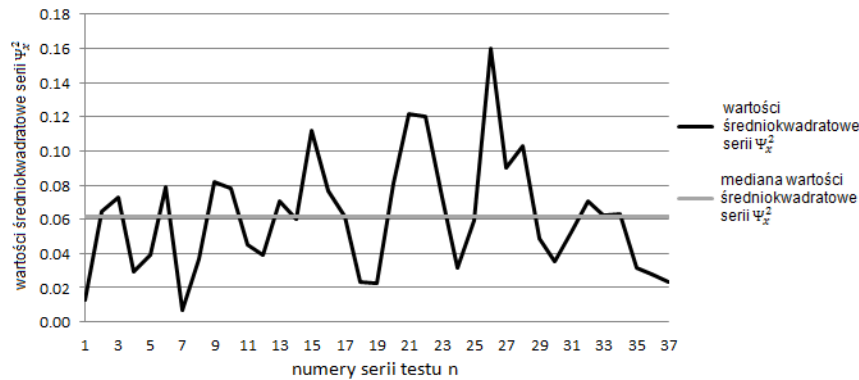
Sprawdzanie stacjonarności przeprowadzono dzięki nieparametrycznej analizie próby [1]. W celu przeprowadzenia tego testu podzielono sygnał na równe niezależne serie. Każda z nich zawierała cztery wartości. Sprawdzanym parametrem była wartość średniokwadratowa próbek przebiegów sygnałów przedstawionych na rys.3 i rys.4. Test przeprowadzono przy istotności $\alpha = 0.05$.

Poniżej przedstawiono wykresy z analizy stacjonarności (rys.7 i rys.8).



Rys. 7. Test stacjonarności dla sygnału otrzymanego przy użyciu trzech pomp.

Fig. 7. Stationarity test for the signal obtained with the work of three pumps.



Rys. 8. Test stacjonarności dla sygnału otrzymanego przy użyciu czterech pomp.

Fig. 8. Stationarity test for the signal obtained with the work of four pumps.

Powyższe wykresy pokazują, że poszczególne moce sygnału różnią się od mediany wartości średniokwadratowej. Dodatkowo sprawdzono czy zakres przyjęcia hipotezy jest pomiędzy przedziałami wartości kwantyli r rozkładu $1-\alpha$ takimi, jak: 12 i 25. Wartość kwantyli r przeprowadzonego testu wynosiły dla

- przebiegu sygnału po włączeniu trzech pomp: 18,
- przebiegu przepływu przy uruchomionych czterech pompach: 17.

Na podstawie powyższej analizy można stwierdzić, że badane sygnały są stacjonarne.

3.5. Analiza normalności

W celu sprawdzenia rozkładu przebiegów sygnałów przeprowadzono test normalności. Analizę tą przeprowadzono według poniższej kolejności:

- obliczono szerokości przedziałów h [5]:

$$h = \frac{R}{k} = \frac{x_{\max} - x_{\min}}{1 + 3,322 \cdot \log(n)} \quad (3)$$

gdzie: R – rozstęp,

k – liczba przedziałów (klas),

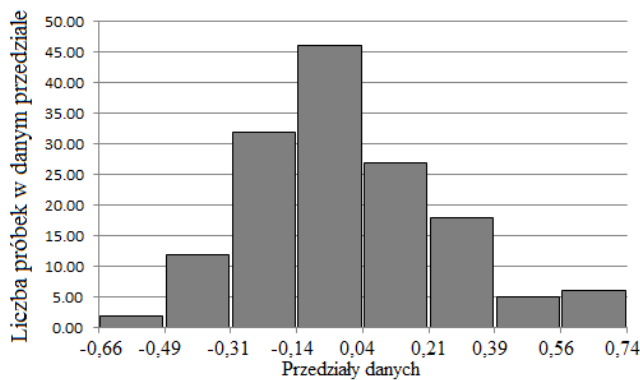
x_{\max} – wartość maksymalna wyników badań,

x_{\min} – minimalna wartość wyników pomiarów,

n – liczba wszystkich pomiarów.

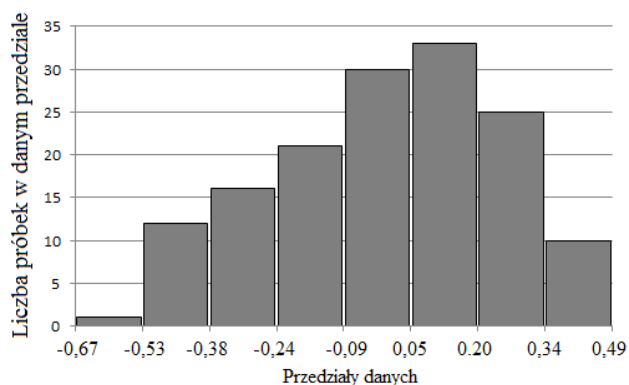
- wartości wyników pomiarów segregowano od najmniejszej do największej wartości w celu łatwiejszego przydzielania ich do poszczególnych przedziałów.

Na rysunkach (rys. 9 i rys. 10) przedstawiono, za pomocą histogramu, wyniki analizy normalności. Histogram jest przybliżeniem rozkładu prawdopodobieństwa.



Rys. 9. Test normalności dla sygnału otrzymanego przy użyciu trzech pomp

Fig. 9. Normality test for the signal obtained with the work of three pumps



Rys. 10. Analiza normalności dla sygnału otrzymanego przy użyciu czterech pomp.

Fig. 10. Normality test for the signal obtained with the work of four pumps.

Powyższa analiza rozkładu pozwoliła stwierdzić, że badane przebiegi sygnałów są quasinormalne, ponieważ posiadają kolumnę dominującą, ale wysokości sąsiadujących z nią dwóch kolumn nie są jednakowe. Aby to był sygnał Gaussowski to musiałyby występować wierzchołek a mniejsze kolumny musiałyby być symetryczne względem siebie.

4. Podsumowanie

Badane sygnały występujące w układach pomiarów i automatyki stacji uzdatniania wody są sygnałami stochastycznymi. Sprawdzane sygnały posiadają rozkłady quasinormalne. Takie sygnały można w analizach opisywać w przybliżeniu jak sygnały Gaussowskie.

Poniżej przedstawiono propozycje sterowania z wykorzystaniem badanego sygnału:

- sygnał z przepływomierza wody uzdatnionej mógłby służyć jako informacja o zmienności w czasie zapotrzebowania na wodę przez jej odbiorców
- analizując w długim przedziale czasowym różnicę pomiędzy ilością wody uzdatnionej i ilością wody surowej pobranej ze studni należałoby ocenić średnią ilość wody wykorzystanej do procesu uzdatniania np. na potrzeby płukania filtrów (kilka – kilkanaście procent).
- wykorzystując przepływomierz wody surowej należałoby tak sterować pracą pomp wody surowej, aby wydajność pompownia była zawsze większa od ilości wody uzdatnionej o wartość wody traconej na potrzeby SUW.
- chwilowe różnice pomiędzy zapotrzebowaniem na wodę uzdatnioną, a wodą pompowaną byłyby rekompensowane poprzez pojemność zbiorników wody uzdatnionej.

Sygnały pobierane z SUW wymagają dalszej analizy. Autorzy uważają, że oprócz przeprowadzonych testów zasadne byłoby przeprowadzenie analizy regresji i korelacji.

Literatura

- [1] Bendat J. S., Piersol A. G.: Metody analizy i pomiaru sygnałów losowych, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1976.
- [2] Hase L., Spiralski L.: Szumy elementów i układów elektronicznych, Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1981
- [3] Tchórzewska-Cieślak B., Cieślak R.: Sterowanie i wizualizacja pracy podsystemu ujmowania i pompowania wody, Ośrodek Informacji "Technika Instalacyjna w Budownictwie", Instal, z.5 , 2008, s.38-41.
- [4] Rak J., Cieślak R.: Elementy zdalnego zarządzania systemem zaopatrzenia w wodę. Ośrodek Informacji "Technika Instalacyjna w Budownictwie", Instal, z.11, 2004, s.21-25,
- [5] Jezierski W., Kosior-Kazobur M.: Współczynnik przewodzenia ciepła zasolonych materiałów ściennych. Przegląd Budowlany, nr 6/2008, s.38-41.

ANALYSIS OF DATA FROM RAW WATER FLOW METER IN LOCAL TREATMENT WATER STATION

Summary

The continuous evolution of civilization causes increase the risks of natural environment. Simultaneously, notice to be continually progress environmental science connected with protection of environment, and bringing him to the best state. The idea of balanced evolution implies that civilization has reached level of prosperity tenable, provided appropriate management. This model economic assumes suitably and consciously shaped relationship between economic growth, and care about environment. In destination keeping natural environment intact, engineering objects must fulfill strict requirements for automation and control. Proper control object for the protection natural environment (on example: sewage treatment plants, water treatment plants) is not possible without the advanced measurement systems measure various parameters of technological process. This article present methods analysis of data from the raw water flow meter from local Water Treatment Plant (WTP). Every such treatment plant their productivity must to adapt to the current water demand by the consumers. The analyses of this demand is a problem to control systems WTP due to the large diversity of demand. There are daily periods where demand is increasing rapidly, there are also those where it is minimal. The authors have attempted to examine the periodicity, stationarity and the normality of the flow of the treated water during certain time periods. We analyzed the results and proposed effective control of water treatment plants.

Keywords: WTP, flow, periodicity, stationary, normality, measurements, steering

DOI: 10.7862/re.2013.5

Tekst złożono w redakcji: listopad 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Roman DMYTRYSZYN¹

OBLICZANIE WYZNACZNIKÓW PRZY ANALIZIE OBWODÓW METODĄ WĘZŁOWĄ

W artykule opisano niestandardowe zastosowanie wyznaczników do analizy obwodów liniowych metodą węzłową. Pokazano, że dla otrzymania tej samej dokładności obliczenia wyznaczników algorytm permutacji Leibniza wymaga arytmetyki o dłuższej mantysie w porównaniu do algorytmu redukcji Gaussa. Opracowano nową metodę obliczania wskaźnika uwarunkowania wyznacznika macierzy (WUWM). Nowy wzór może być również stosowany i do analizy dokładności rozwiązania systemu liniowych równań algebraicznych, w jakości pierwszego przybliżenia ze strony krótszej mantysy. Badania dokładności obliczenia wyznaczników macierzy metodą Monte-Carlo potwierdzają skuteczność nowego wzoru oraz pozwalają rozszerzyć wiedzę na temat uwarunkowania obliczeń. Wyprowadzenie wzoru do obliczenia WUWM oparto na podejściu probabilistycznym, wykorzystującym badania Monte-Carlo. Zaproponowany algorytm porównania liczb przy odejmowaniu w czasie obliczenia wyznacznika pozwala sprawdzić wystarczalność długości mantysy, bez konieczności obliczania odwrotnej macierzy. Zaproponowano nowy, rekurencyjny wzór do obliczania WUWM. Dokładność obliczenia wyznacznika kontrolowana jest w oparciu o analizę operacji odejmowania. Opracowano nową metodę poprawy dokładności obliczenia wyznacznika macierzy. Nowy algorytm poprawy dokładności obliczenia wyznacznika metodą eliminacji Gaussa jest skuteczny przy analizie metodą węzłową obwodów zawierających źródła sterowane. W ogólnym przypadku ten algorytm nigdy nie obniża dokładności obliczeń wyznacznika macierzy, a może ją tylko poprawić.

Słowa kluczowe: metoda węzłowa, wyznacznik macierzy, wskaźnik uwarunkowania macierzy, wskaźnik uwarunkowania wyznacznika macierzy

1. WPROWADZENIE

Metody analizy obwodów liniowych zalicza się do podstawowych technik obliczeniowych elektrotechniki teoretycznej (ET) [1, 2, 3, 4, 5]. Przegląd literatury klasycznej i dydaktycznej pokazuje, że metoda węzłowa (MW) oraz jej modyfikacja (MMW) są popularne i powszechnie używane (na przykład w programie symulacji obwodów PSPICE).

¹ Roman Dmytryszyn, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 505-387-111, roman@prz.edu.pl

W postaci macierzowej równania MW zapisuje się następująco [3]:

$$\mathbf{Y} \cdot \mathbf{V} = \mathbf{J}, \quad (1)$$

gdzie: \mathbf{Y} – zespolona macierz admitancji lub rzeczywista macierz konduktancji,

\mathbf{V} – wektor potencjałów węzłowych,

\mathbf{J} – wektor prądów źródłowych.

Do głównych zalet MW należy stosunkowo prosty algorytm zapisu równań węzłowych, w których występują admitancje \mathbf{Y} oraz źródła prądu \mathbf{J} , w tym źródła prądu sterowane napięciem. W równaniu (1) niewiadomą jest wektor potencjałów węzłowych \mathbf{V} . Z obserwacji schematu obwodu łatwo zapisać macierz admitancji obwodu \mathbf{Y} , która jest głównym elementem w równaniu (1). W przeciwieństwie do metody oczkowej, w metodzie węzłowej nie istnieje problem planarności oczek.

Metody automatycznego układania równań węzłowych, z wykorzystaniem symboli, opisano w wielu materiałach źródłowych, jednak te opracowania często nie uwzględniają realnych wariantów rozwiązywania. Brakuje numerycznej analizy sposobów rozwiązywania źle uwarunkowanych równań w odniesieniu do obwodów elektrycznych [1]. Z tego powodu w niniejszej pracy skupimy się na numerycznej części analizy. Analiza obliczeń w ramach ET nie powinna dziwić, ponieważ w ET około 90% wiedzy stanowią różne działy matematyki i informatyki (w tym metody numeryczne), a tylko około 10% - z fizyki (głównie z teorii elektryczności).

Celem niniejszej pracy jest analiza sposobów rozwiązywania równania macierzowego (1), które można zanotować bardziej ogólnym wzorem

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{B} \quad (\det \mathbf{A} \neq 0, \mathbf{A} \in \mathfrak{R}^{n \times n}) \quad (2)$$

Zwrócimy uwagę na źródła błędów obliczeniowych i sposoby oceny oraz poprawy dokładności obliczeń, podczas rozwiązywania tego układu równań.

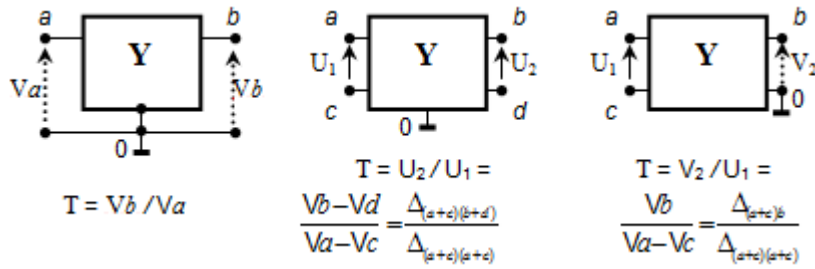
2. Metody obliczania potencjałów węzłowych

Najprostszym sposobem obliczenia potencjałów węzłowych polega na wykorzystaniu metody Cramera (Rys. 1) w postaci

$$V_i = \frac{\Delta_i}{\Delta},$$

gdzie: Δ – wyznacznik macierzy \mathbf{Y} ,

Δ_i – wyznacznik macierzy \mathbf{Y} , w której kolumnę i zastąpiono wektorem \mathbf{J} .



Rys. 1. Różne warianty wielobiegowników i wzory do obliczania transmitancji napięciowej na podstawie wyznaczników

Fig. 1. The different variants of multipole network and the determinant based formulas for calculation of the voltage transmission

W praktyce często należy obliczyć nie wszystkie potencjały węzłów, lecz stosunek napięć [3, 6]. W literaturze można znaleźć gotowe wzory dla wszystkich ilorazów prądów i napięć (transadmitancja, transimpedancja itp.) dla 3-, 4- i 5-biegowników [6].

Komentarze do Rys. 1:

V – potencjał węzła, U – napięcie między dwoma węzłami;

Δ_{ab} – wyznacznik macierzy \mathbf{Y} , w której usunięto wiersz a oraz kolumnę b ;

$\Delta_{aa,bb}$ – wyznacznik macierzy \mathbf{Y} , w której usunięto wiersze i kolumny o numerach a i b ;

$\Delta_{(a+c)b}$ oznacza wyznacznik macierzy \mathbf{Y} , w której:
dodano wiersz a do wiersza c ,
usunięto wiersz a i kolumnę b ;

$\Delta_{(a+c)(b+d)}$ oznacza wyznacznik macierzy \mathbf{Y} , w której:
dodano wiersz a do wiersza c oraz kolumnę b do kolumny d ,
skreślono wiersz a oraz kolumnę b .

Otrzymane wzory wyznacznika (minora) mnożymy przez $(-1)^{a+b}$.

Zauważmy, że $\Delta_{(a+c)b} = \Delta_{ab} - \Delta_{cb}$ oraz $\Delta_{(a+c)(b+d)} = \Delta_{(a+c)b} - \Delta_{(a+c)d}$. Zamiast skreślenia wiersza a i kolumny b można wpisać do elementu (a, b) jedynkę, a na miejsce reszty elementów wiersza a lub kolumny b wpisać zera. Ta operacja jest łatwa do wykonania dla programów zawierających operacje symboliczne (MatCad, MatLab itp.).

Wspólną cechą algorytmów opartych na metodzie Cramera jest konieczność obliczenia wyznaczników i podwyznaczników macierzy.

3. Obliczanie wyznacznika macierzy

Liczne algorytmy obliczania wyznaczników można podzielić na dwie grupy ze względu na stosowanie lub nie operacji dzielenia liczb.

3.1. Algorytmy bez dzielenia

Popularnym algorytmem obliczania wyznacznika macierzy, bez stosowania operacji dzielenia, jest metoda permutacji [7], zwana też metodą Leibniza [8]

$$\det \mathbf{A} = \sum_{i=1}^m (-1)^{\text{Inv}} \cdot a_{1,k_1} \cdot a_{2,k_2} \cdot \dots \cdot a_{n,k_n}, \quad k_i \neq k_j, \quad i, j \in \{1 \dots n\}, \quad (3)$$

gdzie: m – liczba składników wyznacznika (dla macierzy pełnych $m = n!$),

Inv – liczba inwersji w permutacji (k_1, k_2, \dots, k_n) ,

a_{i,k_j} – element macierzy, wybrany z i -tego wiersza oraz k_j -tej kolumny.

Zaletą metody permutacji jest analityczność wzoru do obliczenia wyznacznika, zawierającego wyłącznie operacje mnożenia, dodawania i odejmowania. Taki wzór można łatwo przetwarzać w programach algebry komputerowej (różniczkować, faktoryzować itp.). Sumę (3) można przekształcić obliczeniowo tak, aby występowało w niej tylko jedno odejmowanie, ponieważ w przypadku macierzy o liczbach rzeczywistych nie ma problemu z dodawaniem osobno dodatnich i osobno ujemnych składników sumy (3). Po zakończeniu obliczania wszystkich permutacji wystarczy jeden raz wykonać operację odejmowania. W przypadku zespolonych macierzy należy przeznaczyć cztery komórki (dwie – na części rzeczywiste i dwie – na części urojone), co nie zmienia istoty sprawy.

Pokażemy na przykładzie możliwość oceny dokładności obliczeń wyznacznika. Do testów wybierzmy klasyczną macierz Hilberta. Przypomnijmy, że macierz Hilberta $n \times n$ zawiera elementy w postaci ułamków zwykłych: $h_{ij} = 1/(i+j-1)$, dla $i, j = 1..n$. W Tab. 1 pokazano macierz Hilberta stopnia 5 (\mathbf{H}_5).

Tabela 1. Macierz Hilberta 5x5 (\mathbf{H}_5)

Table 1. The Hilbert's matrix of 5x5 (\mathbf{H}_5)

1	1/2	1/3	1/4	1/5
1/2	1/3	1/4	1/5	1/6
1/3	1/4	1/5	1/6	1/7
1/4	1/5	1/6	1/7	1/8
1/5	1/6	1/7	1/8	1/9

Na Rys. 2 przedstawiono dodatnie i ujemne składniki-permutacje w kolejności ich generowania dla \mathbf{H}_5 . Liczba składników-iloczynów jest znana ($5! = 120$).



Rys.2. Dodatnie oraz ujemne permutacje wyznacznika macierzy Hilberta H5

Fig. 2. The positive and negative permutations of the matrix Hilbert H5 determinant

Z obserwacji wykresu wnioskujemy, że długość dodatnich składników prawie równa się długości ujemnych składników. Porównamy dokładne wartości wyznacznika przed i po finalnym odejmowaniu:

suma dodatnich składników	$+3.412510948316716 \dots 10^{-2}$
suma ujemnych składników	$-3.412510947941787 \dots 10^{-2}$
po odejmowaniu	$+0.00000000374929 \dots 10^{-2}$
po normalizacji $\det H_5 =$	$+3.749290000000000 \dots 10^{-12}$

Niech ogólna liczba cyfr mantysy równa się około 16 (format *double*). Zannotujemy, że w tym przykładzie liczba ufnych cyfr mantysy (Q) jest około 6. Reszta cyfr mantysy (L) uważana jest za stratne. To znaczy, że liczba stratnych (niepewnych) pozycji L (ang. *lost of digits numbers*) jest około 10.

Dla porównania wykonamy obliczenie wyznacznika w jednej komórce, tzn. przez dodawanie i odejmowanie składników-permutacji w kolejności ich obliczenia. W tym wypadku krytycznym odejmowaniem okazało się ostatnie, tzn. pomiędzy ostatnim składnikiem, a sumą poprzednich składników. Oto wynik przed i po odejmowaniu:

ostatni permutacyjny iloczyn	$+3.199999999999999 \cdot 10^{-04}$
suma poprzednich 119 permutacji	$-3.199999962507049 \cdot 10^{-04}$
różnica (8 lewych zer mantysy)=	$0.000000037492950 \cdot 10^{-04}$
po normalizacji $\det H_5 =$	$+3.749295000000000 \cdot 10^{-12}$

Plus/minus składniki w dwóch eksperymentach są różne, jednak ostateczny wynik jest prawie jednakowy. W drugim obliczeniu $Q \approx 7$, a $L \approx 11$. Wniosek jest więc dość niespodziewany: sortowanie permutacji na dodatnie i ujemne, w tym przykładzie, nie przynosi żadnej korzyści w sensie dokładności obliczeń. Dla porównania w MAPLE 5 R4 obliczona dokładna wartość $\det H_5$ wynosi $3.7492951325150871636 \dots 10^{-12}$.

3.2. Algorytmy z dzieleniem

W przypadku konieczności obliczenia wszystkich potencjałów wg (1) warto zastosować programy matematyki stosowanej w ramach metod numerycznych, które przewidują operację dzielenia liczb. Jedną z popularnych metod używających dzielenia jest metoda eliminacji (redukcji) Gaussa, która wykorzystuje obliczenia „prosto” i „wstecz”. Rekurencyjny wzór eliminacji Gaussa na odcinku „prosto” wygląda następująco

$$a_{w,k}^{(r+1)} = a_{w,k}^{(r)} - \frac{a_{w,r}^{(r)} \cdot a_{r,k}^{(r)}}{a_{r,r}^{(r)}}, \quad (4)$$

gdzie:

$r = 1 \dots n-1$ – krok eliminacji (redukcji) macierzy,

$w = 2 \dots n$ – kolejny wiersz macierzy,

$k = 2 \dots n$ – kolejna kolumna macierzy.

W wyniku pierwszej fazy obliczeń (prosto) otrzymujemy macierz w postaci górnej trójkątnej, dla której wyznacznik równa się iloczynowi diagonalnych elementów. W Tab. 2 pokazano wygląd macierzy do i po eliminacji, dla przykładu $n = 4$.

Tabela 2. Macierz do redukcji Gaussa (\mathbf{A}) i po redukcji (\mathbf{A}_e)

Table 2. Matrix \mathbf{A} before Gauss reduction, the matrix after of reduction (\mathbf{A}_e)

$\mathbf{A} =$	<table border="1" style="display: inline-table;"><tr><td>a_{11}</td><td>a_{12}</td><td>a_{13}</td><td>a_{14}</td></tr><tr><td>a_{21}</td><td>a_{22}</td><td>a_{23}</td><td>a_{24}</td></tr><tr><td>a_{31}</td><td>a_{32}</td><td>a_{33}</td><td>a_{34}</td></tr><tr><td>a_{41}</td><td>a_{42}</td><td>a_{43}</td><td>a_{44}</td></tr></table>	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}	a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}	a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}	a_{41}	a_{42}	a_{43}	a_{44}
a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}														
a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}														
a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}														
a_{41}	a_{42}	a_{43}	a_{44}														

$\mathbf{A}_e =$	<table border="1" style="display: inline-table;"><tr><td>a_{11}</td><td>a_{12}</td><td>a_{13}</td><td>a_{14}</td></tr><tr><td>0</td><td>$a_{22}^{(1)}$</td><td>$a_{23}^{(1)}$</td><td>$a_{24}^{(1)}$</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>$a_{33}^{(2)}$</td><td>$a_{34}^{(2)}$</td></tr><tr><td>0</td><td>0</td><td>0</td><td>$a_{44}^{(3)}$</td></tr></table>	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}	0	$a_{22}^{(1)}$	$a_{23}^{(1)}$	$a_{24}^{(1)}$	0	0	$a_{33}^{(2)}$	$a_{34}^{(2)}$	0	0	0	$a_{44}^{(3)}$
a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}														
0	$a_{22}^{(1)}$	$a_{23}^{(1)}$	$a_{24}^{(1)}$														
0	0	$a_{33}^{(2)}$	$a_{34}^{(2)}$														
0	0	0	$a_{44}^{(3)}$														

Po ukończeniu eliminacji macierzy $\det \mathbf{A} = a_{11} \cdot a_{22}^{(1)} \cdot a_{33}^{(2)} \cdot a_{44}^{(3)}$.

Prostota algorytmu eliminacji Gaussa, podczas obliczania wyznacznika macierzy $\mathbf{A}_{n \times n}$, ujawnia się przy jego zapisie w języku PASCAL

```
for r:=1 to n-1
  for w:=r+1 to n+1 do
    for k:=r+1 to n+1 do
      A[w,k]:=A[w,k]-A[w,r]*A[r,k]/A[r,r];
detA:=A[1,1];
for i:=2 to n do detA:=detA*A[i,i];
```

gdzie r , w i k oznaczają to samo, co w (4).

3.3. Porównanie algorytmów

Korzystne jest porównanie dwóch wyżej podanych algorytmów ze względu na długość mantysy, wymaganej podczas obliczania wyznaczników jednakowych macierzy ze zmiennie-przecinkowymi rzeczywistymi elementami. Znowu wybierzemy do testowania macierze Hilberta, dla których będziemy obliczać wyznaczniki na podstawie wyżej opisanego algorytmu permutacyjnego Leibniza oraz metodzie eliminacji Gaussa. Badania przeprowadzimy w programie PASCAL dla formatu *extended*.

W wyniku badań komputerowych okazało się, że algorytm Leibniza radzi sobie z obliczeniem wyznacznika do stopnia 6 (Tab. 3). Jednakowe, starsze pozycje mantysy pogrubiono. Dla $n = 7$, w formacie *extended*, dodatnie oraz ujemne składniki są porównywalne, dlatego wynik jest fatalny (zero).

Tabela 3. Porównanie dodatnich i ujemnych składników wyznaczników macierzy Hilberta stopnia 5, 6 i 7

Table 3. Comparison of the plus and minus additions of determinant of the Hilbert's matrix for ranks 5, 6 and 7

	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$
+	3.412510948316716e-02	1.570165751140362e-02	7.12156929694698e-03
-	3.412510947941786e-02	1.570165751140363e-02	7.12156929694698e-03
det	3.74929511807835236e-12	5.3752710832757899e-18	0

Niżej, w Tab. 4, podano wartości wyznaczników dla tych samych macierzy, obliczone wg algorytmu Gaussa, również w PASCALu, dla formatu *extended*. Jednakowe cyfry mantysy, podobnie jak w Tab. 3, zostały pogrubione. Dla porównania zanotowano dokładne wartości wyznaczników, policzone w programie MAPLE. Jak widać, algorytm Gaussa pokazał dobrą dokładność, nawet podczas obliczania $\det H_7$.

Tabela 4. Porównanie wartości wyznaczników, obliczonych dokładnie (MAPLE) oraz algorytmem Gaussa

Table 4. Comparison of the calculated determinants: precisely (MAPLE) and by Gauss's algorithm

	$n = 5$	$n = 6$	$n = 7$
MAPLE	3.7492951325150e-12	5.367299887358688e-18	4.8358026239261e-25
Gauss	3.7492951325150e-12	5.367299887358365e-18	4.8358026239262e-25

Porównamy algorytmy Leibniza i Gaussa. Każdy z nich, jak zwykle, ma wady i zalety. Zaletą metody Leibniza jest otrzymanie wzoru wyznacznika w formie analitycznej, o czym wspomniano wcześniej. Oprócz tego, ciekawa właściwość polega na tym, że przy pewnej długości mantysy można otrzymać

absolutnie dokładną wartość wyznacznika dla całkowito-liczbowej macierzy. Wymagana długość mantysy (md) jest równa (około) n razy liczba cyfr mantysy całkowito-liczbowych współczynników ($md > n \cdot m_{\max}$). Natomiast istotną wadą metody Leibniza jest szybki wzrost liczby składników wyznacznika, która dla macierzy pełnych wynosi $n!$ Ponieważ macierz admitancyjna realnych obwodów elektrycznych jest wypełniona jedynie w około 30%, dlatego metodę Leibniza można stosować do obwodów zawierających nawet do 20-30 węzłów. Przy okazji należy wymienić algorytm Feussnera [9, 10], który pozwala wielokrotnie zmniejszyć liczbę operacji arytmetycznych we wzorze wyznacznika, od kilku do tysięcy razy, dzięki zastosowaniu hierarchicznej dekompozycji grafów obwodu. W wyniku powstaje wielo-nawiasowy wzór. Oto prosty przykład: rozwinięty wzór wyznacznika \mathbf{Y} -macierzy klasycznego obwodu w postaci mostka Wheatstona, zawierającego 5 admitancji (a, b, c, d, e), posiada 23 operacje arytmetyczne

$$\text{Det } \mathbf{Y} = abe + cae + cbe + dab + dac + dae + dbc + dbc.$$

Podany wzór może być otrzymany z macierzy \mathbf{Y} za pomocą symbolicznych operacji, dostępnych w programach typu Mathcad, MatLab itp. Natomiast wielo-nawiasowy wzór Feussnera zawiera prawie dwa razy mniej operacji arytmetycznych (12 operacji)

$$\text{Det } \mathbf{Y} = e(c(a + b) + ab) + d((e + c)(a + b) + ab) \quad (5)$$

Ważne jest, że na dzień dzisiejszy nie jest znany program matematyczny (w tym MATHEMATICA) z opcjami symbolicznymi, który poradzi sobie z uproszczeniem wyżej podanego wzory w postaci bez nawiasowej do postaci nawiasowej, jak to uczynił algorytm Feussnera, po dekompozycji grafu obwodu! Algorytm Feussnera nie nadaje się jednak do nawiasowego uproszczenia dowolnego wyrażenia algebraicznego.

Zaletą metody Gaussa jest minimalna liczba operacji arytmetycznych (około $n^3/3$). Wada polega na hierarchicznym włożeniu podwzorów, co komplikuje jej analityczne zastosowanie. Oprócz tego, algorytm Gaussa praktycznie nie może – podobnie do algorytmu Leibniza – dokładnie obliczyć wyznacznika całkowito-liczbowej macierzy. Do tego wymagana byłaby nieskończona mantysa podczas modelowania operacji dzielenia.

4. Ocena uwarunkowania obliczeń

Istotny postęp w szybkości obliczeń oraz ilości pamięci nowoczesnych komputerów nie wpłynął istotnie na zwiększenie dokładności obliczeń. Problem dokładności obliczeń wyznacznika można pokazać na przykładzie macierzy Hilberta (Tab. 5). Pogrubioną czcionką zaznaczono poprawne cyfry mantysy,

otrzymane w programie MAPLE. Jak widać z tabeli, zaczynając od macierzy $\mathbf{H}_{11 \times 11}$, przy wykorzystaniu profesjonalnych pakietów typu MathCad, MatLab, wyniki są obarczone dużym błędem. Dla porównania, obliczenie tych samych wyznaczników w środowisku PASCAL, z wykorzystaniem maksymalnej mantysy (*extended*), pozwoliło otrzymać dokładniejsze wyniki. Z tego wnioskujemy, że w nowoczesnych programach, przeznaczonych głównie do numerycznych obliczeń inżynierskich, nadal jest używana dokładność *double*.

Istnieje więc konieczność obiektywnej oceny dokładności obliczenia wyznacznika macierzy. Dla sprawdzenia tej dokładności można wykorzystać znany wskaźnik uwarunkowania macierzy (WUM) [11, 12], który w metodach numerycznych ma zastosowanie dla oceny dokładności rozwiązywania wyżej notowanego (2) systemu liniowych algebraicznych równań (SLAR). WUM jest współczynnikiem wzmocnienia błędu w trakcie obliczania wektora \mathbf{X} , w zależności od błędu w danych wektora \mathbf{B} oraz niedokładności macierzy \mathbf{A} .

Tabela 5. Wyznaczniki macierzy Hilberta [det H_nx_n]

Table 5. The determinant of the Hilbert matrix

n	MAPLE (<i>precisely</i>)	MathCad 6 (<i>double</i>)	MathCad 15 (<i>double</i>)	MatLab (<i>double</i>)	PASCAL (<i>extended</i>)
det $\mathbf{H}_{9 \times 9} \cdot 10^{-43}$	9.720234312	9.72027340	9.7202716438	9.7203	9.720234314
det $\mathbf{H}_{10 \times 10} \cdot 10^{-53}$	2.164179226	2.16438968	2.1644385324	2.1644	2.164179334
det $\mathbf{H}_{11 \times 11} \cdot 10^{-65}$	3.019095334	3.02799443	3.0265052167	3.0273	3.019102411
det $\mathbf{H}_{12 \times 12} \cdot 10^{-78}$	2.637780651	2.70240144	2.8503634897	2.8581	2.637965032
det $\mathbf{H}_{13 \times 13} \cdot 10^{-92}$	1.442896518	1.87070764	3.0135327695	4.4480	1.445036161
det $\mathbf{H}_{14 \times 14} \cdot 10^{-108}$	4.940314914	-532.618393	-351.16701385	-39.220	5.039172101
det $\mathbf{H}_{15 \times 15} \cdot 10^{-124}$	1.058542743	-40701.4442	-39397.218029	-21903	9.554398512

WUM pozwala oszacować górną granicę błędu, również podczas obliczania wyznacznika macierzy \mathbf{A} . Dokładniej, wskaźnik uwarunkowania wyraża maksymalny stosunek błędu względnego wektora \mathbf{X} do wartości błędu względnego wektora \mathbf{B} . Im większy jest wskaźnik uwarunkowania, tym są większe niestabilności podczas rozwiązywania SLAR. WUM nie uwzględnia błędu zaokrąglenia, który jest cechą algorytmów obliczeniowych. W metodach numerycznych wskaźnik uwarunkowania odgrywa ważną rolę. Wyżej wymienione zagadnienia należą do pojęć klasycznych, opisywanych w podręcznikach [11] i poradnikach [7] z metod numerycznych.

Uważa się, że zmiana wektora \mathbf{B} o wielkość $\Delta\mathbf{B}$ powoduje zmianę szukanego wektora \mathbf{X} o wielkość $\Delta\mathbf{X}$. Równanie (2) wygląda wtedy następująco: $\mathbf{A} \cdot (\mathbf{X} + \Delta\mathbf{X}) = \mathbf{B} + \Delta\mathbf{B}$. Wówczas

$$\text{WUM} = \text{cond}\mathbf{A} = \frac{\delta \mathbf{X}}{\delta \mathbf{B}}, \quad (6)$$

gdzie $\delta \mathbf{X} = \frac{\|\Delta \mathbf{X}\|}{\|\mathbf{X}\|}$ – stosunek normy wektora $\Delta \mathbf{X}$ do normy wektora \mathbf{X} ,

$$\delta \mathbf{B} = \frac{\|\Delta \mathbf{B}\|}{\|\mathbf{B}\|} \text{ – analogiczny stosunek dla wektora } \mathbf{B}.$$

Dla uproszczenia obliczenia WUM wykorzystuje się normy lub wartości własne macierzy \mathbf{A}

$$\text{cond}\mathbf{A} = \|\mathbf{A}\| \cdot \|\mathbf{A}^{-1}\| \text{ lub } \text{cond}\mathbf{A} = |\lambda_{\max}| / |\lambda_{\min}| \quad (7)$$

Praktyczna korzyść ze stosowania WUM polega na możliwości górnej oceny błędu względnego wg (6). Innymi słowy, $\text{cond}\mathbf{A}$ pokazuje wzmocnienie lub wrażliwość wektora \mathbf{X} na zmiany wektora \mathbf{B} . Im większe $\text{cond}\mathbf{A}$, tym do obliczeń należy wykorzystać „droższą” arytmetykę, tzn. o większej długości mantysy. Z WUM można określić liczbę stratnych cyfr (L) w $\delta \mathbf{X}$, zarówno w dziesiętnym, jak i w dwójkowym formacie [12]

$$L_{10} \leq \lg(\text{cond}\mathbf{A}) \text{ lub } L_2 \leq \log_2(\text{cond}\mathbf{A}) \quad (8)$$

Znając liczbę pewnych cyfr mantysy nominalnych (startowych) wartości elementów macierzy (md), łatwo obliczyć liczbę pewnych (ufnych) cyfr w odpowiedzi (Q). Niech Q oznacza dobroć liczby zdefiniowaną następująco

$$Q_{10} = md - L_{10} \text{ lub } Q_2 = md - L_2, \quad L \leq md \quad (9)$$

W następujących wzorach Q i L oznacza domyślnie Q_{10} i L_{10} . W Tab. 6 obliczono kilka wartości WUM jako $\text{cond}_F(\mathbf{H}_{n \times n})$ przy wykorzystaniu normy Frobeniusa, oraz podano liczbę stratnych pozycji mantysy (L). Kolumny „MAPLE” i „L” są dokładne. Natomiast kolumna „Mathcad 15”, w porównaniu z pierwszą kolumną, zawiera niepewne cyfry mantysy, zaznaczone nie pogrubioną czcionką. Z obserwacji Tab. 6 wynika, że programiści MathCad 15 powinni zakomunikować *ERROR* już przy próbie obliczenia $\text{cond}(\mathbf{H}_{12 \times 12})$, bowiem w tym przypadku $L = 16.243$. To oznacza, że w wyniku obliczeń liczba nieufnych (straconych) cyfr jest większa niż 16 cyfr mantysy w formacie *double* <16, toteż obliczenia są beznadziejne.

Wartość WUM zależy od wykorzystywanej w trakcie obliczeń normy (7). Na przykład, norma może być maksymalną sumą modułów wierszy lub kolumny, pierwiastkiem sumy kwadratów itp. Oto przykład dwóch popularnych norm: l -norma oraz norma Frobeniusa:

$$\|\mathbf{A}\|_L = \max_i \left(\sum_{j=1}^n |a_{ij}| \right) \quad \|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i,j=1}^n a_{ij}^2} \quad (10)$$

Dla sprawdzenia wpływu różnych norm na wartość WUM przeprowadzimy kilka obliczeń nad wspomnianymi wyżej macierzami Hilberta (Tab. 7). Otrzymano różne wartości dla jednakowych macierzy. Jakie wartości WUM są w takim razie poprawne? Zauważmy, że wartości WUM, wg normy Frobeniusa oraz ze stosunku wartości własnych, są bliskie, co przemawia na korzyść normy Frobeniusa. Obliczenia w Tab. 7 przeprowadzono za pomocą programu MAPLE, który jednak nie radzi sobie z obliczeniem WUM dla macierzy $H_{100 \times 100}$ w realnym czasie (co oznaczono trzema gwiazdkami).

Tabela 6. Obliczenie WUM w MAPLE i MathCad 15

Table 6. Calculation of condition number of matrix in MAPLE and MathCad 15

n	MAPLE (dokładnie)	Mathcad 15 (double)	L
$\text{Cond}_F H_{9 \times 9} \cdot 10^{11}$	5.01731437	5.017293	11.7
$\text{Cond}_F H_{10 \times 10} \cdot 10^{13}$	1.633391254	1.633232	13.213
$\text{Cond}_F H_{11 \times 11} \cdot 10^{14}$	5.339968133	5.324281	14.728
$\text{Cond}_F H_{12 \times 12} \cdot 10^{16}$	1.751775097	1.635091	16.243
$\text{Cond}_F H_{13 \times 13} \cdot 10^{17}$	5.763122228	4.441384	17.761
$\text{Cond}_F H_{14 \times 14} \cdot 10^{19}$	1.900574804	2.24992	19.279
$\text{Cond}_F H_{15 \times 15} \cdot 10^{20}$	6.280721296	3.938048	20.798
$\text{Cond}_F H_{16 \times 16} \cdot 10^{22}$	2.079274067	error	22.318

Jak widzimy, wartości $\text{cond}H_F$ oraz $\text{cond}H_L$ różnią się coraz bardziej. Wraz ze zwiększaniem stopnia macierzy Hilberta, różnica wartości odpowiednich wskaźników uwarunkowania powiększa się. Dla $n = 100$ $\text{cond}H_F = 3.776$, natomiast $\text{cond}H_L = 0.1267$. Stosunek wynosi prawie 30. Istnieje problem w odnalezieniu skutecznej oceny zastosowania odpowiedniej normy do obliczenia WUM. Jakiej wartości WUM należy używać: największej czy najmniejszej?

Celem niniejszego artykułu jest zaproponowanie metody dokładniejszego obliczania wskaźnika uwarunkowania wyznacznika macierzy (WUWM). Należy zaznaczyć, że znany WUM dotyczy głównie obliczenia uwarunkowania rozwiązywania SLAR i zależy od wartości wektora \mathbf{B} . Natomiast nowy WUWM ma prostsze zadanie – obliczyć uwarunkowanie wyznacznika macierzy. Dla tej samej macierzy $\text{WUM} \geq \text{WUWM}$.

Tabela 7. Różne wartości WUM w zależności od wartości własnych i rodzaju normy

Table 7. Different values of condition number of matrix

n		condH _L	condH _F	$\frac{ \lambda \max }{ \lambda \min }$
$\mathbf{H}_{5 \times 5}$	$*10^4$	94.366..	48.085..	47.661..
$\mathbf{H}_{8 \times 8}$	$*10^8$	338.73..	154.94..	152.58.
$\mathbf{H}_{12 \times 12}$	$*10^{16}$	4.1155..	1.7518..	1.7132..
$\mathbf{H}_{50 \times 50}$	$*10^{71}$	4330.3..	1500.9..	1422.9..
$\mathbf{H}_{100 \times 100}$	$*10^{148}$	1267.2..	405.37..	***

4.1. Wyprowadzenie wzoru do obliczenia WUWM

Do szukania poprawnego rozwiązania problemu oceny dokładności obliczenia wyznacznika nadaje się podejście statystyczne (badania Monte Carlo). Przy losowej zmianie elementów macierzy, dyspersja (rozrzut) lub odchylenie standardowe wartości $\det \mathbf{A}$ „gorszej” macierzy będzie większe (Rys. 3). Obliczenie względnego błędu statystycznego $\delta_{\det \mathbf{A}}$ przeprowadzimy tak

$$\delta_{\det \mathbf{A}} = \frac{\sigma_{\det \mathbf{A}}}{|\det \mathbf{A}_0|}, \quad (11)$$

gdzie: $\det \mathbf{A}_0$ – wartość oczekiwana (średnia) $\det \mathbf{A}$,

$\sigma_{\det \mathbf{A}}$ - odchylenie standardowe o szerokości 3σ .

Wartość $\det \mathbf{A}$, z prawdopodobieństwem wynoszącym 99.7 %, mieści się wtedy w przedziale od $(\det \mathbf{A}_0 - \sigma_{\det \mathbf{A}})$ do $(\det \mathbf{A}_0 + \sigma_{\det \mathbf{A}})$.

Wyprowadzenie wzoru prawdopodobieństwa dla obliczenia WUWM oparte jest na zastosowaniu funkcji wielu zmiennych [7]

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_m) \quad (12)$$

Dla uproszczenia przyjmujemy, że zmienne x_1, x_2, \dots, x_m są niezależne oraz ich odchylenia standardowe względne $\delta_{x_1}, \delta_{x_2}, \dots, \delta_{x_m}$ są jednakowe. Po rozwinięciu (12) w szereg Taylora oraz zignorowaniu mniejszych składników otrzymujemy wzór odchylenia standardowego funkcji y

$$\sigma_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \cdot \sigma_{x_i} \right)^2} \quad (13)$$

Zanotujemy zależność pomiędzy bezwzględnymi oraz względnymi zmiennymi w postaci

$$\sigma_{x_i} = x_i \cdot \delta_{x_i}, \quad i = 1 \dots n,$$

gdzie δ_{x_i} jest względnym standardowym odchyleniem zmiennej x_i .

Zamienimy w (13) σ_{x_i} na $x_i \cdot \delta_{x_i}$

$$\sigma_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \cdot x_i \cdot \delta_{x_i} \right)^2}$$

Ponieważ przyjęto, że $\delta_{x_1} = \delta_{x_2} = \dots = \delta_x$, to

$$\sigma_y = \delta_x \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\frac{\partial y}{\partial x_i} \cdot x_i \right)^2} \quad (14)$$

Przepiszemy (14) dla funkcji współczynników a_{ij} wyznacznika nieosobliwej macierzy \mathbf{A}

$$\sigma_{\det \mathbf{A}} = \delta_x \cdot \sqrt{\sum_{i,j=1}^n \left(\frac{\partial(\det \mathbf{A})}{\partial a_{ij}} \cdot a_{ij} \right)^2} \quad (15)$$

Wykorzystamy znaną z algebry [13] zależność pomiędzy pochodną a minorem macierzy: $\frac{\partial(\det \mathbf{A})}{\partial a_{ij}} = \mathbf{M}_{ij}$,

gdzie \mathbf{M}_{ij} – odpowiedni minor macierzy \mathbf{A} . Wtedy

$$\sigma_{\det \mathbf{A}} = \delta_x \cdot \sqrt{\sum_{i,j=1}^n (\mathbf{M}_{ij} \cdot a_{ij})^2} = \delta_x \cdot \sqrt{\sum_{i,j=1}^n d_{ij}^2} = \delta_x \cdot \|\mathbf{D}\|_{\mathbf{F}}, \quad (16)$$

gdzie $\mathbf{M}_{ij} \cdot a_{ij} = d_{ij}$ oznacza element iloczynu po współrzędnych pomiędzy macierzą \mathbf{M} oraz \mathbf{A} .

Elementy d_{ij} tworzą macierz Hadamarda \mathbf{D} . Pierwiastek z sumy kwadratów elementów macierzy \mathbf{D} oznacza, że jest to norma Frobeniusa macierzy $\|\mathbf{D}\|_{\mathbf{F}}$.

Ponieważ macierz odwrotna jest transponowaną macierzą z elementami $\frac{\mathbf{M}_{ij}}{\det \mathbf{A}}$, to

po porównaniu (16) z (8) oraz (11) otrzymamy wzór dla stratnych cyfr mantysy (L) po obliczeniu wyznacznika macierzy \mathbf{A} . Wzór ten jest łatwy do zaprogramowania w MathCad lub w MatLab.

$$L \leq \lg(\|\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{A}^T\|_F), \quad (17)$$

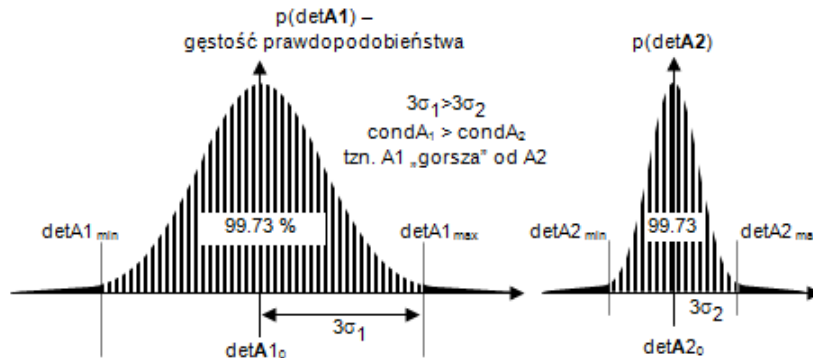
gdzie $\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{A}^T$ (duża kropka) oznacza macierz iloczynu po współrzędnych (macierz Hadamarda). Indeks $_F$ tak, jak w poprzednich notacjach, oznacza obliczenie normy macierzy Hadamarda wg Frobeniusa.

Porównując wzory (8) i (17), otrzymamy nowy wzór dla obliczenia WUWM. Indeks $_P$ oznacza, że wzór wyprowadzono na podstawie podejścia probabilistycznego

$$\text{cond}\mathbf{A}_P = \|\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{A}^T\|_F \quad (18)$$

4.2. Badania Monte-Carlo

Dla potwierdzenia poprawnego rozwiązania problemu oceny dokładności obliczenia wyznacznika zastosujemy podejście statystyczne (Monte-Carlo). Jak wyżej powiedziano, przy losowej zmianie elementów macierzy, odchylenie standardowe wartości $\det\mathbf{A}$ „dobrej” macierzy będzie mniejsze (Rys. 3).



Rys.3. Badania Monte-Carlo obliczenia wyznaczników pewnych macierzy $\mathbf{A1}$ i $\mathbf{A2}$

Fig. 3. Research of the calculation of determinants by Monte-Carlo method for some matrices $\mathbf{A1}$ and $\mathbf{A2}$

Obliczenie względnego błędu statystycznego przeprowadzimy wg (11). Wykorzystamy generator liczb losowych o rozkładzie normalnym dla losowej zmiany elementów macierzy. Jako test znowu wykorzystamy macierz Hilberta. Zmianę każdego elementu h_{ij} macierzy $\mathbf{H}_{n \times n}$ przeprowadzimy tak

$$h_{ij} = h_{0ij}(1 + k \cdot \alpha), \quad i, j = 1 \dots n,$$

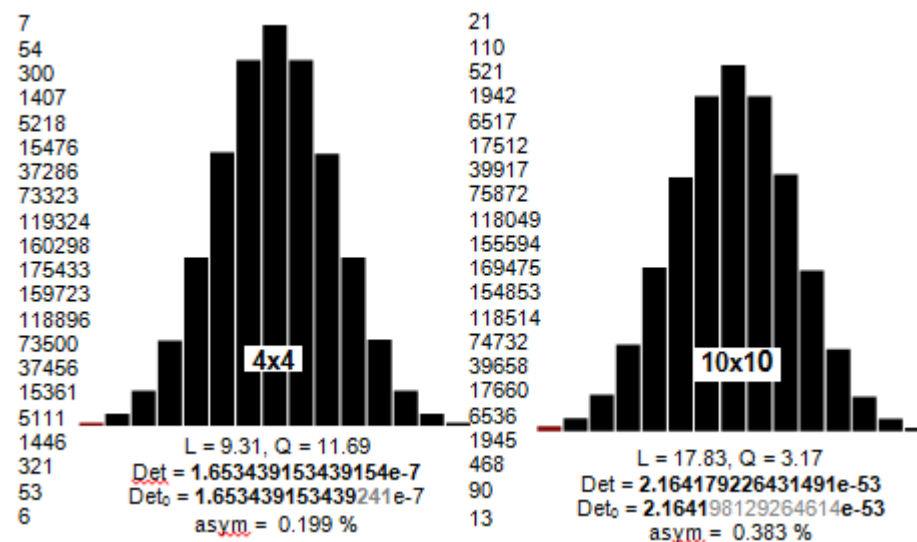
gdzie h_{0ij} oznacza wartość nominalną elementu h_{ij} macierzy Hilberta.

Po ocenie obliczeń próbnych wybrano:

$$\alpha = 10^{-15}, k = -20, -19, \dots, -1, 0, +1, \dots, +19, +20$$

Współczynnik k jest tworzony z wykorzystaniem specjalnie zaprojektowanego generatora liczb normalnych dyskretnych w zakresie ± 20 , jak zanotowano wyżej. Generator zaprogramowano w języku PASCAL z dokładnością *extended* w środowisku DELPHI.

Na Rys. 4 pokazano dwa histogramy badań statystycznych macierzy Hilberta stopnia 4 i 10 ($\mathbf{H}_{4 \times 4}$, $\mathbf{H}_{10 \times 10}$). Z lewej strony, obok każdego histogramu, wydrukowano liczniki trafień w odpowiednie słupki histogramu. Każdy słupek odpowiada pewnemu zakresowi wartości wyznacznika. Suma liczników jest równa liczbie prób Monte-Carlo (1 mln). Pod każdym histogramem wydrukowano liczbę straconych (L) oraz pewnych (Q) cyfr wartości wyznacznika, przy długości mantysy $md = 21$. Widzimy, że średnia wartość wyznacznika macierzy $\mathbf{H}_{4 \times 4}$ zawiera więcej pewnych cyfr (pogrubiona czcionka) w porównaniu z wyznacznikiem macierzy $\mathbf{H}_{10 \times 10}$. Wydrukowano również dokładne wartości wyznacznika, obliczone w MAPLE (Det) oraz średnią wartość, otrzymaną metodą Monte-Carlo (Det₀). Jakość badań statystycznych potwierdza wskaźnik asymetrii histogramu, jako jedynka minus stosunek sumy lewych słupków do sumy prawych (w procentach).

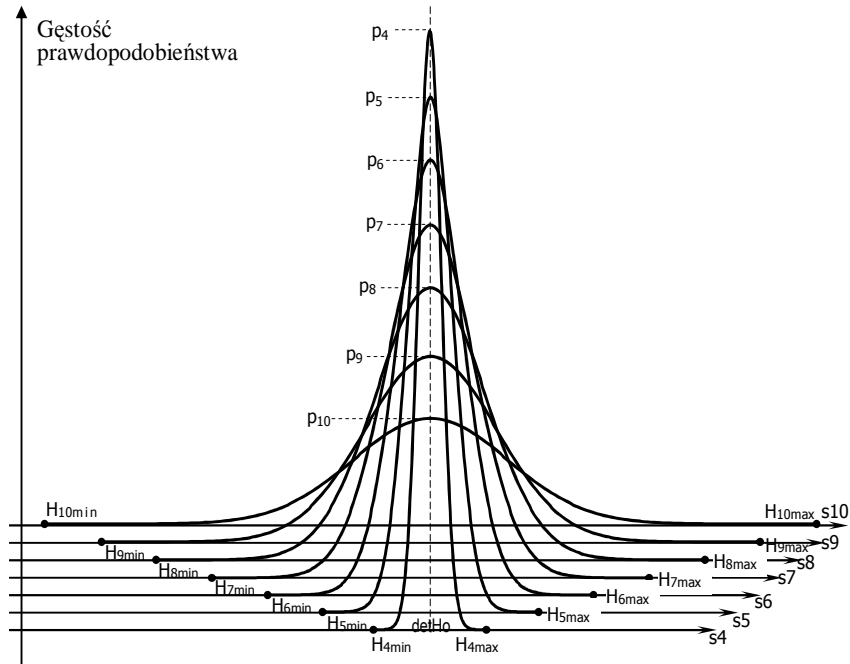


Rys. 4. Ilustracja do statystycznej oceny dokładności obliczenia $det\mathbf{H}_4$ i $det\mathbf{H}_{10}$

Fig. 4. The illustration about the statistical estimation of calculation precision of both $det\mathbf{H}_4$ and $det\mathbf{H}_{10}$

Na Rys. 5 pokazano znormalizowane oraz wygładzone wykresy odpowiednich histogramów dla zakresu od $det\mathbf{H}_{4 \times 4}$ do $det\mathbf{H}_{10 \times 10}$. Każdy wykres posiada własną skalę wartości wyznacznika (oznaczoną jako $s_4 - s_{10}$).

Widzimy, że wyznaczniki wyższego rzędu wymagają większej dokładności obliczeń.



Rys.5. Histogramy obliczenia $\det\mathbf{H}_4 - \det\mathbf{H}_{10}$ metodą Monte-Carlo

Fig. 5. Histograms of $\det\mathbf{H}_4 - \det\mathbf{H}_{10}$ calculation by the Monte-Carlo method

4.3. Porównanie badań analitycznych i Monte-Carlo

Otrzymane wartości WUWM porównamy i ocenimy w oparciu o wyniki badań nad macierzami Hilberta (Tab. 8). Kolumna $\text{cond}\mathbf{H}_L$ oraz następną są przepisane z Tab. 4. Dalej $\text{Cond}\mathbf{H}_P$ oznacza wartość WUWM obliczoną na podstawie nowego wzoru (18). $\text{Cond}\mathbf{H}_S$ oznacza wartość WUWM obliczoną na podstawie wyżej opisanych badań statystycznych Monte-Carlo.

Z porównania kolumn wnioskujemy, że:

wartości w kolumnach $\text{Cond}\mathbf{H}_P$ i $\text{Cond}\mathbf{H}_S$ są bardzo bliskie oraz mniejsze od wartości pokazanych w poprzednich dwóch kolumnach,
ze wszystkich kolumn za najbardziej wiarygodną należy uważać $\text{Cond}\mathbf{H}_S$, opartą na próbach statystycznych.

Z tego wynika, że wiarygodność WUWM, obliczonego wg wzoru (18) jako $\text{Cond}\mathbf{H}_P$, jest wysoka, co potwierdzają badania statystyczne ($\text{Cond}\mathbf{H}_S$).

Wykorzystując (17) możemy obliczyć liczbę stratnych cyfr (L) dla różnych wyznaczników macierzy Hilberta. Na przykład, przy obliczeniu $\det\mathbf{H}_{8 \times 8}$ tracimy

około 9 cyfr dziesiętnych. Wystarczy dokładność *double*. Dla obliczenia $\det \mathbf{H}_{12 \times 12}$ tracimy około 15 cyfr, dlatego należy użyć dokładności *extended*. Dla $\det \mathbf{H}_{50 \times 50}$ należy stosować arytmetykę opartą na wykorzystaniu mantysy dłuższej niż 72 cyfry dziesiętne, a dla $\det \mathbf{H}_{100 \times 100}$ - większej niż 149 cyfr. Dwie gwiazdki oznaczają niedostateczność dla obliczeń dokładności *extended*. Trzy gwiazdki, jak poprzednio, oznaczają zbyt długi czas obliczeń.

Tabela 8. Porównanie klasycznych i statystycznych obliczeń WUM i WUWM dla przykładu wyznacznika macierzy Hilberta

Table 8. Comparison of classic and statistical calculations of WUM and WUWM for the example of the Hilbert's matrix determinant

n		condH _F	$\frac{ \lambda \max }{ \lambda \min }$	condH _P	condH _S
$\mathbf{H}_{5 \times 5}$	$*10^4$	48.085..	47.661..	4.6781	4.6809
$\mathbf{H}_{8 \times 8}$	$*10^8$	154.94..	152.58..	8.3703	8.3726
$\mathbf{H}_{12 \times 12}$	$*10^{16}$	175.18..	171.32..	5.6787	5.8304
$\mathbf{H}_{50 \times 50}$	$*10^{71}$	1500.9..	1422.9..	9.7697	**
$\mathbf{H}_{100 \times 100}$	$*10^{148}$	405.37..	***	1.2283	**

5. DODATEK

W dodatku podamy wyniki badań na temat analizy i poprawy dokładności obliczenia wyznacznika macierzy.

5.1. Rekurencyjny wzór dla obliczenia L

Pokażemy możliwość rekurencyjnego obliczenia stratnych cyfr mantysy wyznacznika (L). Na początku przepisemy wzór eliminacji Gaussa (4) dla macierzy Hilberta

$$h_{w,k}^{(r+1)} = h_{w,k}^{(r)} - \frac{h_{w,r}^{(r)} \cdot h_{r,k}^{(r)}}{h_{r,r}^{(r)}}, \quad (\text{d1})$$

$h_{i,j}^{(e)}$ jest w ogólnym przypadku funkcją od wszystkich elementów macierzy (w naszym przykładzie od elementów $h_{11} \dots h_{nn}$). Dla każdego elementu $h_{w,k}^{(r+1)}$, w toku eliminacji, równoległe można otrzymać maksymalnie n^2 pochodnych typu $\frac{\partial h_{w,k}^{(r+1)}}{\partial h_{ij}}$, dlatego macierz pochodnych od $h_{w,k}^{(r+1)}$ jest 4-wymiarowa.

Wprowadzimy oznaczenie pochodnej $\frac{\partial h_{w,k}^{(r+1)}}{\partial h_{ij}^{(r)}}$ w postaci $d_{w,k,i,j}^{(r+1)}$. Teraz

zanotujemy, bez elementarnego wyprowadzenia, wzór rekurencyjny

$$d_{w,r,i,j}^{(r+1)} = d_{w,r,i,j}^{(r)} - \frac{d_{w,r,i,j}^{(r)} \cdot h_{r,k}^{(r)} + d_{r,k,i,j}^{(r)} \cdot h_{w,r}^{(r)}}{h_{r,r}^{(r)}} + \frac{d_{r,r,i,j}^{(r)} \cdot h_{w,r}^{(r)} \cdot h_{r,k}^{(r)}}{h_{r,r}^{(r)2}}$$

$h_{w,s}^{(m)}$ oznacza wartość elementu macierzy Hilberta w wierszu w i w kolumnie s , na m -tym etapie eliminacji. Zauważmy, że pivot-element jest zawsze wybierany na przekątnej.

Opis algorytmu obliczenia L jest dosyć skomplikowany, dlatego podamy tylko wydruk odpowiedniego PASCAL-programu dla $n = 5$. Komentarze do programu podano w standardowym formacie (po //)

```
var H, Ho: array [1..5,1..5] of extended;
    D //czterowymiarowa macierz pochodnych
      : array [1..5,1..5,1..5,1..5] of extended;
    r,w,k,i,j,n: integer;
    Hd, //tabela wartości lokalnych wyznaczników
    L, //tabela liczby stratnych cyfr mantysy
    Q, //tabela liczba ufnych cyfr mantysy
    dlt //tabela liczników wzoru dla delta
      : array[1..5] of extended;

BEGIN
  n:=5;
  for i:=1 to n do
    for j:=1 to n do
      begin H[i,j]:=1/(i+j-1); Ho[i,j]:=H[i,j];
      end; //koniec formowania macierzy Hilberta
  for w:=1 to n do //startowe jedynki macierzy D
    for k:=1 to n do D[w,k,w,k]:=1;
  for r:=1 to n-1 do //start obliczenia macierzy D
    for w:=r+1 to n do
      for k:=r+1 to n do
        begin
          H[w,k]:=H[w,k]-H[w,r]*H[r,k]/H[r,r]; //wzór (d1)
          for i:=1 to w do
            for j:=1 to k do
              D[w,k,i,j]:= D[w,k,i,j]-(D[w,r,i,j]
                *H[r,k]+D[r,k,i,j]*H[w,r])/H[r,r]
```

```

        +D[r,r,i,j]*H[w,r]*H[r,k]/SQR(H[r,r]);
    end; //koniec obliczenia macierzy D
Hd[1]:=1;
for r:=1 to n do dlt[r]:=0;
for i:=2 to n do Hd[i]:=Hd[i-1]*H[i,i]; //wyznaczniki
                                                //lokalnych macierzy
for r:=2 to n do
for i:=1 to r do
for j:=1 to r do
begin //obliczenie lokalnych macierzy D na przekatnych
if (i>r-1) OR (j>r-1) then
D[r,r,i,j]:=D[r,r,i,j]*Hd[r-1] else
D[r,r,i,j]:=D[r,r,i,j]*Hd[r-1]+D[r-1,r-1,i,j]*H[r,r];
dlt[r]:=dlt[r]+SQR(D[r,r,i,j]*Ho[i,j]);
end;
for r:=2 to n do
begin dlt[r]:=SQRT(dlt[r]); // pierwiastek sumy
                                // kwadratów
L[r]:=ABS(0.4342944819*ln(Hd[r]/dlt[r]));
                                //stratne cyfry mantysy
Q[r]:=15-L[r]; //ufne cyfry mantysy
end;
END.

```

W Tab. T1 pokazano wydruk 4-wymiarowej macierzy **D**, otrzymanej po uruchomieniu wyżej opisanego programu. Każda kratka macierzy 5x5 zawiera mniejsze podmacierze (od 1x1 do 5x5), zanotowane białą czcionką na ciemnym tle. Szare kratki macierzy oznaczają niezerowe wartości, tworzone i wykorzystywane w toku obliczeń. Białe kratki oznaczają zerowe wartości.

Czarne dwu-wymiarowe kwadratowe macierze na przekątnej oznaczają liczniki elementów dla transponowanej odwrotnej macierzy Hilberta odpowiedniego stopnia

$$\Delta_{ij} = \frac{\partial \det \mathbf{H}_{r \times r}}{\partial h_{ij}}, \quad r = 2 \dots 5, \quad i, j = 1 \dots r. \quad (\text{d2})$$

Na podstawie tych elementów liczy się odchylenie standardowe wg (16) dla wszystkich wyznaczników macierzy Hilberta, od stopnia 2 do stopnia n (w naszym przykładzie do 5).

Dalej program liczy liczbę stratnych cyfr mantysy (L) dla wymienionych wyznaczników, które dla naszego przykładu są równe: $L(\mathbf{H}_{2 \times 2}) = 0.8495$, $L(\mathbf{H}_{3 \times 3}) = 2.0079$, $L(\mathbf{H}_{4 \times 4}) = 3.3085$ i $L(\mathbf{H}_{5 \times 5}) = 4.6701$.

Tabela T1. 4-wymiarowa tabela pochodnych dla macierzy Hilberta $H_{5 \times 5}$.

Table T1. The 4-dimensional table of the derivative for Hilbert's matrix $H_{5 \times 5}$

		1			2			3			4				5				
1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
	2	1	0	Δ_{11}	Δ_{12}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	2	1	Δ_{21}	Δ_{22}	0	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1
	3	1	0			Δ_{11}	Δ_{12}	Δ_{13}			0					0	0		
3	2	0	0	0	Δ_{21}	Δ_{22}	Δ_{23}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	3	1		1	Δ_{31}	Δ_{32}	Δ_{33}			0	1				0	0	0	1	
4	1	0						Δ_{11}	Δ_{12}	Δ_{13}	Δ_{14}							0	
	2	0	0	0				Δ_{21}	Δ_{22}	Δ_{23}	Δ_{24}							0	
4	3	0	0	0	0	0	0	Δ_{31}	Δ_{32}	Δ_{33}	Δ_{34}							0	
	4	1		1			1	Δ_{41}	Δ_{42}	Δ_{43}	Δ_{44}							0	1
5	1	0												Δ_{11}	Δ_{12}	Δ_{13}	Δ_{14}	Δ_{15}	
	2	0	0	0										Δ_{21}	Δ_{22}	Δ_{23}	Δ_{24}	Δ_{25}	
5	3	0	0	0	0	0	0							Δ_{31}	Δ_{32}	Δ_{33}	Δ_{34}	Δ_{35}	
	4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			Δ_{41}	Δ_{42}	Δ_{43}	Δ_{44}	Δ_{45}	
5	1		1				1				1			Δ_{51}	Δ_{52}	Δ_{53}	Δ_{54}	Δ_{55}	

5.2. Analiza odejmowania

Wyżej opisane metody oceny uwarunkowania macierzy są w ten lub inny sposób oparte na obliczeniu elementów odwrotnej macierzy. To oznacza, że przy braku wystarczającej długości mantysy nie da się poprawnie obliczyć odwrotnej macierzy, dlatego mylnie będzie obliczony WUWM. W zasadzie, można dokładnie obliczyć WUWM, jednak to wymaga zastosowania programu MAPLE, co nie zawsze jest łatwe.

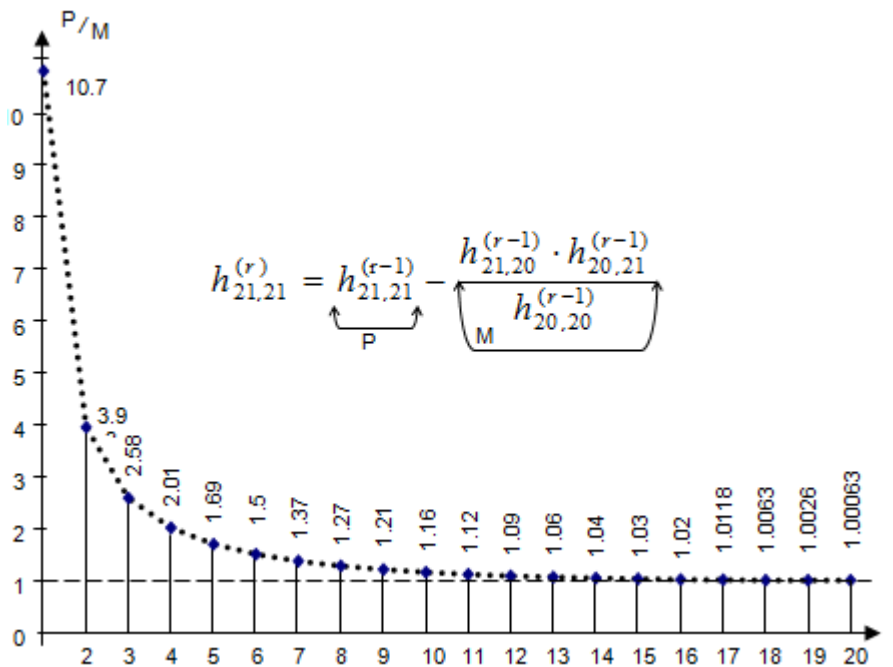
Dla szacunkowej oceny uwarunkowania macierzy, bez stosowania macierzy odwrotnej, można zaproponować analizę odejmowania liczb w czasie obliczania wyznacznika. Pierwszy sposób wypływa z wyżej opisanego algorytmu bez dzielenia (Leibniza) (patrz p. 3.1). Porównując liczby przed ostatnim odejmowaniem oceniamy liczbę starszych jednakowych cyfr mantysy (L). Gdy okaże się, że ta liczba jest bliska długości mantysy, to znaczy, że dalsze obliczenia należy albo przerwać i użyć dłuższej mantysy, albo wykorzystać program typu MAPLE.

Podobny sposób analizy odejmowania można stosować i w algorytmach z dzieleniem (metoda Gaussa, patrz p. 3.2). Wystarczy „obserwować” dodatnie i ujemne składniki we wzorze eliminacji Gaussa (4). W Tab. 7 i na Rys. F1 pokazano wyniki analizy odejmowań przy rekurencyjnym obliczeniu elementu $h_{21 \times 21}$ macierzy Hilberta $H_{21 \times 21}$, na każdym etapie redukcji ($r = 1 \dots 20$).

Tabela T2. Odejmowania przy obliczeniu elementu $h_{21 \times 21}$ przy eliminacji Gaussa

Table T2. Subtractions during the calculation of the element $h_{21 \times 21}$ by the Gauss reduction

$r=1$, $P= 0.2439024390e-1$ $M= \underline{0.0226757369e-1}$ $P-M= 0.221226702e-1$ $P/M = 10.75609756$	$r=3$ $+0.1650058666e-1$ $\underline{-0.0639436723e-1}$ $=0.1010621943e-1$ $P/M = 2.580487805$	$r=5$ $+0.5070655235e-2$ $\underline{-0.2993714851e-2}$ $=0.2076940384e-2$ $P/M = 1.693766938$
$=7$ $0.6912893291e-3$ $\underline{-0.5054282749e-3}$ $=0.1858610542e-3$ $P/M = 1.367729831$	$=9$ $0.400644364e-4$ $\underline{-0.332044140e-4}$ $=0.068600224e-4$ $P/M = 1.206599713$	$=11$ $0.9222919015e-6$ $\underline{-0.8263197994e-6}$ $=0.0959721021e-6$ $P/M = 1.116144019$
$=13$ $0.7591543235e-8$ $\underline{-0.7145391934e-8}$ $=0.0446151301e-8$ $P/M = 1.062439024$	$=15$ $0.1891125758e-10$ $\underline{-0.1835549817e-10}$ $=0.005575941e-10$ $P/M = 1.030277544$	$=17$ $0.1072066756e-13$ $\underline{-0.1059537123e-13}$ $=0.0012529633e-13$ $P/M = 1.011825573$
$=18$ $0.1252963338e-15$ $\underline{-0.1245154010e-15}$ $=0.0007809328e-15$ $P/M = 1.006271777$	$=19$ $0.7809328285e-18$ $\underline{-0.7788790932e-18}$ $=0.0020537352e-18$ $P/M = 1.002636783$	$=20$ $0.2053735249e-20$ $\underline{-0.2052451665e-20}$ $=0.0001283584e-20$ $P/M = 1.000625391$



Rys.F1. Stosunek dodatniego (P) do ujemnego (M) składnika elementu $h_{21,21}$ na każdym r -kroku eliminacji Gaussa

Fig. F1. Mutual relations of the positive (P) and the negative (M) items by the every r -step with the Gauss elimination of the element $h_{21, 21}$

5.3. Poprawa dokładności obliczenia wyznacznika

W poprzednich rozdziałach celem badań była analiza dokładności obliczenia wyznacznika macierzy oraz nowa metoda wyznaczenia wskaźnika uwarunkowania wyznacznika macierzy. Jednak wyższym celem jest poprawa dokładności obliczeń wyznacznika. Pokażemy taką możliwość podczas obliczania wyznacznika metodą redukcji Gaussa [14, 15, 16].

Idea możliwości poprawy dokładności obliczeń polega na wykorzystaniu dwóch czynności: wprowadzeniu dodatkowej kolumny do analizowanej macierzy oraz równoległej macierzy dobroci Q , i wykorzystanie informacji o dokładności Q lub stratności L elementów kolejnego wiersza, w trakcie eliminacji Gaussa, w celu zamiany mniej dokładnego elementu.

Przyjmujemy, że macierz \mathbf{A} stopnia n nie jest osobliwa oraz współczynniki $a_{wk}^{(i)}$ są liczbami rzeczywistymi, gdzie $w, k = 1..n$ – numer wiersza (kolumny). Z macierzy \mathbf{A} tworzymy rozszerzoną macierz \mathbf{A}_d , zawierającą wszystkie elementy macierzy \mathbf{A} oraz dodatkową kolumnę $n+1$. Suma elementów w każdym wierszu macierzy \mathbf{A}_d powinna być zerowa, dlatego każda kratka w \mathbf{A}_d jest równa sumie wszystkich elementów odpowiedniego wiersza, ale z przeciwnym znakiem

$$a_{w, n+1}^{(0)} = - \sum_{k=1}^n a_{wk}^{(0)}, \quad w = 1..n \quad (d3)$$

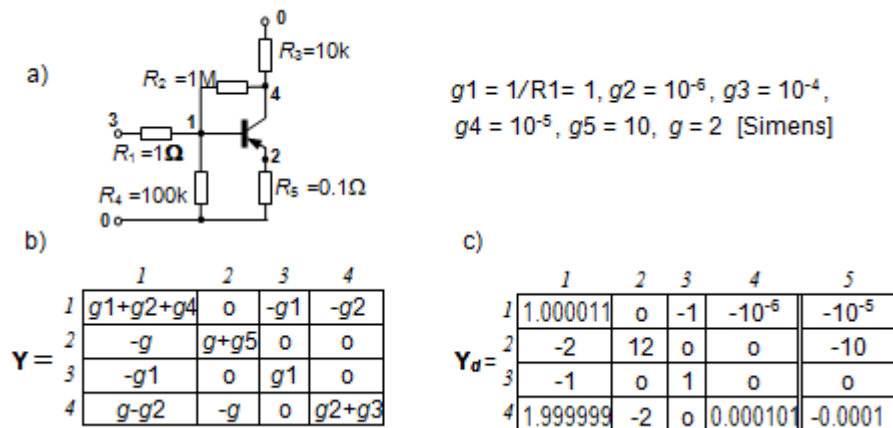
Możliwość poprawy dokładności metody redukcji Gaussa polega na tym, że po każdym kroku r redukcji macierzy \mathbf{A}_d przynajmniej jeden element wiersza $a_{wk}^{(r+1)}$, $k = 1..n+1$ można obliczyć innym sposobem, na podstawie właściwości d3), tzn.

$$a_{wk}^{(r+1)} = - \sum_{j=r+1, j \neq k}^{n+1} a_{wj}^{(r+1)}, \quad (d4)$$

gdzie: $r = 1..n-1$, $w = r+1..n$, $k = r+1..n+1$.

Jak zaznaczono, idea nowego algorytmu polega na możliwości zamiany niedokładnego elementu w kolejnym wierszu macierzy \mathbf{A}_d . Niedokładność ocenia się na podstawie odpowiedniej wartości w równoległej macierzy Q (lub L), w zależności od tego, który z elementów, obliczony wg (4) lub wg (d4), będzie zawierać większe Q (lub mniejsze L), ta liczba będzie wpisana do macierzy. Nowa metoda nigdy nie obniża dokładności obliczeń wyznacznika, a może ją tylko podnieść.

Dla ilustracji poprawy dokładności redukcji Gaussa wykorzystamy obwód elektryczny w postaci wzmacniacza na tranzystorze (Rys. F2). Pomijając szczegóły związane z modelowaniem liniowych obwodów elektrycznych metodą potencjałów węzłowych [5], zapiszemy dla obwodu macierz admittancej \mathbf{Y} . Z macierzy \mathbf{Y} utworzono macierz \mathbf{Y}_d , w której dodano, zgodnie z (d3), piątą kolumnę. Oprócz tego, równocześnie utworzono macierz dobroci liczb \mathbf{Q} , z jednakowymi elementami o wartości 7. To oznacza, że dane wejściowe zawierają 7 poprawnych (ufnych) cyfry mantysy. Celem badań numerycznych jest analiza jakości obliczenia wyznacznika macierzy \mathbf{Y} wg wzoru Gaussa (4). Równocześnie liczy się macierz \mathbf{Q} .



Rys. F2. Przykład obwodu (a), jego \mathbf{Y} -macierz (b) oraz dopełniona macierz \mathbf{Y}_d (c)

Fig. F2 An example of circuit (a), its \mathbf{Y} -matrix (b) and expanded \mathbf{Y}_d -matrix (c)

Testowe obliczenia wykonujemy za pomocą programu MathCad, z dokładnością *double*. Z powodu ograniczenia artykułu pokażemy tylko ważne dla algorytmu fragmenty obliczeń.

Obserwując proces redukcji krok po kroku można zauważyć, że istotnym momentem redukcji macierzy \mathbf{Y} jest obliczenie elementu na przekątnej w kratce (3, 3), podczas redukcji elementu $a_{1,1}$. Dobroć elementu $Q_{3,3} = 1.6$. Porównanie tej dobroci z dobrocią reszty elementów trzeciego wiersza pokazuje, że element y_{33} obliczony jest z mniejszą dokładnością w porównaniu z innymi elementami macierzy \mathbf{Y} , na pierwszym kroku redukcji. Główną przyczyną niedokładności jest odejmowanie prawie równych liczb:

$$y_{33} = y_{33} - y_{31} \cdot y_{13} / y_{11} = 1 - 1 \cdot 1 / 1.000011 = 1 - 0.999989 = 1.1 \cdot 10^{-5}.$$

Po ukończeniu redukcji, wg klasycznego algorytmu Gaussa, wyznacznik ma wartość $\det = 2.001332 \cdot 10^{-5}$ oraz dobroć $Q_{\det} = 1.49$.

Obliczymy teraz ten sam element y_{33} alternatywnym sposobem wg sumy (d4)

$$y_{33}' = -(y_{34} + y_{35}) = 9.99989 \cdot 10^{-7} + 9.99989 \cdot 10^{-6} = 1.0999879 \cdot 10^{-5}.$$

Teraz dobroć $Q_{3,3}'$ elementu y_{33}' równa się 6.6 i jest większa od poprzedniej wartości $Q_{3,3} = 1.6$. Innymi słowy, ma miejsce powiększenie dokładności obliczenia, dzięki wykorzystaniu elementu y_{33}' . Zamieniamy y_{33} na y_{33}' oraz Q_{33} na Q_{33}' . Po opisanej zamianie i ukończeniu redukcji, wyznacznik $\det \mathbf{Y}$ ma wyższą dobroć: $Q = 6.3$ zamiast $Q = 1.49$, co potwierdza skuteczność nowego algorytmu. Na tym przykładzie pokazano, jak dzięki nowemu algorytmowi zidentyfikować możliwość utraty dokładności obliczeń oraz dokonano zamiany mniej dokładnej wartości na dokładniejszą.

Zauważymy, że przy redukcji Gaussa korekta obliczeń miała miejsce tylko jeden raz, chociaż prób możliwości korekty było sześć (przy obliczeniu kolejnego wiersza). Innej zamiany wg (4) nie przeprowadzono z przyczyny ich nieskuteczności, co oznacza niemożliwość obniżenia dokładności klasycznej metody eliminacji Gaussa. Przy redukcji macierzy \mathbf{Y} obwodu pasywnego korekta obliczeń elementów diagonalnych (własnych admitancji) dokonuje się każdorazowo wg (d4), co nie zaprzecza nowej idei [10]. Ceną modyfikacji algorytmu Gaussa jest wprowadzenie dodatkowej kolumny macierzy oraz dodatkowej macierzy dobroci liczb Q , która obliczana jest równoległe z redukcją Gaussa.

6. Wnioski

W pracy zaproponowano cztery nowe podejścia do wyjaśnienia oraz rozwiązywania znanych zagadnień:

1. Dla otrzymania tej samej dokładności obliczenia wyznaczników algorytm permutacji Leibniza wymaga arytmetyki o dłuższej mantysie w porównaniu do algorytmu redukcji Gaussa.

2. Nowy wzór (18) dla obliczenia wskaźnika uwarunkowania wyznacznika macierzy (WUWM) pozwala zmniejszyć wymagania co do długości mantysy w porównaniu z klasycznym wzorem do obliczenia wskaźnika uwarunkowania macierzy (WUM). Nowy wzór może być również stosowany i do analizy dokładności rozwiązania SLAR, w jakości pierwszego przybliżenia ze strony krótszej mantysy. Badania dokładności obliczenia wyznaczników macierzy metodą Monte-Carlo potwierdzają skuteczność wzoru (18) oraz pozwalają rozszerzyć wiedzę na temat uwarunkowania obliczeń.

3. Zaproponowany algorytm porównania liczb przy odejmowaniu w czasie obliczenia wyznacznika pozwala sprawdzić wystarczalność długości mantysy, bez konieczności obliczania odwrotnej macierzy.

4. Nowy algorytm poprawy dokładności obliczenia wyznacznika metodą eliminacji Gaussa jest skuteczny przy analizie metodą węzłową obwodów zawierających źródła sterowane. W ogólnym przypadku ten algorytm nigdy nie obniża dokładności obliczeń wyznacznika macierzy, a może ją tylko poprawić.

Literatura

- [1] Bajorek J.: Sygnały i układy. Materiały pomocnicze. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 1999.
- [2] Bolkowski S.: Obwody elektryczne, WNT, Warszawa, 2000.
- [3] Osowski I., Szabatin J.: Podstawy teorii obwodów, WNT, Warszawa, 2000.
- [4] Dorf R.: Introduction to Electric Circuits, Jon Wiley & Sons, New York, 1989.
- [5] Dmytryshyn R., Rusin I., Rzepka K., „Wielomianowa redukcja obwodów”, XXII Seminarium z podstaw elektrotechniki i teorii obwodów SPETO-99, Politechnika Śląska, Gliwice, pp. 487-490, 1999.
- [6] Sigorski W., Petrenko A.: Podstawy teorii obwodów elektronicznych, „Wyzsza Szkoła”, Kiev, pp. 573. 1971 (w j. rosyjskim).
- [7] Bronsztejn I., Siemiendajew K.: Matematyka. Poradnik encyklopedyczny, PWN, Warszawa, 2004.
- [8] Leibniz G.: Formula_for_determinants, http://en.wikipedia.org/wiki/Leibniz_formula_for_determinants, [dostęp 01-03-2009]
- [9] Feussner W.: Über Stromverzweigung in Netzförmigen Leitern, Annalen der Physik, Leipzig, vol.9, pp.1304-1329, 1902.
- [10] Dmytryshyn R.: Analiza obwodów liniowych metodą Feussnera, XXVII IC-SPETO, Międzynarodowa konferencja z podstaw elektrotechniki i teorii obwodów, Politechnika Śląska, Gliwice-Ustroń, 2003, ss. 509-512.
- [11] Bachvalov N.: „Numerical methods”, Nauka, Moskau, 1975. (In Russian)
- [12] James Kesling J.: The Condition Number for a Matrix, www.math.ufl.edu/~kees/ConditionNumber.pdf [dostęp 01-04-2010].
- [13] Gantmacher F.: Theory of matrices, AMS Chelsea publishing., 1959.
- [14] Dmytryshyn R.: Modification of Gauss Method, Proc. of the Conference “Problems of physical and biomedical electronic”, Kiev, pp. 156-159, 1996 (in Ukrainian).
- [15] Dmytryshyn R.: Modified Feussner’s method, 7th International Workshop on Symbolic Methods and Applications in Circuit Design, SMACD-2002, Rumunia, Sinaia, pp. 47-52, 2002.
- [16] Dmytryshyn R.: The Improvement of the Gauss Method Accuracy, Proc. of CMS’09 Computer Methods and Systems, Krakow, ISSN 83-916420-5-4, pp. 419-424, 2009. [dostęp 10-01-2010].

CALCULATION OF THE DETERMINANT IN ANALYSIS OF CIRCUITS BY NODE VOLTAGE METHOD

Summary

The new method of the estimation of precision of the condition number of determinant matrix (CNDM) calculation is worked out. The determinants are used by linear circuits' analysis with the node method. The estimation of precision is based on the calculus of probability using Monte-Carlo method. Random change of matrix elements leads to a dispersion value of its determinant. Greater dispersion of determinant means that the matrix is more difficult for the calculations. The new formula for the calculation of condition number of matrix using the product of values of the every entry of the matrix A on its minor was developed. Obtained values of condition number are more accurate comparing to classic values. The accuracy of the new formula was proven with the Monte-Carlo method. The convenience of the usage as value of inaccuracy the number of lost (inaccurate) digits of mantissa versa condition number matrix was shown as added benefit.

Monte-Carlo calculations to determine the required precision matrix determinant is relatively complicated and lengthy process. Therefore author proposed a new formula for the calculation of the condition number of the matrix determinant (CNMD) without the Monte-Carlo calculus.

The method of the control of precision of calculation on the basis of analysis of subtraction is worked out. A new method for improving the precision of the calculation of the determinant of a matrix is proposed. The Hilbert matrices are canonical examples of ill-conditioned matrices, making them notoriously difficult to use in numerical computation and of the determinant calculation.

Keywords: node voltage method, determinant of the matrix, condition number of the matrix, condition number of the matrix determinant

DOI: 10.7862/re.2013.6

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Jakub FURGAŁ¹
Maciej KUNIEWSKI²

ANALIZA PRZEPIĘĆ PIORUNOWYCH PRZENOSZONYCH PRZEZ TRANSFORMATORY ROZDZIELCZE DO SIECI NISKIEGO NAPIĘCIA

Urządzenia elektryczne niskiego napięcia są poddawane działaniu przepięć powstających w sieciach i instalacjach niskiego napięcia oraz przepięć powstających w sieciach rozdzielczych. Analiza narażeń przepięciowych w sieciach niskiego napięcia ma duże znaczenie ze względu na wzrastającą liczbę urządzeń elektrycznych niskiego napięcia i aparatury elektrycznej wrażliwej na oddziaływanie przepięć oraz zwiększające się wymagania odnośnie do niezawodności ich działania. Przepięcia powstające w sieciach rozdzielczych docierają do sieci niskiego napięcia między innymi w wyniku zjawiska przenoszenia przepięć przez uzwojenia transformatorów rozdzielczych. Uzwojenia transformatorów stanowią bowiem złożone nieliniowe układy elektryczne między którymi istnieją silne sprzężenia elektromagnetyczne. Przyczyną powstawania przepięć o największych wartościach w sieciach rozdzielczych są wyładowania piorunowe do linii napowietrznych. Podstawą analizy przepięć w układach elektroenergetycznych są głównie wyniki symulacji komputerowych wykonane z zastosowaniem modeli urządzeń odzwierciedlających zjawiska fizyczne w warunkach szybkozmiennych zjawisk przejściowych.

W artykule przedstawiono analizę przepięć piorunowych w sieciach niskiego napięcia przenoszonych przez transformatory rozdzielcze na podstawie wyników obliczeń przepięć wykonanych z zastosowaniem programu Electromagnetic Transients Program-Alternative Transients Program (EMTP-ATP). Do obliczeń zastosowano wysokoczęstotliwościowy model transformatora rozdzielczego, opracowany na podstawie wyników rejestracji funkcji przenoszenia. Analizowano wpływ beziskiernikowych ograniczników przepięć z tlenków metali na przepięcia piorunowe przenoszone przez transformatory rozdzielcze do sieci niskiego napięcia.

Słowa kluczowe: przepięcia piorunowe, przepięcia przenoszone, transformatory rozdzielcze, ochrona przepięciowa, symulacje komputerowe

¹ Jakub Furgał, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektrotechniki i Elektroenergetyki, Al. A. Mickiewicza 30, 30-962 Kraków, tel.: 126173761, furgal@agh.edu.pl

² Autor do korespondencji: Maciej Kuniewski, Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Elektrotechniki i Elektroenergetyki, Al. A. Mickiewicza 30, 30-962 Kraków, tel.: 126174416, maciej.kuniewski@agh.edu.pl

1. Wprowadzenie

W układach elektroenergetycznych generowane są przebiegi o zróżnicowanych przebiegach i wartościach szczytowych. Przebiegi o największych wartościach maksymalnych powstają głównie podczas wyładowań piorunowych. Szczególnie duże wartości maksymalne osiągają przebiegi piorunowe powstające w liniach napowietrznych średnich napięć z powodu braku ochrony odgromowej takich linii oraz dużej wytrzymałości elektrycznej doziemnej niektórych konstrukcji wsporczych. Napięcia obniżone beziskiernikowych ograniczników napięć z tlenków metali stosowanych do ochrony urządzeń w układach elektroenergetycznych od przebiegów są około trzykrotnie większe od napięć roboczych sieci elektrycznych. Przebiegi piorunowe, powstające w sieciach średnich napięć, narażają układy izolacyjne urządzeń rozdzielczych oraz są przenoszone przez uzwojenia transformatorów do sieci niskiego napięcia.

Przebiegi są przenoszone przez transformatory w wyniku sprzężeń pojemnościowych i indukcyjnych między uzwojeniami [6]. Przebiegi i wartości maksymalne napięć przenoszonych przez transformatory są odmienne od przebiegów i wartości napięć przejściowych docierających do zacisków transformatora. Zmiany te są efektem zjawisk przejściowych wewnętrznych w uzwojeniach. Duży wpływ na wartości napięć przenoszonych mogą mieć między innymi zjawiska rezonansowe wewnątrz transformatorów. Przebiegi przenoszone są treścią prac między innymi Grupy Roboczej *CIGRE A2/C4-39* powołanej w 2008 roku [1].

Analiza przebiegów w sieciach niskiego napięcia ma duże znaczenie praktyczne. Urządzenia elektryczne, a szczególnie aparatura elektroniczna zasilana z sieci niskiego napięcia jest wrażliwa na oddziaływanie przebiegów. Jednocześnie systematycznie wzrastają wymagania odnośnie do niezawodności działania urządzeń niskiego napięcia i aparatury elektronicznej. Złożone kosztowne układy elektroniczne i systemy komputerowe decydują o pracy wielu instytucji w różnych działach gospodarki [2][7][11][14].

Podstawą analizy przebiegów w układach elektroenergetycznych wysokich i średnich napięć są głównie wyniki symulacji komputerowych. Możliwości wyznaczania przebiegów piorunowych metodą doświadczalną są ograniczone przede wszystkim z powodu przypadkowego charakteru zjawisk przebiegowych, krótkich czasów trwania przebiegów przebiegów oraz dużych wartości szczytowych przebiegów powstających podczas wyładowań piorunowych [4][7].

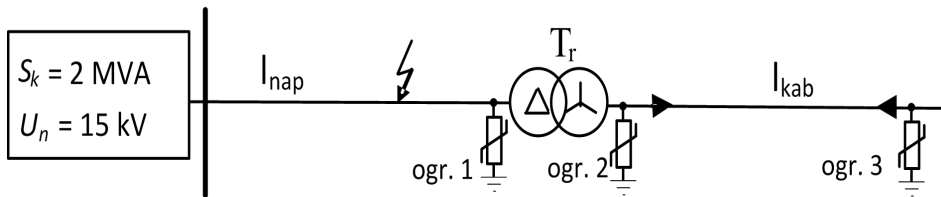
W artykule przedstawiono analizę przebiegów przenoszonych do sieci niskich napięć przez transformatory rozdzielcze. Analizowano wpływ ochrony przebiegowej transformatorów stosowanych w sieciach średniego napięcia i linii kablowych niskiego napięcia na przebiegi piorunowe w sieciach niskiego napięcia. Podstawą analizy były wyniki symulacji przebiegów wykonane w programie komputerowym *Electromagnetic Transients Program-Alternative Transients*

Program (EMTP-ATP). Do modelowania transformatorów rozdzielczych zastosowano model wysokoczęstotliwościowy transformatorów opracowany na podstawie wyników rejestracji zależności częstotliwościowych funkcji przenoszenia transformatora.

2. Charakterystyka fragmentu sieci sn/mn

W artykule wykonano symulacje przepięć pojawiających się w sieci niskiego napięcia 0,4 kV podczas wyładowań piorunowych do przewodów fazowych linii napowietrznych średniego napięcia 15 kV w wyniku zjawiska przenoszenia przez uzwojenia transformatora rozdzielczego. Schemat fragmentu układu elektroenergetycznego, w którym obliczono przepięcia, przedstawiono na rysunku 1.

Układ zawiera linię napowietrzną 15 kV l_{nap} , transformator rozdzielczy typu *TNOSCT-250/15.75PNS* 250 kVA 15,75/0,4 kV (tab. 1) [15], linię kablową 0,4 kV l_{kab} oraz ograniczniki przepięć z tlenków metali (*ogr. 1*, *ogr. 2*, *ogr. 3*). Linia napowietrzna połączona jest z szynami zbiorczymi rozdzielni 15 kV o mocy zwarciowej 2 MVA. Linia napowietrzna 15 kV zawiera przewody fazowe *AFL-6* 70 mm² w układzie płaskim, zawieszona na wysokości 10,25 m i ułożone w odległości 0,6 m od siebie. Linię l_{kab} stanowi kabel typu *YLY* 3x70 mm² 0,6/1 kV o długości 100 m. Do ochrony przepięciowej uzwojeń górnego napięcia zastosowano bezskiernikowe ograniczniki przepięć typu *POLIM-D 12* [13] (*ogr. 1*) (tab. 2) natomiast uzwojenia niskiego napięcia i linia kablowa niskiego napięcia jest chroniona od przepięć z zastosowaniem *LOVOS 5* [12] (*ogr. 2*, 3) (tab. 3).



Rys. 1. Fragment sieci elektrycznej *sn/mn*, w której wykonano symulacje przepięć piorunowych przenoszonych przez transformator rozdzielczy: l_{nap} - linia napowietrzna 15 kV, l_{kab} - linia kablowa 0,4 kV, T_r - transformator rozdzielczy 250 kVA, 15,75/0,4 kV *ogr. 1*, *ogr. 2*, *ogr. 3* - ograniczniki przepięć z tlenków metali.

Fig. 1. Part of electrical network *mv/lv*, in which were performed simulation of lightning overvoltages transferred through power transformer winding: l_{nap} - overhead line 15 kV, l_{kab} - cable line 0,4 kV, T_r - distribution transformer of 250 kVA, 15,75/0,4 kV *ogr. 1*, *ogr. 2*, *ogr. 3* - metal oxide surge arresters

Tabela 1: Podstawowe parametry transformatora rozdzielczego 250 kVA [15]

Table 1: Basic parameters for distribution transformer of 250 kVA [15]

parametr	S_n	U_n	U_z	ΔP_{fe}	ΔP_{cu}	I_0
jednostka	kVA	kV	%	kW	kW	%
wartość	250	15,75/0,4	4,5	0,486	3,509	1

Tabela 2: Podstawowe parametry ograniczników przepięć typu *POLIM – D12* [13]Table 2: Basic parameters for metal oxide surge arresters of type *POLIM – D12* [13]

typ ogranicznika	U_r	napięcie obniżone przy uderzeniach prądowych									
		1/5 μ s		8/20 μ s				30/60 μ s			
		kA									
		5	10	2,5	5	10	20	125	250	500	
kV											
<i>POLIM–D</i>	15	12	43,3	47,9	37	39,1	42	47,7	31,1	32,2	33,2

Tabela 3: Podstawowe parametry ograniczników przepięć typu *LOVOS-5* [12]Table 3: Basic parameters for metal oxide surge arresters of type *LOVOS-5* [12]

typ ogranicznika	U_r	U_c	napięcie obniżone przy wymuszeniu prądowym		zdolność pochłaniania energii	napięcie obniżone dla uderzeń długotrwałych 2500 μ s
			5 kA	25 kA		
			V			
<i>LOVOS - 5</i>	220	280	1100	1500	1800	850

3. Metoda symulacji przepięć przenoszonych w sieci niskiego napięcia

Obliczenia przepięć piorunowych przenoszonych w sieci niskiego napięcia wykonano z zastosowaniem programu *Electromagnetic Transients Program-Alternative Transients Program (EMTP-ATP)*. Linie napowietrzne i kablowe modelowano przy użyciu modelu procedury *JMarti*. Beziskiernikowe ograniczniki przepięć zastępowano modelem ograniczników opracowanym przez Grupę Roboczą *WG 3.4.11 IEEE* [10]. Do modelowania przebiegu prądu kanału wyładowania piorunowego zastosowano model *CIGRE* [3]. Zjawisko przeskoku na izolatorach linii napowietrznej modelowano za pomocą modelu *Flash* zamieszczonego w przykładzie 9 programu *EMTP-ATP* [5].

Do modelowania transformatora rozdzielczego zastosowano model wyso-

koczęstotliwościowy transformatorów, dla którego zależności napięciowo-prądowe przedstawia następująca zależność:

$$I = YU \quad (1)$$

gdzie: Y – macierz admitancji transformatora,

U – wektor napięć poszczególnych uzwojeń transformatora,

I – wektor prądów wpływających do zacisków transformatora.

Współczynniki częstotliwościowe elementów macierzy admitancyjnej stanowią zależności częstotliwościowe amplitudy i fazy admitancji transformatora. W celu wyznaczenia tych charakterystyk zastosowano metodę *SFRA* (*Sweep Frequency Response Analysis*). W metodzie rejestrowane są odpowiednie przebiegi napięć lub prądów przy wymuszeniu napięciem sinusoidalnym o zmieniającej się częstotliwości. Na podstawie wyników rejestracji wyznaczane są charakterystyki częstotliwościowe amplitudy i fazy współczynników:

$$\overline{Y}(f) = \frac{\overline{I}_n(f)}{\overline{U}_k(f)} \quad (2)$$

$$\varphi = \arctan \left(\frac{\text{imag}(\overline{Y})}{\text{real}(\overline{Y})} \right) \quad (3)$$

gdzie: $Y(f)$ - charakterystyka częstotliwościowa admitancji,

$U_k(f)$ - wartość zespolona napięcia w fazie k transformatora,

$I_n(f)$ - wartość zespolona prądu indukowanego w zwartym uzwojeniu n ,

φ - kąt przesunięcia fazowego między wektorami napięcia i prądu indukowanego w drugim uzwojeniu.

Zarejestrowane charakterystyki częstotliwościowe admitancji aproksymowano w dziedzinie Laplace'a za pomocą zależności:

$$TF(s) = \sum_{n=1}^N \frac{c_n}{s - a_n} + d + sh \quad (4)$$

gdzie: s - operator Laplace'a,

a_n - bieguny,

c_n - residua,

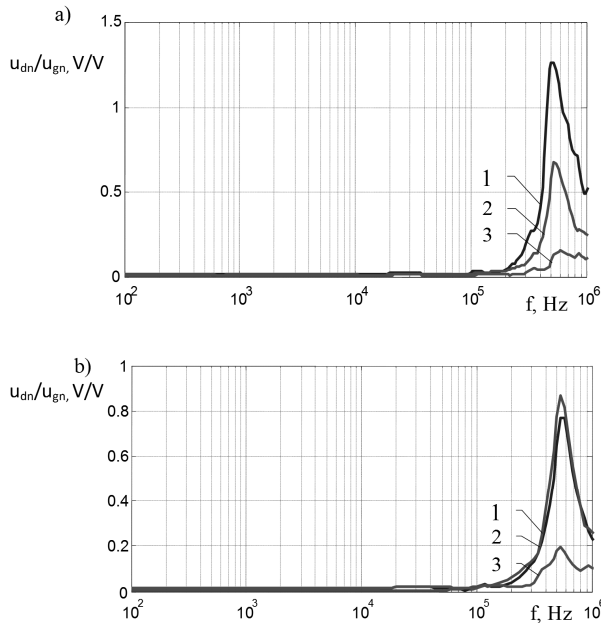
d, h - stałe rzeczywiste.

W celu aproksymacji doświadczalnych charakterystyk częstotliwościowych skorzystano z metody dopasowania wektorowego (*Vector Fitting*) [8][9].

Model wysokoczęstotliwościowy transformatora ma postać układu elektrycznego *RLC*, dla którego charakterystyki częstotliwościowe admitancji są

zgodne z charakterystykami uzyskanymi w wyniku rejestracji dla modelowanego transformatora.

Zależności częstotliwościowe ilorazu napięć fazowych uzwojenia górnego i dolnego napięcia dla poszczególnych faz transformatora 250 kVA (tab. 1), uzyskane za pomocą opracowanego modelu wysokoczęstotliwościowego, przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Zależności częstotliwościowe przepięć przenoszonych do uzwojeń niskiego napięcia transformatora rozdzielczego 250 kVA: a – wynik rejestracji, b – zależności uzyskane z zastosowaniem opracowanego modelu wysokoczęstotliwościowego; 1 – faza *a*, 2 – faza *b*, 3 – faza *c*

Fig. 2. Frequency characteristics of overvoltages transferred to low voltage windings of distribution transformer of 250 kVA: a – measurement results, b – dependencies obtain by use of high frequency model; 1 – phase *a*, 2 – phas *b*, 3 – phase *c*

4. Wyniki symulacji przepięć piorunowych przenoszonych do sieci niskiego napięcia

Wykonano symulacje przepięć w sieci niskiego napięcia przenoszonych przez transformator rozdzielczy podczas wyładowań piorunowych do przewodów linii napowietrznej 15 kV zasilającej transformator 250 kVA przedstawionej na rysunku 1. Do obliczeń założono bezpośrednie wyładowanie do przewodu fazy *A* w odległości 400 m od transformatora rozdzielczego. Wartość maksymalna prądu piorunowego wynosi 10 kA. Obliczenia wykonano dla trzech układów połączeń ograniczników przepięć z tlenków metali:

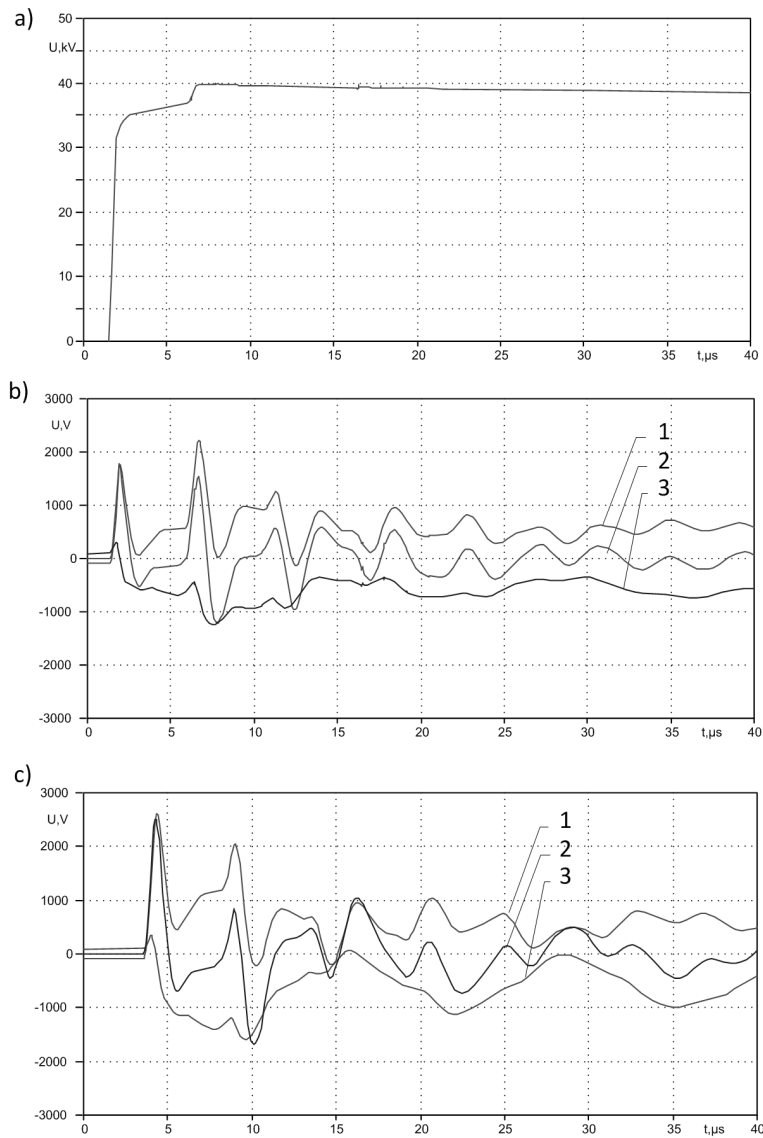
- a) ograniczniki przepięć zainstalowane są na zaciskach wejściowych uzwojeń 15 kV transformatora,
- b) ograniczniki połączone są z zaciskami wejściowymi uzwojeń 15 kV oraz uzwojeń 0,4 kV,
- c) ograniczniki zainstalowane na zaciskach wejściowych uzwojeń 15 kV i uzwojeń 0,4 kV oraz dodatkowo na końcu zasilanej linii kablowej niskiego napięcia.

Symulowano przebiegi napięć fazowych doziemnych na zaciskach uzwojeń 0,4 kV i na końcu linii kablowej 0,4 kV (rys. 1). Wyniki obliczeń zamieszczono na rysunkach 3-5.

Przebieg napięcia doziemnego powstające na ograniczniku przepięć fazy A w linii 15 kV podczas wyładowania piorunowego przedstawiono na rysunku 3a. Przebieg jest zbliżony do przebiegu prostokątnego. Wartość maksymalna napięcia wynosi około 40 kV (tab. 2). Przepięcia piorunowe powstające na zaciskach uzwojenia 15 kV transformatora są przenoszone do uzwojeń 0,4 kV (rys. 3b). Przebiegi tych przepięć są odmienne od przepięć powstających w sieci 15 kV. W przebiegach przepięć przenoszonych występują składowe oscylacyjne o częstotliwościach wynikających ze zjawisk przejściowych w układzie transformator-kabel niskiego napięcia. Wartości maksymalne przepięć sięgają 6,8-krotnej wartości maksymalnej napięcia roboczego sieci niskiego napięcia. Przepięcia przenoszone do uzwojeń dolnego napięcia transformatora są źródłem przepięć narażają układy izolacyjne zasilanych linii kablowych niskiego napięcia. W wyniku zjawiska odbić wielokrotnych fal napięciowych przepięcia na końcu linii kablowej osiągają wartości większe od wartości przepięć na zaciskach wejściowych uzwojeń niskiego napięcia. Przepięcia doziemne na końcu linii kablowej 0,4 kV osiągają wartość 8 p.u. (rys. 3c).

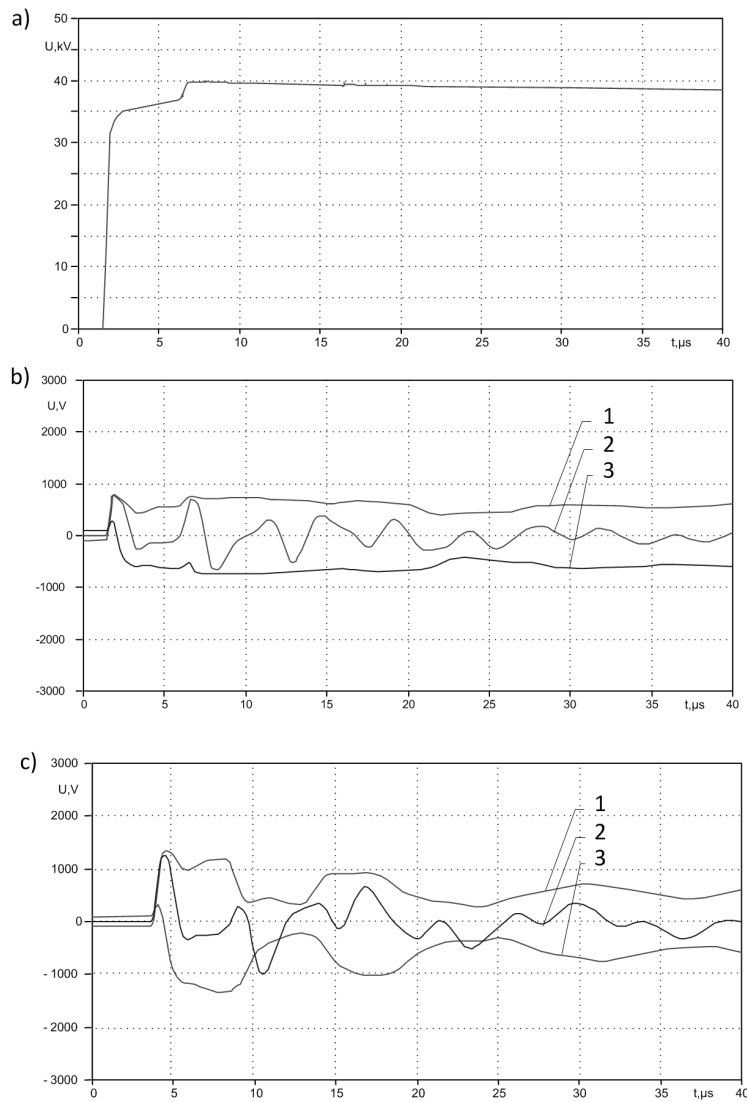
Po zainstalowaniu ograniczników przepięć po stronie dolnego napięcia transformatora wartości przepięć doziemnych na zaciskach uzwojeń 0,4 kV uległy zmniejszeniu do wartości 2,15 p.u. (rys. 4b). Przepięcia na końcu kabla 0,4 kV osiągają wartości 3,3 p.u. Są więc większe od przepięć na transformatorze zasilającym (rys. 4c). Zainstalowanie ograniczników na zaciskach uzwojenia 0,4 kV transformatora rozdzielczego nie zapewnia więc skutecznej ochrony sieci niskiego napięcia od przepięć przenoszonych przez transformatory z sieci rozdzielczej. W wyniku zjawiska wielokrotnych odbić napięcia przejściowe, których źródłem są przepięcia indukowane w uzwojeniach niskiego napięcia transformatorów rozdzielczych.

Ograniczniki przepięć, zainstalowane na końcu linii kablowej, powodują zmniejszenie przepięć pojawiających się podczas wyładowań piorunowych do przewodów fazowych linii napowietrznych sieci średniego napięcia do wartości 2,15 wynikających z napięć obniżonych stosowanych ograniczników przepięć (rys. 5c). Zmniejszenie przepięć na końcu linii zasilającej powoduje ograniczenie przepięć narażających układy izolacyjne urządzeń zasilanych niskiego napięcia.



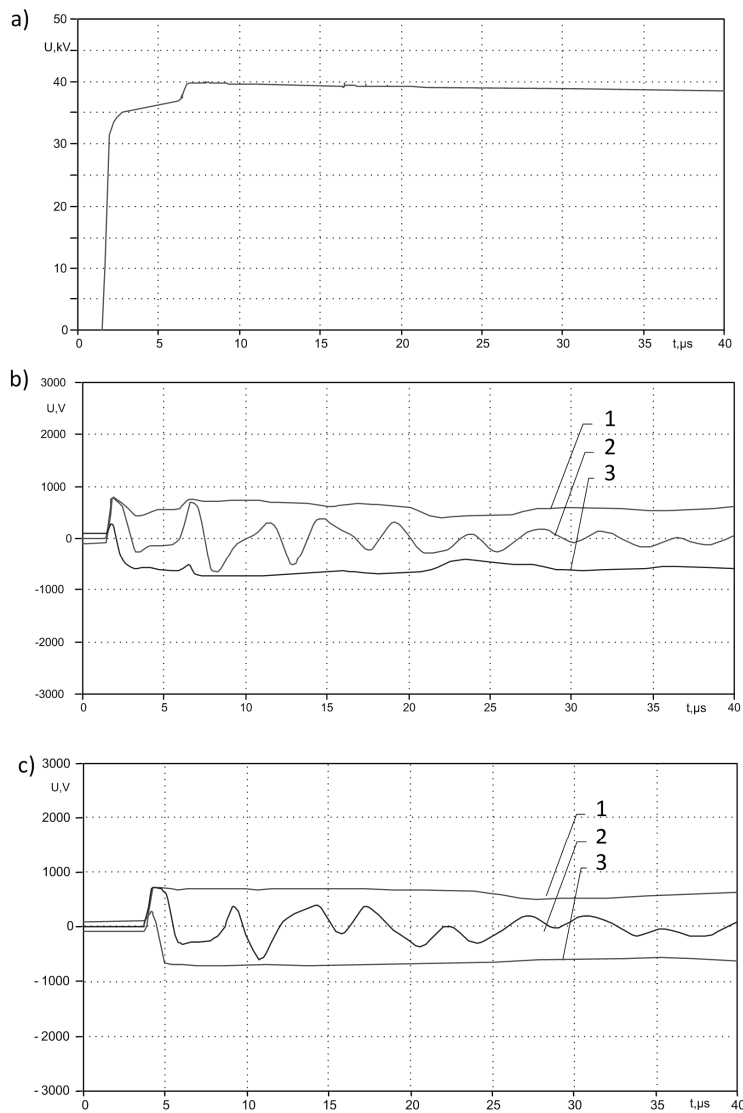
Rys. 3. Wyniki symulacji przebiegów przepięć doziemnych przenoszonych przez transformator 250 kVA podczas wyładowania piorunowego do przewodów fazowych linii napowietrznej (rys. 1), (uzwojenie górnego napięcia chronione ogranicznikami przepięć): a - przebieg napięcia doziemnego w fazie A uzwojenia 15 kV, b - przebiegi przepięć przenoszonych doziemnych do uzwojeń 0,4 kV, c - przebiegi przepięć na końcu kabla 0,4 kV; 1 - faza A, 2 - faza B, 3 - faza C

Fig. 3. Simulation results of overvoltages transferred through power transformer windings during lightning strike to overhead line (fig. 1), medium voltage windings protected with metal oxide surge arresters, a - overvoltages measured in phase A on 15 kV side, b - overvoltages measured in 0.4 kV windings, c - overvoltages measured at end of 0.4 kV cable; 1 - phase A, 2 - phase B, 3 - phase C



Rys. 4. Wyniki symulacji przebiegów napięć doziemnych przenoszonych przez transformator 250 kVA podczas wyładowania piorunowego do przewodów fazowych linii napowietrznej (rys. 1), (uzwojenie górnego i dolnego napięcia chronione ogranicznikami napięć): a - przebieg napięcia doziemnego w fazie A uzwojenia 15 kV, b - przebiegi napięć przenoszonych doziemnych do uzwojeń 0,4 kV, c - przebiegi napięć na końcu kabla 0,4 kV; 1 - faza A, 2 - faza B, 3 - faza C.

Fig. 4. Simulation results of overvoltages transferred through power transformer windings during lightning strike to overhead line (fig. 1), medium voltage and low voltage windings protected with metal oxide surge arresters, a - overvoltages measured in phase A on 15 kV side, b - overvoltages measured in 0,4 kV windings, c - overvoltages measured at end of 0.4 kV cable; 1 - phase A, 2 - phase B, 3 - phase C



Rys. 5. Wyniki symulacji przebiegów napięć doziemnych przenoszonych przez transformator 250 kVA podczas wyładowania piorunowego do przewodów fazowych linii napowietrznej (rys. 1), (uzwojenie górnego, dolnego napięcia i koniec kabla chronione ogranicznikami napięć): a - przebieg napięcia doziemnego w fazie A uzwojenia 15 kV, b - przebiegi napięć przenoszonych doziemnych do uzwojeń 0,4 kV, c - przebiegi napięć na końcu kabla 0,4 kV; 1 - faza A, 2 - faza B, 3 - faza C

Fig. 5. Simulation results of overvoltages transferred through power transformer windings during lightning strike to overhead line (fig. 1), medium voltage windings, low voltage windings and end of 0.4 kV cable protected with metal oxide surge arresters, a - overvoltages measured in phase A on 15 kV side, b – overvoltages measured in 0,4 kV windings, c - overvoltages measured at end of 0,4 kV cable; 1 - phase A, 2 - phase B, 3 - phase C

5. Podsumowanie

W artykule przedstawiono analizę przebiegów piorunowych przenoszonych do sieci niskich napięć przez transformatory rozdzielcze. Analizowano wpływ ochrony przepięciowej transformatorów stosowanych w sieciach średniego napięcia i zasilanych linii kablowych na przepięcia piorunowe w sieciach niskiego napięcia.

Symulacje przebiegów, wykonane w programie *EMTP-ATP*, potwierdzają, że:

- przebiegi przebiegów przenoszonych są odmienne od przebiegów oddziałujących przebiegów piorunowych, a ich wartości maksymalne są większe od wartości wynikających z przekładni transformatora,
- przepięcia przenoszone do uzwojeń dolnego napięcia mogą ulec wzmocnieniu na końcu linii niskiego napięcia połączonych z transformatorem,
- w celu ochrony przepięciowej urządzeń niskiego napięcia od przebiegów przenoszonych niezbędne jest stosowanie ograniczników przepięć na końcach linii zasilanych przez transformatory rozdzielcze.

Literatura

- [1] Angélica da Costa Oliveira Rocha: Electrical transient interaction between transformers and the power system, on behalf of Cigré-Brazil Joint Working Group - JWG - A2/C4-03, CIGRE 2008
- [2] Borghetti A., Morched A., Napolitano F., Nucci C. A., Paolone M.: Lightning-induced overvoltages transferred through distribution power transformers, IEEE Trans. on Pow. Deliv., Vol. 24, No. 1, Jan. 2009, pp. 360 – 372
- [3] CIGRE Working Group 33-01 of Study Committee 33: Overvoltages and insulation coordination: Guide to procedure for estimating the lightning performance of transmission lines, CIGRE Publication, No 63, Oct. 1991
- [4] De Conti A. R., Visacro S., Pereira C., Silveira F. H., Duarte J. V. P.: Effects of transferred lightning surges on consumer's loads for typical Brazilian low voltage networks. 26th Int. Conf. on Light. Protec., Cracow, 2 - 6 Sept. 2003, paper 6a.2, pp. 423 – 428
- [5] Dommel H. and et. al.: Electromagnetic Transients Program - Theory Book, Portland, prepared for BPA, 1986
- [6] EN 60071-2: Insulation coordination. Part. 2: Application guide.
- [7] Furgał J., Kuniewski M.: Wyznaczanie napięć przenoszonych przez transformatory przy zastosowaniu charakterystyk częstotliwościowych, Zesz. Nauk. Wydz. Elektrot. i Autom. Polit. Gdańskiej, Nr 31, 2012, str. 49 - 52
- [8] Gustavsen B., Semelyen A.: Rational approximation of frequency domain response by vector fitting, IEEE Trans. Pow. Deliv., Vol. 14, No. 3, July 1999, pp. 1052 - 1059
- [9] Gustavsen B.: Wide band modeling of power transformers, IEEE Trans. on Pow. Deliv., Vol. 19, No. 1, Jan. 2004, pp. 414 - 422

- [10] IEEE Working Group 3.4.11.: Modeling of metal oxide surge arresters, IEEE Trans. Pow. Deliv., Vol. 7, No. 1, Jan. 1992, pp. 302 - 309
- [11] Obase P. F., Romero F., Janiszewski J. M., Piantini A., Neto A. S., Carvalho T. O., Araújo Filho A. A.: Lightning surges transferred to the secondary of distribution transformers due to direct strikes on mv lines, considering different lv line configurations, X Int. Symp. on Light. Protection, 9th - 13th Nov., 2009, Curitiba (Brazil), pp. 581 - 586
- [12] Ograniczniki przepięć z tlenków metali typu LOVOS - 5 i LOVOS - 10. ABB low voltage products, 2009 (strona internetowa: www.abb.pl)
- [13] Ograniczniki przepięć z tlenków metali typu POLIM - D. ABB Power Distribution, Wyd. 08.2011 (strona internetowa: www.abb.pl)
- [14] Popov M., van der Sluis L., Smeets R. P. P.: Evaluation of surge-transferred overvoltages in distribution transformers, Elec. Pow. Syst. Research, Vol. 78, Issue 3, March 2008, pp. 441 - 449
- [15] Transformatory olejowe. Katalog transformatorów produkcji ABB, Łódź 2004

ANALYSIS OF LIGHTNING OVERVOLTAGES TRANSFERRED THROUGH DISTRIBUTION TRANSFORMERS TO LOW VOLTAGE NETWORKS

S u m m a r y

Low voltage electrical devices are affected on overvoltages occurred in low voltage networks and in medium voltage networks. Analysis of overvoltages in low voltage networks is very important due to increasing number of low voltage equipment and increasing demands on electrical reliability. Overvoltages occurred in medium voltage networks are transferred through power transformer windings to low voltage networks. Transformer windings behave as non linear electromagnetic coupled elements. Origin of transferred overvoltages with biggest maximal values are lightning overvoltages to overhead lines. Main research area in this field of study is made with computer simulations which uses high frequency models.

This paper presents analysis of lightning overvoltages transferred to low voltages networks through power transformer windings made by simulations performed in *Electromagnetic Transients Program-Alternative Transients Program (EMTP-ATP)*. Simulations uses high frequency transformer model which was developed with measured frequency characteristics. Analysis of influence of metal oxide surge arresters on maximal values of overvoltages transferred to low voltage windings was done.

Keywords: lightning overvoltages, distribution transformers, transferred overvoltages, overvoltage protection, computer simulations

DOI: 10.7862/re.2013.7

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Marcin JAMRO¹
Dariusz RZOŃCA²
Jan SADOLEWSKI³
Andrzej STEC⁴
Zbigniew ŚWIDER⁵
Bartosz TRYBUS⁶
Leszek TRYBUS⁷

ŚRODOWISKO INŻYNIERSKIE CONTROL PROGRAM DEVELOPER OBECNIE

W artykule przedstawiono przegląd obecnej funkcjonalności środowiska inżynierskiego CPDev (Control Program Developer) opracowanego w Katedrze Informatyki i Automatyki Politechniki Rzeszowskiej. Pakiet ten pozwala na programowanie sterowników PLC/PAC zgodnie z normą PN-EN 61131-3. Oparcie systemu na koncepcji dedykowanych maszyn wirtualnych będących interpreterami kodu wykonywalnego zwiększa przenośność i uniwersalność programów sterowania. W porównaniu do poprzednich wersji środowisko CPDev zostało uzupełnione o obsługę wszystkich języków normy (ST, IL, FBD, LD, SFC), projektowanie interfejsu HMI zintegrowane z tworzeniem oprogramowania sterującego, testy tablicowe i jednostkowe komponentów programowych jak również możliwość modelowania struktury i funkcji złożonych programów w formie diagramów SysML. Narzędzie do projektowania interfejsu HMI jest niezależne od platformy sprzętowej i pozwala na łączenie sterowania z wizualizacją wykorzystując języki normy PN-EN 61131-3. Testy tablicowe i jednostkowe pozwalają na zwiększenie jakości oprogramowania. Modele oparte o

¹ Marcin Jamro, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651685, mjamro@kia.prz.edu.pl

² Dariusz Rzońca, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651765, drzonca@prz-rzeszow.pl

³ Jan Sadolewski, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651796, js@prz-rzeszow.pl

⁴ Andrzej Stec, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651793, astec@prz-rzeszow.pl

⁵ Zbigniew Świder, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 865 1549, swiderzb@prz.edu.pl

⁶ Bartosz Trybus, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651685, btrybus@prz.edu.pl

⁷ Autor do korespondencji: Leszek Trybus, Politechnika Rzeszowska, Katedra Informatyki i Automatyki, al. Powst. Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, tel. 17 8651225, ltrybus@kia.prz.edu.pl

diagramy SysML wspierają wczesne fazy projektowania programów sterowania. Nowy trzydziestodwubitowy kompilator CPDev pozwala na tworzenie większych programów. Poza procesorami ogólnego przeznaczenia (takimi jak np. AVR, ARM czy x86) skompilowane programy mogą być wykonywane także na układach FPGA. Obecne przemysłowe wdrożenia środowiska CPDev obejmują urządzenia z firm Lumel S.A. Zielona Góra (sterownik programowalny SMC), Praxis Automation Technology B.V. Leiderdorp Holandia (sterowniki systemu Mega-Guard Ship Automation and Navigation System) oraz Nauka i Technika Sp. z o.o. Zaczernie/Rzeszów (sterownik StTr-760-PLC). W artykule jako przykład wdrożenia przedstawiono krótką charakterystykę systemu Praxis Mega-Guard.

Słowa kluczowe: PLC, IEC 61131-3, FPGA, HMI, SysML.

1. Wprowadzenie

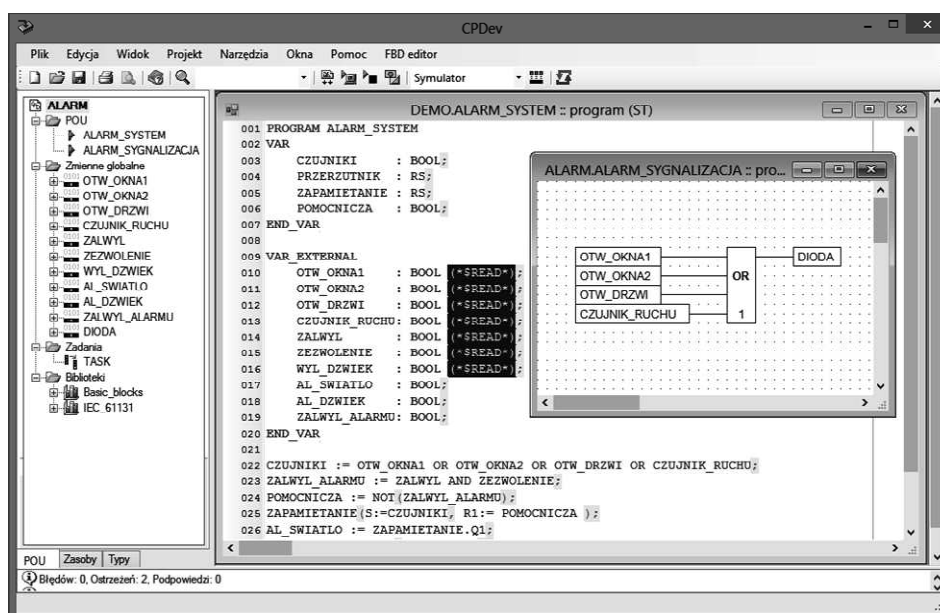
Prototyp środowiska inżynierskiego CPDev (*Control Program Developer*) przeznaczonego do programowania sterowników PLC i niewielkich rozproszonych systemów sterowania w języku ST normy PN-EN 61131-3 prezentowano już przed kilkoma laty [4, 13, 14]. Od tamtego czasu wprowadzono nowe funkcjonalności, takie jak: (1) obsługa pozostałych języków normy PN-EN 61131-3, tj. IL, FBD, LD i SFC, (2) projektowanie interfejsu HMI zintegrowane z tworzeniem oprogramowania sterującego [6], (3) narzędzie testujące dla komponentów programowych [7], (4) modelowanie problemu we wczesnej fazie projektowania za pomocą diagramów SysML [5]. Rozszerzono gamę maszyn wirtualnych. Poza maszynami dedykowanymi dla procesorów AVR, ARM i rodziny x86 opracowano także sprzętową maszynę implementowaną w układach FPGA [3]. CPDev jest obecnie wdrożony w trzech przedsiębiorstwach, dwóch polskich i holenderskim, pozwalając na programowanie sterowników poprzez łącza RS-485, Ethernet i bezprzewodowo.

W artykule przedstawiono przegląd bieżącego stanu prac nad środowiskiem CPDev, z naciskiem na nowe funkcjonalności. Dzięki nowemu trzydziestodwubitowemu kompilatorowi (poprzednio szesnastobitowy) można obsługiwać większe programy sterowania. Jak dotąd w literaturze nie opisywano także innych prototypów PLC opartych o FPGA. Narzędzie do projektowania interfejsu HMI jest niezależne od platformy sprzętowej i pozwala na łączenie sterowania z wizualizacją wykorzystując języki normy IEC. Testy tablicowe i jednostkowe stanowią zachętę dla projektanta do szczegółowej weryfikacji oprogramowania. Podobnie jak UML w aplikacjach IT, diagramy SysML wspierają we wczesnych fazach projektowanie programów sterowania.

2. Obecny stan prac nad środowiskiem CPDev

CPDev jest zintegrowanym środowiskiem inżynierskim do programowania sterowników PLC/PAC w językach normy PN-EN 61131-3. Środowisko wspiera wieloplatformowe aplikacje, tj. możliwość uruchamiania skompilowanych programów na różnych platformach sprzętowych, dotąd na AVR, ARM i x86, a od niedawna także na FPGA. Potrzeba opracowania takiego narzędzia została wskazana przez inżynierów praktyków kilka lat temu podczas jednej z Krajowych Konferencji Automatyków w Rytrze.

Obecnie CPDev obsługuje wszystkie języki normy PN-EN 61131-3, tj. tekstowe ST, IL, graficzne FBD, LD oraz mieszany SFC. Główne okno z przykładowymi krótkimi programami w ST i FBD pokazano na rys. 1.



Rys. 1. Główne okno środowiska CPDev z edytorami języków ST i FBD

Fig. 1. Main window of the CPDev environment with editors of ST and FBD languages

Użytkownik może opracowywać własne funkcje, bloki funkcyjne i programy, jak również umieszczać je w bibliotekach do ponownego wykorzystania.

Przemysłowe wdrożenia CPDev są następujące (przedsiębiorstwo, sterownik, procesor):

- Lumel – Zielona Góra, sterownik programowalny SMC, AVR ATmega 128 [8] ,
- Praxis Automation Technology – Leiderdorp Holandia, sterowniki systemu *Mega-Guard Ship Automation and Navigation System*, ARM7 LPC [11] (szerzej opisanego w p. 3),
- Nauka i Technika – Zaczernie/Rzeszów, sterownik StTr-760-PLC, ARM7 LPC [9] .

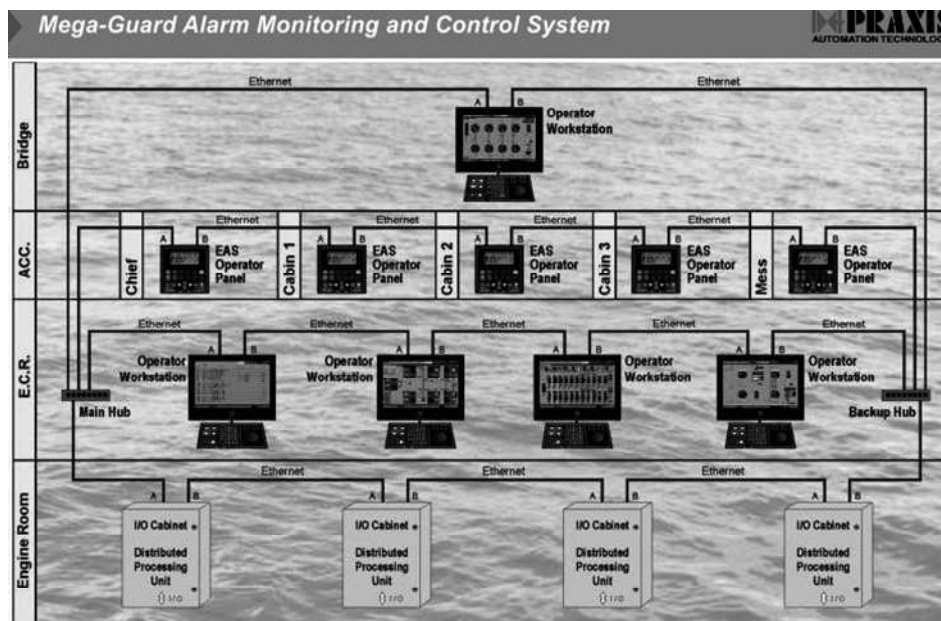
Nowe sterowniki Praxis i NiT wyposażone są w graficzny dotykowy panel HMI obsługiwany przez CPVis będący jednym ze składników środowiska CPDev (p. 5). CPDev wspiera także implementację soft-PLC przy użyciu komputera PC z modułami I/O (z National Instruments lub Inteco Kraków).

Kompilator CPDev został pierwotnie opracowany dla zastosowań w niewielkich sterownikach, o pamięciach programu i danych nie przekraczających 64 kB każda, z adresowaniem szesnastobitowym. Założenie to okazało się niewystarczające dla głównych sterowników systemu Praxis Mega-Guard bazujących na architekturze x86. Konieczne stało się więc opracowanie nowego kompilatora wykorzystującego adresowanie trzydziestodwubitowe.

3. Krótka charakterystyka systemu Praxis Mega-Guard

Jednym z wdrożeń środowiska inżynierskiego CPDev jest system do automatyzacji i nawigacji statków Mega-Guard, produkowany przez holenderską firmę Praxis Automation Technology B.V. [11]. System ten składa się z komputerów Marine PC, rozproszonych jednostek sterujących i paneli operatorskich połączonych siecią komunikacyjną [15]. Marine PC są stacjami operatorskimi bazującymi na komputerach z dyskami SSD i systemem operacyjnym Windows 7 Embedded. Jednostki sterujące mają budowę modułarną. Sterownik oparty na procesorze ARM LPC i rozszerzające go moduły I/O montowane na szynie DIN połączone są magistralą CAN. Jednostka taka wykonuje programy opracowane w środowisku CPDev przystosowanym dla systemu Mega-Guard jako PAL-1131 (*Praxis Automation Language*). Panele operatorskie występują w różnych wykonaniach, dedykowanych dla poszczególnych podsystemów. Najprostsze panele zawierają zazwyczaj niewielki monochromatyczny wyświetlacz LCD i kilka do kilkunastu przycisków pełniąc rolę prostego interfejsu HMI oraz umożliwiając monitorowanie alarmów. Nowe wchodzące do produkcji panele pozwalają na tworzenie konfigurowalnych interfejsów HMI na kolorowym graficznym wyświetlaczu LCD przy pomocy narzędzia CPVis (p. 5). Poszczególne komponenty systemu Mega-Guard (Marine PC, jednostki sterujące, panele operatorskie) połączone są redundantną siecią Ethernet. Topologia sieci jest gwiazdista, pierścieniowa lub mieszana.

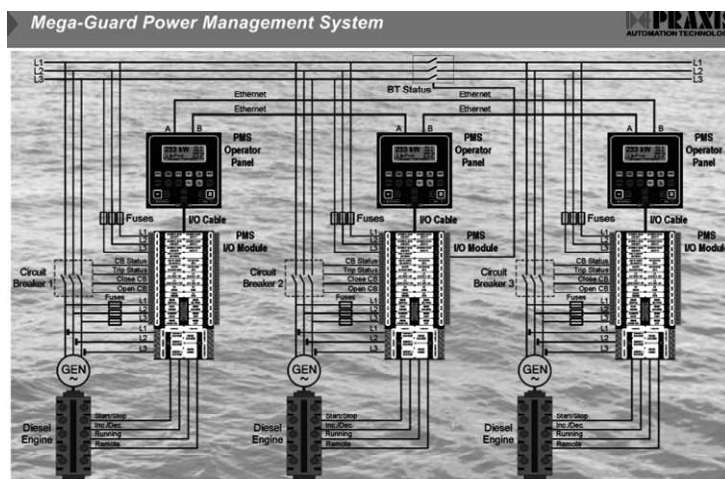
W obrębie systemu Mega-Guard można wyróżnić podsystemy mogące funkcjonować autonomicznie, bądź w kooperacji z pozostałymi. Głównym z nich jest podsystem monitorowania alarmów i sterowania AMCS (*Alarm Monitoring and Control System*), którego architekturę pokazano na rys. 2.



Rys. 2. Architektura podsystemu monitorowania alarmów i sterowania [11]

Fig. 2. Architecture of Alarm Monitoring and Control System

Podsystem AMCS może obsługiwać do 24 tys. sygnałów I/O. Stanowi on bazę umożliwiającą integrację kolejnych podsystemów. Kontrola napełniania zbiorników (*Valve Control and Monitoring System*) pozwala na zdalne sterowanie pompami i zaworami podczas załadunku, tankowania i balastowania. Wspiera ją system określający zawartość cieczy w zbiornikach (*Tank Gauging and Monitoring*). Jednym z bardziej rozbudowanych podsystemów jest zarządzanie energią (*Power Management System*). Podsystem ten odpowiada za sterowanie i ochronę generatorów zapewniając synchronizację i rozdział obciążenia pomiędzy poszczególnymi zespołami silnik – generator (max. 16 zespołów). Każdy zespół wyposażony jest w osobny sterownik i panel operatorski. Przykładową architekturę pokazano na rys. 3.



Rys. 3. Architektura podsystemu zarządzania energią [11]

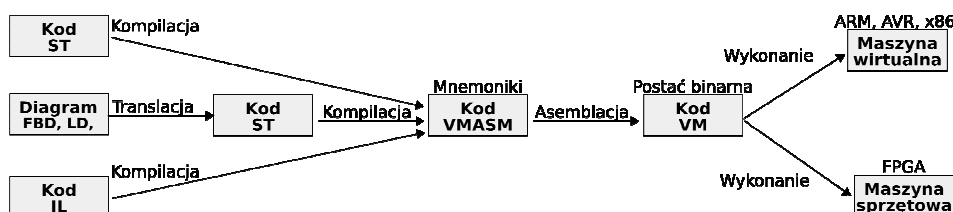
Fig. 3. Architecture of Power Management System

Obsługa napędów, przekładni, pędników kierunkowych itp. z mostka kapitańskiego jest możliwa dzięki podsystemowi sterowania napędami (*Propulsion Control System*). Zintegrowana nawigacja (*Integrated Navigation System*) obejmuje obsługę radarów ARPA X i S oraz pomocniczych urządzeń nawigacyjnych. Pozycjonowanie dynamiczne (*Dynamic Positioning System*) ułatwia manewrowanie statkiem, np. w trakcie zbliżania do platformy wiertniczej. Aktywność oficera na mostku jest monitorowana (*Bridge Navigation Watch*) pozwalając na wezwanie pomocy w sytuacjach alarmowych (przedłużająca się nieobecność, zasłabnięcie). System detekcji pożaru (*Fire Alarm System*) wykorzystuje czujniki dymu, ciepła i płomienia. W przypadku niewielkich jednostek pływających do kontroli podstawowych parametrów wystarcza mały (max. kilkaset sygnałów) podsystem alarmowania i monitorowania (*Alarm and Monitoring System*). Obsługa świateł nawigacyjnych (*Navigation Light Control System*) jest jednym z najmniejszych podsystemów, zawierającym jedynie panel operatorski i moduł I/O. Sterowanie wycieraczkami na mostku (*Wiper Control System*) umożliwia niezależny wybór prędkości, ogrzewania, spryskiwania itp. dla dziewięciu okien.

Znaczna różnorodność funkcjonalna podsystemów składowych Mega-Guard jest warta podkreślenia, jako charakterystyczna cecha systemów automatyzacji i nawigacji statków. Konieczność uwzględnienia odmiennych wymagań poszczególnych podsystemów oraz pewnych specyficznych niuansów (jak np. obsługa protokołu NMEA stosowanego w nawigacji, reprezentacja współrzędnych GPS jako zmiennych DREAL o podwójnej precyzji itp.) stymulowała rozwój środowiska CPDev.

4. Prototyp sterownika FPGA-PLC

Przedstawienie zasady funkcjonowania sterownika FPGA-PLC należy poprzedzić krótkim omówieniem istoty działania kompilatora CPDev [12, 14]. Ogólną strukturę przedstawiono na rys. 4. Programy napisane w językach ST lub IL, jak też przetłumaczone do ST z diagramów FBD, LD lub SFC, są kompilowane do uniwersalnego kodu wykonywalnego zwanego VMASM (*Virtual Machine Assembler*), wykonywanego przez maszynę wirtualną VM na docelowym procesorze. VMASM jest językiem zbliżonym do asemblera, nie związanym z konkretnym procesorem, lecz zorientowanym na programowanie sterowników zgodnie z normą IEC. Maszyna VM (procesor programowy) jest napisana w języku C, dzięki czemu może być kompilowana pod różne platformy sprzętowe (AVR, ARM, x86). Bazowa maszyna VM uzupełniana jest niskopoziomowymi procedurami producenta tworząc oprogramowanie podstawowe (*firmware*) sterownika.

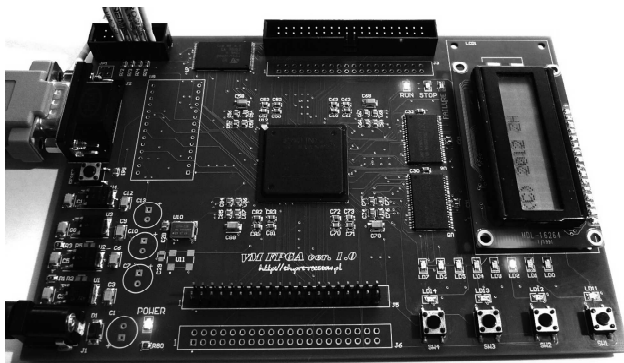


Rys. 4. Proces tworzenia oprogramowania w środowisku CPDev

Fig. 4. Software development process in CPDev environment

Wobec takiej zasady działania, sterownik PLC powstał jako struktura FPGA zastępująca programową maszynę VM maszyną sprzętową wykonującą kod VMASM tworzony przez kompilator CPDev na podstawie programów źródłowych.

Prototyp FPGA-PLC zbudowany na układzie Xilinx Spartan-3AN pokazano na rys. 5 [3]. W układzie zaimplementowano jednostkę CPU, koprocessor FPU (zmiennoprzecinkowy) oraz pamięć RAM. Płyta zawiera także pamięć NAND Flash dla programów VMASM, zegar RTC i interfejs RS-232. Moduły I/O i HMI są osobnymi płytkami (nie pokazanymi na zdjęciu).



Rys. 5. Prototyp FPGA-PLC z układem Xilinx Spartan-3AN

Fig. 5. FPGA-PLC prototype based on Xilinx Spartan-3AN chip

Architektury CPU, FPU i komponentów dodatkowych zostały wyspecyfikowane w języku opisu sprzętu Verilog i zaimplementowane w FPGA. CPU wymaga około dwóch tysięcy bloków logicznych, FPU około tysiąca, tak więc struktura FPGA-PLC może być implementowana w układach średniej wielkości.

W celu porównania prędkości wykonywania programów przez FPGA-CPU z programowymi maszynami VM przeprowadzono testy obejmujące obliczenia stałoprzecinkowe, operacje bitowe i indeksowanie tablic na sterownikach opartych o układy AVR, ARM, jak też na PC (Intel Core 2 Duo). Stosunki czasów wykonania testowego programu na tych platformach w porównaniu do FPGA, znormalizowane do tej samej prędkości zegara, przedstawiono w tab. 1. Maszyna FPGA-CPU okazała się 46 razy szybsza od AVR, 17 razy od ARM i 6 razy od PC.

Tabela 1. Wynik testów porównujących prędkość implementacji maszyny VM i FPGA

Table 1. The result of test comparing speed of VM and FPGA implementation

AVR/FPGA	ARM/FPGA	PC/FPGA
46	17	6

Ostatnio zaprojektowano także wieloprocesorowy prototyp sterownika FPGA-PLC zawierający kilka par CPU+FPU wymieniających dane przez pamięć globalną. Każda CPU realizuje osobne zadanie sterowania lub wykonuje fragment większego wspólnego programu. W takim przypadku konwencjonalny system operacyjny czasu rzeczywistego RTOS nie jest już potrzebny. Oprócz programowych bloków funkcyjnych prototyp obsługuje także tak zwane sprzętowe bloki funkcyjne HFB (*Hardware Function Blocks*) zdefiniowane w

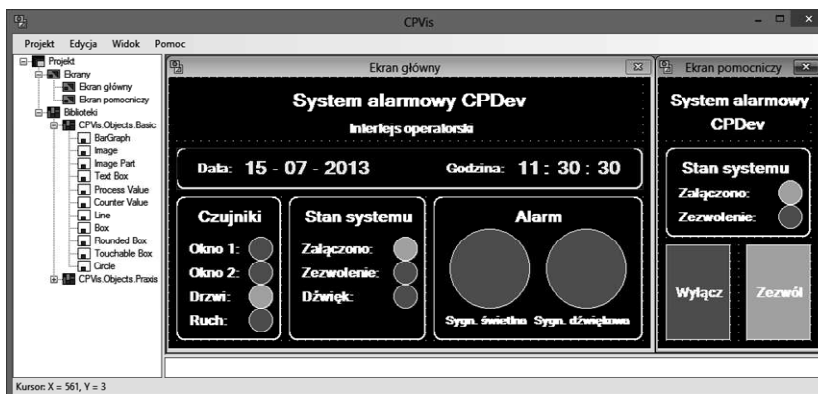
języku Verilog, dzięki czemu wykonuje się je z dużą prędkością. Kompilator CPDev został rozszerzony o instrukcje LOCK i UNLOCK, aby zapobiec jednoczesnemu wykonaniu tego samego HFB przez różne CPU.

5. Narzędzie wizualizacyjne CPVis

Jak widać na przykładzie firm Praxis i NiT (p. 2), sterowniki zintegrowane z panelem HMI są preferowane w wielu zastosowaniach. Z tego powodu środowisko CPDev zostało ostatnio rozszerzone o nowe narzędzie, nazwane CPVis, umożliwiające tworzenie konfigurowalnych interfejsów HMI [6]. CPVis zachowuje podstawowe właściwości środowiska, tj. wieloplatformowość i niezależność od sprzętu wizualizacyjnego (panele LCD/TFT, monitory itp.) jak też niezależność od bibliotek graficznych. Założono także, że zachowanie grafik HMI może być programowane w językach PN-EN 61131-3, w podobny sposób jak sterowanie.

Aby umożliwić obsługę różnych urządzeń wizualizacyjnych CPVis składa się z części zależnej oraz z części niezależnej od sprzętu. Zdefiniowano kilkanaście podstawowych funkcji graficznych, których implementacja zależy od sprzętu, takich jak DrawRectangle, DrawStraightLine, DrawArc, DrawBitmap, FillPie itp. Te podstawowe funkcje wykorzystywane są na wyższym poziomie przez niezależne od sprzętu obiekty graficzne, jak Bar Graph, Process Value, Circle, Image (bitmapa), Touch Button itp. Obiekty graficzne tworzone są poprzez deklarację w pliku bibliotecznym XML oraz implementację kodu rysującego w C przy użyciu wspomnianych podstawowych funkcji. Kształt i zachowanie obiektów graficznych wyznaczone są przez parametry dwojakiego rodzaju, podstawowe dla CPDev lub specyficzne dla CPVis. Parametry podstawowe obejmują typy danych zdefiniowane w normie PN-EN 61131-3, jak BOOL, INT, REAL itd., dzięki czemu program sterowania może wpływać na wizualizację poprzez przypisanie zmiennych globalnych do parametrów obiektu graficznego. Typy specyficzne dla CPVis to COLOR, RANGE, FONT i COMPLEX (złożony z innych typów).

CPVis składa się z edytora graficznego, bibliotek oraz części implementowanej w sterowniku (*runtime*). Główne okno edytora pokazano na rys. 6. Lewa część przedstawia projekt CPVis z dwoma przykładowymi ekranami, głównym i pomocniczym, oraz z drzewem bibliotek. Prawa część pozwala na tworzenie ekranów z obiektów graficznych. Tutaj jako przykład pokazano ekran interfejsu operatorskiego dla systemu alarmowego.



Rys. 6. Główne okno programu CPVis

Fig. 6. CPVis main window

Końcowa faza projektowania obejmuje eksport danych wizualizacyjnych do pliku binarnego, wysłanego następnie do sterownika. Na jego podstawie oprogramowanie *runtime* tworzy i aktualizuje wyświetlane grafiki. Część CPVis implementowana w sterowniku napisana jest w C/C++ i współpracuje z maszyną wirtualną VM CPDev. Zmiany wartości zmiennych podczas działania VM odzwierciedlane są na wyświetlaczu sterownika.

Większa elastyczność zarządzania obiektami graficznymi i ekranami jest możliwa gdy projektant opracowuje dodatkowe programy wizualizacyjne (po stronie CPDev) i łączy wynikowe zmienne z obiektami lub ekranami. Tego typu funkcjonalność jest dostępna w niektórych pakietach SCADA poprzez specjalizowane języki skryptowe lub Visual Basic. Tutaj jednak dla wygody projektanta te same języki normy i środowisko programistyczne wspierają zarówno sterowanie jak też wizualizację.

6. Testowanie jednostek POU za pomocą CPTest

Zwiększenie jakości opracowywanego w CPDev oprogramowania sterującego osiągnięto poprzez udostępnienie nowego narzędzia CPTest pozwalającego na testowanie jednostek POU (*Program Organization Unit*), tj. funkcji, bloków funkcyjnych i programów [7]. Przypuszcza się, że dzięki niemu projektanci skorzystają z możliwości bardziej wnikliwego testowania oprogramowania (warto podkreślić, że główne zastosowania CPDev obejmują transport morski i lądowy [9, 11]).

Implementacje poszczególnych POU mogą być weryfikowane przez CPTest przy użyciu testów tabelowych i jednostkowych. Test tabelowy umożliwia zweryfikowanie w prosty sposób, czy przy danym stanie wejść

wyjścia POU mają oczekiwane wartości. Jest to szczególnie użyteczne dla bloków funkcyjnych ze zmiennymi logicznymi (BOOL), gdyż użytkownik jedynie wpisuje wartości wyjść w szablonie testu. Bardziej zaawansowane testy jednostkowe definiowane są przy użyciu dedykowanego języka.

Główne okno CPTest pokazano na rys. 7. Przedstawiono tu przykładowy test tabelowy dla systemu alarmowego. Składa się on z szesnastu przypadków testowych, które sprawdzają, czy wartość zmiennej DIODA jest równa TRUE gdy przynajmniej jedna ze zmiennych powiązanych z czujnikami (OTW_OKNA1, OTW_OKNA2, OTW_DRZWI, CZUJNIK_RUCHU) ma wartość TRUE. Rezultat przebiegu testów jest wyświetlany w osobnym oknie (nie pokazanym na rysunku).

OKNA1	OKNA2	DRZWI	RUCHU		DIODA
FALSE	FALSE	FALSE	FALSE	Usuń	FALSE
FALSE	FALSE	FALSE	TRUE	Usuń	TRUE
FALSE	FALSE	TRUE	FALSE	Usuń	TRUE
FALSE	FALSE	TRUE	TRUE	Usuń	TRUE
FALSE	TRUE	FALSE	FALSE	Usuń	TRUE
FALSE	TRUE	FALSE	TRUE	Usuń	TRUE
FALSE	TRUE	TRUE	FALSE	Usuń	TRUE
FALSE	TRUE	TRUE	TRUE	Usuń	TRUE
TRUE	FALSE	FALSE	FALSE	Usuń	TRUE
TRUE	FALSE	FALSE	TRUE	Usuń	TRUE
TRUE	FALSE	TRUE	FALSE	Usuń	TRUE
TRUE	FALSE	TRUE	TRUE	Usuń	TRUE
TRUE	TRUE	FALSE	FALSE	Usuń	TRUE
TRUE	TRUE	FALSE	TRUE	Usuń	TRUE
TRUE	TRUE	TRUE	FALSE	Usuń	TRUE
TRUE	TRUE	TRUE	TRUE	Usuń	TRUE
Usuń	Usuń	Usuń	Usuń		Usuń

Rys. 7. Przykładowy test tabelowy dla systemu alarmowego

Fig. 7. Sample table test for alarm system

Dedykowany język definicji testów jednostkowych zawiera instrukcje SET, RESET, ASSIGN, WAIT, LOG i ASSERT. Poza ostatnią nie wymagają one szczegółowego wyjaśnienia. ASSERT sprawdza, czy wartość wyrażenia logicznego podanego jako argument jest prawdziwa. Jeżeli nie, test kończy się niepowodzeniem. ASSERT obsługuje następujące operatory: LE, NEQ, LT, LTE,

GT, GTE. Przykładem użycia może być `ASSERT ISTRUE ENGINE` (sprawdza, czy zmienna `ENGINE` ma wartość `TRUE`), albo `ASSERT GT ALARM_LEVEL 0` (sprawdza, czy wartość zmiennej `ALARM_LEVEL` jest większa niż 0). Taki dedykowany język definicji testów wspiera podejście zbliżone do formy Arrange-Act-Assert [2]. Dzięki temu kod może być podzielony na trzy części odpowiedzialne za (1) przygotowanie bieżącego stanu, (2) wykonanie akcji i (3) sprawdzenie, czy wymagania zostały spełnione.

Gdy test zakończy się niepowodzeniem projektant może użyć wbudowanych w CPDev narzędzi debugujących w celu symulacji programu i sprawdzania pośrednich wartości zmiennych po napotkaniu pułapki. Edytory wspierają użycie pułapek także na diagramach FBD, LD i SFC.

Testy wykonywane przez CPTest mogą być definiowane bezpośrednio po utworzeniu POU, jednak kluczowe z nich powinny być zdefiniowane na początku podczas specyfikacji programu sterowania.

7. Modele SysML w CPDev

Wraz ze zwiększaniem złożoności zadań sterowania pojawia się tendencja przenoszenia początkowych faz rozwoju oprogramowania na wyższe poziomy abstrakcji. Społeczność akademicka preferuje podejścia oparte na modelowaniu, jak np. MDD (*Model Driven Development*), z graficznymi modelami reprezentującymi części systemu. Takie modele mogą być opracowane w języku SysML (*System Modeling Language*, oparty na UML), który wspiera zarówno modelowanie zorientowane obiektowo jak i modelowanie proceduralne [10]. W oparciu o [1, 5], poniżej krótko przedstawiono użycie diagramów SysML do projektowania oprogramowania w środowisku CPDev.

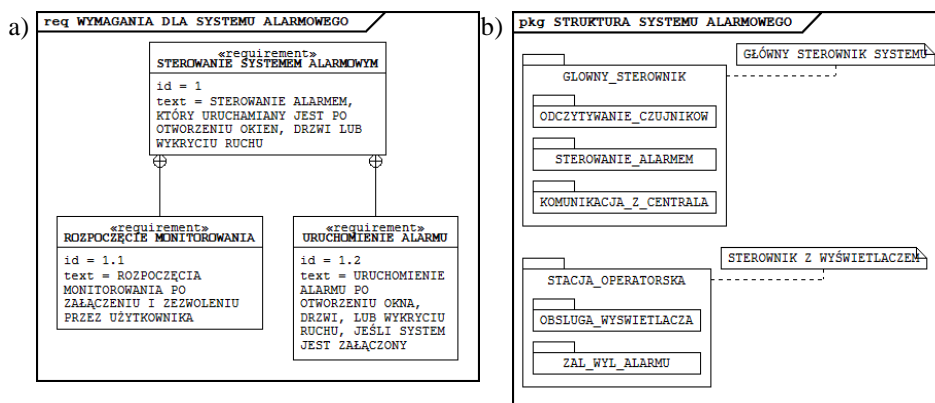
Spośród dziewięciu typów diagramów SysML wybrano cztery do modelowania poszczególnych aspektów systemu, tj. diagramy wymagań (*Requirements Diagrams*), definiowania bloków (*Block Definition Diagrams*), pakietów (*Package Diagrams*) oraz maszyn stanowych (*State Machine Diagrams*). Diagram wymagań specyfikuje zachowanie systemu zarówno w normalnych jak i sytuacjach nietypowych. W przypadku projektu złożonego z wielu bloków funkcyjnych niezbędna jest drzewiasta struktura wymagań. Węzły wyższego poziomu określają ogólne wymagania systemu, a węzły niższego poziomu wymagania dla poszczególnych programów, bloków funkcyjnych i funkcji.

Diagramy definiowania bloków specyfikują wszystkie typy jednostek POU (programy, bloki funkcyjne, funkcje) z przepływami jako wejścia i wyjścia. Na podstawie takich diagramów możliwe jest automatyczne tworzenie definicji POU w językach normy IEC. Szablony definicji stanowią bazę dla implementacji programowej uzupełnianą przez projektanta odpowiednim kodem

źródłowym. Pewne sekcje w diagramie definiowania bloków określają testy wykonywane na poszczególnych POU (poprzedni punkt).

Zgodnie z definicją zasobów diagramy pakietów reprezentują sterowniki z zadaniami. Tutaj również wymagane są dwa poziomy modelowania, wyższy dla sterowników i przyporządkowania zadań, niższy dla parametryzacji poszczególnych zadań, jak POU, czas cyklu itp. Zachowanie pewnych POU może być modelowane przez diagramy maszyn stanowych, które określają stany i warunki przejścia pomiędzy nimi. Takie diagramy mogą być automatycznie tłumaczone na kod źródłowy.

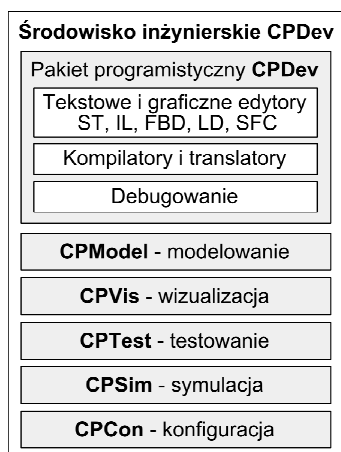
Zaproponowane podejście zostało wprowadzone do środowiska CPDev w formie prototypowego komponentu CPMoDel [5], który umożliwi tworzenie czterech typów diagramów SysML. Przykłady tworzonych modeli pokazano na rys. 8. Diagram na rys. 8a zawiera wymagania dla systemu alarmowego. Składa się on z trzech elementów `<<requirement>>` połączonych w taki sposób, aby powstała hierarchia wymagań. Dla każdego z nich podana jest nazwa, identyfikator oraz krótki opis. Diagram z rys. 8b modeluje strukturę systemu alarmowego korzystając z diagramu pakietów (*Package Diagram*). Wszystkie zasoby oraz zadania reprezentowane są przez pakiety.



Rys. 8. (a) Wymagania i (b) struktura dla systemu alarmowego

Fig. 8. (a) Requirements for and (b) structure of alarm system

CPModel jest ostatnim z komponentów CPDev, którego obecną strukturę pokazano na rys. 9. Środowisko CPDev IDE (*Integrated Development Environment*) zawiera edytory języków normy PN-EN 61131-3, kompilatory, translatory i debuggery. Pozostałe składniki umożliwiają modelowanie, implementację, testowanie, projektowanie wizualizacji dla HMI, symulację, konfigurację sprzętu i wsparcie w procesie uruchamiania (*commissioning*).



Rys. 9. Struktura środowiska inżynierskiego CPDev

Fig. 9. Structure of the CPDev engineering environment

8. Podsumowanie

Jakkolwiek pewne uzupełnienia i ulepszenia wciąż są potrzebne, CPDev stanowi obecnie dość kompletne środowisko inżynierskie dla programowania sterowników zgodnie z normą PN-EN 61131-3. Dostępne są edytory wszystkich języków oraz usunięto ograniczenia na rozmiar programów. Szybki prototyp PLC obejmujący jednostkę CPU z koprocesorem zmiennoprzecinkowym został zaimplementowany w FPGA. Opracowywanie interfejsu HMI w powiązaniu ze sterowaniem ułatwia projektowanie. Testy tabelowe i jednostkowe pozwalają na zwiększenie jakości oprogramowania. Diagramy SysML modelują złożone oprogramowanie przed implementacją kodu.

Bibliografia

- [1] Chiron F., Kouiss, K.: Design of IEC 61131-3 function blocks using SysML. In Control Automation 2007. MED '07. Mediterranean Conference, 1-5.
- [2] Grigg, J., Arrange Act Assert: <http://c2.com/cgi/wiki?ArrangeActAssert>, 2012.
- [3] Hajduk Z., Sadolewski J., Trybus B.: FPGA-Based Execution Platform for IEC 61131-3 Control Software. Przegląd Elektrotechniczny, 2011, no. 8, 187-191.
- [4] Jamro M., Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B., Trybus L.: Rozwój środowiska inżynierskiego CPDev do programowania systemów sterowania. W: Projektowanie, analiza i implementacja systemów czasu rzeczywistego. WKŁ, Warszawa, 2011, 151-162.

- [5] Jamro M., Trybus B.: An approach to SysML Modeling of IEC 61131-3 Control Software. 18th International Conference on Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), Międzyzdroje, Poland, 2013, pp. 217-222.
- [6] Jamro M., Trybus B.: IEC 61131-3 Programmable Human Machine Interfaces for Control Devices. Conference proceedings – 6th International Conference on Human System Interaction (HSI 2013), Sopot, Poland, 2013, 48-55.
- [7] Jamro M., Trybus B.: Testing procedure for IEC 61131-3 Control Software. 12th IFAC/IEEE Conference on Programmable Devices and Embedded Systems (PDeS), Velke Karlovice, Czech Republic, 2013, pp. 192-197.
- [8] LUMEL S.A.: <http://www.lumel.com.pl>, 2013.
- [9] Nauka i Technika Sp. z o.o.: <http://www.nit.pl>, 2013.
- [10] OMG, System Modeling Language (SysML) 1.3: <http://www.sysml.org/specs>, 2012.
- [11] Praxis Automation Technology B.V.: <http://www.praxis-automation.nl>, 2013.
- [12] Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B., Trybus L.: Programming controllers in Structured Text language of IEC 61131-3 standard. Journal of Applied Computer Science, 2008, no. 1, 49-69.
- [13] Rzońca D., Sadolewski J., Trybus B.: Kompilator języka ST normy IEC 61131-3 na uniwersalny kod wykonywalny. W: Systemy Czasu Rzeczywistego (SCR). WKŁ, Warszawa, 2007, 189-198.
- [14] Stec A., Świder Z., Trybus L.: Charakterystyka funkcjonalna prototypowego systemu do programowania systemów wbudowanych według normy IEC 61131-3. W: Systemy Czasu Rzeczywistego (SCR). WKŁ, Warszawa, 2007, 179-188.
- [15] Trybus L., Jamro M., Rzońca D., Sadolewski J., Stec A., Świder Z., Trybus B.: Uzupełnienia środowiska inżynierskiego CPDev dla programowania holenderskiego systemu sterowania statków Mega-Guard, Napędy i sterowanie 6/2012, 98-103.

CONTROL PROGRAM DEVELOPER ENGINEERING ENVIRONMENT CURRENTLY

S u m m a r y

The paper presents an overview of the current functionality of the CPDev (Control Program Developer) engineering environment developed in Department of Computer and Control Engineering at Rzeszów University of Technology. The package is designed for programming PLCs/PACs according to IEC 61131-3 standard. The system is based on the concept of dedicated virtual machines being interpreters of executable code to increase the portability and versatility of control programs. The environment has been enhanced by support of all IEC languages (ST, IL, FBD, LD, SFC), HMI software design integrated with control software, unit testing of software components as well as by ability of modeling the structure and operation of complex programs in SysML. Tool for designing HMI interface is independent of the hardware platform, and allows to combine control with visualization using IEC languages. Table and unit tests allow to increase software quality. Models based on SysML diagrams support the early design stages of control software. New CPDev compiler allows to handle larger programs. In addition to virtual machines run on general-purpose processors, compiled programs can also be executed by FPGA-PLC prototype. Current industrial implementations of the CPDev environment include devices from Lumel S.A. Zielona Gora, Poland (SMC programmable controller), Praxis Automation

Technology B.V. Leiden, The Netherlands (Mega-Guard Ship Automation and Navigation System) and Nauka i Technika Sp. z o.o. Zaczernie/Rzeszów, Poland (StTr-760-PLC controller). Brief description of the Praxis Mega-Guard system has been presented as an example of the implementation.

Keywords: PLC, IEC 61131-3, FPGA, HMI, SysML.

DOI: 10.7862/re.2013.8

Tekst złożono w redakcji: sierpień 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Piotr JANKOWSKI-MIHUŁOWICZ²
Damian KAWALEC¹

SYNTEZA MIKROPASKOWEJ ANTENY CZYTNIKA/PROGRAMATORA RFID PASMA UHF

W systemach radiowej identyfikacji obiektów RFID wykorzystuje się wiele rozwiązań konstrukcyjnych anten. Często stosowanymi konstrukcjami anten czytników/programatorów pasma UHF są rozwiązania mikropaskowe. Przyczyną intensywnego rozwoju techniki mikropaskowej są duże możliwości opracowywania konstrukcji o dowolnych kształtach i parametrach, rozwój aplikacji wspomagających ich projektowanie oraz stosunkowo niewielki koszt wykonania takich anten. Szybki rozwój techniki mikropaskowej wspomógł także pojawienie się dobrej jakości mikrofalowych materiałów dielektrycznych, które wykorzystywane są do wykonywania drukowanych struktur antenowych na laminatach pokrytych warstwą miedzi. Dla przedmiotowych konstrukcji, materiały te charakteryzują trzy podstawowe parametry: grubość, stała dielektryczna oraz współczynnik strat. Kolejnym czynnikiem, który przyczynił się do rozwoju anten mikropaskowych, było pojawienie się dedykowanych aplikacji komputerowych, w których wykorzystywana jest metoda: elementów skończonych FEM, różnic skończonych FDTD oraz momentów MoM. Wykorzystanie takich aplikacji, w znacznym stopniu wspomaga proces projektowania anten, ponieważ istnieje możliwość szybkiego przeprowadzenia analizy numerycznej wykonanych konstrukcji pod kątem podstawowych parametrów charakteryzujących dany układ. Możliwość łatwego nanoszenia poprawek konstrukcyjnych bez konieczności wykonywania rzeczywistych układów obniża koszty ich prototypowania. W artykule zaprezentowano proces syntezy użytecznej konstrukcji anteny czytnika/programatora pasma UHF, która funkcjonuje zgodnie z wymogami elektronicznego kodu produktu (protokół ISO/IEC 18000-6c). Bazując na przygotowanym modelu numerycznym, w artykule wskazano także parametry mające istotny wpływ na prawidłowe funkcjonowanie przedmiotowej anteny w zadanym systemie radiokomunikacyjnym.

Słowa kluczowe: antena mikropaskowa, parametry anten, RFID, system radiokomunikacyjny

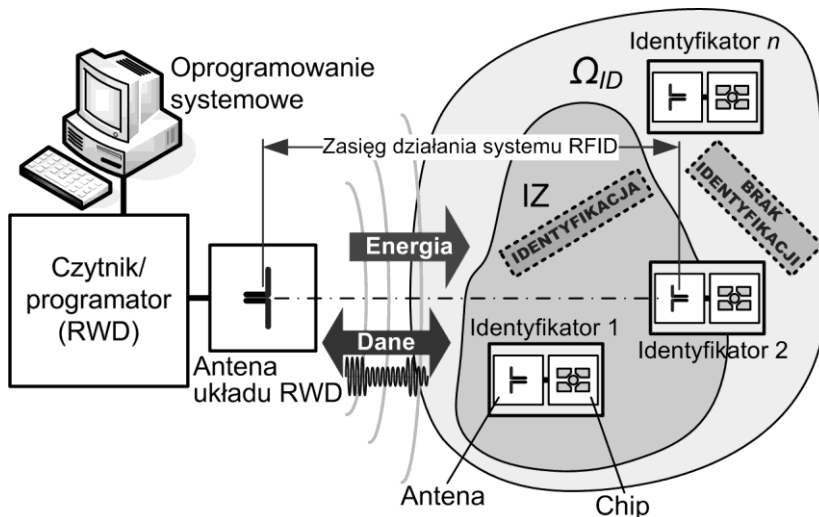
¹ Autor do korespondencji: Damian Kawalec, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel. (17) 854-47-08, dam.kaw@prz.edu.pl.

² Piotr Jankowski-Mihułowicz, Politechnika Rzeszowska, Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel. (17) 854-47-08, pjanko@prz.edu.pl, <http://pjanko.sd.prz.edu.pl>.

1. Wstęp

W każdym obszarze aktywności społeczno-gospodarczej można zauważyć różne rozwiązania techniczne automatycznej identyfikacji obiektów. Są one implementowane w złożonych systemach sprzętowo-programowych, które znajdują zastosowanie w przemyśle, handlu, nauce, medycynie i wielu innych dziedzinach [3, 4, 11, 12, 17]. W związku z dużą różnorodnością środowisk, gdzie stosowane są tego typu systemy, a także rosnącymi wymaganiami dotyczącymi ich bezpieczeństwa, niezawodności i autentyczności przesyłanych danych, ostatnie lata przyniosły znaczący rozwój zautomatyzowanych procesów.

Jednym z nowoczesnych rozwiązań tego typu jest technika radiowej identyfikacji RFID (*Radio Frequency IDentification*). W zakresie sprzętowym, system RFID składa się z układu czytnika/programatora (*Read/Write Device*), jego anteny oraz co najmniej jednego elektronicznego identyfikatora (*transponder*), który jest przeznaczony do znakowania obiektu (Rys. 1).



Rys. 1. Uogólniony schemat blokowy systemu RFID pasma UHF

Fig. 1. Generalized block diagram of UHF RFID system

Komunikacja w systemie RFID jest zależna od liczby identyfikatorów, które pozostając w obszarze poprawnej pracy IZ (*Interrogation Zone*) mogą wymieniać dane z układem czytnika/programatora [8]. W przypadku systemu pojedynczego (*single system*) komunikacja może być realizowana tylko z jednym identyfikatorem RFID. W przypadku systemu identyfikacji wielokrotnej (*anti-collision system*), proces komunikacji prowadzony jest jednocześnie z wieloma identyfikatorami, a w procesie tym wykorzystuje się algorytmy wielodostępu do kanału radiowego, które zapewniają możliwość jednoczesnego (auto-

matycznego) rozróżnienia wielu obiektów oznaczonych elektronicznymi identyfikatorami. W obu wymienionych przypadkach znakowane obiekty są lokowane w obszarze Ω_{ID} (Rys. 1). Nie ma jednak pewności, że wszystkie te obiekty zostaną rozpoznane podczas zautomatyzowanego procesu identyfikacji, który dodatkowo może być realizowany w sposób statyczny (stała lokalizacja i orientacja obiektów/identyfikatorów w przestrzeni) lub dynamiczny (zmienna lokalizacja i/lub orientacja obiektów/identyfikatorów w przestrzeni) [9].

Obszar poprawnej pracy jest najbardziej użytecznym parametrem, który warunkuje możliwości szerokiego zastosowania systemów RFID w zautomatyzowanych procesach [8, 10]. W parametrze tym kompleksowo uwzględniane są właściwości energetyczne i komunikacyjne systemu RFID, co stanowi bazę wiedzy o podstawowych parametrach jego składowych urządzeń. Wyznaczanie obszaru poprawnej pracy, a także jego użytecznych parametrów aplikacyjnych, takich jak np. zasięg działania (*read/write range*) systemu RFID (Rys. 1), jest uwarunkowane wieloma czynnikami, które determinują konstrukcję składowych urządzeń systemu RFID.

Pasma częstotliwości jest kluczowym czynnikiem, na podstawie którego można rozróżnić funkcjonowanie systemu RFID i konstrukcję jego urządzeń. Pierwszą grupę stanowią systemy indukcyjnie sprzężone (*inductive coupling*), funkcjonujące w zakresie fal średnich i krótkich. W paśmie LF wykorzystywana jest częstotliwość od 100 kHz do 135 kHz (typowo 125 kHz). Systemy indukcyjnie sprzężone pasma HF funkcjonują z częstotliwością nośnej 13,56 MHz. Działanie urządzeń techniki RFID jest odmiennie w drugiej grupie – systemów propagacyjnych (*radiative coupling*) [5], funkcjonujących – w zależności od regionu świata - w zakresie częstotliwości 860-960 MHz w paśmie UHF, a także z wybranymi częstotliwościami pasm 2,45 GHz i 5,8 GHz.

W przedmiotowym artykule szczególną uwagę zwrócono na proces syntezy użytecznej anteny układu czytnika/programatora pasma UHF, której parametry w głównej mierze determinują obszar poprawnej pracy, a także zasięg działania systemu radiowej identyfikacji elektronicznie znakowanych obiektów. W artykule omówiono założenia projektowe, wybór jednej z konstrukcji mikropaskowych, możliwej do realizacji w technologii PCB (*Printed Circuit Board*), a także dostępny dla niej model analityczny i przygotowany na jego podstawie – model numeryczny dla programu HyperLynx 3D EM firmy Mentor Graphics. Praca została podsumowana prezentacją praktycznej realizacji anteny oraz omówieniem uzyskanych wyników obliczeń i pomiarów, które zrealizowano przy wykorzystaniu wyposażenia specjalistycznego laboratorium techniki RFID, zlokalizowanego w Zakładzie Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych (ZSEiT) Wydziału Elektrotechniki i Informatyki (WEiI) Politechniki Rzeszowskiej (PRz).

2. Synteza anteny czytnika/programatora

2.1. Założenia projektowe

W propagacyjnym systemie RFID pasma UHF, podobnie jak w typowych systemach radiokomunikacyjnych, wymagane jest podłączenie – dopasowanej impedancyjnie i falowo – anteny do niesymetrycznego, 50Ω wejścia układu czytnika/programatora. Istotą działania tych systemów jest uzyskiwanie maksymalnie dużych odległości (zasięg działania od kilkudziesięciu centymetrów do kilku metrów), dla których możliwe będzie przeprowadzenie komunikacji radiowej pomiędzy identyfikatorem/identyfikatorami (odpowiednio w systemach pojedynczych i wielokrotnych) oraz układem RWD. Takie funkcjonowanie anteny i układu czytnika/programatora wymusza zwrócenie szczególnej uwagi na energetyczne uwarunkowania działania propagacyjnych systemów RFID, z uwzględnieniem problemu zgodności urządzeń z wymaganiami kompatybilności elektromagnetycznej (EMC). W wersji europejskiej zgodność ta jest zapewniana poprzez spełnienie wymagań unormowania ETSI EN 302 208 (2 W ERP – *effective radiated power* – w paśmie od 865,6 MHz do 867,6 MHz), natomiast w wersji amerykańskiej – FCC Part 15.247 (1 W mocy wyjściowej nadajnika z anteną o maksymalnym zysku 6 dBi, czyli 4 W EIRP – *effective isotropic radiated power* – w paśmie 902-928 MHz). Ze względu na lokalizację, podczas procesu syntezy przedmiotowej anteny zakładana jest zgodność z unormowaniami europejskimi.

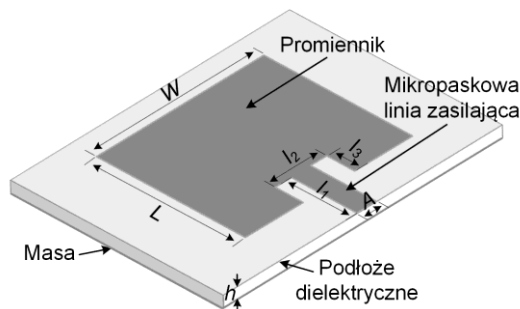
W przedmiotowym przypadku przyjęto założenie, że projektowana antena powinna zapewniać możliwość prawidłowej komunikacji radiowej przy wykorzystaniu najbardziej popularnego protokołu pasma UHF – ISO/IEC 18000-6c (zgodnego z wymaganiami elektronicznego kodu produktu: EPC Class 1 Gen 2 [7]), który w przyszłości będzie np. powszechnie wykorzystywany podczas identyfikacji produktów szybko rotujących FMCG (*Fast Moving Consumer Goods*) w światowych łańcuchach dostaw [6]. Projektowana antena powinna posiadać kierunkową charakterystykę promieniowania, niewielkie rozmiary geometryczne oraz współczynnik fali stojącej $SWR=1:1,3$ w wymaganym paśmie pracy (865,6 MHz do 867,6 MHz).

2.2. Konstrukcja anteny

Anteny mikropaskowe charakteryzuje wiele użytecznych cech. Możliwość dokładnego odwzorowania ich kształtu za pomocą obwodu drukowanego, duża powtarzalność wykonania oraz łatwa integracja z układami elektronicznymi sprawiają, że konstrukcje te są proste, tanie i łatwe w wytwarzaniu. Dodatkowo, cienka, planarna struktura oraz niewielka masa pojedynczej anteny umożliwiają konstruowanie złożonych układów antenowych [13, 14, 16].

Z uwagi na wiele zalet, anteny mikropaskowe znalazły szerokie zastosowanie m. in. w komputerowych sieciach bezprzewodowych, telefonii komórkowej, systemach radarowych, a także w technice RFID. Atrakcyjność tego typu konstrukcji sprawia, że są one obiektem wielu badań, w których często poszukuje się szerokiego, częstotliwościowego pasma pracy projektowanej anteny [15].

Typowa antena mikropaskowa składa się z metalicznych elementów, wyfrezowanych lub wytrawionych w cienkiej warstwie przewodzącej (zazwyczaj miedzi). Promiennik i masa (ekran) znajdują się po przeciwnych stronach warstwy dielektrycznej, która usztywnia całą konstrukcję anteny (Rys. 2). W najprostszych przypadkach element promieniujący może być bezpośrednio zasilany z prostopadłe umieszczonej względem niego, niesymetrycznej linii współosiowej, która jest doprowadzana do anteny od strony masy [1]. W innym rozwiązaniu, promiennik może być pobudzany za pomocą bliskiego pola elektromagnetycznego, wytworzonego przez galwanicznie odseparowaną linię mikropaskową, która może być lokowana w różnych miejscach – obok promiennika lub pod nim [1, 18]. Dla przedmiotowych działań syntezy anteny czytnika/programatora pasma UHF wybrano bezpośrednie zasilanie promiennika za pomocą linii mikropaskowej (Rys. 2), co docelowo umożliwi wykonanie całej konstrukcji w jednym procesie technologicznym.



Rys. 2. Typowa konstrukcja anteny mikropaskowej

Fig. 2. The basic construction of microstrip antenna

Przed opracowaniem właściwego modelu numerycznego projektowanej anteny konieczne było wykonanie wstępnych obliczeń jej parametrów geometrycznych. Działania te miały na celu uzyskanie przybliżonego kształtu anteny, który zapewni zgodność konstrukcji z przyjętymi dla niej założeniami. Do realizacji tych obliczeń, w środowisku Mathcad opracowano program, w którym zaimplementowano empiryczne zależności charakteryzujące wybraną konstrukcję anteny mikropaskowej [1, 2].

Rozmiary poszczególnych krawędzi anteny zależą przede wszystkim od częstotliwości rezonansowej f_0 oraz względnej przenikalności elektrycznej ϵ_r warstwy dielektrycznej laminatu miedziowanego, na którym zostanie ona wyko-

nana. Dla typowych anten panelowych zasilanych linią mikropaskową, wstępną długość boku W promiennika można wyznaczyć z zależności:

$$W = \frac{\lambda_0}{2} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

gdzie: λ_0 oznacza długość fali dla częstotliwości f_0 .

W paśmie UHF, nawet niewielka zmiana długości boku W (od dziesiątych części mm do kilku mm) znacząco wpływa na dopasowanie impedancyjne anteny. Na podstawie tego parametru, a także grubości h warstwy dielektrycznej laminatu, wyznaczana jest skuteczna przenikalność elektryczna ϵ_{reff} :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (2)$$

Wartość powyższego parametru jest konieczna do obliczenia skutecznej długości fali:

$$\lambda = \frac{c}{f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (3)$$

gdzie: c oznacza prędkość światła.

W idealnym przypadku długość boku L zależy przede wszystkim od częstotliwości f_0 i skutecznej przenikalności elektrycznej ϵ_{reff} , a jej wartość jest wyznaczana z zależności:

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{\lambda}{2} \quad (4)$$

Zależność (4) jest słuszna tylko wtedy, gdy grubość laminatu jest znacznie mniejsza od długości fali dla częstotliwości z jaką powinna pracować antena ($h \ll \lambda_0$). Dla większych częstotliwości (np. zakładane $f_0=866$ MHz), zmiana długości L o ok. 0,4 mm powoduje przesunięcie f_0 o 1 MHz. Mogłoby to sprawić, że częstotliwość rezonansowa wykonanej anteny znajdzie się poza założonym zakresem pracy systemu RFID w paśmie UHF (865,6-867,6 MHz). Z tego powodu konieczne jest obliczenie poprawki ΔL dla długości boku promiennika:

$$\Delta L = 0,412 \cdot h \cdot \frac{(\varepsilon_{\text{reff}} + 0,3) \left(\frac{W}{h} + 0,262 \right)}{(\varepsilon_{\text{reff}} - 0,258) \left(\frac{W}{h} + 0,813 \right)} \quad (5)$$

Kompletna zależność, za pomocą której można wyznaczyć długość boku L promiennika, przyjmuje następującą postać:

$$L = \frac{c}{f_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{reff}}}} - 2\Delta L = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta L \quad (6)$$

Projekt mikropaskowej linii zasilającej o impedancji charakterystycznej Z_C (zakładane 50 Ω) rozpoczyna wyznaczenie zmiennych pomocniczych a i b :

$$a = \frac{Z_C}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (7)$$

$$b = \frac{60\pi^2}{Z_C \sqrt{\varepsilon_r}} \quad (8)$$

Jeżeli parametr $a > 1,52$, to szerokość linii zasilającej oblicza się z równania:

$$A = \frac{8e^a}{e^{2a} - 2} \cdot h \quad (9)$$

natomiast, gdy $a \leq 1,52$, słuszna jest zależność:

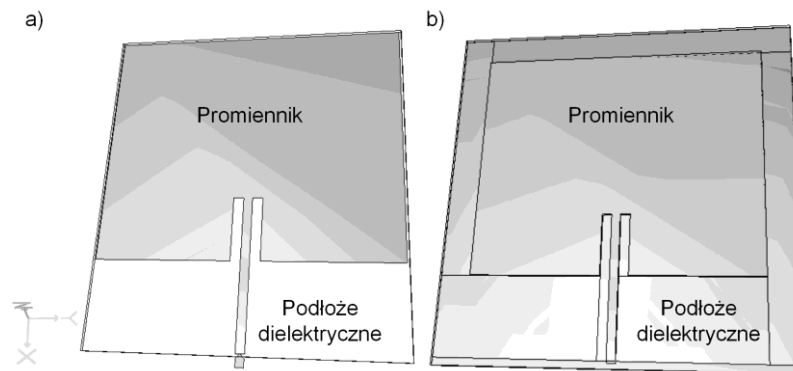
$$A = \frac{2}{\pi} \left\{ b - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(b - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \cdot h \quad (10)$$

Zysk energetyczny dobrze dopasowanej pojedynczej anteny panelowej, wykonanej w technice mikropaskowej na stratnym podłożu, może osiągnąć wartość ponad 6 dBi.

2.3. Model anteny

Na podstawie zaprezentowanych zależności, w kolejnym etapie procesu konieczne było przygotowanie odpowiednich modeli anteny dla programu HyperLynx 3D EM firmy Mentor Graphics. Przedmiotowe oprogramowanie, bazujące na metodzie momentów, jest szeroko wykorzystywane do obliczeń numerycznych struktur RF, anten i ich układów, obwodów mikrofalowych, filtrów oraz wielu innych układów mała i wielkoczęstotliwościowych. Zaimplementowane w nim algorytmy są skuteczne w analizie anten modelowanych jako płanne struktury metaliczne, separowane warstwami dielektrycznymi.

Ze względu na dokładność odwzorowania struktury geometrycznej projektowanego układu, model anteny można przedstawić w postaci: a) „*infinite*” z nieskończoną masą i nieskończonym dielektrykiem, b) „*finite ground*” z ograniczoną masą i nieskończonym dielektrykiem i c) „*finite substrate*” z ograniczoną masą i dielektrykiem. Wymienione w kolejności trzy typy modelu charakteryzuje coraz bardziej skomplikowana struktura geometryczna. Ich przygotowanie umożliwiło w finale osiągnięcie ostatecznych rozmiarów geometrycznych i parametrów dla projektowanej anteny.



Rys. 3. Opracowane modele anteny: a) typ „*infinite*”, b) typ „*finite substrate*”

Fig. 3. Developed antenna models: a) „*infinite*” type, b) „*finite substrate*” type

Opracowany model typu „*infinite*” posiadał tylko jedną warstwę, która reprezentowała promiennik umieszczony na podłożu dielektrycznym (Rys. 3-a). Dielektryk oraz masa nie miały określonego rozmiaru, więc nie było potrzeby ich dodatkowego definiowania.

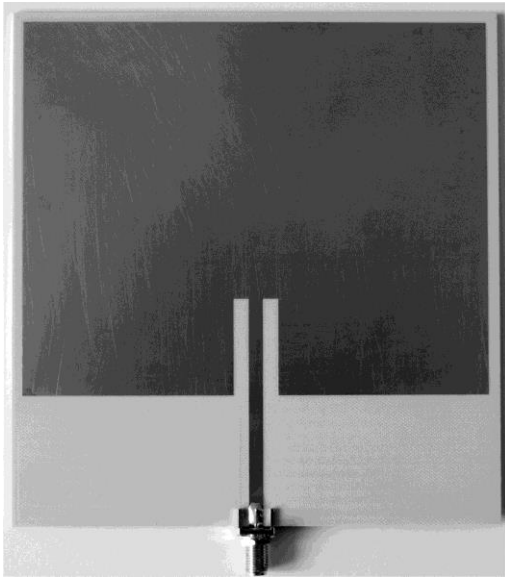
W opracowanym modelu typu „*finite ground*” zdefiniowano drugą warstwę metaliczną, która reprezentowała geometrycznie ograniczoną masę anteny. Wadą tego modelu była konieczność wzajemnego dopasowania siatek numerycznych promiennika i masy, co wymagało podzielenia tych warstw na odpowied-

nie fragmenty. Niedopasowanie linii siatek często może prowadzić do rozbieżności wyników obliczeń i późniejszych pomiarów realizowanych dla wykonanej na podstawie modelu anteny.

Z uwagi na wymienione problemy, podczas obliczeń zdecydowano się na wykorzystanie tylko modelu „*infinite*”, a także typu „*finite substrate*”, w którym dodatkowo zdefiniowano ograniczoną geometrycznie masę i warstwę dielektryka (Rys. 3-b).

2.4. Wyniki obliczeń i pomiarów anteny

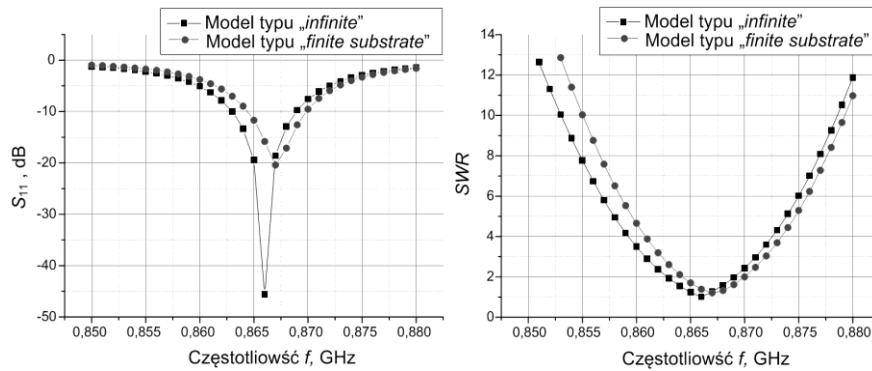
Przeprowadzone obliczenia numeryczne opracowanych modeli umożliwiły osiągnięcie końcowych parametrów konstrukcyjnych (Rys. 2): $W=123,8$ mm, $L=99,8$ mm, $A=3,7$ mm, $l_1=60$ mm, $l_2=12$ mm, $l_3=25,8$ mm, które zapewniają spełnienie założeń przyjętych dla projektowanej anteny układu czytnika/programatora RFID pasma UHF. Na podstawie uzyskanych danych dokonano praktycznej realizacji przedmiotowej anteny (Rys. 4).



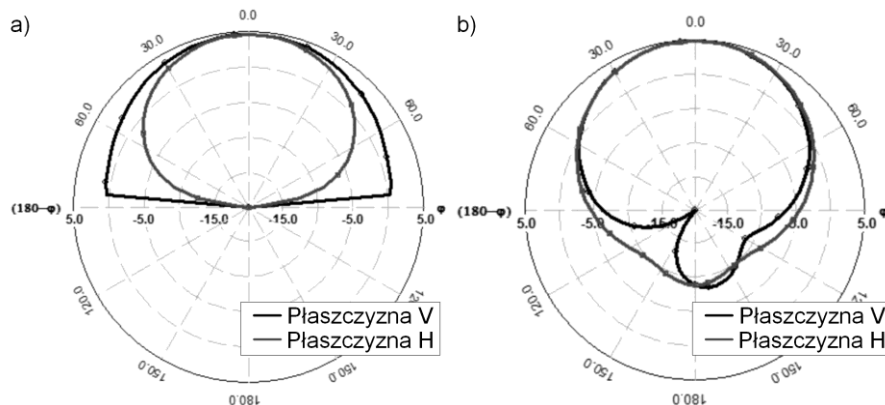
Rys. 4. Praktyczna implementacja anteny

Fig. 4. Practical implementation of antenna

Antenę wykonano z dwustronnie miedzianego laminatu ISOLA IS-680-300 (grubość warstwy dielektrycznej $h=1,547$ mm, grubość warstwy miedzi $18 \mu\text{m}$, $\epsilon_r=3$, $\text{tg}\delta=0,003$). Z uwagi na brak informacji o parametrach warstwy dielektrycznej dla założonej częstotliwości rezonansowej, podczas obliczeń modeli przyjęto wartości katalogowe, specyfikowane dla $f=2$ GHz.

Rys. 5. Wyniki obliczeń S_{11} i SWR Fig. 5. Calculation results of S_{11} and SWR

Na rysunku 5 zestawiono porównawcze wyniki obliczeń strat odbicia (S_{11}) oraz współczynnika fali stojącej (SWR), natomiast na rysunku 6 zaprezentowano diagramy kierunkowe charakterystyki promieniowania dla obu opracowanych modeli anteny. Dla typu „infinite” uzyskano $S_{11}=-45$ dB ($SWR=1,02$), kierunkowość $D=6,93$ dBi oraz całkowity zysk energetyczny $G=4,58$ dBi, natomiast w przypadku modelu „finite substrate”: $S_{11}=-18,08$ dB ($SWR=1,28$), $D=6,68$ dBi, $G=4,94$ dBi. Obliczenia wykonano dla częstotliwości rezonansowej $f_0=866$ MHz.

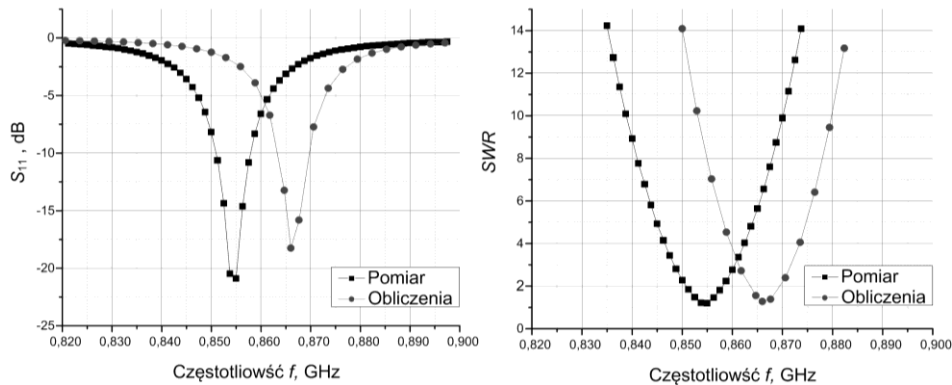


Rys. 6. Diagram charakterystyki promieniowania anteny dla częstotliwości 866 MHz: a) model typu „infinite”, b) model typu „finite substrate”

Fig. 6. Diagrams of radiation pattern for antenna at 866 MHz: a) „infinite” type, b) „finite substrate” type

Wyniki obliczeń obu modeli przygotowanych dla anteny mikropaskowej, różniły się głównie poziomem dopasowania impedancyjnego. Przeprowadzone obliczenia porównawcze (dla ustalonej geometrii anteny) nie wykazywały znaczących różnic w częstotliwości rezonansowej f_0 . Wobec tego, w przypadku przedmiotowej konstrukcji anteny, model typu „*infinite*” można stosować w celu poszukiwania właściwej częstotliwości f_0 , natomiast jeżeli wymagane jest dokładne sprawdzenie charakterystyki promieniowania, impedancji wejściowej, zysku energetycznego i innych parametrów, wówczas można przeprowadzić analizę numeryczną wykorzystując opracowany model typu „*finite substrate*”. Wyniki obliczeń modelu typu „*finite substrate*” charakteryzuje największa ich zbieżność z rzeczywistością, ale także konieczność wykonania bardziej czasochłonnych obliczeń numerycznych, które można wykonywać przy wykorzystaniu dostępnych zasobów typowego komputera klasy PC.

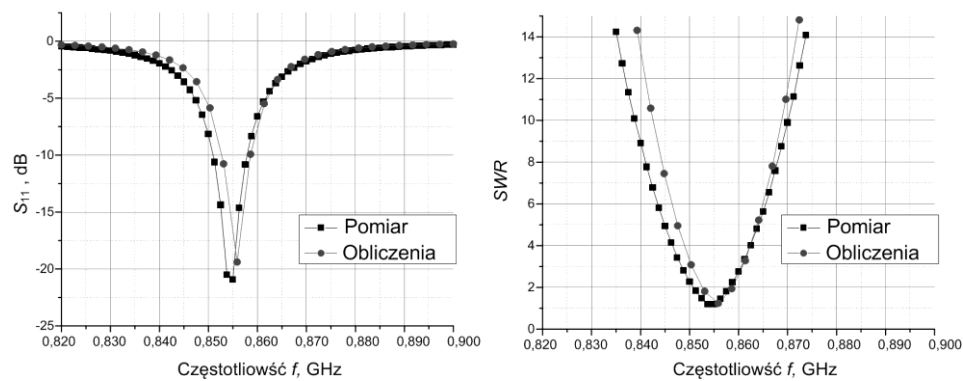
Pomiary parametrów opracowanej anteny wykonano przy wykorzystaniu wyposażenia laboratorium techniki RFID ZSEiT PRz. Podczas ich realizacji wykorzystano wektorowy analizator obwodów LA Techniques LA19-13-02 i dedykowany do przyrządu zestaw kalibracyjny DW96635. Na rysunku 7 zestawiono porównawcze wyniki strat odbicia oraz współczynnika fali stojącej. Porównania tego dokonano na podstawie wyników obliczeń modelu typu „*finite substrate*” dla wstępnie przyjętej, katalogowej wartości względnej przenikalności elektrycznej warstwy dielektrycznej laminatu ($\epsilon_r=3$, $f=2$ GHz).



Rys. 7. Wyniki obliczeń i pomiarów S_{11} i SWR anteny („*finite substrate*”, $\epsilon_r=3$)

Fig. 7. Calculation and measurement results of S_{11} and SWR for antenna („*finite substrate*”, $\epsilon_r=3$)

W rozpatrywanym przypadku, zmierzona częstotliwość rezonansowa ($f_0=855$ MHz, $S_{11}=-20,8$ dB, oraz $SWR=1,2$) jest o około 11 MHz mniejsza niż uzyskana z obliczeń modelu. Rozbieżność ta jest spowodowana nieznaną rzeczywistą wartością względnej przenikalności elektrycznej warstwy dielektrycznej wykorzystanego laminatu dla częstotliwości rezonansowej.



Rys. 8. Wyniki obliczeń i pomiarów S_{11} i SWR anteny („*finite substrate*”, $\epsilon_r=3,08$)

Fig. 8. Calculation and measurement results of S_{11} and SWR for antenna („*finite substrate*”, $\epsilon_r=3,08$)

Tylko nieznaczna korekta w modelu wartości przenikalności powoduje uzyskanie zbieżności wyników obliczeń i pomiarów (Rys. 8). Przeprowadzoną korektę uzasadnia konieczność rozpatrywania mniejszej częstotliwości pracy projektowanej anteny w porównaniu do danych katalogowych wykorzystanego materiału. Dla skorygowanej wartości $\epsilon_r=3,08$, w wyniku obliczeń modelu „*finite substrate*” uzyskano: $f_0=855$ MHz i $S_{11}=-19,32$ dB ($SWR=1,24$).

3. Podsumowanie

Dla użytkownika systemu RFID istotne jest prawidłowe i niezawodne działanie zautomatyzowanego procesu identyfikacji. Wymagane jest rozpoznawanie wszystkich znakowanych obiektów znajdujących się w określonej przestrzeni. Warunek ten jest możliwy do spełnienia tylko poprzez prawidłowo wykonany projekt systemu RFID. Czynności te można wykonać na podstawie pełnej wiedzy o składowych urządzeniach, dla których możliwe będzie szacowanie obszaru poprawnej pracy i jego podstawowych parametrów (np. bardzo użytecznego zasięgu działania). Jednym z tych urządzeń jest antena czytnika/programatora, od której – w głównej mierze – zależą przestrzenne granice obszaru poprawnej pracy systemu RFID. Niepełne lub niewłaściwe specyfikowanie jej parametrów może skutkować zmniejszeniem rozmiaru obszaru poprawnej pracy (zmniejszeniem zasięgu działania systemu). Omówione przesłanki stanowiły podstawę do zaprezentowania procesu syntezy użytecznej, mikropaskowej konstrukcji anteny układu czytnika/programatora funkcjonującego w paśmie UHF zgodnie z wymaganiami elektronicznego kodu produktu (EPC Class 1 Gen 2, ISO/IEC 18000-6c). W artykule szczególną uwagę zwrócono na prawidłowe przygotowanie modelu numerycznego projektowanej struktury promieniującej,

ponieważ proces ten jest kluczowy dla sprawnej realizacji prac rozwojowo-wdrożeniowych, prowadzonych współcześnie w obszarze projektowania anten.

Podziękowania

Część przedmiotowych prac została zrealizowana w ramach projektu pt. „Synteza autonomicznego identyfikatora półpasywnego, dedykowanego do pracy w wielokrotnych, dynamicznych systemach RFID”, finansowanego przez NCBR 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] Balanis C.: Antenna Theory, 3-rd Ed., Wiley, 2005.
- [2] Bhartia P., Garg R., Bahl Inder, Ittipiboon A.: Microstrip antenna design handbook, Artech House, 2001.
- [3] Brown D.: RFID Implementation, McGraw-Hill, 2007.
- [4] Chen J. C., Cheng C. H., PoTsang Huang B., Wang K. J., Huang C. J., Ting T. C.: Warehouse management with lean and RFID application: a case study, Int. J. Adv. Manuf. Technol., Vol. May, 2013.
- [5] Dobkin D.: The RF in RFID - Passive UHF RFID in Practice, Elsevier-Newnes, 2007.
- [6] Dolgui A., Proth J. M.: Supply Chain Engineering, Useful Methods and Techniques, Springer, 2010.
- [7] EPCglobal Inc.: Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860-960 MHz, Ver. 1.2.0, 2008.
- [8] Finkenzeller K.: RFID Handbook, 3-rd Ed., Willey, 2010.
- [9] Jankowski-Miśkiewicz P., Kalita W., Pawłowicz B.: Problem of dynamic change of tags location in anticollision RFID systems, Microelectronics Reliability, Vol. 48, Issue 6, pp. 911-918, 2008.
- [10] Jankowski-Miśkiewicz P., Kalita W.: Obszar poprawnej pracy – podstawowy parametr aplikacyjny systemów RFID, Elektronika, nr 8, str. 67-72, 2010.
- [11] Jones E., Chung C.: RFID in Logistics - A Practical Introduction, CRC, 2008.
- [12] Kochendörfer P.: Entering a secure future, Global Identification, Vol. Oct., pp. 24-26, 2012.
- [13] Lu J. H., Wang S. F.: Planar Broadband Circularly Polarized Antenna With Square Slot for UHF RFID Reader, IEEE Trans. Antennas Propag., Vol. 61, Issue 1, pp. 45-53, 2013.

- [14] Medeiros C. R., Costa J. R., Fernandes C. A.: RFID Reader Antennas for Tag Detection in Self-Confined Volumes at UHF, *IEEE Antennas Propag. Mag.*, Vol. 53, Issue 2, pp. 39-50, 2011.
- [15] Pergoń M., Zieniutycz W., Sorokosz Ł.: Antena mikropaskowa o poszerzonym paśmie pracy, *Wydawnictwo SIGMA NOT, Elektornika*, nr 11, s.130-133, 2010.
- [16] Sim C., Chi C. J.: A Slot Loaded Circularly Polarized Patch Antenna for UHF RFID Reader, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol. 60, Issue 10, pp. 4516-4521, 2012.
- [17] Wheeler M.: Automating processes with RFID, *Global Identification*, Vol. Feb., pp. 10-13, 2013.
- [18] Wincza K.: Planarne i konforemne zintegrowane układy antenowe z macierzą Butlera jako siecią formowania wielu wiązek. *Analiza, projektowanie i badania eksperymentalne*, pp.110-125, Wrocław, 2007.

THE SYNTHESIS OF A MICROSTRIP ANTENNA OF READ/WRITE DEVICES FOR UHF BANDWIDTH

Summary

In radio frequency identification systems a variety of antenna design solutions are being used. Due to the low costs of production and small dimensions, microstrip solutions are frequently used as an antenna design of read/write devices for UHF band. The reason for the intensive development of microstrip technology is the opportunity to develop structures of any shape and parameters, the development of applications supporting their design and the relatively low cost of implementation of such antennas. The rapid development of microstrip technology has promoted the emergence of high-quality microwave dielectric materials, which are used to make printed antenna structures on laminates coated copper. The materials of these structures are characterized by three basic parameters: thickness, dielectric constant and loss factor. Another element that contributed to the development of microstrip antennas, was the emergence of dedicated computer applications in which the numerical method is used (such as finite-element method, finite difference time domain and moments method). The use of such applications supports the process of designing antennas, because there is the possibility to quickly perform numerical analysis on executed construction taking into consideration parameters that characterize the system. The ability to adjust the construction without the need for real systems, lowers the cost of prototyping. The synthesis of an antenna design of read/write devices for UHF band that operates in accordance with the requirements of the electronic product code (protocol ISO/IEC 18000-6c) has been presented in this paper. Based on the prepared model, the parameters which affect the proper functioning of the presented antenna in a given radio communication system have also been identified.

Keywords: microstrip antenna, antenna parameters, RFID, radio communication system

DOI: 10.7862/re.2013.9

Tekst złożono w redakcji: październik 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Kamil KUBIAK¹

UKŁAD OPTYCZNY OPRAWY OŚWIETLENIA ILUMINACYJNEGO DO WYRÓWNIANEGO OŚWIETLENIA POWIERZCHNI

Artykuł dotyczy iluminacji obiektów, która obecnie staje się coraz częściej stosowana. Do powstania iluminacji obiektu niezbędne jest poza stworzeniem jej koncepcji, zastosowanie odpowiedniego sprzętu oświetleniowego (opraw oświetleniowych), tak aby urzeczywistnić zaproponowaną koncepcję. Dostępne na rynku oprawy oświetleniowe stosowane do celów iluminacyjnych są w rzeczywistości typowymi urządzeniami oświetleniowymi stosowanymi w wielu innych aplikacjach takich jak oświetlenie placów zewnętrznych. Są to więc rozwiązania uniwersalne, z uwagi na ograniczenie kosztów produkcji. Niestety po głębszej analizie efektów zastosowania takich właśnie uniwersalnych opraw oświetleniowych w iluminacji obiektów, dochodzi się do wniosku, że nie jest to najlepsze rozwiązanie. Ze względu na specyficzne warunki powstające przy iluminacji obiektu powstaje potrzeba modyfikacji stosowanego obecnie rozwiązania konstrukcji układu optycznego typowej oprawy oświetleniowej, tak aby w lepszym stopniu spełniała wymagania iluminacji obiektów.

Słowa kluczowe: iluminacja obiektów, oprawa oświetleniowa, układ optyczny

1. Wstęp

Celem podjętej tematyki w ramach rozprawy doktorskiej autora jest zaproponowanie rozwiązania konstrukcji układu optycznego oprawy oświetleniowej, która w możliwie równomierny sposób oświetli pionową płaszczyznę z bliskiej odległości od dołu. Na podstawie przeglądu obecnie stosowanych rozwiązań układów optycznych opraw oświetleniowych wykryto brak możliwości uzyskania równomiernego oświetlenia powierzchni w tak zdefiniowanych warunkach [3, 4]. Istniejące niedopasowanie stosowanych układów optycznych powinno zostać zmniejszone, gdyż wpływa ono negatywnie na odbiór geometrii i struk-

¹ Kamil Kubiak, Politechnika Warszawska, Zakład Techniki Świetlnej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, tel.: 22 234 7353, kamil.kubiak@ien.pw.edu.pl

tury powierzchni oświetlanego obiektu. Eksponowanie światłem obiektów w porze nocnej powinno być „przedłużeniem” ich widoku dziennego. W związku z tym autor postawił sobie zadanie konstrukcyjne zaproponowania układu optycznego, który poprawi względem istniejących rozwiązań, stopień równomierności oświetlonej powierzchni. Wyznaczenie takiej konstrukcji wiąże się z przyjęciem odpowiedniego narzędzia obliczeniowego, dzięki któremu będą w sposób świadomy wyznaczane kolejne elementy układu optycznego. Autor podjął decyzję o przygotowaniu własnego narzędzia obliczeniowego w miejsce kilku narzędzi obliczeniowych nieraz opisywanych w literaturze przedmiotu. Dzięki temu w sposób bardziej dopasowany (intuicyjny) będzie możliwe wyznaczanie geometrii poszukiwanego układu. Dotychczasowe zastosowanie autorskiego podejścia do zagadnienia doprowadziło do powstania części układu optycznego, którego parametry są lepsze w porównaniu z obecnymi rozwiązaniami.

2. Iluminacja obiektów

W podstaw projektowania iluminacji obiektów w oparciu o wizualizację komputerową w Polsce jest profesor Wojciech Żagan z Politechniki Warszawskiej. W jego monografii poświęconej tej tematyce możemy przeczytać następującą definicję iluminacji [6]: „Iluminacja jest to efekt działań, które za pomocą oświetlenia sztucznego i innych środków wyrazu eksponują obiekt w porze nocnej, głównie wizualnie.”

Stosowanie iluminacji obiektów jest obecnie coraz bardziej popularne, i wynika z postępu w zakresie symulacji komputerowych oświetlenia [6, 2], postępu technologicznego produkcji sprzętu oświetleniowego jak również z chęci kształtowania nocnego wizerunku miast. W ogólnym przypadku, architekturę obiektu możemy odbierać w sposób niezakłócony w porze dnia (Rys. 1. 1). Natomiast w porze nocnej, z uwagi na brak naturalnego oświetlenia dostrzegany obraz staje się nieczytelny i zdeformowany.

W takiej sytuacji z pomocą przychodzi nam iluminacja obiektów, która ma na celu w sposób przemyślany i zgodny z przyjętymi zasadami oświetlić zewnętrzną bryłę obiektu, tak aby umożliwić jej poprawny odbiór. Przedstawiony efekt iluminacji (Rys. 1. 2) uzyskujemy poprzez odpowiedni dobór i montaż sprzętu oświetleniowego [1].



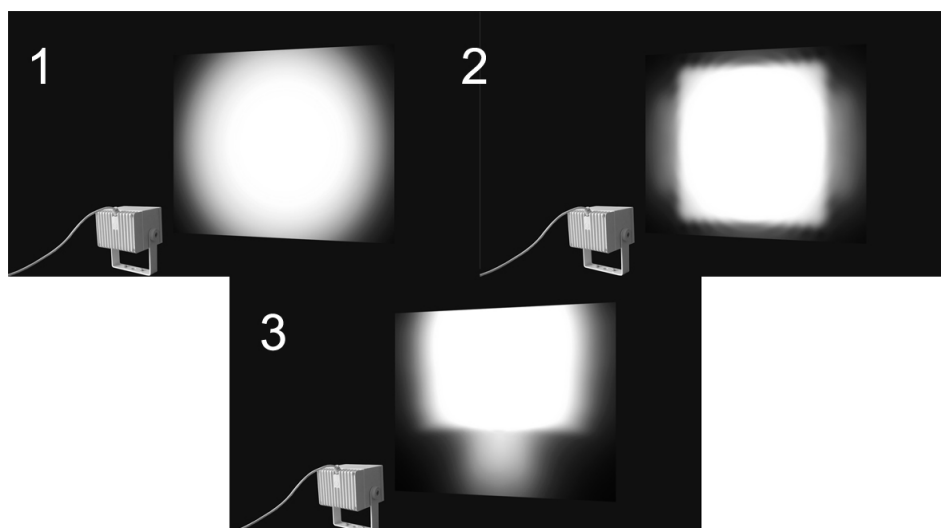
Rys. 1. Widok architektury obiektu: 1 - w porze dziennej, 2 - w porze nocnej (Fot. W. Żagan)

Fig. 1. Object's architecture view: 1 - in daytime, 2 - in night (Phot. W. Żagan)

Mamy do dyspozycji dwa podstawowe rodzaje sprzętu oświetleniowego stosowanego w iluminacji obiektów:

1. oprawy oświetleniowe doziemne (które są wbudowane w grunt, w taki sposób, że powierzchnia, przez którą jest wysyłane światło jest zrównana z podłożem), oraz
2. oprawy oświetleniowe do swobodnego montażu (które montujemy na specjalnych masztach lub bezpośrednio na elewacji budynku i jedynie w przypadku tej grupy możemy dowolnie wycelować wiązkę wysyłanego światła).

Wspomniany dobór sprzętu oświetleniowego wiąże się z wyborem opraw oświetleniowych z przedstawionych grup, oraz z określeniem pożądanego sposobu świecenia spośród dostępnych dla danej oprawy oświetleniowej. W ramach kanonu sposobów świecenia opraw oświetleniowych możemy wyróżnić rozsyły światła obrotowo symetryczny, symetryczny oraz asymetryczny (Rys. 2) [7]. Wybór rozsyłu światła ma wpływ na powstały na obiekcie oświetlony kontur oraz zawarty w nim rozkład intensywności oświetlenia. Na zdjęciach przedstawione są uzyskane kontury oświetlonego obszaru dla poszczególnych rozsyłów światła.



Rys. 2. Kanon sposobu świecenia opraw oświetleniowych: 1 - obrotowo-symetryczny, 2 - symetryczny, 3 - asymetryczny

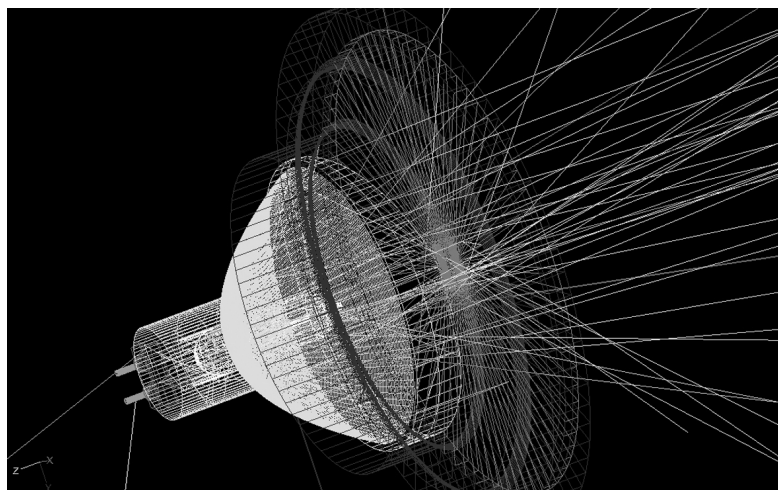
Fig. 2. The canon of luminaires radiation: 1 - rotationally-symmetric, 2 - symmetric, 3 - asymmetric

3. Projektowanie opraw oświetleniowych

Obecnie oprawy oświetleniowe projektuje się przy pomocy komputerowych programów symulacyjnych w oparciu o modelowanie matematyczne [8]. Tak więc tworzony jest model siatkowy projektowanego rozwiązania układu optycznego w środowisku CAD, następnie jest on wczytywany do programu do projektowania opraw oświetleniowych. Po wczytaniu do takiego programu, powstałym powierzchnią przypisywane są właściwości materiałowe oraz wstawiany jest model źródła światła wybrany z dostępnej w programie biblioteki. Następnie tak stworzony model matematyczny poddawany jest procesowi obliczeń symulacyjnych, w efekcie którego uzyskuje się informację o osiągniętych parametrach. Jeżeli nie są one zadowalające, to dokonuje się modyfikacji istniejącego rozwiązania. Na rysunku 3. przedstawiono model oprawy oświetleniowej w przykładowym programie komputerowym wraz z wyemitowanymi ze źródła światła promieniami testowymi. W tym przypadku algorytm obliczeniowy wykorzystuje metodę Monte Carlo, polegającą na emisji ze źródła światła odpowiednio dużej liczby promieni testowych wraz z analizą ich reakcji ze wszystkimi powierzchniami w układzie optycznym.

Dostępne na rynku oprogramowanie symulacyjne jest głównie dedykowane do obliczenia parametrów wprowadzonego do programu układu optycznego a nie do wyznaczenia tego oto układu. W związku z tym, to właśnie na projektan-

cie opraw oświetleniowych ciąży odpowiedzialność za poprawne wykonanie geometrii układu optycznego w środowisku CAD, tak aby po przeprowadzeniu symulacji w oprogramowaniu do tego celu przeznaczonym, uzyskać możliwie zadowalające wyniki. Tak więc każdy projektant musi dysponować swoim indywidualnym narzędziem do wyznaczania geometrii układu optycznego.

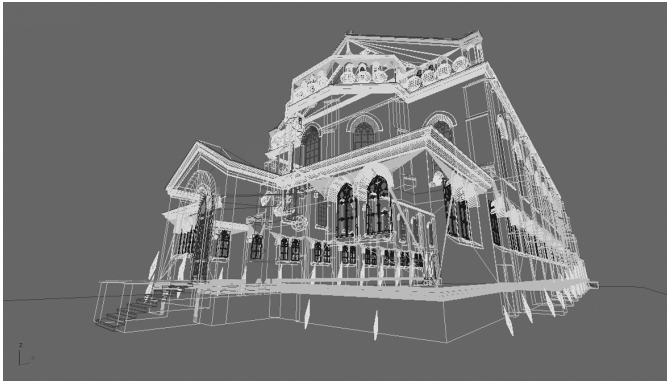


Rys. 3. Model oprawy oświetleniowej w programie komputerowym

Fig. 3. Luminaire model in a computer program

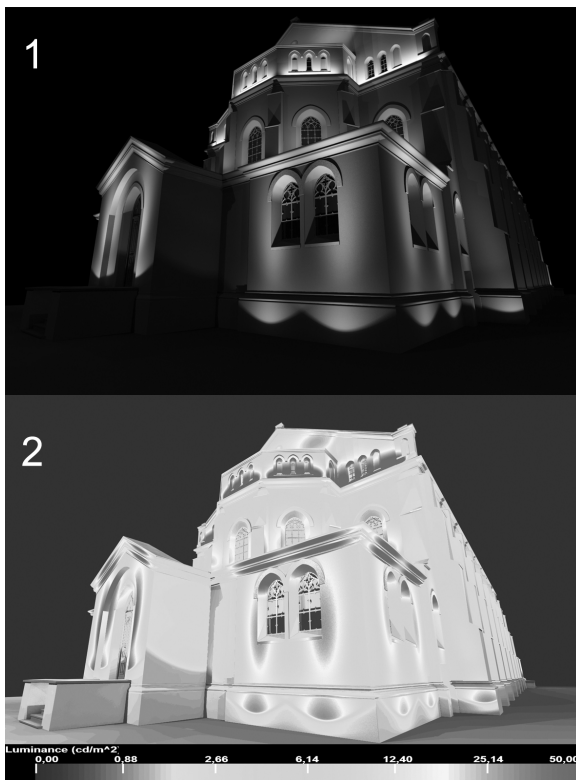
4. Projektowanie iluminacji obiektu

Podobnie do projektowania opraw oświetleniowych wygląda kwestia projektowania iluminacji obiektu. Tutaj także stosowane są narzędzia symulacyjne [6, 2]. Na wstępie tworzy się geometryczną reprezentację rzeczywistego obiektu w postaci modelu siatkowego (Rys. 4). Następnie wprowadzane są oprawy oświetleniowe poprzez wczytanie opublikowanych przez producentów danych. W kolejnym kroku nadawane są właściwości materiałowe powierzchniom obiektu i tak powstały model poddawany jest obliczeniom symulacyjnym. W efekcie tego powstaje fotorealistyczna wizualizacja oświetlonego obiektu ze zdefiniowanego kierunku obserwacji (Rys. 5. 1). W celu technicznej weryfikacji można sprawdzić rozkład luminancji [7], który wyraża intensywność z jaką zostały oświetlone poszczególne powierzchnie obiektu (Rys. 5. 2).



Rys. 4. Geometryczna reprezentacja obiektu w programie komputerowym

Fig. 4. The geometric representation of an object in a computer program

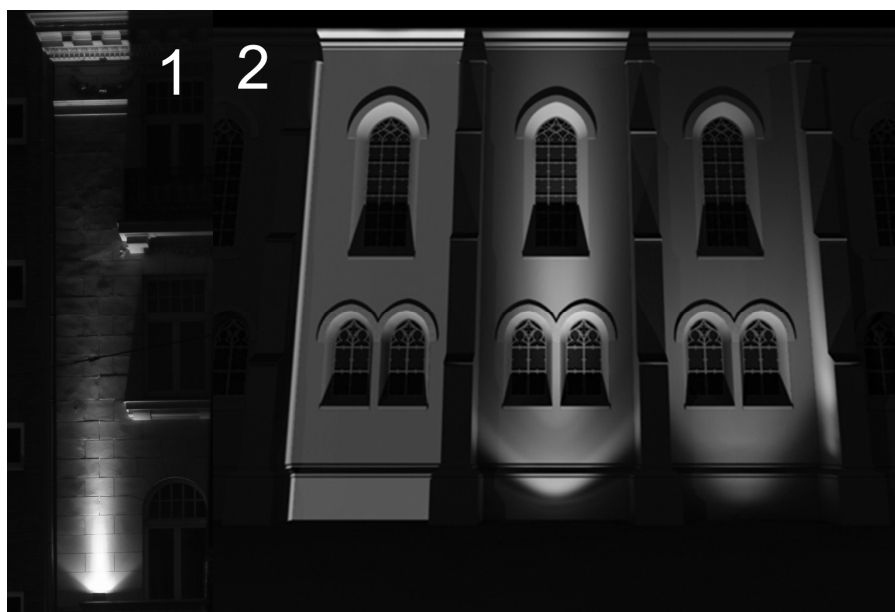


Rys. 5. Wynik obliczeń symulacyjnych modelu obiektu: 1 - fotorealistyczna wizualizacja, 2 - rozkłady luminancji

Fig. 5. The simulation calculations result of the object model: 1 - photorealistic visualization, 2 - luminance distributions

5. Niedoskonałość stosowanego sprzętu oświetleniowego

W iluminacji obiektów występuje dość istotny problem, tzn. rozsył światła, który uzyskujemy przy pomocy dostępnego na rynku sprzętu oświetleniowego w niewielkim stopniu spełnia cel uzyskania możliwie wyrównanego poziomu oświetlenia eksponowanej światłem części obiektu [3, 4]. Powstają dwa niekorzystne zjawiska: nadmierne oświetlenie (wręcz wypalenie światłem) w okolicy oprawy oświetleniowej oraz nierównomierne oświetlenie pozostałej części powierzchni (Rys. 6. 1). Na zdjęciu (Rys. 6. 2) widać przykładowe, obecnie uzyskiwane równomierności oświetlenia w iluminacji obiektów oraz cel, do którego należy zmierzać.



Rys. 6. 1 - Nieodpowiedni efekt oświetleniowy, 2 - Obecne efekty oświetleniowe oraz cel (po lewej)

Fig. 6. 1 - Inadequate lighting effect, 2 - The current lighting effects and the target (left)

Uzasadnieniem przedstawionego celu jest potrzeba oświetlania płaszczyzn obiektów w sposób możliwie równomierny, tak aby nie powodować zniekształcenia dostrzeganego przez odbiorcę obrazu. Powstające na obiekcie oświetlone obszary o różnej intensywności jak również nieoświetlone, w widoku za dnia są spowodowane geometrią obiektu (zasłanianiem, bądź nie podającego światła słonecznego). Odbiorca w porze nocnej, przyzwyczajony do percepcji w porze dziennej, w podobny sposób interpretuje dostrzegany obiekt. Tak więc, każda

nierównomierność oświetlenia obiektu w sposób intuicyjny narzuca określoną geometrię obiektu - jasny element, pod którym występuje cień oznacza, że jest on wysunięty z obiektu, np. gzyms. Jeżeli taką nierównomierność oświetlenia spowodowała nie geometria obiektu a niewłaściwie dobrane i zaprojektowane oświetlenie, to powstaje nienaturalny i mylący odbiorcą obraz oświetlonego obiektu. W związku z powyższym istnieje uzasadniona potrzeba równomiernego oświetlania płaszczyzn obiektów w iluminacji.

6. Projekt nowego układu optycznego

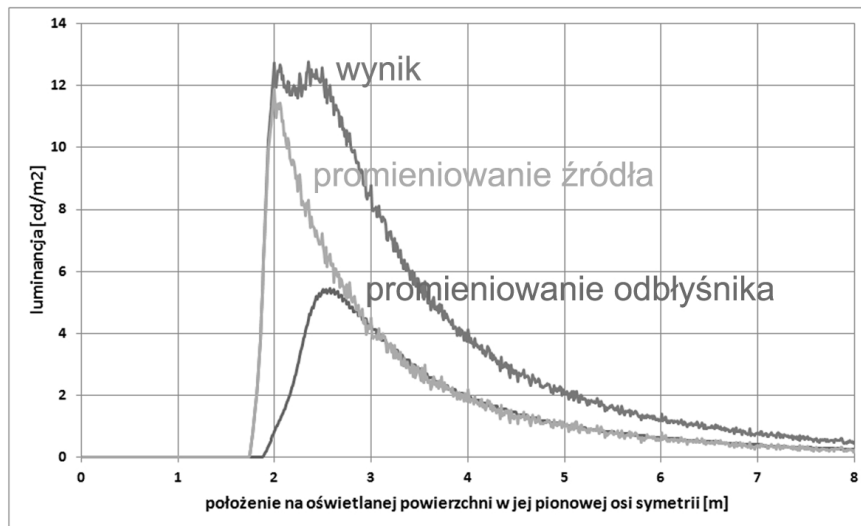
Biorąc pod uwagę przedstawione niedoskonałości w zakresie opraw oświetleniowych stosowanych do iluminacji obiektów, pojawia się następujący problem naukowy: zaproponować rozwiązanie układu optycznego oprawy oświetlenia iluminacyjnego, która w lepszym stopniu niż obecne konstrukcje oświetli w sposób równomierny ścianę obiektu z bliskiej odległości od dołu.

Analizując specyfikę tego zadania projektowego, autor wykonał własne narzędzie do wyznaczenia geometrii układu optycznego [5]. Bazuje ono na następującej idei: każda część powierzchni odbijającej światło w układzie optycznym, oświetla pewną część obiektu. Jeżeli dokonamy superpozycji oświetlonych obszarów pochodzących od wszystkich elementów układu optycznego, to uzyskamy postać poszukiwanego oświetlonego obszaru na obiekcie. Aby wyznaczyć postać tej elementarnej oświetlonej powierzchni na obiekcie należy znać gęstość powierzchniową oświetlenia, które pada na daną powierzchnię układu optycznego ze źródła światła i następnie przekształcić ją za pomocą zasad optyki geometrycznej na powstałą na oświetlanym obiekcie. W taki sposób każdy krok projektowania sprowadza się do ustalenia geometrii danej strefy odbłyśnika (powierzchni odbijającej światło w układzie optycznym), tak aby wytworzona przez nią elementarna oświetlona strefa na obiekcie pasowała do stref powstałych w poprzednich krokach obliczeniowych.

Wykonane narzędzie obliczeniowe umożliwia w następstwie dobrania geometrii poszczególnych stref odbłyśnika, uzyskanie przebiegu intensywności oświetlenia na obiekcie wzdłuż charakterystycznej linii będącej pionową osią symetrii oświetlonego obszaru. Na rysunku 7. został przedstawiony początkowy etap wyznaczania geometrii układu optycznego polegający na dodaniu do przebiegu oświetlenia pochodzącego od źródła światła pierwszej strefy odbłyśnika. Całość obliczeń prowadzona jest w arkuszu kalkulacyjnym MS Excel. Po wyznaczeniu wszystkich stref odbłyśnika uzyskano następującą postać układu optycznego (Rys. 8. 1). Składa się on z kompaktowej lampy metalohalogenkowej i dwóch powierzchni odbłyśnika składających się z zestawu płaskich powierzchni o odbiciu zwierciadlanym, posiadających wspólne krawędzie. Wizualizacja bieżącego efektu oświetleniowego i zestawienie go z istniejącymi rozwiązaniami przedstawia rysunek 8. 2. Należy podkreślić, że bieżące przedstawione wyniki są

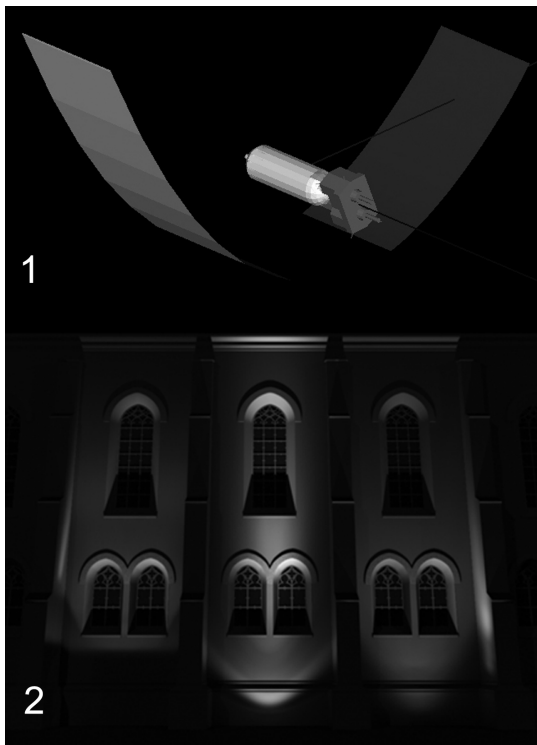
jedynie częścią kompletnego układu optycznego. Będzie on stopniowo zwiększał swoje rozmiary, tak aby jak najbardziej przekształcić światło wysyłane ze źródła w kierunkach poza oświetlanym obiektem, tak aby skierować je właśnie na ten obiekt.

W celu weryfikacji spełnienia wymagań związanych z poprawą obecnie uzyskiwanego stopnia równomierności oświetlanej powierzchni, dokonano zestawienia uzyskanych wyników z typowymi, dostępnymi na rynku oprawami oświetleniowymi stosowanymi w iluminacji obiektów. Wynik porównania przedstawiony został na rysunku 9. Na podstawie tego zestawienia widać, że uzyskany obszar wyrównanego poziomu oświetlenia (luminancji) jest zdecydowanie dłuższy niż w przypadku pozostałych przedstawionych przebiegów (opraw). Na rysunku 9. ponadto zaznaczono ramkę zawierającą względną zmianę luminancji wynoszącą 0,2. Zmiana ta jest uznawana w praktyce za niezauważalną dla oka ludzkiego. Z tego względu widoczne oscylacje w obszarze od 2 do 6 m, będą niedostrzegalne.



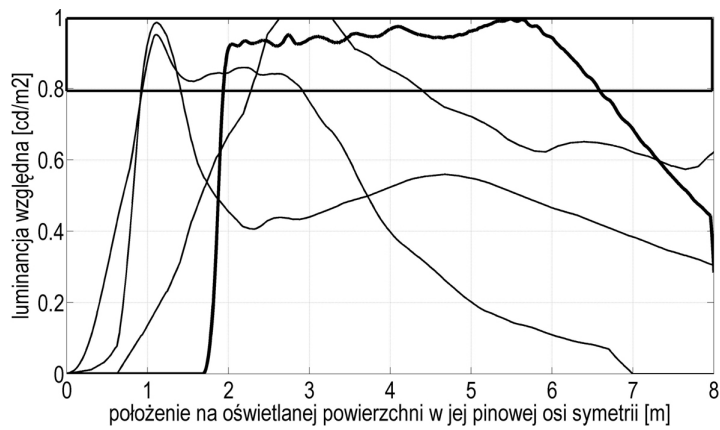
Rys. 7. Wyniki początkowego etapu projektowania

Fig. 7. Results of the initial stage of design



Rys. 8. 1 - Wyznaczony układ optyczny, 2 - Obecne efekty oświetleniowe oraz działanie wyznaczonego układu (po lewej)

Fig. 8. 1 - Designed optical system, 2 - The current lighting effects and the effect of the designed system (left)



Rys. 9. Porównanie uzyskanych wyników (pogrubiona krzywa) z obecnymi rozwiązaniami

Fig. 9. Comparison of the results (bold curve) with the current solutions

7. Podsumowanie

Uzyskane dotychczas wyniki (Rys. 8. 2 i 9) potwierdzają słuszność wybranej metody postępowania. Wykorzystując wykonane autorskie narzędzie obliczeniowe można odpowiednio dobierać geometrię poszczególnych stref powierzchni odbłyśnika, tak aby uzyskać wyrównany poziom oświetlenia na obiekcie wzdłuż analizowanej linii. Zastosowane strefy odbłyśnika w postaci płaskich powierzchni o idealnie kierunkowym odbiciu światła, usytuowane w taki sposób, że sąsiadujące strefy mają wspólną krawędź, pozwala w przedstawionym zakresie uzyskać pożądane wyniki. Rozszerzenie uzyskanego obszaru wyrównanej luminancji będzie wymagało modyfikacji aktualnego podejścia na rzecz stosowania płaskich stref o mniejszych wymiarach niż to było dotychczas. Wtedy w bardziej efektywny sposób będzie można kierować światło odbite od odbłyśnika, tak aby rozszerzyć uzyskany obszar zarówno u dołu jak i u góry. To właśnie jest przedmiotem kolejnych badań związanych z przewodem doktorskim autora.

Praca naukowa finansowana ze środków na działalność statutową Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej w ramach grantu dziekańskiego.

Literatura

- [1] Kubiak K.: O konieczności przełamania stagnacji w iluminacyjnym sprzęcie oświetleniowym, Przegląd elektrotechniczny, nr 3a, 2012, s. 108-114.
- [2] Kubiak K.: O niedostatecznej jakości iluminacyjnego sprzętu oświetleniowego, Rynek oświetleniowy, nr 10, 2012, s. 4-9.
- [3] Żagan W.: Iluminacja obiektów, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2003.
- [4] Krupiński R.: Modelowanie 3D dla potrzeb iluminacji obiektów, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2011.
- [5] Dybczyński W., Oleszyński T., Skonieczna M.: Projektowanie opraw oświetleniowych, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Białystok 1996.
- [6] Żagan W.: Podstawy techniki świetlnej, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005.
- [7] Żagan W.: Oprawy oświetleniowe Kształtowanie rozsyłu strumienia świetlnego i rozkładu luminancji, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2012.
- [8] Kubiak K.: The superposition of light spots in calculations of reflectors for illumination, Przegląd elektrotechniczny, nr 8, 2013, s. 241-244.

FLOODLIGHTING LUMINAIRE OPTICAL SYSTEM FOR EVEN SURFACE ILLUMINATION

S u m m a r y

This article concerns object's illumination (floodlighting), which is now becoming more common. The creation of the object's illumination require the concept and the use of appropriate lighting equipment (luminaires) to realize the proposed concept. Commercially available luminaires for floodlighting purposes, are in fact conventional lighting devices used in many other applications such as lighting of external sites. These solutions are versatile, due to the reduction of production costs. Unfortunately, a deeper analysis of the effects of the use of such luminaires in floodlighting, led us to conclusion that this is not the best solution. Due to the specific conditions arising from the illumination of the object there is a need to modify the structure currently used solutions of the optical system of a typical luminaire to better meets the requirements of object's illumination.

Keywords: floodlighting, luminaire, optical system

DOI: 10.7862/re.2013.10

Tekst złożono w redakcji: październik 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Marek ŁOBODA¹

AKTUALIZACJA DANYCH O CZĘSTOŚCI DOZIEMNYCH WYŁADOWAŃ ATMOSFERYCZNYCH W POLSCE DO OCENY RYZYKA ZAGROŻENIA PIORUNOWEGO OBIEKTÓW BUDOWLANYCH

Opisano wymagania w zakresie oceny ryzyka szkód piorunowych w oparciu o metodykę zawartą w serii norm dotyczących ochrony odgromowej obiektów budowlanych. Zwrócono uwagę na konieczność aktualizacji danych o gęstości doziemnych wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski. Przedstawiono publikowane dane o liczbie dni burzowych z różnych źródeł oraz porównano je z aktualnymi danymi dostępnymi z systemów automatycznej detekcji wyładowań atmosferycznych dla wybranych miejsc na obszarze Polski. Wskazano na znaczące różnice w wartościach powierzchniowej gęstości wyładowań dla tych samych miejsc w Polsce oraz na konieczność dyskusji o rekomendacji dla danych przyjmowanych do projektowania ochrony odgromowej obiektów budowlanych.

Słowa kluczowe: Wyładowania atmosferyczne, ryzyko strat piorunowych, ochrona odgromowa, gęstość wyładowań doziemnych.

1. Wprowadzenie

Zgodnie z metodyką oceny ryzyka szkód piorunowych opisaną w normie PN-EN 62305-2 [1], wartość tego ryzyka powinna stanowić podstawę do podjęcia przez projektanta i inwestora decyzji o konieczności instalacji urządzenia piorunochronnego (LPS), a także o zastosowaniu dodatkowych środków ochrony przed przepięciami atmosferycznymi instalacji i urządzeń technicznych znajdujących się w obiekcie budowlanym zgodnie z normami [2]. W obliczeniach tego ryzyka uwzględnia się parametry charakteryzujące obiekt podlegający ochronie, jego usytuowanie, wyposażenie, otoczenie, a także środki redukujące

¹ Marek Łoboda, Politechnika Warszawska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Systemów Informacyjno-Pomiarowych, 00-662 Warszawa, ul. Koszykowa 75, tel.: 22 2347966, marek.loboda@ee.pw.edu.pl

skutki oddziaływania bezpośrednich i pobliskich doziemnych wyładowań atmosferycznych. Podstawowym parametrem, który bezpośrednio i wprost proporcjonalnie wpływa na ocenę zagrożenia piorunowego oraz wartość ryzyka szkód piorunowych jest częstość występowania doziemnych wyładowań atmosferycznych na obszarze, gdzie jest zlokalizowany chroniony obiekt - czyli tzw. roczna gęstość doziemnych wyładowań piorunowych w roku - N_g .

Wartość gęstości powierzchniowej wyładowań doziemnych na danym obszarze nie jest w dostatecznym stopniu znana projektantom urządzeń piorunochronnych, a przyjmowana do obliczeń ryzyka często jest obarczona dużym błędem, gdyż wyznaczana jest na podstawie nieaktualnych już danych meteorologicznych. Wielu projektantom nie jest wiadomo, że poza dość już dawno opublikowanymi mapami izokraunicznymi (mapami dni z burzą) są dostępne w Polsce informacje o gęstości doziemnych wyładowań pochodzące z systemów automatycznej lokalizacji wyładowań – LLS (ang. Lightning Location System). Są to systemy komercyjne, obsługiwane przez niezależnych operatorów, takie jak LINET [3], PERUN [4] czy CELDN [5]. Jeśli specjaliści uzyskają dostępno danych z LLS to zwykle nie są świadomi, jak wiarygodne są dane o doziemnych wyładowaniach i jakie czynniki mogą wpływać na poprawne określenie wartości gęstości powierzchniowej wyładowań N_g na danym obszarze w Polsce.

Intencją autora jest zasygnalizowanie powyższego problemu i konieczności podjęcia dyskusji przez polskich specjalistów w dziedzinie ochrony odgromowej i badań wyładowań atmosferycznych na temat aktualizacji danych o intensywności wyładowań doziemnych na obszarze Polski, niezbędnych do projektowania ochrony odgromowej obiektów budowlanych. Problem ten jest tym bardziej aktualny, że po opublikowaniu w sierpniu 2013 r. najnowszej broszury technicznej CIGRE (TB 540) [6], dotyczącej parametrów wyładowań atmosferycznych do zastosowań inżynierskich także na forum międzynarodowym rozpoczęto dyskusję o konieczności weryfikacji parametrów prądów wyładowań piorunowych do zastosowań normalizacyjnych [7].

2. Ryzyko zagrożenia piorunowego a częstość oddziaływania wyładowań doziemnych na obiekt i jego wyposażenie

W stosowanych obecnie nowoczesnych procedurach i metodach projektowania instalacji piorunochronnej zawartych w drugiej edycji serii norm EN 62305 [1] (aktualnie trzy części są dostępne dotychczas jedynie tylko w języku angielskim) nie zmieniono ogólnych zasad oceny ryzyka szkód piorunowych, w stosunku do wcześniejszej wersji tych norm dostępnych w języku polskim.

Ogólną zależnością wykorzystywaną w normie [1] do oceny zagrożenia piorunowego obiektów i ich wyposażenia jest określenie ryzyka szkód piorunowych R , jako:

$$R = (1 - e^{-Npt}) \cdot L \quad (1)$$

gdzie:

- N jest średnią występującą w czasie t częstością wyładowań piorunowych mogących wywołać szkodę w obiekcie,
- p jest prawdopodobieństwem wywołania szkody przez doziemne wyładowanie piorunowe,
- L jest współczynnikiem uwzględniającym wartość lub zakres strat powstałych na skutek wyładowania.

Funkcję wykładniczą zastąpiono dwoma pierwszymi wyrazami jej rozwinięcia w szereg Taylora, otrzymując zależność uproszczoną:

$$R = N \cdot p \cdot L \quad (2)$$

Średnia roczna częstość wyładowań piorunowych, używana w obliczeniach jako spodziewana częstość wyładowań piorunowych jest wyznaczana z zależności:

$$N = N_g \cdot A \cdot 10^{-6} \quad (3)$$

gdzie:

- N_g jest średnią roczną gęstością doziemnych wyładowań piorunowych trafiających w powierzchnię 1 km^2 ,
- A jest powierzchnią równoważną zbierania wyładowań przez obiekt [m^2].

Wartości gęstości doziemnych wyładowań piorunowych N_g są wyznaczane w wielu krajach na podstawie wieloletnich wyników ich rejestracji przez systemy detekcji i lokalizacji wyładowań piorunowych LLS (ang. Lightning Location System) lub na podstawie map izokeraunicznych, czyli map rocznych dni z burzą z piorunami. W Polsce obecnie praktycznie nie stosuje się do projektowania urządzeń piorunochronnych danych z systemów LLS, jakkolwiek dane z systemu SAFIR (PERUN) [4] są dostępne od 2001 r. a od 2006 r. z systemu LINET [3] (charakteryzującego się najlepszą jakością danych o wyładowaniach doziemnych ze wszystkich dostępnych systemów LLS na obszarze Polski).

Jeśli z jakichkolwiek powodów nie jest możliwe określenie wartości N_g na podstawie wieloletnich rejestracji archiwizowanych przez systemy LLS, a są dostępne wiarygodne mapy izokerauniczne, to wartości N_g można oszacować z zależności zamieszczonej w [1]:

$$N_g = 0,1 \cdot T_d \quad (4)$$

gdzie T_d jest liczbą dni burzowych w roku.

We wcześniejszej wersji normy [1] była proponowana zależność:

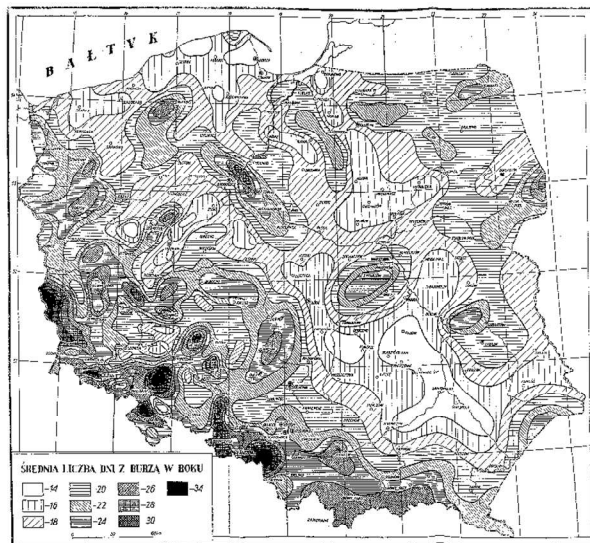
$$N_g = 0,04 \cdot T_d^{1,25} \quad (5)$$

Ryzyko szkód piorunowych R powinno być mniejsze od wartości R_A uznanej za akceptowalną. Proponowane wartości R_A są także zamieszczone w [2] i wpływają bezpośrednio na podjęcie decyzji o konieczności i poziomie stosowanych środków ochrony odgromowej zewnętrznej i wewnętrznej.

Niestety, ani we wcześniejszej, ani w najnowszej wersji serii norm PN-EN 62305 [1] nie uściślono wymagań co do jakości danych o rocznych gęstościach doziemnych wyładowań atmosferycznych na danym obszarze, dostępnych zarówno z systemów automatycznej ich detekcji lub określanych na podstawie map izokeraunicznych.

3. Ewolucja danych o intensywności wyładowań atmosferycznych przyjmowanych w Polsce do oceny ryzyka szkód piorunowych uwagi

Jedną z pierwszych opublikowanych na podstawie długoletnich obserwacji map dni z burzą (map izokeraunicznych) w Polsce była mapa opublikowana przez M. Stopę [8], którą zamieszczono na rys.1.



Rys.1. Mapa dni z burzą na obszarze Polski z 1962r. [8]

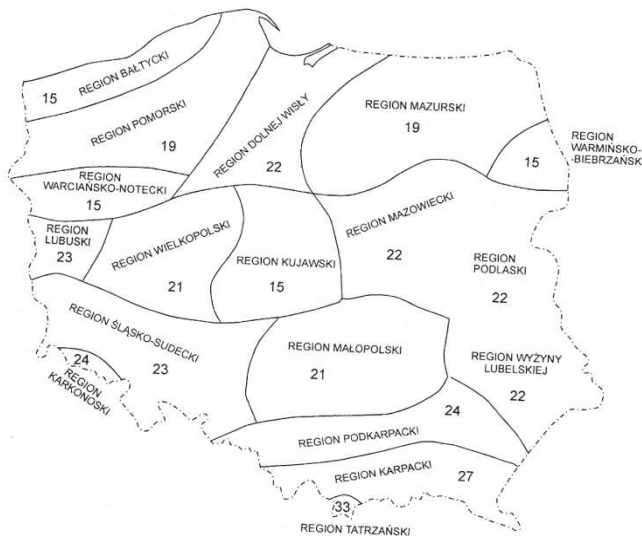
Fig.1. Thunderstorm days map of Poland from 1962 [8]

Na podstawie tej mapy opracowano aproksymację gęstości wyładowań doziemnych, przyjętą w normie ochrony odgromowej PN-86/E-5003/1 [9], w której w sposób uproszczony uzależniono wartość średniej rocznej gęstości doziemnych wyładowań piorunowych w Polsce od szerokości geograficznej, na jakiej jest zlokalizowany chroniony obiekt.

Dla obszarów o szerokości geograficznej na północ od $51^{\circ}30'$ zalecano przyjmować wartość $N_g = 1,8$ wył./rok·km², a dla pozostałych części Polski wartość $N_g = 2,5$ wył./rok·km². Należy podkreślić, że wartości te są jeszcze często stosowane obecnie przez wielu projektantów urządzeń piorunochronnych.

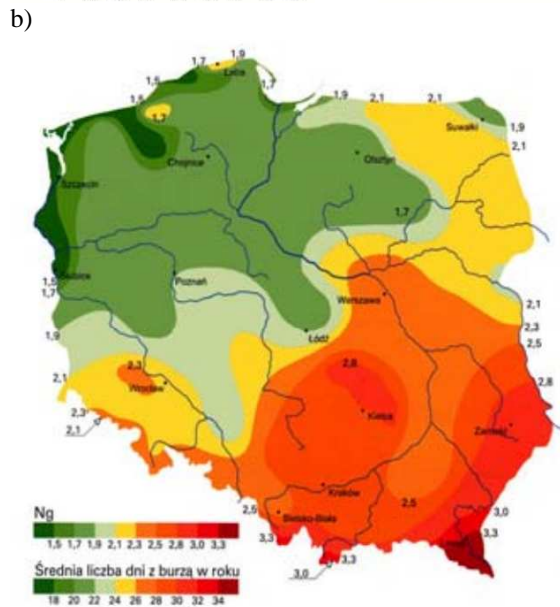
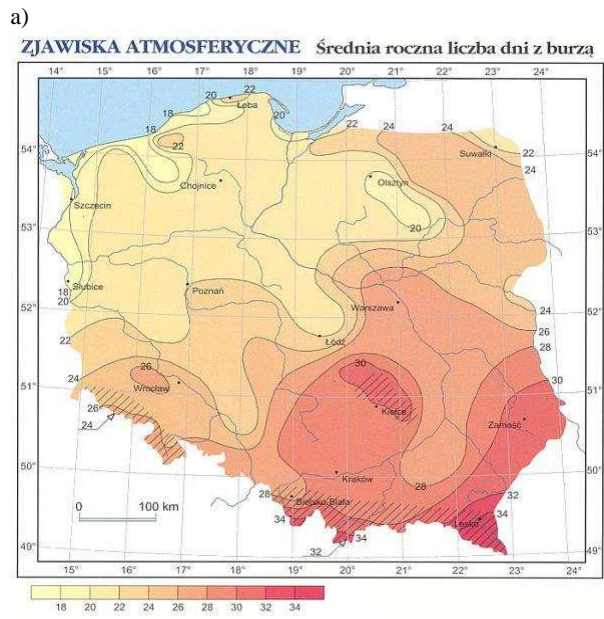
W 1999 r. H. Markiewicz zamieścił w monografii dotyczącej bezpieczeństwa w elektroenergetyce [10] nową interpretację w/w mapy, jakkolwiek nie podał materiałów źródłowych, z których korzystał. Wynik tego działania jest przedstawiony na rys. 2.

W 2005 r. został opublikowany Atlas Klimatu Polski, autorstwa H. Lorenc [11], w którym zamieszczono mapę średniej rocznej liczby dni z burzą, będącą wynikiem analizy 30-letnich danych pomiarowo-obszaryjnych, wykonanych w latach 1966-2000 na 60 stacjach meteorologicznych IMGW (rys. 3a). Interpretację tej mapy z przekształceniem liczby dni z burzą na średnią gęstość doziemnych wyładowań atmosferycznych zamieścił W. Skomudek [12] w monografii dotyczącej przepięć w sieciach elektroenergetycznych, gdzie użyto zależności między liczbą dni z burzą a gęstością wyładowań podaną we wzorze (5).



Rys. 2. Mapa dni z burzą wg H. Markiewicza [10]

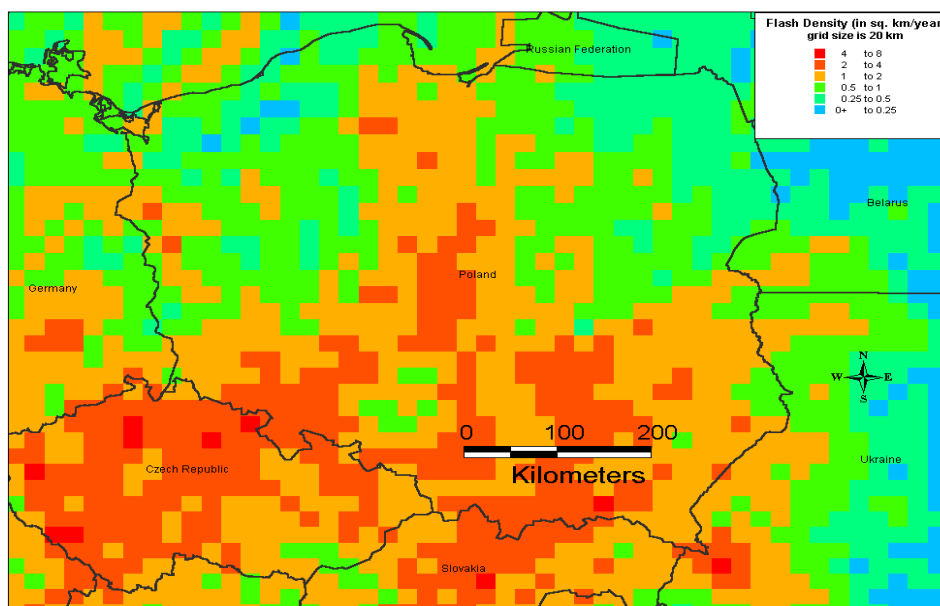
Fig. 2. Thunderstorm days map according to H. Markiewicz [10]



Rys. 3. Mapy dni z burzą: a) wg IMGW [11], b) mapa dni z burzą i gęstość wyładowań wg W. Skomudka [12]

Fig.3. Thunderstorm days maps according to: a) IMGW [11], b) W. Skomudek [12] with N_g

Pierwszą opublikowaną mapą gęstości doziemnych wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski była mapa zarejestrowana przez zainstalowany w 2000 r. system automatycznej detekcji wyładowań atmosferycznych CELDN, stanowiący część ogólnoeuropejskiego komercyjnego systemu detekcji wyładowań EUCLID [5]. System ten obejmuje swoim zasięgiem Niemcy, Węgry, Czechy i część obszaru Polski. Mapę tę przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Mapa średnich gęstości wyładowań doziemnych na obszarze Polski utworzona na podstawie danych zarejestrowanych przez sieć CELDN w 2001r. [13]; wyróżniono obszary o powierzchni 20 x 20 km

Fig.4. Map of average lightning density over Poland recorded by CELDN in 2001 [13]; squares are 20 x 20 km

Mapy gęstości wyładowań doziemnych dostępnych z systemu PERUN oraz LINET opracowanych w ramach współpracy naukowej PW, IMGW oraz niemieckiej firmy Nowcast [14] zamieszczono na rys. 5. Przedstawiają one mapy gęstości wyładowań doziemnych z obszaru Polski zarejestrowanych w 2008r. o jednakowej średniej wartości, dla obszarów o wymiarach 50 x 50 km.

Na podstawie przedstawionych wcześniej danych według map z dni z burzą oraz przykładowych map gęstości wyładowań zarejestrowanych przez trzy różne systemy automatycznej detekcji wyładowań dokonano porównania wartości gęstości wyładowań, które mogłyby być użyte do oceny ryzyka szkód piorunowych, zgodnie z wymaganiami normy PN-EN 62305-2 [1]. Porównanie to zamieszczono w tabeli 1. Obliczenia gęstości wyładowań doziemnych dla map dni

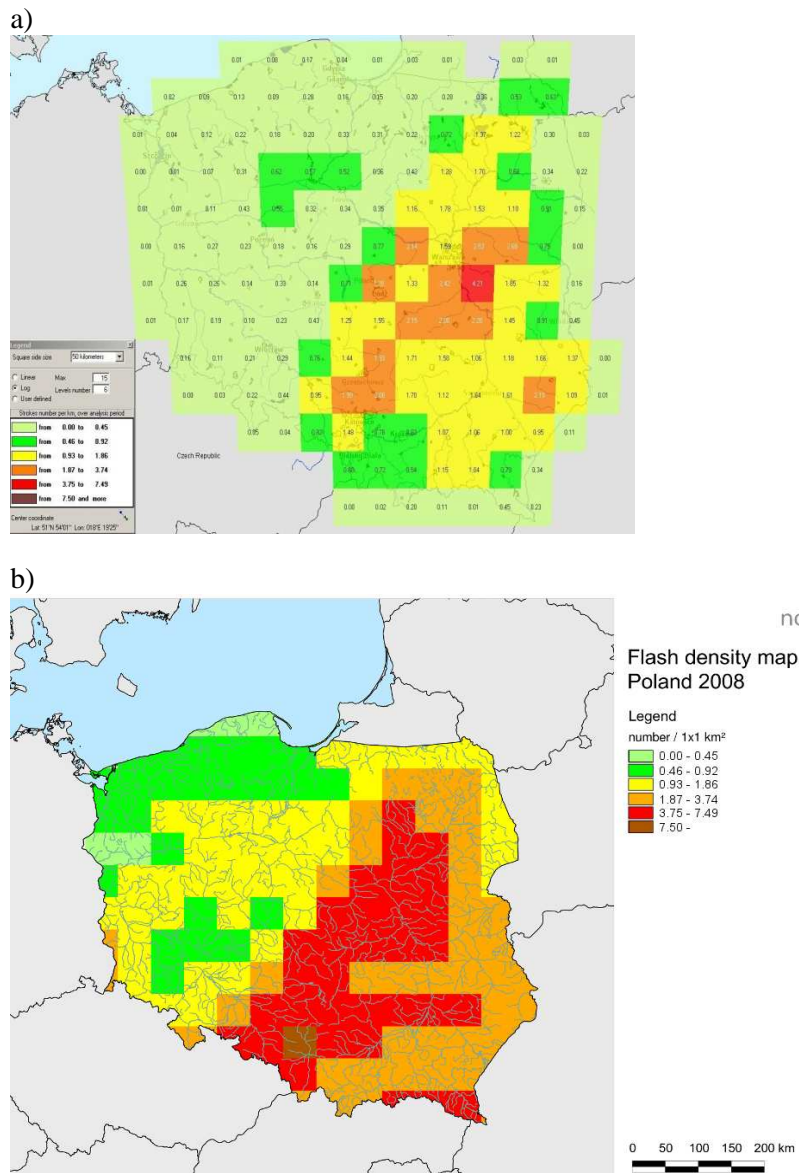
z burzą wykonano na podstawie zależności (4). Widoczne jest, że w zależności od źródła danych o intensywności wyładowań doziemnych dla wybranych miejscowości w Polsce – Warszawy, Krakowa, Gdańska i Rzeszowa różnice są bardzo istotne. W takich samych proporcjach będą różnić się wartości ryzyka szkód piorunowych (co rzutuje na ocenę poziomu ochrony odgromowej) dla położonych w różnych rejonach Polski obiektów, nie różniących się parametrami oraz wyposażeniem technicznym.

Tabela 1. Porównanie średnich wartości rocznej gęstości wyładowań doziemnych na różnych obszarach Polski wg danych z różnych źródeł literaturowych.

Table 1. Comparison of average annual lightning densities in different sites in Poland according to different published data.

Miejscowość	Wartość gęstości wyładowań doziemnych N_g [wył./km ² rok]							
	Źródło danych							
	M.Stopa [8]	PN-E/ 5003-1 [9]	H. Mar- kiewicz [10]	H. Lo- renc [11]	W. Sko- mudek [12]	CELDN 2001 [13]	PERUN 2008 [14]	LINET 2008 [14]
Warszawa	2,0	1,8	2,2	2,6	2,3	1,5	1,7	5,5
Kraków	1,8	2,5	2,1	2,8	2,8	6,0	0,8	5,5
Gdańsk	1,6	1,8	2,2	2,0	1,5	1,5	0,2	0,25
Rzeszów	1,8	2,5	2,7	2,7	2,4	1,5	1,1	2,7

Znaczne różnice wartości gęstości wyładowań doziemnych zarejestrowane przez systemy CELDN, PERUN i LINET wynikają głównie z różnych technik detekcji doziemnych wyładowań atmosferycznych stosowanych w poszczególnych systemach a także ze zróżnicowanej liczby anten poszczególnych systemów oraz miejsc ich lokalizacji na obszarze Polski.



Rys. 5. Gęstości powierzchniowe wyładowań doziemnych zarejestrowanych w 2008r. na obszarze Polski przez: (a) system PERUN [14], (b) LINET [14]; wymiary obszarów wynoszą 50 x 50 km [8]

Fig.5. Lightning flash densities recorded over Poland in 2008 by: a) PERUN[14], b) LINET [14]; squares are 50 x 50 km [8]

4. Wnioski

Wraz z wprowadzeniem nowej metody oceny ryzyka zagrożenia oraz strat piorunowych dla obiektów budowlanych, zamieszczonej w serii norm PN-EN 62305 istnieje potrzeba aktualizacji rekomendacji co do wartości gęstości wyładowań doziemnych do analizy tego ryzyka.

Statystyczne źródła danych o wyładowaniach atmosferycznych na obszarze Polski, oparte zarówno na rocznych liczbach dni z burzą, jak i na danych archiwizowanych przez systemy automatycznej detekcji zainstalowane na obszarze Polski są obciążone określonymi błędami uwarunkowanymi m.in.:

- dla systemów LLS: techniką rejestracji wyładowań przez LLS i sposobem dyskryminacji wyładowań doziemnych spośród wszystkich rejestrowanych wyładowań (między chmurami i wewnątrz chmury burzowej), konfiguracji i liczby anten rejestrujących wyładowania na danym obszarze, efektywności detekcji wyładowań doziemnych przez systemy LLS uzależnionej m.in. od liczby anten i stosowanej techniki detekcji)
- dla map burzowych (izokeraunicznych): liczby stacji meteorologicznych na danym obszarze Polski, sposobem oceny wystąpienia wyładowań doziemnych oraz raportowania dni z burzą.

Właściwe instytucje w Polsce zajmujące się problematyką ochrony odgromowej – np. KT 55 Polskiego Komitetu Normalizacji i/lub eksperckie – np. Polski Komitet Ochrony Odgromowej SEP powinny podjąć analizę dostępnych i aktualnych informacji o intensywności wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski oraz zarekomendować nowe dane o gęstości wyładowań doziemnych do analizy ryzyka szkód piorunowych.

Literatura

- [1] PN-EN 62305-2: 2008 Ochrona odgromowa – część 2. Zarządzanie ryzykiem.
- [2] PN-EN 62305- 1,-2,-3: 2011 Ochrona odgromowa
- [3] www.nowcast.pl
- [4] www.imgw.pl
- [5] www.euclid.org
- [6] CIGRE Technical Brochure 549, Lightning Parameters for Engineering Applications 2013, <http://www.e-cigre.org/Order/select.asp?ID=15897>
- [7] www.ten350.com
- [8] M. Stopa: Burze w Polsce. Prace Geograficzne IG PAN, 1962,34, s. 108-185.
- [9] PN-86/E-5003/1. Ochrona odgromowa obiektów budowlanych.
- [10] H. Markiewicz: Bezpieczeństwo w elektroenergetyce, WNT, Warszawa 1999, s.345.

- [11] H. Lorenc: Atlas Klimatu Polski, IMGW 2005.
- [12] W. Skomudek: Analiza i ocena skutków przepięć w elektroenergetycznych sieciach średniego i wysokiego napięcia, Politechnika Opolska, Studia i monografie, z. 225, Opole 2008.
- [13] R. Holle, R. Zaharescu, M. Łoboda: Availability of lightning data in Poland from the Central European Lightning Detection Network, *26th Int. Conference on Lightning Protection (ICLP)*, Kraków, 2-6 wrzesień 2002, referat 2b.4, s. 117- 120.
- [14] M. Łoboda: Detekcja wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski, *Przegląd Elektrotechniczny*, 9'2009, s.256-260.

LIGHTNING DENSITY DATA UPDATING IN POLAND FOR LIGHTNING RISK ASSESSMENT OF STRUCTURES

Summary

In the paper are described requirements on lightning risk assessment based on international standards of lightning protection of structures. The attention was paid to the necessity of updating the actual lightning density data in Poland. There are presented historically published thunderstorm day data and compared with actual data available from lightning location systems for selected sites in Poland. It was shown the evidence of significant differences of lightning densities values for individual sites depending of lightning data source and it was proposed the discussion of new recommendations for accepted values of lightning data densities necessary for lightning protection design procedures of structures in Poland.

Keywords: Lightning discharges, risk of lightning damage, lightning protection, lightning flash density.

DOI: 10.7862/re.2013.11

Tekst złożono w redakcji: wrzesień 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Wiesława MALSKA¹
Henryk WACHTA²
Andrzej PANEK³

ILUMINACJA PAŁACU TYSZKIEWICZÓW W WERYNI

W artykule przedstawiono koncepcję iluminacji Pałacu Tyszkiewiczów w Weryni. Zaprezentowano autorski, komputerowy model obiektu architektonicznego, pomocny w wiarygodnym opracowaniu iluminacji. Projekt iluminacji Pałacu Tyszkiewiczów wykonany został z uwzględnieniem zasad techniki świetlnej i obowiązujących norm. Do symulacji rzeczywistego efektu oświetlenia obiektu, zastosowano wizualizację fotorealistyczną modelu rozpatrywanego obiektu architektonicznego.

Iluminacja obiektu to również jego promocja, dlatego powinna uwzględnić jego historyczny charakter i klimat, a także realizowane funkcje i znaczenie.

Prawidłowo zaprojektowane oświetlenie powinno skutkować podniesieniem walorów estetycznych obiektu. Wykorzystanie graficznej aplikacji komputerowej daje możliwość oceny różnych wariantów iluminacji pod względem przyjętych kryteriów iluminacji bez prób terenowych. Natomiast poprzez przeprowadzenie komputerowych obliczeń wielkości świetlnych, można stwierdzić czy dana koncepcja spełnia ilościowe wymagania poziomów luminancji. Luminancja obok natężenia oświetlenia jest w większości przypadków wielkością normującą poziom wymagań oświetleniowych. Aby uzyskać pożądany efekt oświetlenia, należy zwrócić uwagę na typ elewacji budynku, stopień zabrudzenia, detale zdobnicze oraz warunki późniejszej eksploatacji instalacji oświetleniowej. Odpowiedni dobór sprzętu oświetleniowego jest szczególnie ważny przy iluminacji budynków.

Słowa kluczowe: źródła światła, iluminacja, luminancja, format IES.

¹ Autor do korespondencji: Wiesława Malska, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 17 865 1974, wmalaska@prz.edu.pl

² Henryk Wachta, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 17 865 1977, hwachta@prz.edu.pl

³ Andrzej Panek, Politechnika Rzeszowska, absolwent WEiI, andrepanek@gmail.com

1. Wprowadzenie

Światło, będące kluczowym elementem charakteryzującym przestrzeń i kształty, odgrywa ważną rolę w architekturze. Dzięki postępowi w dziedzinie techniki świetlnej, światło sztuczne stało się środkiem i narzędziem do dyspozycji architekta, projektanta, inżyniera, które daje możliwości kreowania różnorodnych efektów świetlnych [1, 2]. Zastosowanie oświetlenia iluminacyjnego umożliwia tworzenie gry światłocienia na elewacjach budynków. Odpowiednie mocowanie i nakierowanie źródeł światła pozwala wyeksponować szczególnie atrakcyjne elementy elewacji i ewentualnie ukryć niedoskonałości odbioru wizualnego obiektu.

Iluminacja obiektu to również jego promocja, dlatego powinna uwzględnić jego historyczny charakter i klimat, a także realizowane funkcje i znaczenie. Prawidłowo zaprojektowane oświetlenie powinno skutkować podniesieniem walorów estetycznych obiektu, szczególnie w porze wieczornej. Iluminacja, poza funkcją czysto estetyczną, pełni także rolę użyteczną. Atrakcyjnie oświetlony obiekt, pozytywnie oddziałuje na zmysły obserwatora, przyciąga turystów oraz bez wątpienia podnosi bezpieczeństwo użytkownika obiektu. Wykorzystanie graficznej aplikacji komputerowej daje możliwość oceny różnych wariantów iluminacji pod względem przyjętych kryteriów iluminacji bez prób terenowych. Natomiast poprzez przeprowadzenie komputerowych obliczeń wielkości świetlnych, można stwierdzić czy dana koncepcja spełnia ilościowe wymagania poziomów luminancji i jej rozkładu na elewacji, a to pozwala na uniknięcie wielokrotnych i kosztownych prób terenowych.

1.1. Zalecenia normatywne dotyczące poziomów luminancji

W technice świetlnej luminancja jest parametrem, którego pomiary i obliczenia są często wykonywane. Luminancja obok natężenia oświetlenia jest w większości przypadków wielkością normującą poziom wymagań oświetleniowych [12]. Aby uzyskać pożądaną efekt oświetlenia, zwraca się uwagę na typ elewacji budynku, stopień zabrudzenia, detale zdobnicze oraz warunki późniejszej eksploatacji instalacji oświetleniowej. Iluminowany obiekt powinien być dostatecznie dobrze wyeksponowany na tle otoczenia, tym samym powinien dobrze komponować się z nocnym krajobrazem. Dlatego też zalecenia ilościowe obejmują zależności pomiędzy średnią luminancją tła i średnią luminancją iluminowanej elewacji. Właściwy dobór sprzętu oświetleniowego obok wspomnianych zaleceń luminancyjnych, dotyczy również problematyki widoczności, rozlokowanych w otoczeniu elewacji, opraw oświetleniowych oraz ryzyka oślepienia bezpośredniego (odpowiedni do potrzeb dobór kolorystyki korpusów opraw harmonizujący z elewacją oraz systemów rastrów antyolśnieniowych).

2. Historia, znaczenie i lokalizacja obiektu

Analizowanym obiektem jest pałac ufundowany przez rodzinę Tyszkiewiczów, wybudowany w 1903 roku we wsi Werynia w powiecie kolbuszowskim, według projektu znanego krakowskiego architekta Tadeusza Stryjeńskiego [8]. Nieszablonowość i wdzięk pałacu powodują, że można go zaliczyć do grona klasycznych budynków na terenie Galicji. Z punktu widzenia planowanej koncepcji iluminacji obiekt posiada dobre warunki instalacji sprzętu iluminacyjnego, dobrą ekspozycję wszystkich czterech elewacji oraz wiodący kierunek obserwacji od strony wejścia głównego. Pałac, dzięki porozumieniu ze stron Powiatu Kolbuszowskiego, Uniwersytetu Rzeszowskiego oraz Unii Europejskiej, w roku 2006 przeszedł kapitalny remont i tym samym został ocalony od zniszczenia. W chwili obecnej funkcjonuje w nim Pozawydziałowy Zamiejscowy Instytut Biotechnologii Stosowanej i Nauk Podstawowych Uniwersytetu Rzeszowskiego (rys. 1.).



Rys. 1. Widok jednej z elewacji obiektu w porze dziennej – fotografia marzec 2013 [11]

Fig.1 View of the facade object in daylight - photograph march 2013 [11]

3. Odwzorowanie przestrzenne bryły Pałacu Tyszkiewiczów

Do prac projektowych wykorzystano zaawansowaną aplikację graficzną [5,6]. Pałac jest budowlą trójkondygnacyjną, opartą na planie podłużnym, na wysokiej kamiennej podmurówce. Układ rzutu poziomego ograniczony został

przez dwa trakty podłużne. Cechę szczególną bryły tworzą ryzality oraz niewiele wyższe wieżyczki z klatkami schodowymi, nieco wysuniętymi poza obrys elewacji. Całości formy obiektu dopełniają wysokie, dwu i trójspadowe dachy o łamanych liniach, a także dachy wielopołaciowe, stożkowate i naczółkowe.

Elewacja frontowa skierowana jest na południe z widokiem na ogród i stanowi reprezentacyjny element pałacu. Jej głównym fragmentem jest trójboczny ryzalit z ozdobnym reliefem stylizowanego orła nad drzwiami do dwukondygnacyjnego holu oraz ryzality boczne z kutymi balkonikami. Przed głównym wejściem znajduje się owalny taras z półokrągłymi schodami. Odwzorowanie komputerowe geometrii obiektu sprowadziło się do wykorzystania metody punktu zbiegu na zwymiarowanie zadanych odległości, w oparciu o wykonane w tym celu fotografie (rys.2). Podstawowe wymiary obiektu zostały zmierzone fizycznie na obiekcie i były wielkościami podstawowego odniesienia dla pozostałych wymiarów detali modelu [11]. Ściana szczytowa obu ryzalitów występujących po obu stronach fasady zwieńczona jest półokrągłym oknem oraz opaską z ozdobami w kształcie serc o środku symetrii w osi okna [7].



Rys. 2. Przykład naniesienia siatki orientacji perspektywy na fotografię obiektu [11]

Fig. 2. An example of application of the grid orientation perspective on photography object [11]

Aby wystarczająco dokładnie przedstawić spodziewany efekt proponowanej koncepcji iluminacyjnej obiektu, konieczne było również uwzględnienie przy opracowaniu modelu komputerowego jego detali i szczegółów architektonicznych [3,9,10]. W tym wypadku decyzja o potrzebie modelowania komputerowego danego detalu zależy od jego wpływu na grę światłocienia oraz jego widoczności z obranego miejsca obserwacji.

Podczas komputerowego odwzorowania bryły obiektu zostały wymodelowane także dobrze widoczne dla obserwatorów elementy kute w barierkach schodów i balkoników. Barierki są wygięte wzdłuż tarasu oraz schodów, co zostało w taki sam sposób wykonane w modelu Pałacu. Na oddzielną uwagę zasługuje również złożony geometrycznie relief orła z tarczami herbowymi Leliwa, z ozdobnymi promieniami oraz kłosami zboża, wymagający od projektanta dużych umiejętności posługiwania się programem graficznym (rys. 3) [8,9,11].



Rys. 3. Model komputerowy obiektu w świetle dziennym – widok frontonu [11]

Fig. 3. The computer model object in daylight - the view of front [11]

4. Projektowanie systemu iluminacji

Współcześnie w projektowaniu stosowane są trzy metody iluminacji obiektów: punktowa, zalewowa i mieszana. Do iluminacji Pałacu Tyszkiewiczów zaproponowano metodę mieszaną. Większość, występujących w przyjętym rozwiązaniu, opraw oświetleniowych rozmieszczono na poziomie gruntu, w odległości 2 do 3 metrów od elewacji. Temperaturę barwową źródeł światła, ustaloną na poziomie 4000 Kelwinów, cechuje neutralność barwy, korzystna dla podkreślenia subtelnych różnic barwy fragmentów elewacji.

Zastosowane w projekcie grupy opraw oświetleniowych różnią się między sobą przede wszystkim rozsyłami promieni świetlnych i rodzajem zastosowanych źródeł światła. Wspomniane rozsyły światłości odnoszą się do dwu głównych kategorii opraw oświetleniowych: naświetlaczy o szerokim kącie rozsyłu oraz reflektorów o wąskim kącie rozsyłu strumienia świetlnego. Obie grupy charakteryzuje przez to odmienne przeznaczenie, ze względu również na

ilość emitowanego strumienia świetlnego w zadanym kącie bryłowym, obejmującym wybraną strefę iluminowanego obiektu, przy zastosowaniu w nich jednakowych źródeł światła. Naświetlacz w porównaniu do reflektora może oświetlić większą powierzchnię, lecz musi znajdować się proporcjonalnie bliżej elewacji, z uwagi na matematyczną zależność, określającą światłość kierunkową I:

$$I(\alpha) = \frac{d\Phi}{d\omega} \quad (1)$$

gdzie:

- ω jest elementarnym kątem bryłowym otaczającym kierunek, któremu wyznacza się bieg strumienia świetlnego,
- Φ - strumień świetlny wypromieniowany w kierunku ω .

Ten rodzaj oprawy został zastosowany do równomiernego oświetlenia elewacji. Ostatecznego wyboru typu naświetlacza dokonano korzystając z procedury umożliwiającej tworzenie baz danych opraw oświetleniowych. Jest to, przyjęty już jako standard, sposób cyfrowego zapisu brył fotometrycznych, bazujący na zależności (1) – format IES.

Oprócz finalnych wizualizacji komputerowych aplikacje graficzne umożliwiają uzyskanie zbioru wartości rozkładu luminancji na iluminowanych elewacjach zgodnie z zależnością (2). Ta właściwość stanowi podstawę do stosowania przyjętych w iluminacji kilku zasad, w tym: zasady wzmocnienia głębi i wysokości.

$$L = \frac{d^2\Phi}{d\omega dS \cos\alpha} \quad (2)$$

gdzie:

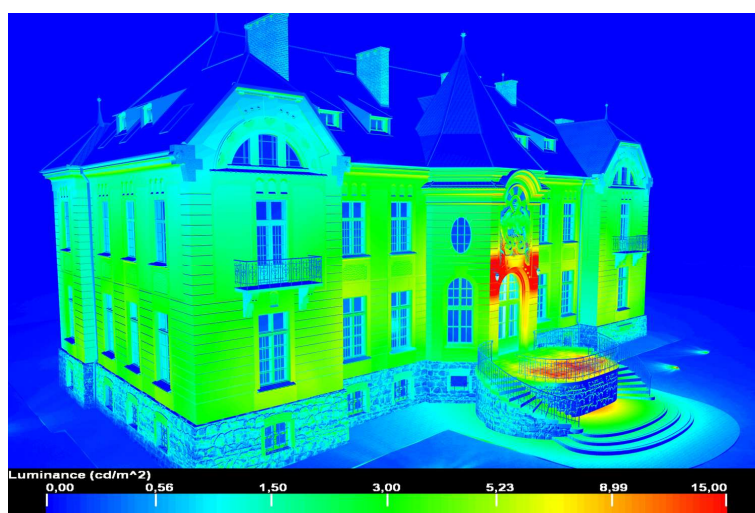
- dS - powierzchnia, na którą pada strumień świetlny,
- α - kąt pomiędzy kierunkiem padania strumienia świetlnego Φ , a prostopadłą do powierzchni dS .

Na rys. 4. przedstawiono roboczą wizualizację iluminację elewacji frontowej i zachodniej pałacu z widoku perspektywicznego (ocena estetyczna propozycji iluminacji), a na rys. 5. przedstawiono rozkład luminancji na tych elewacjach (robocza ocena techniczna). Zgodnie z [12] zachowano w tym przypadku podstawowe zalecenia ilościowe luminancji w odniesieniu do niskiej luminancji tła.



Rys. 4. Komputerowa, robocza wizualizacja iluminacji – elewacji frontowej (głównej) i zachodniej z widoku perspektywicznego [11]

Fig. 4 Computer visualization illumination - the front elevation (main) and west of perspective [11]



Rys. 5. Rozkład luminancji na elewacji frontowej (głównej) i zachodniej etapu roboczego prac symulacyjnych [11]

Fig. 5 The luminance distribution of the front (main) and West [11]

Pokrycie plamami światła dwu widocznych elewacji jest dość równomierne, a owalny balkon wraz z półokrągłymi schodami przed frontem został doświetlony dwoma reflektorami, znajdującymi się na krawędziach bocznych ryzalitów, u podstaw ich ścian szczytowych. Rozwiązanie taki wydaje się być najkorzystniejsze, ze względu na brak konieczności kotwienia większej liczby reflektorów do elewacji. Uzyskany akcent świetlny w rejonie wejścia głównego przyciąga uwagę obserwatora i jednoznacznie wskazuje drzwi wejściowe.

Niestety przeprowadzone próby iluminacji połaci dachowych nie powiodły się. Wstępnie planowano iluminować stożkową część poszycia nad herbem. Jednak nie udało się znaleźć miejsc montażu opraw oświetleniowych, z których nie występowałoby olśnienie bezpośrednie obserwatorów (lokalizacja sprzętu oświetlającego na skrajnych wysuniętych daszkach) lub nieestetyczne mocne rozświetlenie dolnej strefy poszycia (oprawy instalowane bezpośrednio u podstawy dachu). (rys.6)[11]. Także, z uwagi na niekorzystny kąt spadku dachu, niemożliwe było również iluminowanie go bezpośrednio ze słupów rozmieszczonych przed elewacją frontową.



Rys. 6. Wizualizacja robocza iluminacji elewacji frontowej (główniej) [11]
Fig. 6. Visualization of illumination of the front (main) [11]

5. Podsumowanie

Każdy obiekt odbijający strumień światła, poprzez swoje ukształtowanie, różnorodność koloru i połyskliwość, powoduje jego odmienne widzenie. Uwzględniając dodatkowo pozostałe inne cechy w postaci chociażby przezroczystości oraz fakt wielokrotnego odbijania strumieni świetlnych od elementów obiektu, powstaje skomplikowana mozaika gry światłocienia, tworząca końcowe

wrażenie widzenia. Fotorealistyczny efekt wizualny obrazu komputerowego powinien uwzględniać wszystkie te istotne cechy wzorca rzeczywistego.

Narzędzia komputerowe w ogromnym stopniu obniżają też koszty i zmniejszają nakład czasu, związany z fizycznym montowaniem opraw na rzeczywistym obiekcie. Skala tych oszczędności jest duża i powoduje współcześnie powszechne stosowanie aplikacji graficznych do projektowania iluminacji i innych pracach w dziedzinie techniki świetlnej (np. projektowanie układów optycznych opraw oświetleniowych). Reasumując, do cech charakterystycznych trybu projektowania iluminacji, bazującego na graficznych aplikacjach komputerowych, należy zaliczyć:

- mniejsze koszty realizacji projektu (możliwość wielowariantowych symulacji),
- duży poziom wiarygodności wizualizacji, wystarczający do inżynierskich zastosowań projektowych aplikacji graficznych,,
- precyzyjne szacowanie kosztów inwestycji,
- możliwość negocjacji ze służbami konserwatorskimi oraz gospodarzami obiektu wersji iluminacji najbardziej korzystnej,
- materiał promocyjny w postaci wizualizacji iluminacji pomocny do starań o finansowanie inwestycji.

Zaprezentowana koncepcja iluminacji Pałacu Tyszkiewiczów, po koniecznych konsultacjach z konserwatorem zabytków, może być wprost zastosowana w odniesieniu do obiektu rzeczywistego.

Literatura

- [1] Bąk J., Pabjańczyk W. „Podstawy techniki świetlnej”, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 1944
- [2] Żagan W. „Iluminacja obiektów”, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2003
- [3] Witwicki M. „Aktualne problemy iluminacji obiektów zabytkowych”, Wiadomości konserwatorskie 20/2006, s. 5-11
- [4] Żagan W. „Podstawy techniki świetlnej”, OWPW, Warszawa 2005
- [5] Ross A., Bousquet M. „3ds max 5”, Wydawnictwo Helion, Gliwice 2004
- [6] Pazdur W., „3ds max: Leksykon kieszonkowy”, Wydawnictwo Helion, Gliwice 2006
- [7] Olszówka S. „Pałac Tyszkiewiczów w Weryni”, <http://www.zswerynia.pl/pliki/palac.pdf>, aktualizacja: 02.02.2013 r.
- [8] <http://podkarpackie.regiopedia.pl/wiki/palactyszkiewiczow-w-weryni>, aktualizacja: 15.04.2013 r.
- [9] Guzowski A., „Fotorealistyczny rendering w Mental Ray”, <http://www.forum3d.pl/f3dwork.php>, aktualizacja: 08.04.2013 r.

- [10] Mączyński D. „Oblepianie światłem, czyli słów kilka o iluminacji zabytków”, *Renowacje i zabytki* 2(10)/2004, 94
- [11] Panek A. „Oświetlenie iluminacyjne Pałacu Tyszkiewiczów w Weryni”, praca dyplomowa, Politechnika Rzeszowska, Rzeszów 2013r.
- [12] Raport CIE 94-1993, Guide for floodlighting

Praca została wykonana z wykorzystaniem aparatury zakupionej w wyniku realizacji Projektu: „Budowa, rozbudowa i modernizacja bazy naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej”, współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Regionalnego Projektu Operacyjnego Województwa Podkarpackiego na lata 2007-2013, Oś priorytetowa 1 – Konkurencyjna i innowacyjna gospodarka.

ILLUMINATION TYSZKIEWICZ PALACE IN WERYNIA

Summary

This paper presents the concept of illumination Palace Tyszkiewiczów in Werynia. Presented made a computer model of an architectural object to develop a reliable illumination. Project illumination Tyszkiewiczów Palace is made of the principles of lighting technology and standards. To simulate real lighting effects were used for visualization of photorealistic architectural object model

Illumination is also the object of his promotion, and should take account of its historical nature and climate, as well as the implemented functions and importance. Properly designed lighting should result in an increase aesthetic object. The use of graphical desktop application gives you the opportunity to evaluate different variants of illumination in terms of the criteria adopted illumination without field trials. In contrast, by carrying out computer calculations of the size of the light, you can tell whether the concept meets the quantitative requirements of luminance. Luminance next irradiance is in most cases the size regulates the level of lighting requirements. To get the desired lighting effect, you should pay attention to the type of building facade, the degree of soiling, decorative details and conditions subsequent operation of the lighting system. Proper selection of lighting equipment is particularly important for illumination of buildings.

Keywords: light source illumination, luminance, IES format,

DOI: 10.7862/re.2013.12

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Adam MAZURKIEWICZ¹

MODELOWANIE ZMIENNEJ INDUKCYJNOŚCI PASM RELUKTANCYJNEGO SILNIKA SKOKOWEGO PRZY UŻYCIU PAKIETU SIMULINK

Charakterystyczną cechą reluktancyjnych silników skokowych jest zmienność indukcji pasma powiązana z położeniem wirnika. Jednocześnie ten silnik należy do grupy maszyn, które potrzebują elektronicznego komutatora dla zapewnienia cyklicznego zasilania pasm. Oba składniki układu napędowego wzajemnie na siebie oddziałują. Dlatego analizowanie pracy samego silnika, z pominięciem komutatora, należy uznać za działanie błędne. Do opisu zjawisk zachodzących w maszynach elektrycznych najczęściej używa się układu równań różniczkowych. Natomiast komutator składa się z elementów fizycznych, których stan zmienia się, zwykle w funkcji czasu. Simulink wchodzący w skład pakietu Matlab pozwala na modelowanie obiektów fizycznych. Jednak dostępna w jego bibliotece indukcja ma stałą wartość. Dlatego w artykule jest pokazane rozwiązanie pozwalające na modelowanie zmiennej indukcji. Zasada działania przedmiotowego rozwiązania jest pokazana na przykładzie dwójnika RL, w którym indukcja nie jest stała. Przedstawiono podstawowe przebiegi czasowe dla tego dwójnika. Następnie został zamieszczony model matematyczny reluktancyjnego silnika skokowego. Na jego podstawie został stworzony model napędu w Simulinku. Przy jego pomocy przeprowadzono podstawowe badania wybranych stanów pracy silnika.

Słowa kluczowe: komutator, silnik skokowy, model matematyczny, symulacja

1. Wstęp

1.1. Przedstawienie problemu

Do zapewnienia poprawnej pracy każdego silnika skokowego jest niezbędny elektroniczny komutator, który zapewni cykliczne zasilanie pasm. Podczas pracy napędu oba jego składniki (silnik – komutator) wzajemnie na siebie od-

¹ Adam Mazurkiewicz, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1389, madam@prz.edu.pl

działają. To powoduje, że nie można analizować każdego ze składników napędu oddzielnie. Istotnym utrudnieniem przy całościowej analizie napędu są znaczące różnice w jego budowie. Silnik skokowy jest maszyną elektryczną. Do badania stanów dynamicznych używa się zwykle układu równań różniczkowych opisujących poszczególne obwody. Natomiast komutator jest układem elektronicznym o zmieniającej się w czasie strukturze. Istnieją narzędzia programowe, które pozwalają na rozwiązywanie zarówno problemów matematycznych (rozwiązanie układu równań różniczkowych) oraz analizę układów fizycznych – w tym przypadku struktury komutatora. Jednym z takich narzędzi jest wchodzący w skład pakietu Matlab, Simulink. Jednak nie można go bezpośrednio wykorzystać do badania przedmiotowego napędu. Ze względu na uzębioną konstrukcję obwodu magnetycznego silnika, indukcyjność pasm zmienia się. Tymczasem dostępna w bibliotekach Simulinka indukcyjność ma stałą wartość. Dlatego należy znaleźć rozwiązanie tego problemu.

1.2. Cel pracy

Celem niniejszego artykułu jest znalezienie rozwiązania pozwalającego na badanie właściwości układu napędowego w Simulinku, wykorzystującego silnik o zmiennej reluktancji. Dodatkowym celem jest przeprowadzenie, przy użyciu zaproponowanego rozwiązania, analizy podstawowych stanów dynamicznych reluktancyjnego silnika skokowego.

2. Sposób rozwiązania problemu

2.1. Dwójnik RL

Sposób rozwiązania problemu zostanie pokazany na przykładzie dwójnika RL, w którym indukcyjność zmienia swoją wartość w funkcji czasu. Dla takiego dwójnika, na podstawie drugiego prawa Kirchhoffa, można zapisać równanie bilansu napięć

$$u = R \cdot i + u_L, \quad (1)$$

gdzie: u – napięcie zasilające,
 R – rezystancja obwodu,
 u_L – spadek napięcia na indukcyjności.
 Ponieważ indukcyjność nie jest stała, stąd

$$u_L = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt}. \quad (2)$$

Równanie (2) można przekształcić do postaci normalnej

$$\frac{di}{dt} = \left(u_L - i \frac{dL}{dt} \right) / L. \quad (3)$$

Zakładamy wstępnie, że indukcyjność jest funkcją czasu i jest opisana przykładową zależnością $L(t) = L_s + L_a \cos(\alpha \cdot t)$. Po podstawieniu do równania (3) otrzymuje się

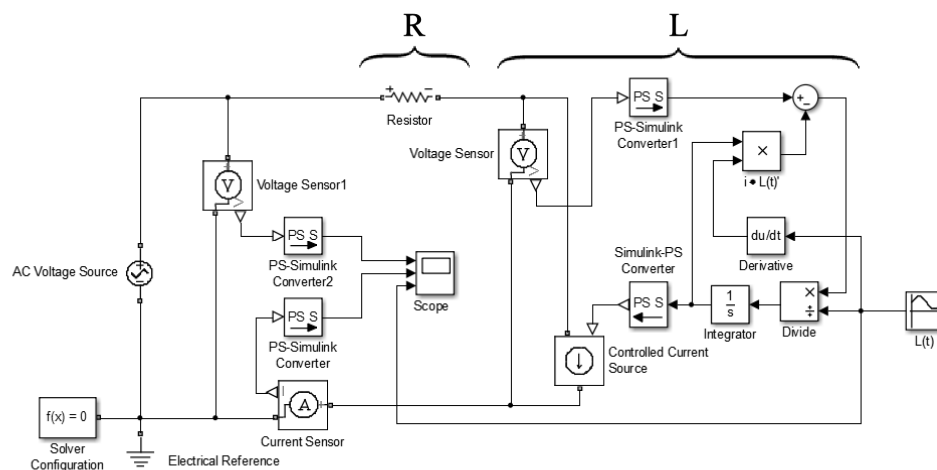
$$\frac{di}{dt} = \left(u_L - i \frac{d}{dt} (L_a \cos(\alpha \cdot t)) \right) / (L_s + L_a \cos(\alpha \cdot t)), \quad (4)$$

gdzie: L_a – amplituda zmian indukcyjności,

L_s – wartość średnia indukcyjności,

α – współczynnik określający szybkość zmian indukcyjności.

Całkując prawą stronę równania (4) otrzymuje się prąd płynący w dwójniku RL.

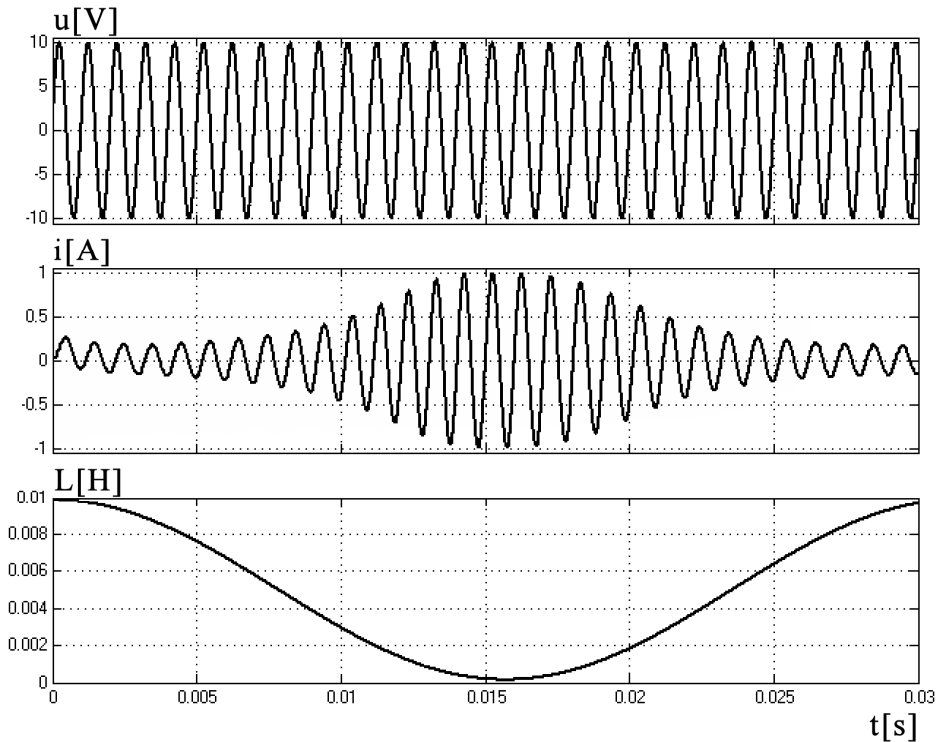


Rys. 1. Model dwójnika RL w programie Simulink

Fig. 1. Model of RL two-terminal circuit in Simulink program

Na podstawie równań (1) i (4) powstał, pokazany na rysunku 1, model dwójnika ze zmienną indukcyjnością. Składa się ze źródła napięcia przemiennego (amplituda napięcia wynosi 10[V], a częstotliwość 1[kHz]), rezystora (rezystancja 10[Ω]) i elementów modelujących zmienną indukcyjność (oznaczonych na rys. 1 literą „L”). Ponadto generator funkcji sinusoidalnych zadaje przebieg

indukcyjności opisany przykładową zależnością $L(t) = 0,005 + 0,00485\cos(200\pi t + \pi/2)$ [H]. Pozostałe elementy są użyte do rejestracji przebiegów.



Rys. 2. Przebiegi: napięcia zasilającego, prądu dwójnika oraz przebieg zmian indukcyjności w funkcji czasu

Fig. 2. Waveforms of supply voltage, current and induction changes for RL two-terminal circuit

2.2. Wyniki symulacji dwójnika RL

Wyniki symulacji modelu dwójnika są pokazane na rysunku 2. Zmiana indukcyjności powoduje zmianę impedancji dwójnika, co przy stałej skutecznej wartości napięcia zasilania wymusza zmiany amplitudy prądu. Następuje również zmiana kąta fazowego prądu. Jest to wyraźnie widoczne, na przykład dla czasów 5 i 15 ms (rys. 2). Ponieważ przyjęto zerowy warunek początkowy dla prądu, w pierwszej części przebiegu prądu można zauważyć składową przejściową.

W przedstawionym przykładzie indukcyjność jest zależna od czasu, jednak nie jest to żadne ograniczenie proponowanego rozwiązania. W ogólnym przypadku indukcyjność może być funkcją dowolnych zmiennych i nie ma to wpływu na strukturę pokazanego na rysunku 1 schematu.

3. Analiza napędu z reluktancyjnym silnikiem skokowym

3.1. Model matematyczny reluktancyjnego silnika skokowego

Do opisu zjawisk zostanie użyty model obwodowy reluktancyjnego silnika skokowego. Przy jego tworzeniu przyjmuje się następujące założenia: obwód magnetyczny jest nienasycony, pomija się prądy wirowe, histerezę magnetyczną i indukcyjności wzajemne pasm. Ponadto przyjmuje się pełną symetrię magnetyczną, elektryczną i mechaniczną.

Dla każdego z pasm silnika można zapisać równanie bilansu napięć

$$u = Ri + u_L, \quad (5)$$

gdzie

$$u_L = L(\theta) \frac{di}{dt} + i \cdot \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (6)$$

Po przekształceniu równania (6) do postaci normalnej otrzymuje się

$$\frac{di}{dt} = \left(u_L - i \cdot \Omega \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right) / L(\theta) \quad (7)$$

Różniczkując równanie bilansu energii [1], [3] dla uzwojenia silnika, a następnie dzieląc go przez prędkość kątową, otrzymuje się zależność na moment elektromagnetyczny.

$$T_e = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} \quad (8)$$

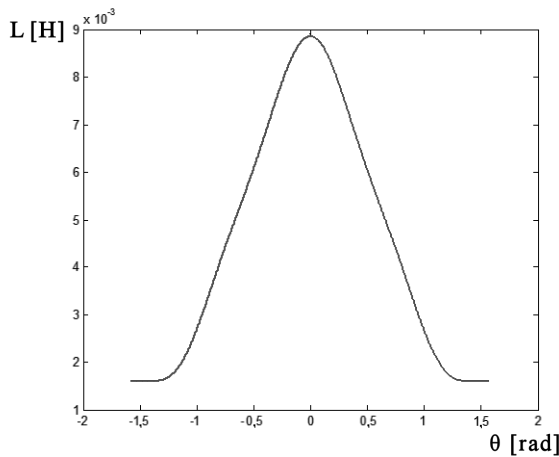
Przy założeniu stałości momentu bezwładności układu napędowego, równanie bilansu momentów przyjmuje postać.

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_m \quad (9)$$

Indukcyjność pasma zależy od kąta obrotu θ , który można wyznaczyć całkując prędkość kątową.

$$\theta = \int \Omega dt \quad (10)$$

Ponieważ indukcyjność pasma jest zależna od kąta obrotu, do dalszych obliczeń przyjmuje się przebieg zmian indukcyjności, pokazany na rysunku 3. Przebieg jest zapisany w postaci szeregu trygonometrycznego. Taka forma ułatwia jednocześnie wyznaczenie pochodnej indukcyjności względem kąta elektrycznego.

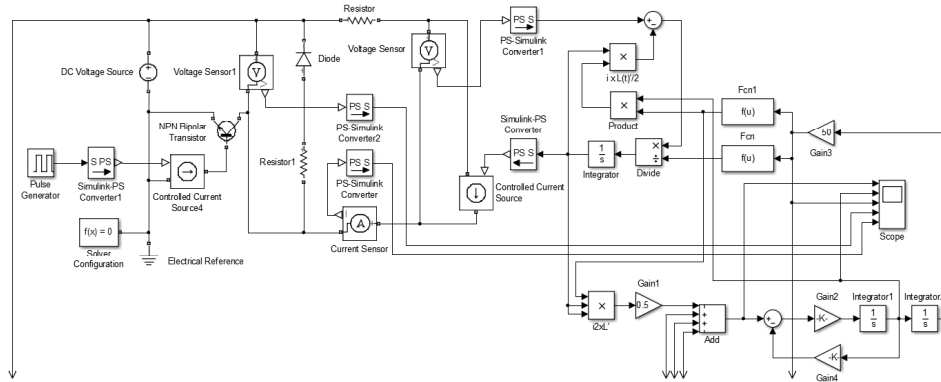


Rys. 3. Przebieg indukcyjności pasma silnika w funkcji kąta elektrycznego

Fig. 3. Induction distribution of stepper motor winding

3.2. Model blokowy napędu

Na podstawie równań (5) i (9) powstał model napędu z reluktancyjnym silnikiem skokowym. Na rysunku 4 jest pokazany fragment obejmujący model pokazany na rysunku 1, z tą różnicą, że indukcyjność jest funkcją elektrycznej drogi kątowej $L(\theta) = a_0 - a_1 \cos(\theta) + a_2 \cos(2\theta) - a_3 \cos(3\theta) + a_4 \cos(4\theta)$. Pochodna indukcyjności jest zadana funkcją $L'(\theta) = b_1 \sin(\theta) - b_2 \sin(2\theta) + b_3 \sin(3\theta) - b_4 \sin(4\theta)$. Równoległe do pasma jest dołączony dwójnik składający się z diody i rezystora. Jego zadaniem jest ochrona przed skutkami przepięcia, jakie powstaje w chwili rozwarcia obwodu pasma, na końcu każdego taktu komutacji. Pasma jest zasilane ze źródła napięcia stałego. Sterowany w funkcji czasu tranzystor realizuje proces komutacji. Zgodnie z równaniem (9), od sumy momentów wytworzonych przez poszczególne pasma odejmuje się moment obciążenia. W tym przypadku moment obciążenia jest liniową funkcją prędkości. W wyniku całkowania względem czasu, różnicy momentów podzielonej przez moment bezwładności, otrzymuje się prędkość kątową, a kolejne całkowanie daje drogę kątową.



Rys. 4. Model jednego pasma reluktancyjnego silnika skokowego

Fig. 4. Model of a winding of reluctance stepper motor

Pokazany na rysunku 4 model blokowy napędu będzie użyty do przeprowadzenia podstawowych badań silnika reluktancyjnego.

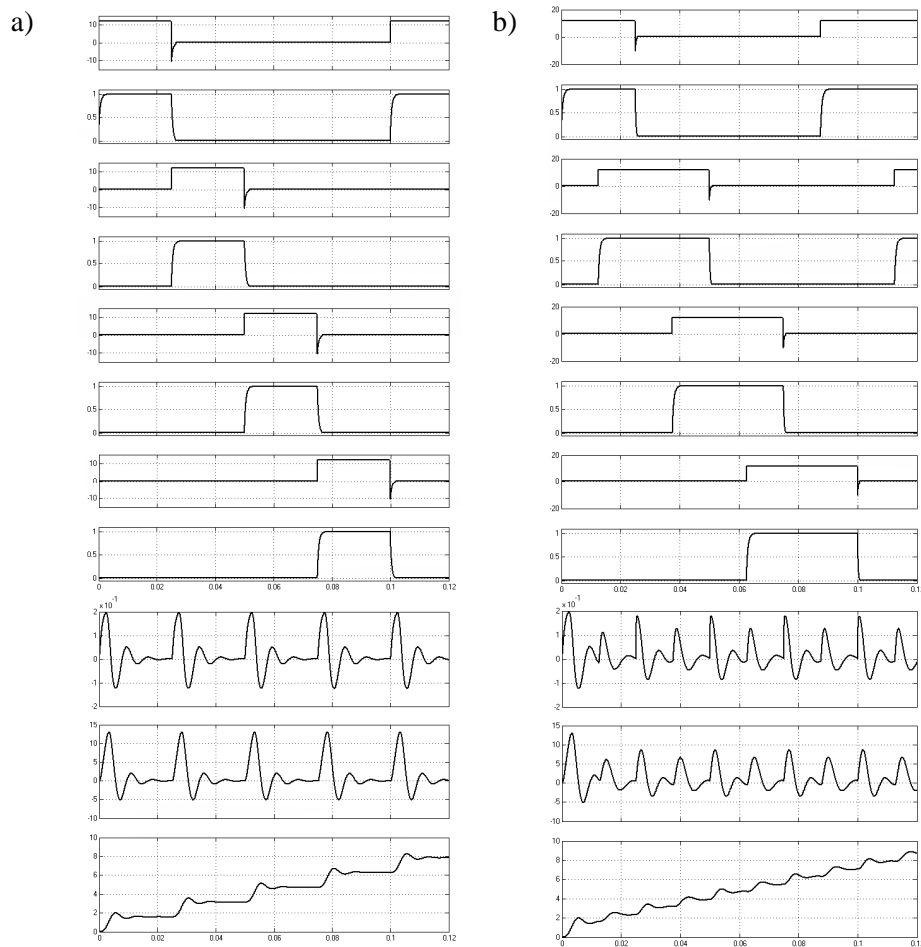
Do obliczeń przyjęto następujące dane: napięcie zasilania $U=12[V]$, rezystancja pasma silnika $R_p=12[\Omega]$, liczba pasm $m=4$, liczba zębów wirnika $Z_r=50$, rezystancja w obwodzie dwójnika ochronnego $R_d=10[\Omega]$, moment bezwładności $J=2 \cdot 10^{-6}[\text{kgm}^2]$, moment obciążenia $T_m=10^{-1} \cdot \Omega [\text{Nm}]$.

3.3. Analiza wybranych stanów dynamicznych

Pierwszy analizowany przypadek dotyczy pracy quasi statycznej i dynamicznej silnika. Na rysunku 5a) są pokazane przebiegi czasowe: napięć i prądów kolejnych pasm, momentu elektromagnetycznego, prędkości i kąta obrotu dla komutacji 1/4. Poszczególne wielkości są wyrażone w następujących jednostkach: napięcie – $[V]$, prąd – $[A]$, moment – $[Nm]$, prędkość = $[\text{rad/s}]$ i kąt obrotu – $[\text{rad}]$. Czas trwania taktów komutacji jest na tyle długi, że na końcu taktu zanikają wszystkie stany przejściowe. Stąd każdy następny skok wirnika rozpoczyna się od stanu ustalonego (dla prądu i prędkości). Jest to przykład pracy quasi statycznej. Należy zwrócić uwagę na impulsy napięcia o ujemnej polaryzacji, występujące na końcach każdego taktu. Są one spowodowane przepływem prądu przez dwójniki dioda – rezystor (rys. 4). Jest to jeden z przykładów wzajemnych oddziaływań pomiędzy komutatorem i silnikiem [2]. To zjawisko nie wystąpi przy analizie modelu matematycznego samego silnika.

Na rysunku 5b) są pokazane przebiegi czasowe: napięć i prądów poszczególnych pasm, momentu elektromagnetycznego, prędkości i kąta obrotu dla komutacji 3/8. W tym przypadku następny skok jest wykonywany przed ustabilizowaniem się położenia wirnika (prędkość różna od zera). Jest to przykład pracy dynamicznej silnika. Wartości maksymalne momentu i prędkości kątowej

w kolejnych taktach są na przemian większe i mniejsze. To zjawisko jest charakterystyczne dla komutacji niesymetrycznej. Jest efektem różnych wartości reluktancji obwodu magnetycznego, dla kolejnych skoków silnika.



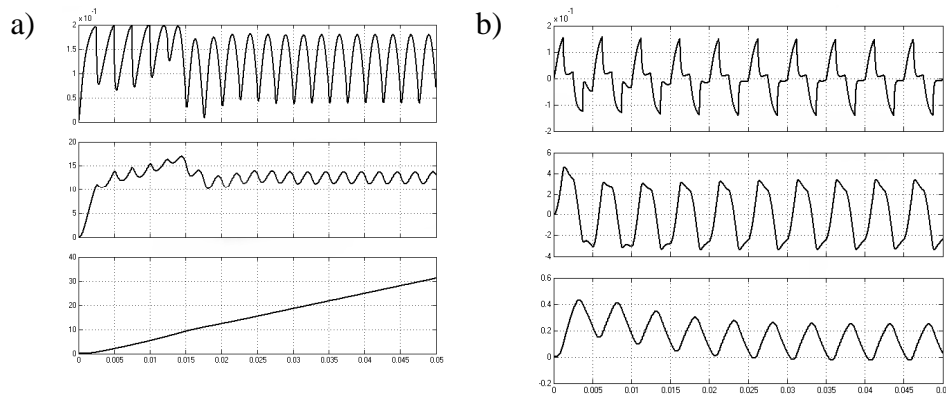
Rys. 5. Przebiegi dla komutacji: a) 1/4, b) 3/8

Fig. 5. Waveforms for full step a) and half step work

Kolejny przypadek to symulacja pracy silnika z wysoką częstotliwością taktowania. Na rysunku 6a) są pokazane przebiegi momentu elektromagnetycznego, prędkości i kąta obrotu, przy częstotliwości komutacji nieco mniejszej od częstotliwości rozruchowej. Jednostki – odpowiednio: [Nm], [rad/s], [rad]. Inercyjny charakter układu elektromechanicznego powoduje, że przebieg drogi kątownej jest wygładzony, nie zauważa się już składowych o częstotliwości komu-

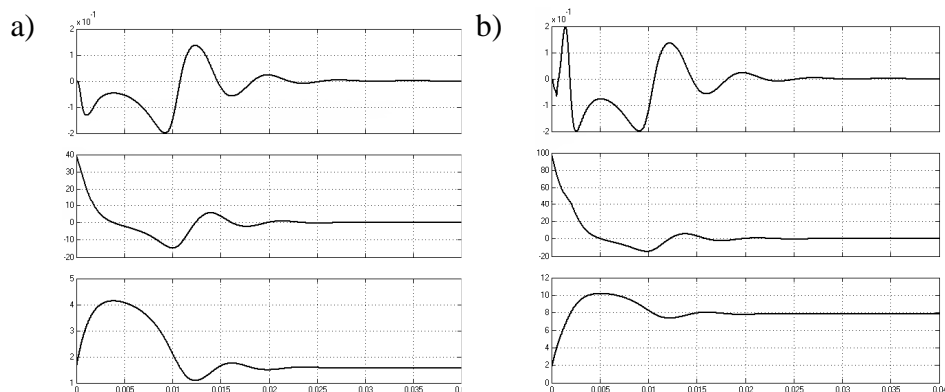
tacji pasm. Rozruch silnika przebiegł poprawnie, a następnie droga kątowna narasta liniowo (stała częstotliwość komutacji).

Na rysunku 6b) są pokazane przebiegi momentu elektromagnetycznego, prędkości i kąta obrotu, przy częstotliwości komutacji większej od częstotliwości rozruchowej. W tym przypadku wirnik wykonuje ruchy drgawkowe (chaotyczne) o okresie równym cyklowi komutacji. Nie występuje współzależność pomiędzy liczbą wykonanych taktów komutacji, a wykonaną drogą kątową. Komutator nie kontroluje pracy silnika.



Rys. 6. Rozruch silnika z częstotliwością mniejszą a) oraz większą b) od częstotliwości rozruchowej

Fig. 6. Motor starting with lower a) and higher b) frequency than the start-up frequency



Rys. 7. Poprawne zatrzymanie silnika a) oraz niekontrolowany wybieg b)

Fig. 7. Correct a) and under control b) stops of stepper motor

Następne analizowane przypadki dotyczą zatrzymania silnika. Na rysunku 7a) są pokazane przebiegi momentu elektromagnetycznego, prędkości i drogi

kątowej po zatrzymaniu komutacji, jeśli prędkość kątowa – w chwili zatrzymania komutacji – wynosi $40[\text{rad/s}]$. Jednostki – odpowiednio: $[\text{Nm}]$, $[\text{rad/s}]$, $[\text{rad}]$. Wirnik po wykonaniu kilku oscylacji zatrzymuje się w zadanym położeniu. Energia kinetyczna układu mechanicznego została w całości wytracona w obrębie ujemnej części charakterystyki kątowej momentu.

Na rysunku 7b) są zamieszczone przebiegi momentu elektromagnetycznego, prędkości i drogi kątowej po zatrzymaniu komutacji, jeśli prędkość kątowa wynosi $100[\text{rad/s}]$. W początkowej fazie wirnik jest hamowany (ujemny moment). Jednak energia kinetyczna układu mechanicznego jest zbyt duża aby zatrzymać wirnik w obrębie ujemnej części charakterystyki kątowej momentu. Rozpędzony wirnik przemieszcza się do położenia, w którym moment elektromagnetyczny staje się dodatni. Duża wartość momentu obciążenia powoduje, że prędkość nie rośnie, a jedynie wolniej maleje. W efekcie dalszego przemieszczenia wirnika, moment elektromagnetyczny ponownie staje się ujemny i silnik jest hamowany. Jednak wirnik wykonał niekontrolowany wybieg. Przebyta droga kątowa jest większa od założonej. W tym przypadku kąt obrotu wirnika jest większy o 2π w odniesieniu do wymaganej wartości.

4. Podsumowanie

Przedstawione rozwiązanie pozwala na analizę obwodów elektrycznych zawierających zmienną indukcyjność przy użyciu pakietu Simulink. Może ono znaleźć zastosowanie nie tylko w przypadku, gdy indukcyjność jest jawną funkcją czasu ale również, jeśli zależy od innych wielkości fizycznych. Jest szczególnie przydatne do modelowania układów napędowych, w skład których wchodzi silnik o zmiennej reluktancji i elektroniczny komutator. Pozwala na pełną analizę stanów dynamicznych z uwzględnieniem wzajemnych oddziaływań. Jako przykład zastosowania pokazano symulacje wybranych stanów reluktancyjnego silnika skokowego wraz z uproszczonym układem elektronicznym, realizującym komutację.

Przedstawione w artykule rozwiązanie wymaga rozszerzenia pozwalającego na uzależnienie indukcyjności od prądu pasma silnika.

Literatura

- [1] Krishnan R., Switched reluctance motor drives. CRC Press LLC, 2001.
- [2] Mazurkiewicz A.: Dwójnik ochronny typu RC do komutatora silnika skokowego, Zeszyty Problemowe – Maszyny Elektryczne, Katowice 2009.
- [3] Owczarek J. i inni: Elektryczne maszynowe elementy automatyki, WNT 1980.
- [4] <http://www.mathworks.com/help/matlab/>

MODELING OF VARIABLE WINDING INDUCTANCE OF A RELUCTANCE STEPPER MOTOR USING SIMULINK PACKAGE

Summary

The main characteristic of the reluctance stepper motor is connected with variations of winding inductance associated with the location of the rotor. Also the motor belongs to a group of electrical machines that require an electronic commutator for cyclic supply of a winding. Both components of the drive system mutually interact. Therefore analysing the work of the motor bypassing the commutator is to be considered an erroneous operation. To describe phenomena which occur in electrical machines differential equations system is most commonly used. However, the commutator consists of such physical elements whose states usually change in time. Simulink - part of the Matlab allows the modelling of physical objects. However, its library has inductance with constant value. Therefore the article shows a solution making modelling variable inductance possible. Two-terminal circuit RL where the inductance changes shows the operation principle of this solution. The basic waveforms for the two-terminal circuit are also presented. Then, a mathematical model of a reluctance stepping motor is included. The drive model created in Simulink is based on the mathematical model. Basic research has been carried out for the selected motor operating conditions with the help of the drive model.

Keywords: stepper motor, Matlab, commutator, mathematical model, simulation

DOI: 10.7862/re.2013.13

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Adam POWRÓZEK¹

CONTROL METHODS ANALYSIS OF SWITCHED RELUCTANCE MACHINE

The paper presents results of simulation studies of four-phase 8/6 Switched Reluctance Machine working in steady-state. Simulation model of the machine was developed in Matlab/Simulink based on mathematical model. Simulation model was realized based on SimPowerSystems library, which contains for example models of semiconductor elements or power supplies. Controllable current sources and voltage measurement blocks were also used. Mathematical description of the machine is difficult to obtain in nonlinear circuit simulation models. Nonlinear flux characteristics $\psi(\theta, i)$ were obtained by field calculations and then were tabulated and used in circuit model of the machine. Studies were concerned the change of working point influence of motor on basic parameters especially on electromagnetic torque with various basic control methods (current control: soft-chopping and hard-chopping, voltage control: soft and hard, and one-pulse control). In current control was only used hysteresis regulator which held phase current at a certain level. Current control is possible to base speed, voltage control with its particular case called single-pulse control has wider use because it can be used above base speed, but for high-speed operation single-pulse control is used.

Keywords: simulation model, current control, voltage control, single-pulse control

1. Introduction

Switched Reluctance Machines [1,2] belong to the group of machines with electronic commutation. Due to simple construction, possibility of work in wide speed range they can be an alternative to commonly used machines in industry. Development of electronics and power elements and their price drop has also significant meaning.

Switched Reluctance Machine works in nonlinear part of magnetization characteristics, phase currents have pulse character therefore the mathematical description of the machine is difficult to obtain in nonlinear circuit simulation models. An analytical description of flux characteristics $\psi(\theta, i)$ can be good solution for mentioned problems and they can be obtained using following

¹ Adam Powrózek, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, e-mail: apow@prz.edu.pl.

methods: computational [3,4] or measurement [5,6]. A suitable solution is to obtain flux characteristics by field calculations and then tabulate them and use in circuit model of the machine [8]. This solution gives sufficient accuracy of calculations in short time period.

The aim of this paper are simulation studies of Switched Reluctance Machine working in steady-state with various methods of control, based on nonlinear simulation model developed in Matlab/Simulink. An influence of working point change on motor properties was analyzed.

2. Simulation model of 8/6 SRM

Simulation model of SRM was presented by author in [9] with one-pulse control and following assumptions were included:

- negligibly small couplings between phases,
- magnetic circuit may operate in saturation region,
- negligible rotor core losses.

Simulation model was performed based on mathematical model presented in [1,2], where after excluding couplings between phases voltage equations are written as (for $k=1,\dots,4$):

$$u_k = R_k i_k + \frac{d}{dt} \psi_k(\theta, i_k) \quad (1)$$

and the expression of electromagnetic torque is written as:

$$T_e = \sum_{k=1}^N \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \int_0^{i_k} \psi_k(\theta, i_k^-) di_k^- \right) \quad (2)$$

Basic parameters of simulated SRM machine were shown in table 1. Flux-angle-current characteristics (from field calculations) and torque-angle-current characteristics (from equation 2) were determined, tabulated and used to elaborate the simulation model for steady-state analysis including above-mentioned assumptions and with basic methods of control:

- current control (soft-chopping, hard-chopping),
- voltage control (soft, hard),
- single-pulse control.

Control block can be changed according to control method. Control angles θ_{on} and θ_{off} and angular speed of rotor ω are input parameters for all methods of control. For voltage control additional input parameters are: switching transistor

frequency f and duty cycle D , while for current control the additional parameter is reference current I_{ref} .

Table 1. Basic parameters of 8/6 SRM

Rated power	750 W
Rated speed	3000 rev/min
Rated voltage	24 V DC
Rated torque	2,5 Nm
Maximum torque	13 Nm

The asymmetric bridge converter was used to supply the motor. It was realized based on SimPowerSystems library, which contains for example models of semiconductor elements or power supplies. Controllable current sources and voltage measurement blocks were also used. Final simulation model of SRM motor for steady-state analysis was shown in the picture 1.

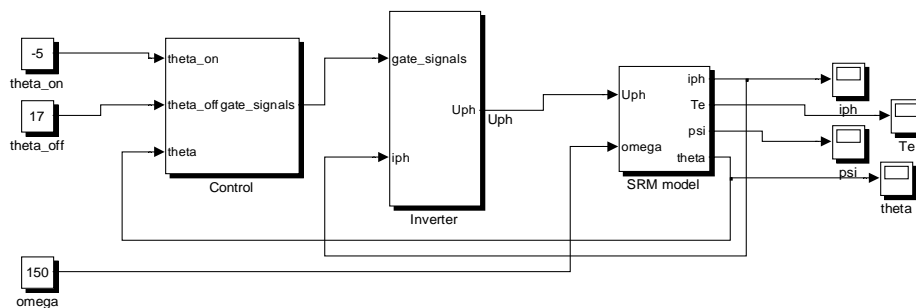


Fig 1. Simulation model of SRM for steady-state analysis

3. Results of simulation studies

Simulation studies were conducted for four-phase 8/6 SRM motor in steady-state with basic methods of control (current control: soft-chopping and hard-chopping, voltage control: soft and hard, and one-pulse control). Studies were concerned the change of working point influence of motor on basic parameters especially on electromagnetic torque with various basic control methods.

3.1. Current control

Using hysteresis current regulation it is possible to achieve soft and hard current regulation. Voltage across the winding equals in soft-chopping approximately U_{dc} and 0, while in hard-chopping it equals U_{dc} and $-U_{dc}$. Soft-chopping is usually used in motoring, while hard-chopping is mainly used in generation or

braking modes, because of difficult conditions to fast current decay in decreasing inductance area [1]. Negative voltage causes faster current decay. Graphs for motoring with current hard-chopping control for two working points of motor and different value of reference current were shown in figures 2 and 3. It was assumed that point 0° occurs in position where phase inductance reaches minimum value. Characteristics of phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} as a function of rotor position were shown in figures 2a, 2b, 3a, 3b.

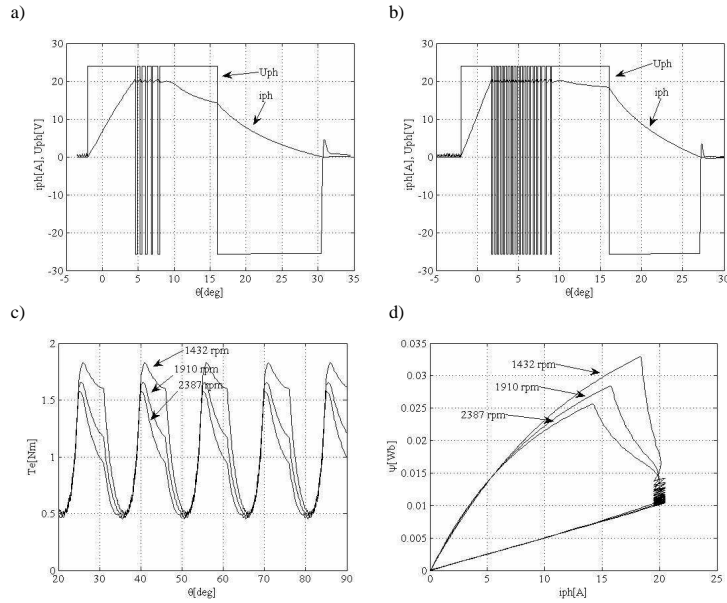


Fig. 2. Motoring with current hard-chopping control, at $\theta_{on}=-2^\circ$, $\theta_{off}=18^\circ$ and $I_{ref}=20A$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

Graphs 2c and 3c show electromagnetic torque T_e as a function of rotor position for three various rotor speeds, whereas graphs 2d and 3d show comparison between flux linkage ψ as a function of phase current i_{ph} for three working points of motor. Graphs for motoring with current soft-chopping control for two various working points of motor and different value of reference current were shown in figures 4 and 5. Graphs 4a, 4b and 5a, 5b show electromagnetic torque T_e as a function of rotor position for three various rotor speeds, whereas graphs 4d and 5d show comparison between flux linkage ψ as a function of phase current i_{ph} for three working points of motor.

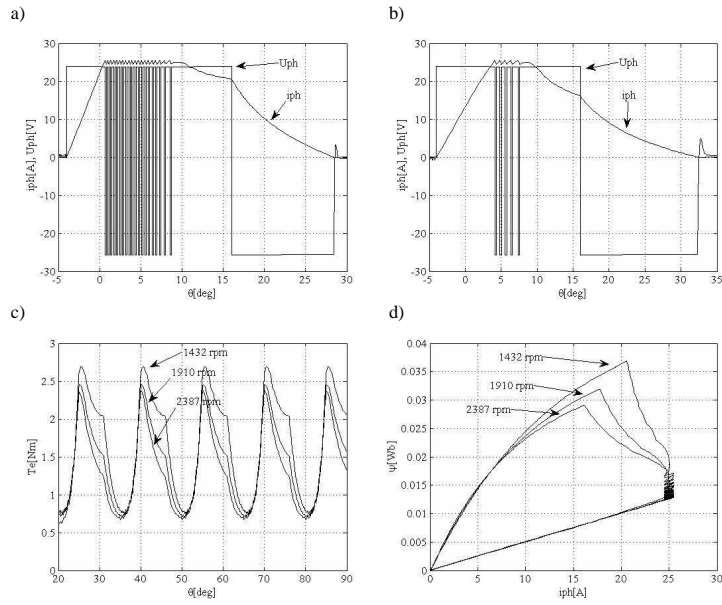


Fig.3. Motoring with current hard-chopping control, at $\theta_{on}=-4^\circ$, $\theta_{off}=20^\circ$ and $I_{ref}=25A$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

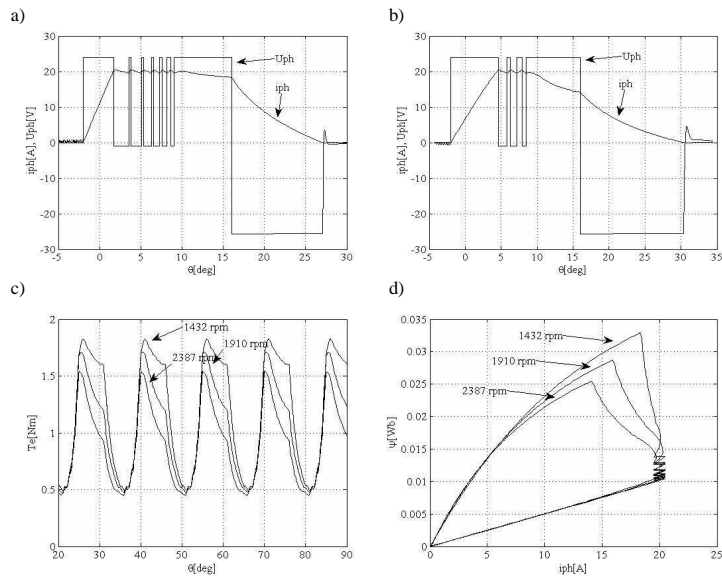


Fig.4. Motoring with current soft-chopping control, at $\theta_{on}=-2^\circ$, $\theta_{off}=18^\circ$ and $I_{ref}=20A$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

In soft-chopping by using zero-state voltage, frequency of switching decreases compared to hard-chopping leading to limit switching losses. Current control is mainly used in operation with constant torque to base speed.

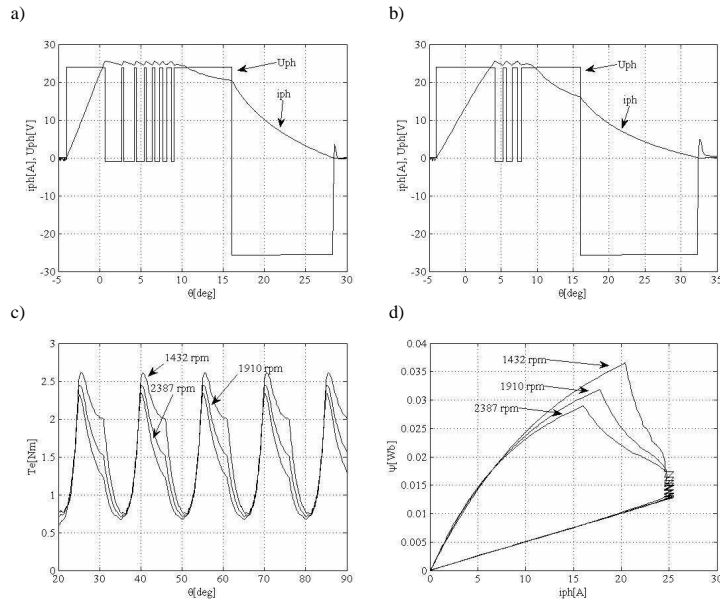


Fig.5. Motoring with current soft-chopping control, at $\theta_{on}=-4^\circ$, $\theta_{off}=20^\circ$ and $I_{ref}=25A$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

3.2. Voltage control

In voltage control pulse width modulation (PWM) is used where at least one branch transistor must be controlled with frequency f and duty cycle D [7]. Voltage control divides into hard control where both transistors in branch are controlled and soft control where only one transistor is controlled and second is always turned on.

Graphs for motoring with hard voltage control for two various working points and different rotor speeds were shown in figures 6 and 7. Characteristics of phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} for 1432 rev/min and 2387 rev/min were shown in figures 6a, 6b and 7a, 7b. If speed increases, back emf also increases and it causes phase current drop, because di/dt is negative. With increasing the speed, phase current decreases faster what leads to electromagnetic torque decrease (fig. 6c and 7c).

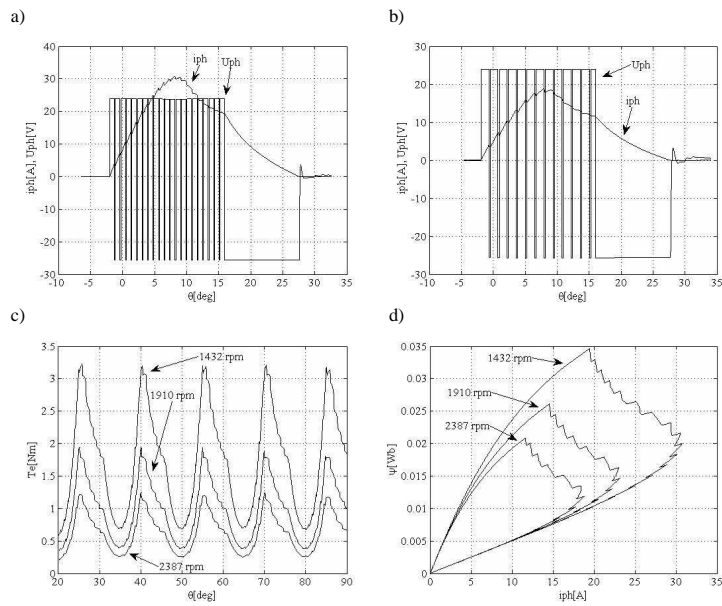


Fig.6. Motoring with hard voltage control, at $\theta_{on} = -2^\circ$, $\theta_{off} = 18^\circ$ and $D = 85\%$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

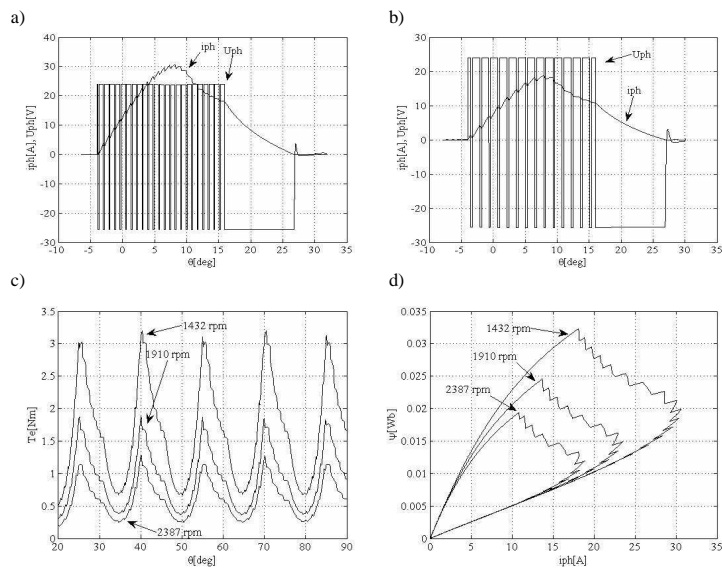


Fig.7. Motoring with hard voltage control, at $\theta_{on} = -4^\circ$, $\theta_{off} = 20^\circ$ and $D = 80\%$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

Comparison between flux linkage ψ as a function of phase current i_{ph} for three working points of motor were shown in figures 6d and 7d. The area designated by particular curves is proportional to average electromagnetic torque produced by one motor phase [1]. In figures 6 and 7 it is seen that despite the expansion of conduction band, duty cycle has significant influence on motor performances.

Graphs for motoring with soft voltage control was shown in figures 8 and 9. On these graphs it can be seen that with increasing the speed similarly like at hard voltage control, phase current decreases but at soft voltage control it can be seen significant increase of motor performances in comparison with hard voltage control. This results from average voltage value on phase of motor.

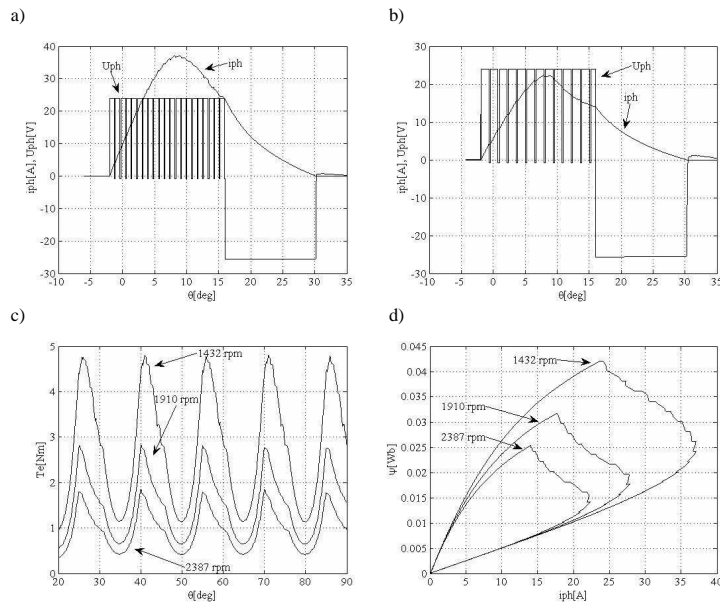


Fig.8. Motoring with soft voltage control, at $\theta_{on}=-2^\circ$, $\theta_{off}=18^\circ$ and $D=85\%$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

3.3. Single-pulse control

Single-pulse control is a particular case of voltage control where duty cycle D of PWM signal equals 1. It is used mainly in high-speed operation where due to low frequency of carrier wave of PWM signal, voltage regulation is ineffective and speed regulation is only by changing of control angles [7]. Graphs for motoring with one-pulse control for two various working points of motor were shown in figures 10 and 11.

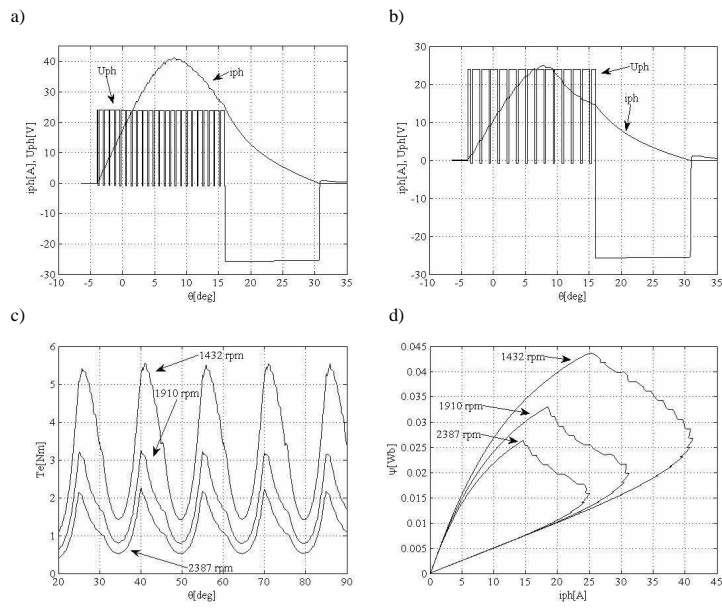


Fig.9. Motoring with soft voltage control, at $\theta_{on}=-4^\circ$, $\theta_{off}=20^\circ$ and $D=80\%$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

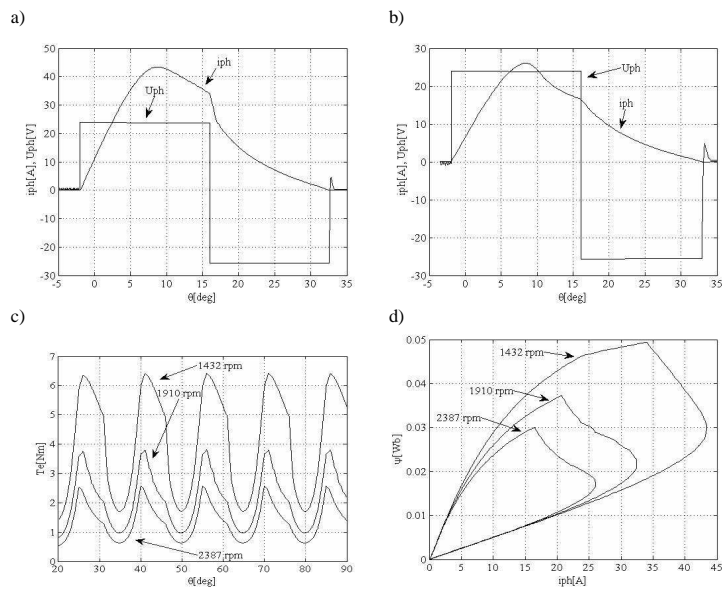


Fig.10. Motoring with single-pulse control, at $\theta_{on}=-2^\circ$, $\theta_{off}=18^\circ$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

Graphs of phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} as the function of rotor position were shown in figures 10a, 10b, 11a, 11b and graphs of electromagnetic torque T_e for three various rotor speeds were shown in figures 10c and 11c. Figures 10d and 11d show dependencies of flux linkage ψ as a function of phase current i_{ph} for three rotor speeds. The area designated by particular curves is proportional to average electromagnetic torque produced by one motor phase. It is seen that with increasing the speed area decreases what leads to decreasing of electromagnetic torque (fig. 10c and 11c).

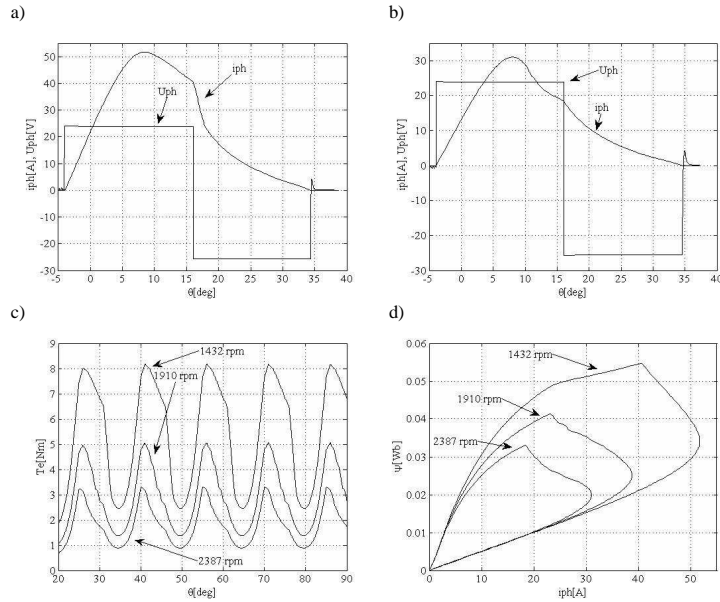


Fig.11. Motoring with single-pulse control, at $\theta_{on}=-4^\circ$, $\theta_{off}=20^\circ$: a) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 1432 rev/min, b) phase voltage U_{ph} and phase current i_{ph} at 2387 rev/min, c) electromagnetic torque T_e for three rotor speeds, d) flux linkage ψ as a function of current i_{ph} for three rotor speeds

4. Conclusions

In paper was presented control methods analysis of SRM motor. The analysis of working point change influence on motor properties was achieved for various methods of control. Using hysteresis regulator in current control, phase current is held at a certain level what gives constant average electromagnetic torque. In practice it can be met many types of current control, but in this paper author was only focused on basic types of current control. Current control is possible to base speed, because with increasing the speed back emf also increases and this makes that current control is impossible to obtain, because of limited value of supply voltage. Voltage control with its particular case called single-pulse control has wider use because it can be used above base speed, but for

high-speed operation single-pulse control is used, where speed regulation is obtained by changing of control angles.

References

- [1] Miller T. J. E.: Electronic Control of Switched Reluctance Machines, Newnes, 2001.
- [2] Krishnan R.: Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, CRC Press, 2001.
- [3] Lobato P., Rafael S., Santos P., Pires A. J.: Magnetic Characteristics Modelling for Regular Switched Reluctance Machines: Analytical and FEM Approaches, Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009, 60-65.
- [4] Ramasamy G., Rajandran R.V., Saho N.,C.: Modeling of Switched Reluctance Motor Drive using Matlab/Simulink for Performance Analysis of Current Controllers, IEEE PEDS, 2005, 892-897.
- [5] Carstensen C.E., Fuengwarodsakul N., De Doncker R.W.:Flux Linkage Determination for Correct Modeling of Switched Reluctance Machine - Dynamic Measurement versus Static Computation, Electric Machines & Drives Conference, 2007. IEMDC '07. IEEE International, Volume:2, 1317-1323.
- [6] Ramanarayanan, V., Venkatesha, L., Debiprasad Panda: Flux-linkage characteristics of switched reluctance motor, Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996, 281-285.
- [7] Bogusz P.: Silnik reluktancyjny przełączalny sterowany z procesora sygnałowego, Rozprawa doktorska, Warszawa 2003.
- [8] Bogusz P., Korkosz M., Powrózek A., Prokop J.: Modelowanie pracy silnikowo-prądnicowej napędu z maszyną reluktancyjną przełączalną, Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), NR 12a/2012, str. 56-61.
- [9] Powrózek A.: Model symulacyjny maszyny reluktancyjnej przełączalnej, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej "Elektrotechnika" z. 32, 2012, 45-56.

ANALIZA METOD STEROWANIA MASZYNĄ RELUKTANCYJNĄ PRZEŁĄCZALNĄ

Streszczenie

W pracy przedstawiono wyniki badań symulacyjnych czteropasmowej maszyny SRM 8/6 pracującej w stanie ustalonym. Model symulacyjny opracowano w systemie Matlab/Simulink w oparciu o model matematyczny maszyny. Model symulacyjny zrealizowano w oparciu o bibliotekę SimPowerSystems, która zawiera przykładowo elementy półprzewodnikowe, źródła napięcia, sterowane źródła prądowe oraz bloki do pomiaru napięcia. Opis matematyczny maszyny SRM jest trudny do realizacji w nieliniowych obwodowych modelach symulacyjnych. Charakterystyki strumieniowe $\psi(\theta, i)$ wyznaczono metodami polowymi i wykorzystano do budowy modelu obwodowego maszyny. Przeprowadzono analizę wpływu zmiany punktu pracy na właściwości maszyny przy różnych metodach sterowania (sterowanie prądowe, napięciowe i jednopulsowe). W przypadku sterowania prądowego wykorzystano tylko regulator histerezowy, który utrzymywał wartość prądu pasmowego na określonym poziomie. Sterowanie prądowe możliwe jest do tzw. prędkości bazowej, podczas gdy sterowanie napięciowe wraz ze szczególnym przypadkiem sterowania

jednopulsowego może być stosowane powyżej prędkości bazowej, ale dla pracy wysokoobrotowej stosowane jest sterowanie jednopulsowe.

Słowa kluczowe: model symulacyjny, sterowanie prądowe, sterowanie napięciowe, sterowanie jednopulsowe

DOI: 10.7862/re.2013.14

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Mirosław SOBASZEK¹

DOBÓR BEZPIECZNYCH NASTAW MIKROPROCESOROWEGO REGULATORA PID W UKŁADZIE PRZETWORNICY NAPIĘCIA TYPU STEP-DOWN

Impulsowe przetwornice mocy – ze względu na wysoką sprawność oraz dosyć dobre parametry napięcia wyjściowego – zyskały wielką popularność. Fakt ten skłania do poszukiwania rozwiązań, które zapewnią dalszy rozwój tych urządzeń. Postęp w technologii wytwarzania elementów elektronicznych pozwolił na opracowanie układów o bardzo dobrych parametrach przetwarzania napięcia elektrycznego, zmniejszenie gabarytów oraz kosztów produkcji. Zaś znaczne obniżenie cen specjalizowanych procesorów sygnałowych w ostatnich latach spowodowało wytworzenie się nowego trendu – tzw. inteligentnego sterowania, pozwalającego na dynamiczne dostosowanie sposobu sterowania do warunków panujących po stronie obciążenia lub zasilania. Rozwiązanie takie zapewnia zwiększenie sprawności energetycznej w szerokim zakresie parametrów pracy. Zastosowanie mikrokomputera ułatwia także użycie regulatora PID do stabilizacji napięcia wyjściowego, zapewniając precyzyjną stabilizację oraz znacznie lepszą niż w konwencjonalnych układach odporność na zakłócenia ze strony zasilania lub obciążenia. Celem artykułu jest zademonstrowanie wspomnianych rozwiązań poprzez dobór parametrów regulatora PID w mikroprocesorowym sterowaniu przetwornicą impulsową. Wyzwaniem następczącym poważne trudności dla konstruktorów tego typu urządzeń jest bowiem poprawny dobór nastaw zaimplementowanego w mikrokomputerze algorytmu PID. Analizę zagadnienia rozpoczęto od matematycznego opisu obiektu regulacji, następnie wybrano odpowiednią metodę doboru nastaw oraz przeprowadzono symulacje układu. Zaproponowano także dogodną dla inżyniera-elektronika procedurę doboru nastaw.

Słowa kluczowe: przetwornica, pwm, mikrokontroler, *buck*, *SMPS*

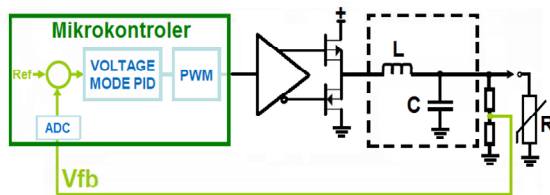
¹ Mirosław Sobaszek; Politechnika Rzeszowska; Katedra Podstaw Elektroniki; ul. W. Pola 2; 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651279, e-mail: somirek@prz.edu.pl.

1. Wprowadzenie

Efektywne wykorzystanie mikrokontrolera do bezpośredniej kontroli procesu stabilizacji napięcia w układzie przetwornicy napięcia przez wiele lat było technicznie niemożliwe lub finansowo nieuzasadnione. Jednak przed około 10 laty pojawiły się tanie 16-bitowe mikroprocesory DSP. Ich możliwości obliczeniowe na poziomie 20MIPS, rdzeń pozwalający na efektywne mnożenie liczb formatu Q15 w czasie jednego cyklu zegarowego, szybkie (200ksps) 10-bitowe przetworniki ADC oraz rozbudowany układ modulatora szerokości impulsu PWM – pozwoliły budować układy, których parametry często pod wieloma względami przewyższały standardowe wówczas rozwiązania oparte na specjalizowanych układach scalonych. Integracja wszystkich niezbędnych peryferii w jednym układzie pozwoliła na interakcje między peryferiami oraz zmniejszenie czasu opóźnienia wynikającego z potrzeby przesyłania danych przez zewnętrzne interfejsy mikroprocesora. Największą zaletą mikroprocesorowego sterowania jest możliwość dodania do regulatora silnego bloku całkującego i różniczkującego oraz dostosowanie nastaw do obiektu regulacji, a nawet panujących w danej chwili parametrów zasilania i obciążenia. Współczesne mikrokontrolery DSP posiadają moc obliczeniową i peryferia pozwalające realizować złożone układy kontroli napięcia z częstotliwością regulacji sięgającą 5MHz, co pozwala znacznie zmniejszyć gabaryty urządzenia, a także poprawić odporność na zakłócenia. Jednak największy wpływ na jakość dostarczanego sygnału wyjściowego ma wybór typu układu regulacji i odpowiedni dobór jego nastaw.

1.1. Układ mikroprocesorowej przetwornicy napięcia typu *step-down*

Podstawowym typem przetwornicy impulsowej jest układ obniżający napięcie (*step-down*, *buck*). Ze względu na małą impedancję wyjściową, bardzo wysoką sprawność oraz dobre parametry dynamiczne zyskał on wielką popularność jako nowoczesny stopień mocy. Jest powszechnie stosowany w układach stabilizacji napięcia/prądu do zasilania elektroniki użytkowej, w falownikach silników elektrycznych, wzmacniaczach mocy i w wielu innych urządzeniach.



Rys. 1. Układ przetwornicy *step-down* sterowanej mikrokontrolerem

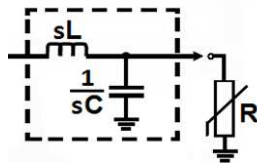
Fig. 1. *Step-down* converter involving a microcontroller

Na podstawie informacji o stanie napięcia wyjściowego mikroprocesor oblicza sygnał sterujący, który poprzez układ modulatora szerokości impulsów PWM (*pulse width modulation*) jest podawany na wzmacniacz. Tranzystory we wzmacniaczu sygnału PWM pracują w stanie nasycenia lub zatkania, zapewniając minimalne straty w kanałach. Straty te powstają głównie w czasie przełączania tranzystorów. Wzmocnione napięcie jest uśredniane w układzie dolnoprzepustowego filtra LC, którego częstotliwość graniczna jest wielokrotnie niższa od częstotliwości sygnału PWM, co zapewnia jego dobre tłumienie. Obwód wzmacniacza mnoży podany sygnał logiczny przez napięcie zasilające. Jeśli częstotliwość pracy nie jest zbyt wysoka, zniekształcenia wzmocnionego sygnału są pomijalne. Kluczowy wpływ na przebieg napięcia wyjściowego ma filtr LC oraz wielkość obciążenia

2. Dobór nastaw regulatora PID

Pierwszym krokiem w procesie doboru nastaw regulatora PID jest poznanie właściwości obiektu. Zebrana wiedza pozwala na dokonanie kwerendy odpowiednich metod i wyboru - z punktu widzenia projektanta najwłaściwszej z nich. Uzyskane efekty dla dobrze opisanego obiektu można zbadać symulacyjnie.

2.1. Obiekt regulacji



Rys. 2. Wyjściowy filtr LC obciążony rezystancją

Fig. 2. Output LC filter with resistive load

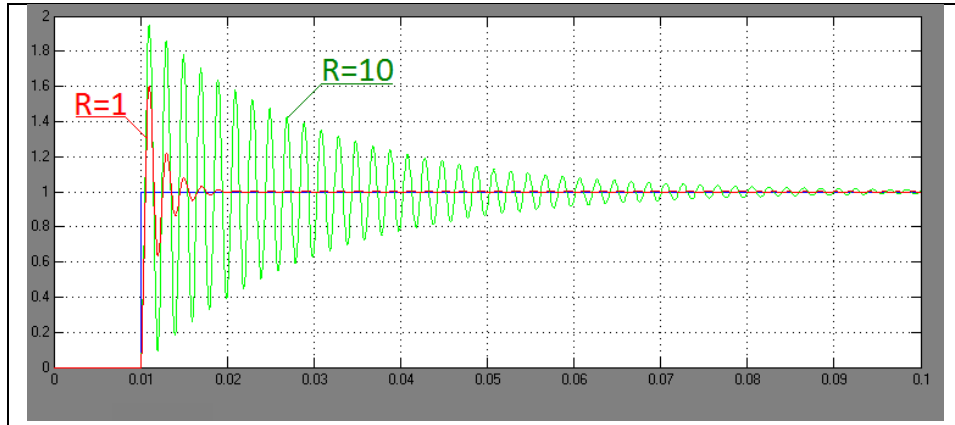
Wyjściowy filtr drugiego rzędu obciążony rezystancją odbiornika jest układem oscylacyjnym. Podobny charakter ma wahadło zawieszone pod osią obrotu. Jest to obiekt stabilny, posiadający stałą częstotliwość drgań własnych i tłumienie zależne od wielkości obciążenia. Korzystając z prostych zależności na podział dwuimpedancyjnego dzielnika napięcia, łatwo określić transmitancję napięciową jako:

$$T(s) = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + s\sqrt{\frac{L}{R^2C}}\sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{1}{LC}}} \Rightarrow \frac{\omega_N^2}{s^2 + s2\xi\omega_N + \omega_N^2} \quad (1)$$

gdzie:

$$\omega_N = \sqrt{\frac{1}{LC}} \text{ – pulsacja rezonansowa dwójnika LC} \quad (2)$$

$$\xi = \sqrt{\frac{L}{R^2C}} / 2 \text{ – współczynnik tłumienia} \quad (3)$$



Rys. 3. Odpowiedź na skok jednostkowy dla dwóch wartości tłumienia

Fig. 3. Step response for two dumping factor

Choć sam filtr LC ma w stanie ustalonym wzmocnienie równe jedności, to ze względu na poprzedzający go układ modulatora PWM i wzmacniacz, a także ze względu na układ pomiarowy, należy w systemie wbudowanym wykonać eksperyment skoku jednostkowego, a następnie określić wzmocnienie K_T porównując dane z przetwornika ADC z wielkością zadanego skoku.

$$T_o(s) = K_T T(s) \quad (4)$$

2.2. Uproszczenie transmitancji obiektu

Układy ze sprzężeniem zwrotnym wyposażone w regulator PID charakteryzują się znaczną odpornością na zmiany parametrów obiektu, dlatego w celu ułatwienia obliczeń można zastosować upraszczanie transmitancji.

Ponieważ współczynnik tłumienia (3) zależy odwrotnie proporcjonalnie od rezystancji obciążenia, nieobciążony filtr będzie wykazywał silnie oscylacyjny charakter (por. Rys. 3). Może zdarzyć się, że urządzenie będzie pracować bez podłączonego odbiornika, dlatego należy tak nastawić regulator, aby zapewnić poprawną pracę w tym stanie. Zakładając więc zerowe tłumienie, otrzymujemy:

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{LC}} \rightarrow T(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{LC} - \omega^2} = \frac{\omega_N^2}{\omega_N^2 - \omega^2} \quad (5)$$

Ze względu na wymagane wysokie tłumienie sygnału PWM za filtrem LC, częstotliwość graniczna filtru jest niska, a stała czasowa długa – można więc przyjąć $\omega_N \square \omega$, co pozwala na kolejne uproszczenie:

$$T(s) = \frac{1}{s^2} \rightarrow T(s) = \frac{\omega_N^2}{s^2} \quad (6)$$

2.3. Regulator PID

Głównym ograniczeniem wpływającym na sposób realizacji regulatora PID w systemie wbudowanym był długi czas wykonywania rozkazu mnożenia. Pod warunkiem że mnożna i mnożnik nie przekraczają rozmiaru architektury rdzenia mikroprocesora (np. 32bit) - współczesne mikrokontrolery realizują proces mnożenia i akumulacji w jednym cyklu rozkazowym. Ze względu na dużą szybkość obliczeń i zastosowanie architektury o szerokim rozmiarze, współcześnie często stosuje się standardową transmitancję regulatora:

$$T_{PID}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s \quad (7)$$

Do obliczeń użyto dalej zapisu:

$$T_{PID}(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (8)$$

Zaproponowane przez Ziglera i Nicholasa w 1943 r. [3] względne wzmocnienie w torze różniczkującym:

$$T_D = \frac{T_I}{4} \quad (9)$$

prowadzi do transmitancji regulatora z podwójnym zerem:

$$T_{PID}(s) = k \frac{(s+z)^2}{s} \quad (10)$$

gdzie:

$$k = K_P \frac{T_I}{4}, \quad z = \frac{2}{T_I}$$

Powyższe założenie niesie za sobą konieczność zapewnienia niskiego poziomu szumów pomiarowych. Spełnienie tego warunku w systemie wbudowanym jest możliwe m.in. dzięki sprzężeniu układu wyzwalania pomiarów przetwornika ADC z modulatorem PWM. Innym wartym uwagi rozwiązaniem jest zastosowanie wieloczęstotliwościowego przetwarzania sygnału pomiarowego z wykorzystaniem cyfrowego filtra dolnoprzepustowego FIR.

2.4. Linie pierwiastkowe Evansa

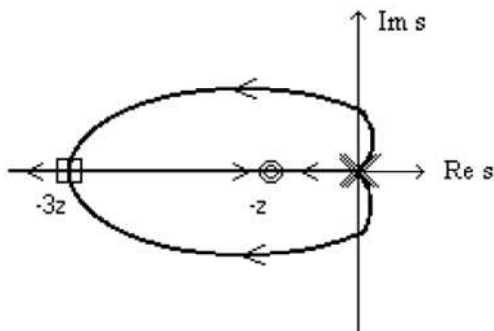
Linie pierwiastkowe obrazują położenie na płaszczyźnie zespolonej zbiorów pierwiastków układu regulatora z obiektem w zależności od wzmocnienia układu otwartego, pozycja na wykresie ściśle odpowiada dynamice układu zamkniętego.

$$T_{otw}(s) = k \frac{(s+z)^2 \omega_N^2}{s^2} = K \frac{(s+z)^2}{s^3} \quad (11)$$

$$T_{zam}(s) = \frac{T_{otw}(s)}{1 + T_{otw}(s)} = \frac{K(s+z)^2}{s^3 + K(s+z)^2} \quad (12)$$

gdzie:

$$K = \omega_N^2 K_P \frac{T_I}{4} \quad (13)$$



Rys. 4. Linie pierwiastkowe Evansa

Fig. 4. Evans root locus

Poszukujemy wzmocnienia, które pozwoli uzyskać aperiodyczną krytyczną odpowiedź układu zamkniętego. Właściwości takie zapewni wzmocnienie odpowiadające rozwidleniu linii pierwiastkowych w punkcie $s_{\square} = -3z$ [1], czyli:

$$K = \frac{-s_{\square}^3}{(s_{\square} + z)^2} = \frac{27}{4} z \quad (14)$$

Położenie trzeciego bieguna s_3 na linii pierwiastkowej pomiędzy 0 a $-z$, określa pierwiastek mianownika układu zamkniętego, dla wybranego powyżej wzmocnienia K :

$$s^3 + \frac{27}{4} z (s + z)^2 = 0 \rightarrow s_3 = -\frac{3}{4} z \quad (15)$$

Czas regulacji zależy od części rzeczywistej pierwiastka [1]:

$$t_r = \frac{3}{\text{Re } s_{\square}} \rightarrow t_r = \frac{4}{z} = 2T_I \quad (16)$$

stąd mamy:

$$T_I = \frac{t_r}{2} \quad (17)$$

Układ równań (10), (14), (17) pozwala obliczyć całkowite wzmocnienie dla projektowanego czasu regulacji jako:

$$K = \frac{27}{t_r} \quad (18)$$

Wzmocnienie układu jest jednocześnie opisane wzorem (13), stąd:

$$K_P = \frac{216}{T_r^2 \omega_N^2} \quad (19)$$

2.5. Nastawy wbudowanego regulatora PID

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można teraz podać gotowe wzory na wzmocnienia regulatora o założonej początkowo transmitancji (7). Należy przy tym uwzględnić – zgodnie z zależnością (4) – statyczne wzmocnienie obiektu z punktu widzenia systemu wbudowanego.

Korzystając z zależności (19), (2) otrzymujemy:

$$K_p = 216 \frac{LC}{t_r^2} \quad (20)$$

Wzmocnienie w torze całkującym określono na podstawie (7), (8), (17):

$$K_i = \frac{2K_p}{t_r} \quad (21)$$

Podobny układ równań (7), (8), (9) pozwala obliczyć wzmocnienie toru różniczkującego:

$$K_D = \frac{K_p t_r}{8} \quad (22)$$

3. Symulacyjne badanie nastaw

Pierwszym krokiem w procesie projektowania jest założenie oczekiwanego czasu regulacji. Ze względu na szereg zastosowanych uproszczeń uzyskany wynik może się nieco różnić od projektowanego. Zakładaną wielkość można jednak uzyskać metodą kolejnych przybliżeń. Początkową wartość czasu regulacji warto wybrać na podstawie szeroko dostępnych opracowań[2] wskazujących bezpieczne wartości dla typowych obiektów:

$$t_r \approx 2T_N = \frac{4\pi}{\omega_N} \quad (23)$$

Na podstawie (23) i (2) otrzymujemy zalecany początkowy czas regulacji:

$$t_r \approx 4\pi \sqrt{LC} \quad (24)$$

Na potrzeby prezentacji zachowania układu zamkniętego z proponowanymi nastawami wybrano obiekt o następujących parametrach filtra wyjściowego:

$$L = 100 \mu H, C = 1000 \mu F$$

Korzystając z parametrów filtra obliczamy początkowy projektowany czas odpowiedzi:

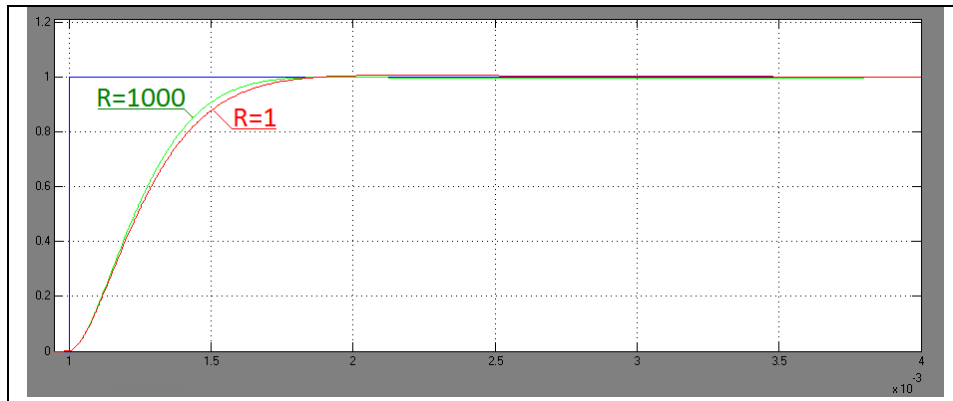
$$t_r \approx 4\pi \sqrt{LC} \approx 4 \cdot 10^{-3}$$

Po kilku próbach obliczeń nastaw regulatora PID i symulacji układu, znaleziono $t_r = 2.25\text{ms}$, który po podstawieniu daje wzmocnienia zapewniające przebiegi aperiodyczne krytyczne i rzeczywisty czas regulacji poniżej 1ms:

$$K_p = 216 \frac{LC}{t_r^2} = 216 \frac{10^{-7}}{0.00225^2} \approx 4.27$$

$$K_I = \frac{2K_p}{t_r} = \frac{2 * 4.27}{0.00225} \approx 3800$$

$$K_D = \frac{K_p t_r}{8} = \frac{4.27 * 0.00225}{8} \approx 1.2 * 10^{-3}$$



Rys. 5. Odpowiedź skokowa układu zamkniętego

Fig. 5. Closed loop step response

4. Podsumowanie

Poprawny dobór nastaw regulatora PID może być kluczowym elementem wpływającym na konkurencyjność produktu, pozwala bowiem efektywnie wykorzystywać możliwości zastosowanego w urządzeniu obwodu elektronicznego (np. wydajność prądową tranzystorów). Optymalnie ustawiony regulator zapewni w konsekwencji niższy koszt produkcji urządzenia o zadanych parametrach.

Stosując metodę linii pierwiastkowych, udało się uzyskać czas regulacji układu o przebiegach aperiodycznych krytycznych na poziomie połowy okresu drgań naturalnych. Z uwagi na ograniczenia układu rzeczywistego zależne od wielkości napięcia zasilającego, nie warto przesadnie skracać czasu regulacji. Ważną zaletą prezentowanego rozwiązania jest duża odporność układu z regulatorem PID na zmiany rezystancji obciążenia - obrazuje to rys.5.

Opracowany zestaw wzorów może być wartościowym narzędziem inżynierskim. Pozwala bowiem sprawnie dobrać nastawy regulatora PID na podstawie parametrów zastosowanego filtra wyjściowego.

Kolejnym krokiem w pracy nad poruszonym tematem, powinno być zbadanie wpływu ograniczonego napięcia zasilania na wybór optymalnego czasu regu-

lacji. W układach o dużej częstotliwości pracy należało by uwzględnić czas niezbędny do przeprowadzenia procesów – obliczeniowego oraz przetwarzania ADC. Warto także porównać wyniki prezentowanej metody z innymi sposobami doboru nastaw.

Literatura

- [1] Trybus L.: Teoria sterowania. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, 2008
- [2] Praca zbiorowa (pod red. W. Findeisena): Poradnik inżyniera - Automatyka, WNT, Warszawa 1973.
- [3] Ziegler, J. G. and N. B. Nichols (1943): Optimum settings for automatic controllers. Trans. ASME
- [4] Darmawaskita H. : AN216- DC/DC Converter Controller Using a PICmicro Microcontroller, www.microchip.com, 2000

SAFE PID SETTINGS TUNING FOR MICROCONTROLLER CONTROLLED VOLTAGE STEP-DOWN CONVERTER

Summary

Switching mode power supplies - due to a high efficiency and relatively good output voltage parameters- gained immense popularity. This fact leads to the search for solutions, which will ensure continued development of these devices. Progress in technology of electronic components has led in recent years to construction of high performance voltage converters. Substantial reduction in price of specialized digital signal processors has resulted in the formation of a new trend – called the ‘intelligent control’, which allows for dynamic adjustment of control to load and supply variations, providing greater energy efficiency in wide range of operating parameters. The use of microcomputer also simplifies implementation of a PID controller to stabilize the output voltage, providing excellent stability and resistance to disturbances. The paper demonstrate such solution by selections PID controller functions for microprocessor controlled converter. The correct tuning of PID algorithm is usually difficult for the engineers. The analysis of the problem begins with the mathematical description of the controlled plant, next an appropriate method for tuning is selected, simulations are performed, and finally convenient for electronics engineer - tuning procedure is proposed.

Keywords: voltage converter, pwm, microcomputer, buck, SMPS

DOI: 10.7862/re.2013.15

Tekst złożono w redakcji: październik 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Konrad SOBOLEWSKI¹
Piotr BARAŃSKI²
Jan WISZNIOWSKI³
Marek ŁOBODA⁴

STRUKTURA ELEKTRYCZNA DOZIEMNYCH PIORUNOWYCH WYŁADOWAŃ WIELOKROTNYCH NA PODSTAWIE DANYCH UZYSKANYCH Z LOKALNEGO SYSTEMU DETEKCJI WYŁADOWAŃ ATMOSFERYCZNYCH (LSDWA) W REJONIE WARSZAWY W 2009 R.

W artykule przedstawiono krótką genezę powstania oraz opis podstawowych działań lokalnego systemu rejestracji, lokalizacji i detekcji wyładowań atmosferycznych, jaki został zainstalowany w rejonie Warszawy w sezonie letnim 2009 r. Konfiguracja przestrzenna systemu LSDWA bazowała na sześciu stacjach pomiarowych rozmieszczonych w różnych miejscach na terenie Warszawy, zaś maksymalna odległość jaka występowała między stacjami wynosiła 12,5 km. Wykorzystywane w pomiarach anteny zostały dwukrotnie skalibrowane: raz w warunkach laboratoryjnych, drugi raz w warunkach polowych. Rejestracje prowadzone były w sezonie letnim w 2009 roku od połowy czerwca do września, a ich wynikiem były dane służące lokalizacji przestrzennej wyładowań atmosferycznych. W kolejnych dwóch sekcjach artykułu zawarto główne wyniki analizy struktury elektrycznej zarejestrowanych 17 doziemnych wyładowań wielokrotnych oraz dla dwóch z tych wyładowań pokazano przykładowe nałożenie otrzymanych lokalizacji 3D źródeł ładunku elektrycznego ich udarów piorunowych na odpowiadające czasowo mapy radarowe (tj. skany CAPPI, EHT i VCUT) chmury burzowej. Przedstawiona statystyka objęła zarówno ujemne udary krótkotrwałe (typu RS), jak i ujemne oraz dodatnie udary długotrwałe (typu CC). Stanowią one poszczególne składowe rozpatrywanych wyładowań wielokrot-

¹ Autor do korespondencji: Konrad Sobolewski, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Zakład Wysokich Napięć i Kompatybilności Elektromagnetycznej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, tel.: (22) 234 7856, konrad.sobolewski@ee.pw.edu.pl

² Piotr Barański, Instytut Geofizyki Polskiej Akademii Nauk, ul. Księcia Janusza 64, 01-452 Warszawa, tel.: (22) 6915-872, baranski@igf.edu.pl

³ Jan Wiszniowski, Instytut Geofizyki Polskiej Akademii Nauk, ul. Księcia Janusza 64, 01-452 Warszawa, tel.: (22) 6915-794, jwisz@igf.edu.pl

⁴ Marek Łoboda, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Zakład Wysokich Napięć i Kompatybilności Elektromagnetycznej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, tel.: (22) 234 7966, marek.loboda@ee.pw.edu.pl

nych zarejestrowanych w rejonie Warszawy. Na podstawie zebranego materiału pomiarowego określono również rozciągłość horyzontalną i wertykalną chmurowych źródeł ładunku elektrycznego tych wyładowań. W zakończeniu podano kilka przykładów zastosowań możliwości pomiarowych systemu LSDWA do dalszych badań właściwości i mechanizmu rozwoju doziemnych wyładowań wielokrotnych w chmurach burzowych.

Słowa kluczowe: wyładowanie atmosferyczne, lokalizacja i detekcja udarów piorunowych doziemnych wyładowań wielokrotnych, rejestracja pola elektrycznego wyładowań atmosferycznych, parametry doziemnych wyładowań atmosferycznych

1. Historia powstania systemu LSDWA

Impulsem i sposobnością do podjęcia działań w kierunku utworzenia własnej lokalnej sieci pomiarowej do rejestracji, lokalizacji oraz detekcji wyładowań atmosferycznych był udział przedstawicieli Polski – z Politechniki Warszawskiej oraz Instytutu Geofizyki PAN – w europejskim programie COST Action P18 pt. *“The Physics of Lightning Flash and its Effects”* prowadzonego w latach 2005-2009 przez prof. Rajeeva Thottapllil⁵. W roku 2006 wystosowany został wniosek do Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego o sfinansowanie specjalnego projektu badawczego pt. *„Badania wielokrotnych doziemnych wyładowań atmosferycznych, mechanizmu ich rozwoju, właściwości oraz wpływu na zagrożenia ludzi i obiektów”*, którego koordynatorem miała być Politechnika Warszawska, zaś wykonawcami IGF PAN oraz IMGW. Projekt po akceptacji realizowany był w latach 2007-2009 w postaci 6-cio punktowego naziemnego systemu pomiarowego nazwanego LSDWA – Lokalny System Detekcji Wyładowań Atmosferycznych, który operował na terenie Warszawy.

2. Podstawy teoretyczne funkcjonowania systemu

Krehbiel i in. [3] przedstawili po raz pierwszy metodę wykorzystania jednoczesnych rejestracji zmian pola elektrycznego (ΔE) w czasie wyładowań atmosferycznych, z naziemnej i wielopunktowej (8 stacji) sieci pomiarowej, do wyznaczenia lokalizacji 3D źródła ładunku elektrycznego oraz jego wartości Q rozładowywanej przez poszczególne udary piorunowe wyładowań doziemnych. O ile do znalezienia jednoznacznego rozwiązania układu czterech równań z poszukiwanymi czterema niewiadomymi $\{x, y, z, Q\}$ jest wystarczający zestaw czterech stacji pomiarowych, to ich nadmiar daje możliwość uzyskania większej wiarygodności (poziomu ufności) dla poszczególnych (poszukiwanych) rozwiązań.

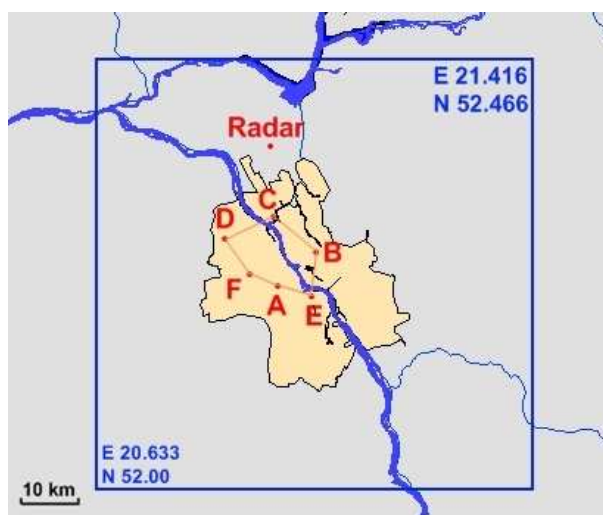
⁵ KTH, Sztokholm, Szwecja

Oprócz naziemnych pomiarów zmian pola elektrycznego ΔE , do końcowego rozwiązania problemu niezbędne jest jeszcze podanie stosownego założenia opisującego model rozpatrywanej geometrii źródła ładunku elektrycznego Q . W tym przypadku jest to model punktowego ładunku elektrycznego umieszczonego na wysokości z nad doskonale przewodzącą płaską powierzchnią ziemi.

Model taki, jak pokazał w swojej pracy Williams [6], sprawdza się w sytuacji, gdy ładunek elektryczny rozładowywany przez udar piorunowy będzie miał symetrię sferyczną oraz jego wymiary będą znacznie mniejsze od wysokości z . Szersze omówienie analizy błędów otrzymanych w rozpatrywanych lokalizacjach punktowych źródeł ładunku Q udarów piorunowych w wielokrotnych wyładowaniach doziemnych zarejestrowanych w sieci LSDWA jest zawarte w artykule Barański i in. [1].

3. Konfiguracja oraz sprzęt pomiarowy sieci LSDWA

Konfiguracja przestrzenna systemu LSDWA bazowała na sześciu stacjach pomiarowych rozmieszczonych w rejonie Warszawy (rys. 1). Każda z nich została oznaczona literą oraz opisana dokładnym położeniem geograficznym.



Rys. 1. Rozmieszczenie stacji pomiarowych na terenie Warszawy.

„Radar” – dopplerowski radar meteorologiczny METEOR 1500C w Legionowie (IMGW) „niebieski prostokąt” – wybrany obszar (52×58 km) wokół Warszawy wspólnego monitoringu burzowego z sieci LSDWA oraz z rutynowego systemu detekcji wyładowań atmosferycznych w Polsce – PERUN.

Fig. 1 Location of measuring stations in Warsaw.

"Radar" – the Doppler weather radar METEOR 1500C at Legionowo (IMGW)

"Blue box" - the selected area (52 × 58 km) around Warsaw depicted common storm monitoring area of the LLDN network and routine lightning detection system in Poland – PERUN.

Dokładne położenie stacji było następujące:

- „A” - dach gmachu Elektrotechniki PW, 00-662 W-wa, ul. Koszykowa 75
- „B” - dach budynku firmy SECURA, 04-388 W-wa, ul. Prochowa 42
- „C” - teren Instytutu Chemii i Techniki Jądrowej, 03-195 W-wa, ul. Dorodna 16
- „D” - teren lotniska Warszawa Babice, 01-476 W-wa, ul. gen. bryg. S. Kaliskiego
- „E” - teren CBK PAN, 00-716 W-wa, ul. Bartycka 18A
- „F” - dach budynku IGF PAN, 01452 W-wa, ul. Księcia Janusza 64.

Maksymalna odległość występowała między stacjami **D** i **E** i wynosiła 12,5 km. Aparatura pomiarowa każdej stacji była umieszczona w szczelnie zamkniętym kontenerze. Same anteny pola elektrycznego oraz GPS-u były rozmieszczone na górze kontenera. Natomiast w środku kontenera znajdował się cyfrowy rejestrator oparty na standardzie PC/104 (rys. 2) oraz buforowy blok zasilający z akumulatorem YUASA NPL65-12(65 Ah-12V).

a)



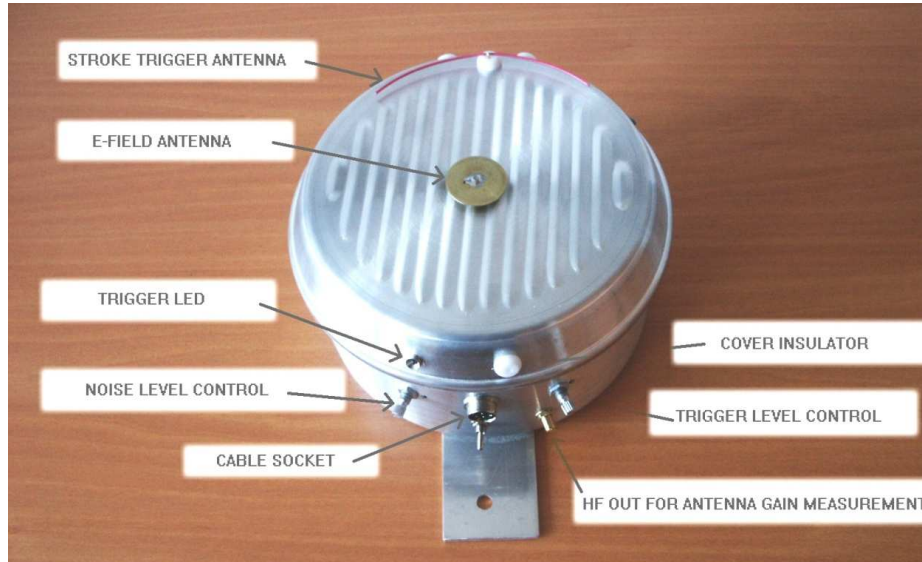
b)



Rys. 2. Widok stacji pomiarowej umieszczonej na dachu Gmachu Elektrotechniki Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej (a) oraz widok płyty czołowej i tylnej rejestratora (b).

Fig. 2 The view of measuring station located on roof of the Building of Electrical Engineering Faculty of Warsaw Technical University (a) and the view of front and back plate of the DVR (b).

Każda ze stacji wyposażona była w antenę pola elektrycznego do pomiaru składowej AC w paśmie częstotliwości LF (rys. 3). Anteny zostały skalibrowane dwukrotnie – raz w laboratorium wysokonapięciowym PW w jednorodnym polu elektrycznym (płaska elektroda z przyłożonym impulsem napięciowym), drugi raz w terenie z wykorzystaniem nośnej sygnału radiowego nadajnika „Warszawa I” w Solcu Kujawskim, oddalonego o około 200 km od sieci LSDWA w Warszawie.



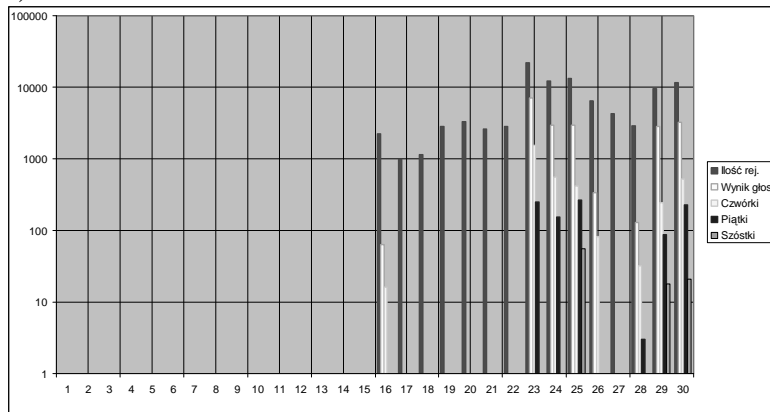
Rys. 3. Antena pola elektrycznego do pomiaru składowej AC w paśmie LF.

Fig. 3 The electric field antenna for measuring of AC component of E-field changes in LF band.

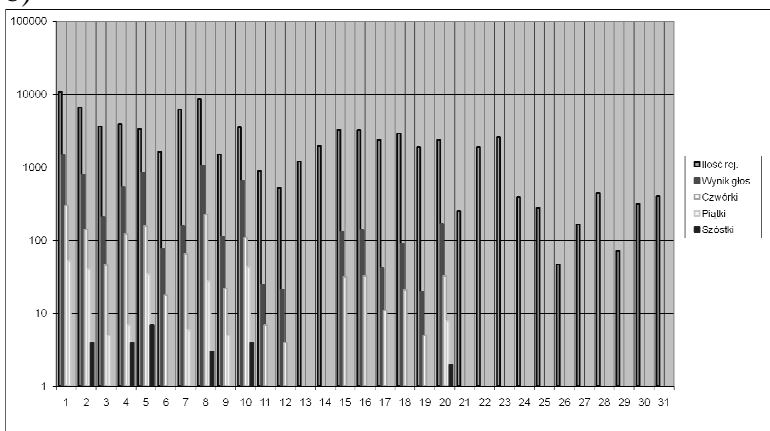
4. Statystyka rejestracji

Rejestracje prowadzone były w sezonie letnim w 2009 roku od połowy czerwca do września. Pełną statystykę, zgromadzonych w tym czasie wspólnych rejestracji pola elektrycznego przez sieć pomiarową LSDWA, przedstawiają histogramy na rys. 4.

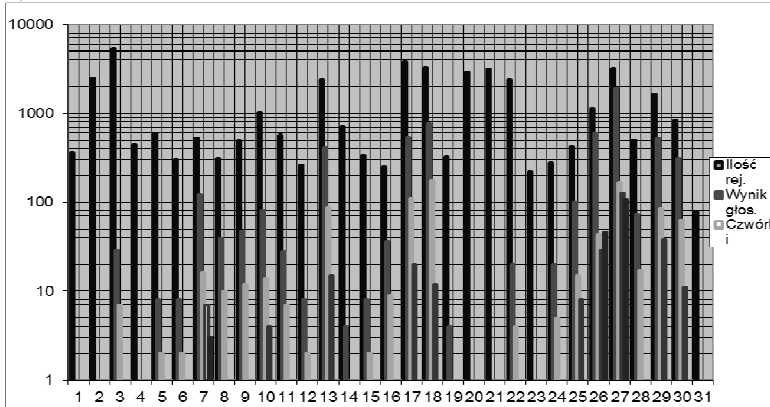
a)



b)



c)



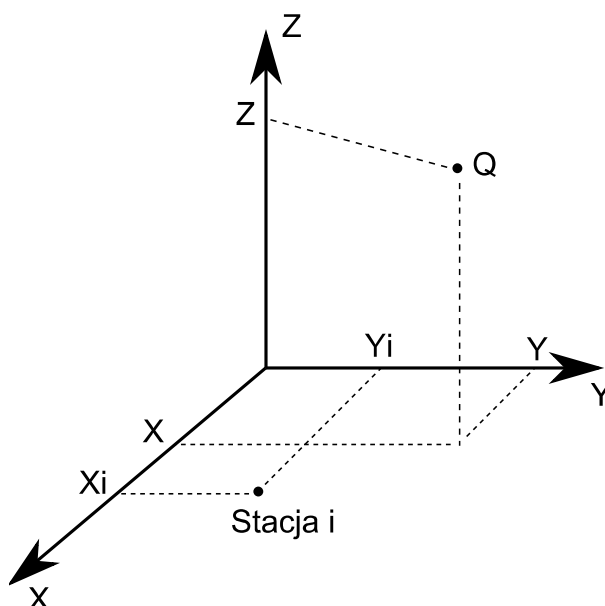
Rys. 4. Statystyka rejestracji wyładowań piorunowych w sezonie 2009: a) czerwiec, b) lipiec c) sierpień.

Fig. 4 Registration statistics of lightning strikes in 2009: a) June, b) July c) August.

Wyróżniona na rys. 4 „ilość rejestracji” odpowiada całkowitej ilości zarejestrowanych rekordów pomiarowych połączonych z jednoczesnym zadziałaniem „triggera” wyładowania doziemnego, „wynik głosowania” oznacza zbieżność czasu rejestracji w co najmniej dwóch stacjach pomiarowych, natomiast „czwórki”, „piątki” oraz „szóstki” oznaczają zbieżność czasu rejestracji w odpowiednio czterech, pięciu i sześciu stacjach sieci LSDWA.

5. Analiza struktury elektrycznej zarejestrowanych wyładowań doziemnych

Analiza „post-time” zarejestrowanych danych piorunowych, uzyskanych z sześciu niezależnych stacji pomiarowych sieci LSDWA w postaci odpowiadających zmian natężenia pola elektrycznego ΔE_i , została oparta na założonym modelu ładunku punktowego dla źródła składowej wielokrotnego wyładowania doziemnego [1, 3].



Rys. 5. Określanie współrzędnych x, y, z oraz ładunku Q punktowego źródła udaru piorunowego.

Fig. 5 Determination of the Cartesian coordinates x, y, z of a point electric charge source Q involved in lightning flash.

Ładunek Q oraz współrzędne kartezjańskie (x, y, z) punktowego źródła udaru piorunowego mogą zostać określone za pomocą zestawu równań dla każdej wykorzystanej stacji pomiarowej na podstawie zależności:

$$\Delta E_i(x, y, z, Q) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{2Qz}{\left[(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2 + z^2 \right]^{3/2}} \quad (1)$$

gdzie x , y , z oraz Q są wyznaczone poprzez minimalizację funkcji chi-kwadrat opartej na formule podanej przez Krehbiela i in. [3] w postaci:

$$\chi^2 = \sum_i \frac{[\Delta E_i - \Delta E_i(x, y, z, Q)]^2}{\sigma_i^2} \quad (2)$$

gdzie σ_i jest standardowym odchyleniem pomiaru ΔE_i dla poszczególnej stacji.

Funkcja (2) jest funkcją nieliniową, dlatego do jej minimalizacji należy zastosować jedną z metod minimalizacji funkcji nieliniowych. Na początku zastosowano do tego celu wielowymiarową nieliniową metodę simplex (Downhill Simplex Method in Multidimensions) zwaną popularnie metodą „Ameba” [4]. Wyniki symulacji lokalizacji źródeł wyładowań doziemnych dla losowych parametrów (x , y , z , Q) wykazały często, że lokalizacja tą metodą była nietrafiona. Podobny rezultat osiągnięto przy minimalizacji metodą Newtona [3]. Świadczy to o tym, że lokalne minima funkcji (2) nie zawsze pozwalają prawidłowo lokalizować źródła wyładowania doziemnego oraz że bardziej skuteczna powinna być tu metoda globalnej minimalizacji funkcji (2). Do tego celu zaadaptowano więc trzy kolejne metody: metodę przeszukiwania po zadanej siatce wartości oraz dwie metody symulowanego wyżarzania [2, 5].

6. Lokalizacja 3D źródeł ładunku elektrycznego udarów piorunowych w doziemnych wyładowaniach wielokrotnych zarejestrowanych przez sieć LSDWA

Zestawienie wyznaczonych parametrów rozwoju czasowo-przestrzennego udarów piorunowych w 17 wielokrotnych wyładowaniach doziemnych zarejestrowanych w sieci pomiarowej LSDWA w czasie sezonu burzowego w 2009 r. przedstawione jest w tabeli 1.

W tabeli 1 użyty skrót *RS* (ang. return stroke) oznacza udar krótkotrwały, *CC* (ang. continuing current) udar długotrwały, zaś wartości Δd podają maksymalny rozciąg horyzontalny danego wyładowania, wartości Δz jego rozciąg pionowy, a Q_{sum} jego sumaryczny ładunek elektryczny. Zakresy wartości χ^2 określają przedział istotności (poziomu ufności) dla oszacowanych wartości parametrów (x, y, z, Q) poszczególnych udarów piorunowych w rozpatrywanych doziemnych wyładowaniach wielokrotnych.

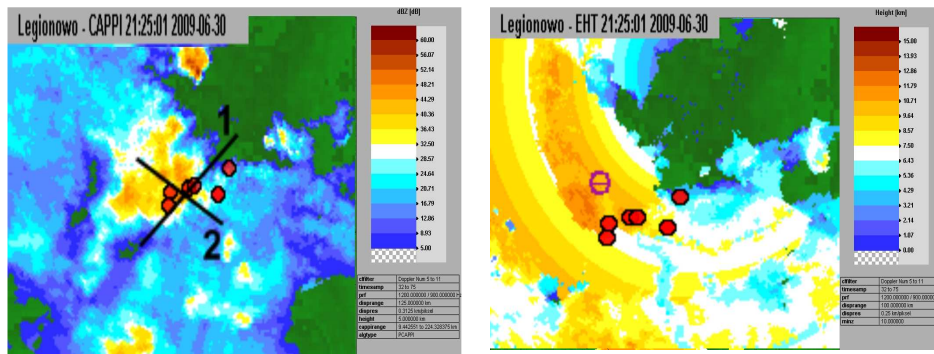
Tabela 1. Parametry rozwoju czasowo-przestrzennego udarów piorunowych w 17 wielokrotnych wyładowaniach doziemnych zarejestrowanych w sieci pomiarowej LSDWA w czasie sezonu burzowego w 2009 r.

Table 1 Parameters of the time and space development of 17 multiple cloud-to-ground flashes obtained from the LLDN recordings during thunderstorm season in 2009

L.P. wyładowania (kolejność oraz typ udaru w wyładowaniu wielokrotnym)	Odstęp czasowy między kolejnymi udarami wyładowania w ms	Δd km	Δz km	Q_{sum} C	χ^2 zakres
#1(1CC,2CC)	22	2,6	0,8	5,02	3÷3,6
#2(1RS,2CC,3CC,4CC)	46,9;59,3;51	12,2	7,5	-15,38	1÷40
#3(1RS,2CC,3CC)	82,7;25	0,5	0,2	-15,35	0,06÷0,3
#4(1RS,2RS,3RS,4RS,5RS,6CC)	23,7;25,8;34,1; 11,3;28,9	3,8	5,8	-53,62	0,4÷2
#5(1RS,2RS,3RS)	21,3;10,5	2,7	0,4	-60,77	7÷14
#6(1RS,2RS,3RS)	41,3;28,3	1	3,8	-0,53	37,7÷108,9
#7(1RS,2RS,3RS)	57,8;32,9	1	1,4	-0,21	92,5÷177,5
#8(1RS,2RS,3RS,4RS,5CC,6RS)	55;36,2;102,7; 62,1;148,1	5,7	3,8	-1,21	184,3÷223
#9(1RS,2RS,3RS,4RS)	48,2;30,7;35,1	8,1	5,8	-0,7	38,7÷187,9
#10(1RS,2RS,3RS)	40,8;36,1	0,8	0,5	-0,24	147,8÷187
#11(1RS,2RS)	49,6	4,3	0,2	-0,69	9÷20
#12(1RS,2RS,3RS)	21,2;37,8	2,7	0,1	-1,49	10÷11,6
#13(1RS,2RS,3RS)	52,3;55,9	5	0,9	-1,01	5,5÷9
#14(1RS,2RS,3RS)	70,6;66,3	6,6	0,7	-1,52	3÷6,8
#15(1RS,2RS,3RS)	46,1;66,2	0,4	1,7	-0,42	150,7÷178
#16(1RS,2RS,3RS,4RS)	32,5;64;31,7	6,4	3,4	-0,42	108÷222,8
#17(1RS,2RS)	24,6	1	1,7	-0,41	160÷211

Jako przykład nałożenia wyznaczonych lokalizacji 3D źródeł ładunku elektrycznego dla poszczególnych udarów piorunowych wielokrotnych wyładowań doziemnych, na odpowiadające czasowo mapy radarowe (skany CAPPI, EHT i VCUT) aktywnej wyładowczo chmury burzowej, wybrano sekwencję trzeciego i czwartego wyładowania (#3 i #4) z tabeli 1. Zestawienie w tabeli 1 dotyczy zdarzenia, gdy około godziny 20:00 UTC w obszarze detekcji sieci pomiarowej LSDWA utworzył się szereg komórek konwekcyjnych tworzących kompleks burzy wewnątrzmasowej. Cały ten obszar przemieszczał się z południa na północ. O godzinie 21:22:57,4899 UTC został zarejestrowany przez sieć LSDWA pierwszy udar krótkotrwały (RS) z 3-krotnego wyładowania doziemnego (#3), a o 21:28:50,9740 UTC nastąpiła ponowna detekcja pierwszego udaru RS, tym razem z serii 6-ciokrotnego wyładowania doziemnego (#4). Wszystkie udary tych dwóch wyładowań zostały zlokalizowane w obszarze jednej komórki burzowej, znajdującej się w fazie dysypacji. Do tych dwóch wielokrotnych wyła-

dowań można było dopasować czasowo, z dokładnością do 0,1 ms, tylko jedno jednokrotne wyładowanie doziemne zarejestrowane przez system PERUN.

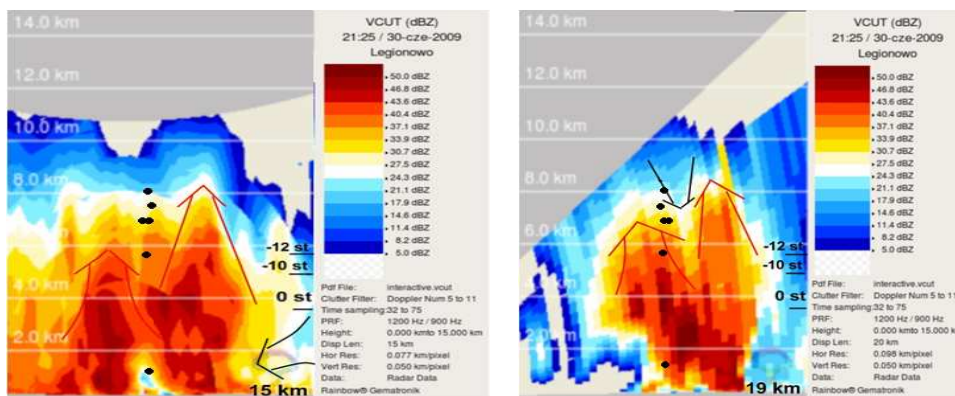


Rys. 6. Mapa odbiciowości radarowej na wysokości 5000m (lewy panel) oraz mapa wysokości echa radarowego (prawy panel) z nałożonymi lokalizacjami udarów piorunowych.

Fig. 6 The CAPPI radar scan at the altitude of 5000m (left panel) and the EHT radar scan (right panel) with superimposed locations of the considered lightning strokes.

Sytuację tę przedstawia rys. 6, na którym dokonane zostało nałożenie danych lokalizacyjnych wyładowań piorunowych na mapę horyzontalnej odbiciowości radarowej (skan CAPPI) oraz na mapę wysokości echa radarowego (skan EHT) chmury burzowej. Dane otrzymane z sieci LSDWA (lokalizacja udarów RS) przedstawione zostały w postaci czerwonych sześciokątów, zaś dane otrzymane z systemu PERUN jako różowy okrąg z symbolem „-”. Wzajemna odległość między lokalizacjami horyzontalnymi tych udarów wynosiła ok. 3-4 km. Dodatkowo na podstawie danych z systemu LSDWA było możliwe wyznaczenie pionowego położenia źródeł udarów piorunowych rozpatrywanych wyładowań doziemnych, tj. pierwszego RS z wyładowania #3 oraz 5-ciu kolejnych RS-ów z wyładowania #4 (patrz rys. 7).

Stadium dynamicznego rozwoju rozpatrywanej chmury burzowej charakteryzuje specyficzny układ przestrzenny dwóch prądów wstępujących (czerwone strzałki na rys. 7) oraz jednego z prądów zstępujących (strzałka czarna na rys. 7). Układ tych prądów został wyznaczony na podstawie danych z radaru dopplerowskiego i analizy pola wiatru na poziomie 3,5 km. Dodatkowo na obu przekrojach VCUT zaznaczono wysokości izoterm 0°C , -10°C oraz -12°C , otrzymane z najbliższego dostępnego terminu sondażu aerologicznego ze stacji Legionowo.



Rys. 7. Przekroje pionowe mapy radarowej CAPPI poprowadzone wzdłuż linii „1” - równoległej do wiązki radarowej (lewy panel) oraz linii „2” - prostopadłej do wiązki radarowej (prawy panel) z nałożonymi pionowymi lokalizacjami źródeł 6-ciu udarów piorunowych (czarne kropki) z dwóch wyładowań wielokrotnych zarejestrowanych w sieci LSDWA i wyróżnionych w Tab. 1.

Fig. 7 The vertical radar scans (VCUTs) obtained from the CAPPI ones and routed along the line indicated by "1" - parallel to the radar beam (left panel) and along the line indicated by "2" - perpendicular to the radar beam (right panel) with superimposed vertical locations of six electric charge sources (black dots) involved in two multiple CG flashes discharges recorded by the LLDN network and shaded in Tab.1.

Natomiast wartość parametru „CAPE” (ang. Convective Available Potential Energy), określającego z tego sondażu ilość dostępnej energii potencjalnej zgromadzonej w niezrównoważonej termicznie masie powietrza, wynosiła 2346,1 J/kg dla rozpatrywanego terminu obserwacji meteorologicznej. Dla przedziału wartości parametru „CAPE” od 1000 do 2500 J/kg stan równowagi atmosfery jest określany jako umiarkowanie niestabilny.

7. Podsumowanie

Ogółem statystyka przedstawiona w tabeli 1 obejmuje 48 ujemnych udarów RS, 7 ujemnych udarów CC oraz 2 dodatnie udary CC. Stanowią one poszczególne składowe rozpatrywanych wyładowań wielokrotnych zarejestrowanych w rejonie Warszawy. Są one zgrupowane w 12 tzw. wyładowaniach dyskretnych, tzn. występują w nich tylko udary typu RS, 4 mają charakter hybrydowy, tzn. składowymi wyładowania jest udar typu RS lub CC, a tylko jedno wyładowanie wielokrotne w tej statystyce ma same udary typu CC. Średnia arytmetyczna odstępu czasowego między poszczególnymi udarami w rozpatrywanym zestawieniu wielokrotnych wyładowań doziemnych wyniosła $45,42 \pm 25,62$ ms, a średnia geometryczna 39,64 ms. Natomiast średnia arytmetyczna dla wartości bezwzględnych ładunku elektrycznego przypadającego na jeden udar piorunowy typu CC wyniosła $2,61 \pm 2,74$ C, a średnia geometryczna dla otrzymanych warto-

ści ładunku była równa 1,39 C. Te same parametry dla składowych typu RS wyniosły odpowiednio $2,82 \pm 6,21$ C i 0,34 C.

Zbiorną charakterystykę rozkładu czasowo-przestrzennego źródeł ładunku elektrycznego wyznaczoną przez obliczanie wartości parametrów (x, y, z, Q) dla poszczególnych uderzeń piorunowych w rozpatrywanych doziemnych wyładowaniach wielokrotnych (wyładowania z numerami porządkowymi od 2 do 17 – patrz tabela 1) można przedstawić następująco:

- wysokość zlokalizowanych punktowych źródeł ładunku elektrycznego tych uderzeń była zawarta w przedziale od 0,4 km do 8,7 km, a ich maksymalna i minimalna różnica wysokości dla poszczególnego wyładowania wynosiła odpowiednio od $\Delta z = 3,9$ km do $\Delta z = 0,02$ km, przy rozciągłości horyzontalnej zmieniającej się od 5,5 km (wyładowanie najbardziej rozciągnięte) do 0,3 km (wyładowanie najbardziej skupione)
- większość wyładowań wielokrotnych (11 z 16, tj. 69%) była rozciągnięta horyzontalnie, a tylko 3 z 16 (tj. 19%) posiadały wyraźną strukturę pionową, przy czym 6 (tj. 38%) wyładowań rozwijało się zdecydowanie z góry na dół, a tylko 3 (tj. 19%) w odwrotnym kierunku z dołu do góry.

Należy podkreślić, że większość ze zlokalizowanych źródeł uderzeń piorunowych wielokrotnych wyładowań doziemnych (tabela 1) poza dwoma posiadała ujemny ładunek elektryczny (tj. przeciętnie -9,6 C w 1 wyładowaniu doziemnym). Spośród tych źródeł 24 znajdowało się w górnych partiach chmur burzowych, tj. na wysokości od 7 do 10 km i z temperaturą poniżej -15° C oraz odbiciowością echa radarowego na poziomie od 0 do 37 dBZ. W partii środkowej chmur burzowych, tj. na wysokości od 3 do 7 km i z temperaturą od -5 do -15° C oraz odbiciowością echa radarowego na poziomie od 10 do 38 dBZ było ich 21. Natomiast w dolnej partii chmur burzowych, tj. na wysokości od 1 do 3 km i z temperaturą od 0 do -5° C oraz odbiciowością echa radarowego na poziomie od 21 do 41 dBZ było ich tylko 12. Warto również zauważyć, iż im wyższa wartość odbiciowości radarowej tym większy i bardziej intensywny jest opad R, i tak:

- dla zakresu wartości odbiciowej od 5 do 25 dBZ opad jest słaby ($R = 0,07-1,3$ mm/godz.)
- dla zakresu wartości odbiciowej od 30 do 35 dBZ opad jest średni ($R = 2,7-5,6$ mm/godz.)
- dla wartości odbiciowej 40 dBZ opad jest silny ($R = 11,5$ mm/godz.)
- dla wartości odbiciowej 45 dBZ opad jest bardzo silny ($R = 23,7$ mm/godz.)
- dla wartości odbiciowej 50 dBZ opad jest intensywny ($R = 48,7$ mm/godz.)
- dla zakresu wartości odbiciowej od 55 do 60 dBZ opad deszczu lub gradu jest ekstremalny ($R = 100-205$ mm/godz.)

8. Wnioski końcowe

Lokalizacje 3D oraz wielkość ładunku elektrycznego Q źródeł udarów piorunowych wielokrotnych wyładowań doziemnych, które zostały wyznaczone na podstawie danych z sieci LSDWA, umożliwiły uzupełnienie oraz zweryfikowanie parametrów i jakości detekcji tego typu wyładowań doziemnych, uzyskiwanych w rejonie Warszawy przez działające na obszarze Polski rutynowe systemy ciągłego monitoringu aktywności burzowej, jak np.: polska państwowa sieć VHF/LF-PERUN, czy niemiecka sieć komercyjna VLF/LF-LINET (Nowcast mobile GmbH).

Uzyskane z sieci LSDWA lokalizacje 3D źródeł udarów piorunowych wielokrotnych wyładowań doziemnych, naniesione na dopasowane czasowo mapy radarowe chmur burzowych, umożliwiły po raz pierwszy w Polsce na wyróżnienie w nich takich obszarów, w których dochodziło do inicjalizacji tych wyładowań. Jest to istotne z punktu widzenia bliższego poznania samej fizyki tego procesu oraz oceny wpływu różnych czynników dynamicznych, tj. np. procesów opadowych, czy struktury pola wiatru, na formowanie się aktywności elektrycznej w danym obszarze układu burzowego.

Badanie i poznanie rzeczywistej struktury elektrycznej doziemnych wyładowań wielokrotnych jest także bardzo istotne z punktu widzenia prowadzenia skutecznej ochrony ogromowej obiektów naziemnych. Bo chociaż doziemne wyładowania wielokrotne nie występują tak często, jak doziemne wyładowania jednokrotne, to sumaryczny ładunek elektryczny przenoszony w tych wyładowaniach jest na ogół dużo większy, niż ten transportowany w wyładowaniach jednokrotnych.

Sieć pomiarowa LSDWA może być również wykorzystana do naziemnej detekcji oraz wyznaczania elektrycznych momentów dipolowych tych bardzo silnych wyładowań doziemnych, które mogą być potencjalnym źródłem intensywnie badanych ostatnio rzadkich zjawisk świetlnych, tzw. TLE-ów (ang. Transient Luminous Events), obserwowanych ponad wysoko wypiętrzonymi chmurami burzowymi.

Podziękowania

Wszyscy autorzy wyrażają podziękowania za wsparcie finansowe otrzymane z Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego w ramach grantu COST/204/2006 na realizację specjalnego projektu badawczego oraz budowę sieci pomiarowej LSDWA w rejonie Warszawy. Dziękujemy także dwóm anonimowym recenzentom za ich cenne uwagi redakcyjne, które pozwoliły na poprawę językową pierwotnej wersji manuskryptu.

Literatura

- [1] Baranski, P., M. Loboda, J. Wiszniowski, and M. Morawski (2012); Evaluation of multiple ground flash charge structure from electric field measurements using the local lightning detection network in the region of Warsaw, *Atmos. Res.*, 117, 99-110, doi:10.1016/j.atmosres.2011.10.011.
- [2] Debski, W., 2004. Application of Monte Carlo Techniques for Solving Selected Seismological Inverse Problems. Publications of the Institute of Geophysics Polish Academy of Sciences, B-34(367), Warszawa.
- [3] Krehbiel P.R., M. Brook, R.A. McCrory: „An Analysis of the Charge Structure of Lightning Discharges to Ground”, *Journal of Geophysical Research*, 1979, Vol.84, No C5, pp. 2432-2456.
- [4] Jacoby, S.L.S., Kowalik, J.S., Pizzo J.T., 1972. Iterative Methods for Nonlinear Optimization Problems. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, New York.
- [5] Sen, M., Stoffa, P.L., 1995. Global optimization methods in Geophysical Inversion. *Advanced in Exploration Geophysics*, vol. 4, Elsevier, Amsterdam.
- [6] Williams, E.R., 1989. The tripole structure of thunderstorms. *J. Geophys. Res.*, 94, 13151-13167.

DETERMINATION OF CHARGE STRUCTURE OF MULTIPLE CLOUD-TO-GROUND FLASHES BASED ON ELECTRIC FIELD RECORDINGS OBTAINED FROM THE LOCAL LIGHTNING DETECTION NETWORK IN WARSAW DURING SUMMER OF 2009.

S u m m a r y

The paper presents a brief history of the genesis and description of the basic actions of the local registration system for lightning detection and location (LLDN) which has been installed in the Warsaw region during summer of 2009. The spatial configuration of the system was based on six measurement stations located in different places in Warsaw, and the maximum distance between two stations was 12.5 km. The used electric field antennas were calibrated twice: first time in the laboratory conditions and second time in the field conditions using the “Warsaw I” 225 kHz radio signal broadcast. In the following two sections of paper we have presented the main results of electric charge structure analysis of 17 events of multiple cloud-to-ground (CG) lightning flashes recorded simultaneously by all the LLDN six stations. The exemplary overlapping of 3D locations of the particular return stroke sources for two chosen multiple CG flashes on thundercloud radar scans (i.e., CAPPI, EHT and VCUT) from relevant time intervals are also shown. Presented lightning statistics covered both of the negative RS incidents, and negative and positive CC ones. These strokes are representing the particular components of multiple lightning flashes recorded in Warsaw area. On the basis of obtained data some conclusions on the time and space development of the considered lightning flashes were drawn. In the final remarks we have pointed out some applications of the measurement abilities of the LLDN system for future investigations of the important lightning flash parameters which can improve our knowledge about multiple CG flash initiation inside a thundercloud.

Keywords: lightning discharge, lightning location and detection, recordings of lightning electric field, lightning parameters

DOI: 10.7862/re.2013.16

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Andrzej SOWA¹

KOORDYNACJA ZALECEŃ OCHRONY ODGROMOWEJ Z WYMAGANIAMI KOMPATYBILNOŚCI ELEKTROMAGNETYCZNEJ URZĄDZEŃ

Cechą charakterystyczną współczesnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych jest ich stosunkowo niewielka odporność udarowa. Dotyczy to zarówno odporności na bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola elektromagnetycznego, jak i odporności na działanie napięć i prądów udarowych dochodzących do tych urządzeń z sieci zasilającej oraz z linii przesyłu sygnałów. Zaprojektowanie i wykonanie poprawnego systemu ograniczania przepięć w obwodach sygnałowych wymaga posiadania niezbędnych informacji dotyczących podstawowych parametrów charakteryzujących zagrożenie występujące podczas bezpośrednich wyładowań piorunowych w obiekty budowlane lub w ich bliskim sąsiedztwie oraz wymagań kompatybilności elektromagnetycznej tych urządzeń.

Słowa kluczowe: ochrona odgromowa, urządzenie piorunochronne, ograniczanie przepięć

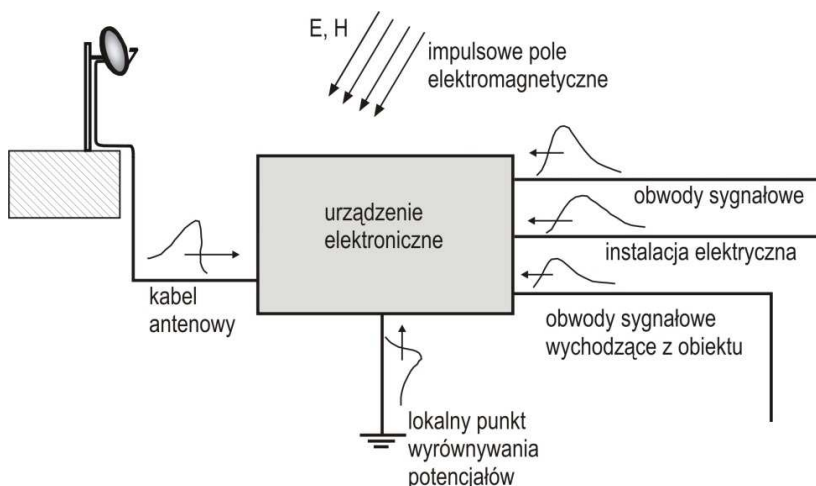
1. Wprowadzenie

Zadaniem urządzenia piorunochronnego jest przejęcie prądu piorunowego i jego odprowadzenie do ziemi w sposób bezpieczny dla ludzi, bez szkody dla obiektu budowlanego oraz urządzeń w nim zainstalowanych. W chronionym obiekcie, tworząc warunki zapewniające bezawaryjne działanie urządzeń i systemów elektrycznych oraz elektronicznych, należy skoordynować wymagania dotyczące ochrony odgromowej obiektów budowlanych, ochrony przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym **LEMP** (Lightning Electromagnetic Pulse) oraz kompatybilności elektromagnetycznej **EMC** (Electromagnetic Compatibility) urządzeń.

¹ Andrzej Sowa, Politechnika Białostocka, Katedra Telekomunikacji i Aparatury Elektronicznej, ul. Wiejska 45A, 15-351 Białystok, asowa@ochrona.net.pl

Niezbędne są informacje o:

- zagrożeniach występujących podczas bezpośrednich wyładowań piorunowych w obiekty budowlane lub w ich bliskim sąsiedztwie oraz wyładowań w instalacje dochodzące do obiektów lub w sąsiedztwie tych instalacji (rys. 1),
- poziomach odporności przyłączy zasilania i sygnałowych urządzeń na działanie napięć i prądów udarowych,
- poziomach odporności urządzeń i systemów na bezpośrednie oddziaływanie piorunowego pola elektromagnetycznego,
- możliwości wyeliminowania występujących zagrożeń przez elementy i układy ograniczające napięcia i prądy udarowe.



Rys. 1. Przykład zagrożenia stwarzane przez LEMP

Fig. 1. Example of threats created by LEMP

Optymalne, pod względem technicznym i ekonomicznym, rozwiązanie ochrony urządzeń i systemów przed LEMP zapewnia strefowa koncepcja ochrony odgromowej obiektów budowlanych [1, 2].

2 Strefowa koncepcja ochrony przed LEMP

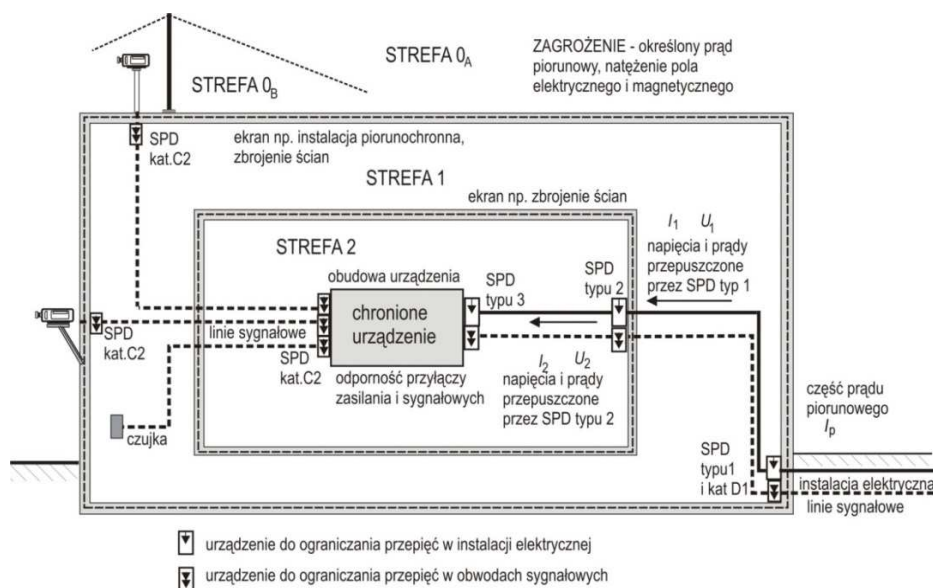
Ogólna koncepcja strefowej ochrony odgromowej polega na tworzeniu wewnątrz analizowanego obiektu obszarów, w których występuje określony stopień narażenia urządzeń na działanie:

- prądu piorunowego rozplwającego się w urządzeniu piorunochronnym,
- napięć i prądów indukowanych w sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia oraz w obwodach sygnałowych,

- impulsowego pola elektromagnetycznego (oddziaływanie bezpośrednio na urządzenia).

W obiekcie podzielonym na strefy przy przejściu z jednej strefy do drugiej następuje wyrównanie potencjałów wprowadzanych instalacji przewodzących, ograniczanie wartości szczytowych napięć i prądów udarowych występujących w instalacji elektrycznej oraz obwodach sygnałowych oraz ograniczanie impulsów pola elektromagnetycznego do określonych poziomów.

Urządzenia przeznaczone do pracy w danej strefie należy dobierać w taki sposób, aby ich odporność udarowa była większa niż spodziewane wartości szczytowe udarów naturalnych lub ograniczonych, które mogą wystąpić w rozważanym obszarze (rys. 2).



Rys. 2. Przykład zastosowania strefowej koncepcji ochrony systemu elektronicznego

Fig. 2. Example of using the electronic system protection zonal conception

W przyjętych oznaczeniach najbardziej zagrożone obszary oznaczane są jako strefy 0_A i 0_B , a kolejne numerami 1, 2, 3, Im wyższy numer strefy, tym niższe wartości dopuszczalnych poziomów zaburzeń udarowych (Tabela 1).

Tworzenie kolejnych stref może wymagać wprowadzenia dodatkowych ekranów oraz kolejnych stopni urządzeń ograniczających napięcia i prądy udarowe.

Należy zwrócić szczególną uwagę na:

- ochronę urządzeń elektrycznych i elektronicznych oraz zestawów antenowych umieszczanych na dachach obiektów budowlanych przed bezpośred-

- nim oddziaływaniem prądu piorunowego,
- możliwości wykorzystania konstrukcji żelbetowych do rozprowadzania prądu piorunowego oraz jako elementów ekranowania całego obiektu i poszczególnych pomieszczeń,
 - dobór i rozmieszczenie w instalacji elektrycznej oraz obwodach sygnałowych urządzeń zapewniających wyrównanie potencjałów oraz ograniczanie zagrożenia stwarzanego przez rozprzyskający się prąd piorunowy oraz przepięcia atmosferyczne,
 - wyrównywanie potencjałów na granicach stref oraz wewnątrz każdej z utworzonych stref.

Tabela 1. Charakterystyka zagrożeń występujących w poszczególnych strefach ochronnych

Table 1. The characterization of occurrent threats in particular protective zones

Strefa	Charakterystyka zagrożeń występujących w danej strefie
0 _A	Urządzenia są narażone na bezpośrednie działanie prądu piorunowego oraz oddziaływanie impulsowego pola elektromagnetycznego wywołanego przez prąd piorunowy.
0 _B	Urządzenia są narażone na bezpośrednie oddziaływanie impulsowego pola elektromagnetycznego wywołanego przez prąd piorunowy (analogicznie jak w strefie 0 _A) oraz napięć i prądów udarowych indukowanych przez prądy piorunowe.
1	Pojedynczy ekran (np. przewodzące elementy konstrukcyjne obiektu, elementy LPS) oraz układy urządzeń ograniczających przepięcia chronią urządzenia przed działaniem impulsowego pola elektromagnetycznego oraz przed prądem piorunowym rozprzyskającym się w urządzeniu piorunochronnym obiektu.
2	Ochronę przed zaburzeniami impulsowymi tworzą kolejne ekrany oraz stopnie urządzeń ograniczających przepięcia w instalacji elektrycznej oraz w systemach przesyłu sygnałów.
3	
4	

W przypadku obiektów budowlanych każdą z wyodrębnionych stref można scharakteryzować dopuszczalnymi wartościami napięć i prądów udarowych dochodzących do przyłączy urządzeń pracujących w danej strefie. Dodatkowo można również określić dopuszczalne wartości natężeń pól elektrycznego i magnetycznego w każdej ze stref.

W publikacjach zawierających informacje o zagrożeniu piorunowym przedstawiane są najczęściej sugestie dotyczące poziomów napięć i prądów udarowych w podstawowych instalacjach w poszczególnych strefach wewnątrz obiektu. Znacznie skromniejsze są dane dotyczące zagrożenia stwarzanego wewnątrz

obiektu budowlanego przez piorunowe pole elektryczne i magnetyczne oraz różnice potencjałów występujące pomiędzy przewodzącymi instalacjami.

Wyniki próby uporządkowania dopuszczalnych poziomów zaburzeń w poszczególnych strefach zestawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Dopuszczalne wartości przepięć i natężeń pola elektrycznego i magnetycznego w poszczególnych strefach

Table 2. Admissible values of surges and intensities of the electric and magnetic field in particular zones

Strefa	Przepięcia w instalacji elektrycznej 230/400 V	Przepięcia w liniach przesyłu sygnałów	Natężenie pola elektrycznego *)	Natężenie pola magnetycznego **)
0 _A	Wynikające z wytrzymałości układu izolacyjnego	Wynikające z wytrzymałości układu izolacyjnego	500 kV/m	10 kA/m
0 _B	10 kV	6 kV	500 kV/m	10 kA/m
1	6 kV	4 kV	Kilkanaście - kilkadziesiąt kV/m	Kilkaset A/m - kilka kA/m
2	4 kV	2,0 kV	500 /m	100 A/m
3	2,5 kV (2 kV)	1,0 kV	50 V/m	30 A/m
4	1,5 kV	0,5 kV	5 V/m	10 A/m

*) wartości proponowane przez autora

***) propozycja uwzględniająca zakres badania urządzeń na działanie impulsowego pola magnetycznego.

3. Odporność udarowa urządzeń

Ograniczone wartości przepięć w instalacji elektrycznej oraz w obwodach sygnałowych nie powinny przekraczać poziomów odporności urządzeń na działanie:

- jednokierunkowych (jednobiegunowych) udarów napięciowo-prądowych o kształcie 1,2/50-8/20 μ s,
- przebiegów oscylacyjnych tłumionych,
- impulsowych zaburzeń magnetycznych powstających w wyniku uderzeń piorunów w obiektu budowlane lub w ich bliskim sąsiedztwie.

Na podstawie dostępnych danych w tabelach 3 i 4 zestawiono wymagane wartości poziomów odporności udarowej przyłączy zasilania prądem przemiennym i oraz sygnałowych podstawowych typów urządzeń.

Tabela 3. Wymagane poziomy odporności udarowej przyłączy wejściowych zasilania urządzeń prądem przemiennym

Table 3. Required levels of the percussive (surge) resistance of entrance joint - of the power supply of devices with an alternating current

Badane urządzenia	Udary 1,2/50-8/20 μ s
Urządzenia powszechnego użytku, narzędzia elektryczne, podobne urządzenia elektryczne (PN-EN 55014-2)	2000 V / 1000 V
Urządzenia informatyczne (PN-EN 55024)	
Urządzenia stosowane w kolejnictwie (PN-EN 50121-4)	
Medyczne urządzenia elektryczne (PN-EN 60601-1-2)	\pm 2000 V / \pm 1000 V
Sprzęt pomiarowy, sterujący i laboratoryjny (PN-EN 61010-1) poziom podwyższony (zastosowanie przemysłowe)	1000 V / 500 V 2000 V / 1000V
Urządzenia systemów alarmowych (PN-EN 50130-4)	500 V i 1000 V 500 V, 1000 V i 2000 V
Podano poziomy odporności pomiędzy przewodami fazowym i neutralnym a przewodem ochronnym, przewodami fazowymi oraz między przewodami fazowymi a przewodem neutralnym.	

Tabela 4. Poziomy odporności na działanie udarów przyłączy sygnałowych urządzeń

Table 4. The resistance levels on surges of devices signal joint activity

Urządzenia	Poziomy odporności na działanie udarów 1,2/50 - 8/20 μ s
Urządzenia informatyczne i telekomunikacyjne (EN 55105/106)	Porty sygnałowe, włączając porty telekomunikacyjne - 1000 V
Urządzenia informatyczne (PN-EN 55024)	Przyłącza sygnałowe i przyłącza teletransmisyjne - 1000 V.
Urządzenia stosowane w kolejnictwie (PN-EN50121-4)	Porty sygnałowe - 2000 V/1000 V
Sprzęt pomiarowy, sterujący i laboratoryjny (PN-EN 61010-1)	Poziom podwyższony (zastosowanie przemysłowe) – 1000 V

W wyjątkowych przypadkach prowadzone są również badania odporności urządzeń i systemów na bezpośrednie oddziaływanie pola magnetycznego impulsowego oraz w kształcie tłumionych oscylacji symulujących zagrożenie stwarzane przez prąd pierwszego i kolejnych wyładowań w kanale.

Wartości szczytowe natężeń impulsowego pola magnetycznego, uzależnione od przyjętej klasy środowiska, przedstawiono w tabeli 5 [3, 4].

4. Ograniczanie przepięć w instalacji elektrycznej w obiekcie budowlanym

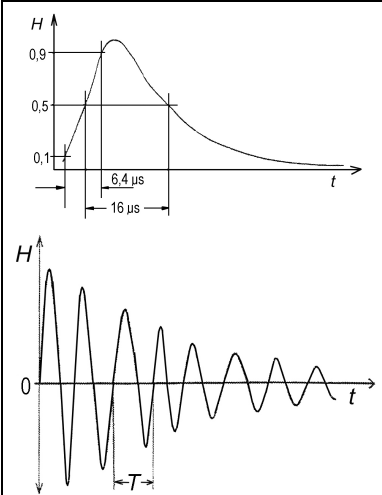
Zadaniem układów urządzeń do ograniczania przepięć SPD (Surge Protective Device) jest ograniczanie do poziomów bezpiecznych dla instalacji elektrycznej i zasilanych urządzeń zagrożeń stwarzanych przez;

- część prądu piorunowego oddziałującego bezpośrednio na instalację elektryczną podczas bezpośredniego wyładowania w LPS obiektu lub w przewodzie sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia,
- przepięcia atmosferyczne indukowane oraz przepięcia łączeniowe.

Podstawowe informacje o właściwościach oraz rozmieszczeniu typowych SPD przeznaczonych do montażu w instalacji elektrycznej w obiekcie budowlanym zestawiono w tabeli 6 [5].

Tabela 5. Podstawowe dane charakteryzujące badania odporności urządzeń na udary

Table 5. Basic data characterizing the resistance of devices on surges research

Kształt impulsowego pola magnetycznego	Poziomy probiercze	
	Poziom	Impulsowe natężenie pola magnetycznego
	Udarowe	oscylacyjnie tłumione
	1	n.s.
2	n.s.	n.s.
3	100 A/m	10 A/m
4	300 A/m	30 A/m
5	1000 A/m	100 A/m
x	specjalny	specjalny

n.s. - nie stosowany

Tabela 6. Charakterystyka urządzeń do ograniczania przepięć w instalacji elektrycznej w obiekcie budowlanym

Table 6. The characterization of the surges limiting devices in a building electric instalation

Typ SPD	Klasa prób	Przeznaczenie
Typ 1	Klasa I	Ograniczanie zagrożeń stwarzanych przez rozplywający się prąd piorunowy, przepięcia atmosferyczne oraz wszelkiego rodzaju przepięcia łączeniowe, wyrównywanie potencjałów instalacji wchodzących do obiektu budowlanego.
Typ 2	Klasa II	Ograniczanie przepięć atmosferycznych indukowanych, wszelkiego rodzaju przepięć łączeniowych lub przepięć „przepuszczonych” przez urządzenia ograniczające przepięcia typu 1.
Typ 3	Klasa 3	Ograniczanie przepięć atmosferycznych indukowanych oraz przepięć łączeniowych powstających w instalacji elektrycznej wewnątrz obiektu budowlanego.

Dobierając właściwości poszczególnych układów SPD należy uwzględnić wymagania:

- skoordynowania podziału energii udarów pomiędzy układy SPD zgodnie z ich zdolnościami do jej pochłaniania,
- dotyczące poziomów znamionowych napięć udarowych wytrzymywanych przez urządzenia w różnych miejscach instalacji elektrycznej,

5. Koordynacja właściwości SPD typu 1 z wymaganiami EMC

Do ograniczania przepięć do wybranego poziomu (4 kV, 2,5 kV lub nawet 1,5 kV) oraz ochronę przed prądami udarowymi symulującymi prądy piorunowe o wartościach dochodzących nawet do 50 kA stosowane są SPD typu 1 ucinające napięcie lub kombinowane. Podstawowymi elementami tego rodzaju SPD są różnego rodzaju iskierniki.

W SPD posiadających iskierniki przepływ prądu udarowego następuje po przeskoku iskrowym i spadek napięcia na indukcyjności przewodów stosowanych do jego podłączenia dodaje się do spadku napięcia na łuku pomiędzy elektrodami iskiernika (najczęściej wartości kilkudziesięciu – kilkuset woltów).

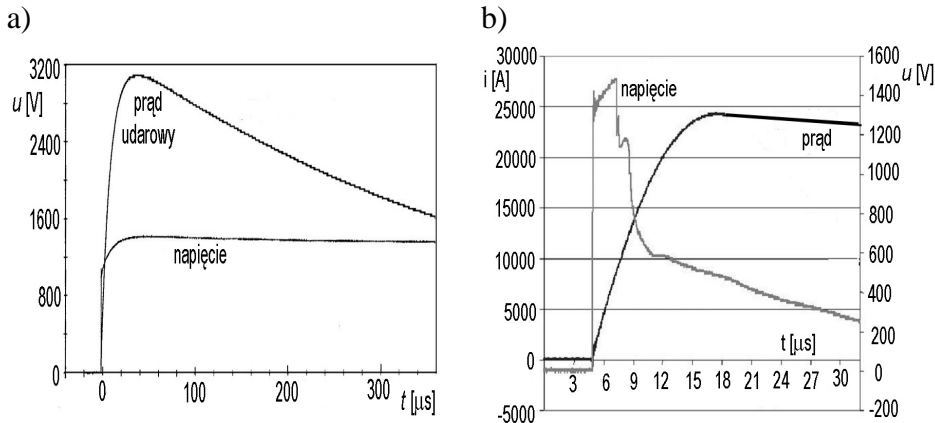
Podjęmowane są również próby stosowania warystorów w SPD typu 1. Takie SPD posiadają szereg zalet, wśród których należy wymienić następujące:

- ograniczanie przepięć do stosunkowo niskich poziomów (dochodzących nawet do 800 - 900 V),
- brak gwałtownych zmian napięcia w obwodzie, jakie występują po zadziałaniu iskiernika.

Podstawowymi wadą, która utrudniają ich stosowanie do ochrony instalacji elektrycznej oraz przyłączy zasilania urządzeń przed bezpośrednim oddziaływaniem rozplywającego się prądu piorunowego, jest „przepuszczanie” do chronionej części instalacji udarów charakteryzujących się długim czasem trwania i dużą energią (rys. 3a).

Przyłącza zasilania urządzeń narażone są na udary o znacznie większej energii w porównaniu z energią udarów 1,2/50-8/20 μs stosowanych do ich testowania. Dodatkowo należy zauważyć, że udary przepuszczane przez „warystorowe” SPD typu 1 mogą również uszkadzać kolejne układy SPD w wielostopniowych systemach ograniczania przepięć gdyż warystorki wykazują mniejszą odporność na działanie prądów długotrwałych.

W przypadku iskiernikowych układów SPD typu 1, czas trwania napięcia „przepuszczonego” do chronionego przyłączy jest znacznie krótszy w porównaniu z czasami trwania udarów stosowanych w badaniach odporności udarowej przyłączy zasilania urządzeń (rys. 3b).



Rys. 3. Przebiegi napięć na SPD typu 1 oraz prądów w nich płynących ; a) „warystorowy” SPD b) „iskiernikowy” SPD

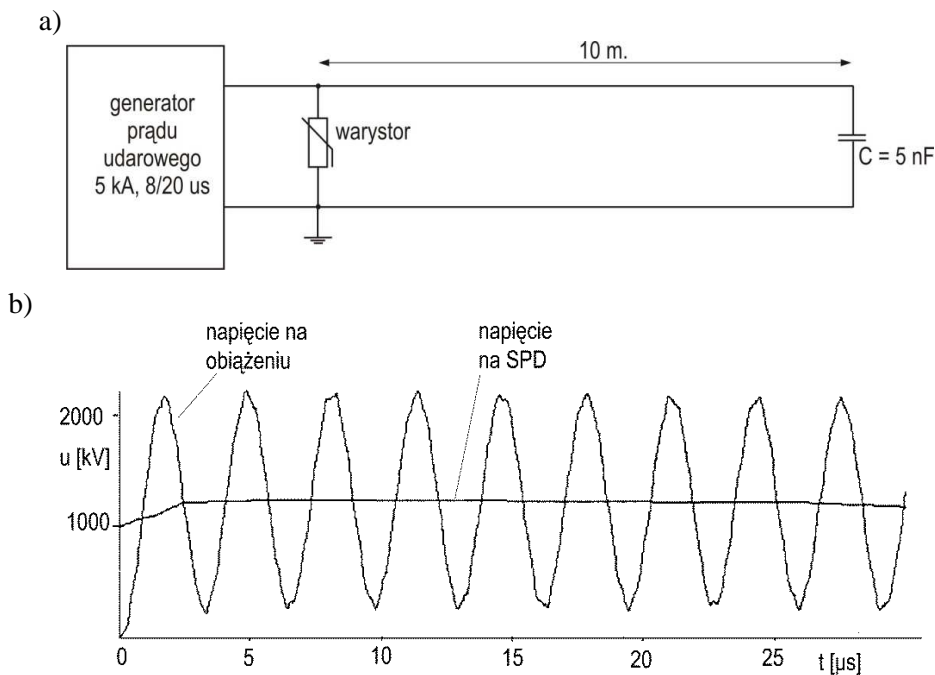
Fig. 3. Voltages courses on SPD of type 1 and of currents flowing in them; a) „varistor's" SPD b) „spark's gap" SPD

Dodatkowo należy zauważyć, że większość warystorowych SPD typu 1 zapewnia ograniczenie zagrożeń stwarzanych przez prądy impulsowe o stosunkowo niewielkich wartościach szczytowych dochodzących do 7 - 9 kA. Podejmowane są próby zwiększenia możliwości ochronnych warystorów i stworzenia możliwości ich wykorzystywania do ograniczania zagrożeń stwarzanych przez prądy o wartości szczytowej 12,5 kA i kształcie 10/350 μs .

6. Dopuszczalne odległości pomiędzy SPD a chronionym urządzeniem

W przypadku stosowania długich przewodów pomiędzy SPD typu 2 lub 3 a chronionym urządzeniem na zaciskach przyłącza zasilającego chronionego urządzenia mogą wystąpić napięcia ograniczone przez SPD z dodatkowymi oscylacjami.

Możliwość wystąpienia przepięć o takim charakterze w obwodzie generator - warystor - obciążenia o charakterze pojemnościowym zasygnalizowano w normie IEC 61643-12 [6]. Wartości szczytowe przedstawionych przepięć dochodziły do podwojonej wartości napięcia panującego na warystorze SPD typu 2 lub 3 (rys. 4).

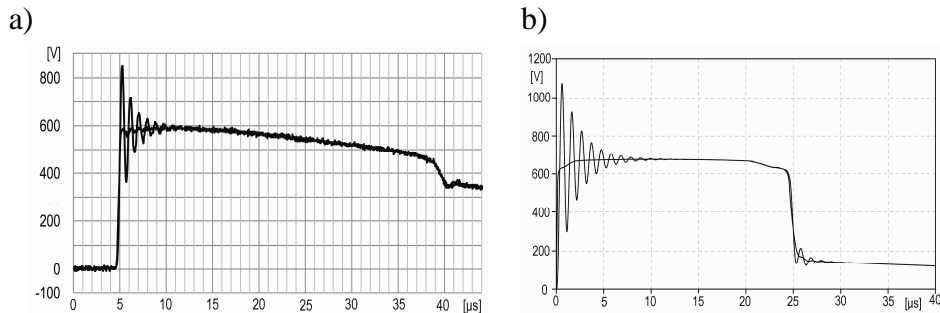


Rys. 4. Napięcie w układzie warystor – obciążenie pojemnościowe: a) schemat układu pomiarowego, b) napięcia panujące na obciążeniu i warystorze

Fig. 4. The voltage in the lay-out varistor - capacitive charge; a) the measuring - system schema , b) prevalent voltages on the charge and varistor

W konsekwencji może nastąpić uszkodzenie chronionego urządzenia nawet, jeśli spełniony jest warunek $U_p \leq U_w$, gdzie U_p jest napięciowym poziomem ochrony urządzeń do ograniczania przepięć, a U_w jest poziomem udarowego napięcia wytrzymywanego urządzenia.

Wyniki badań laboratoryjnych napięć w analogicznym obwodzie wskazują na występowanie przebiegów oscylacyjnych gasnących (rys. 5a) gdyż rzeczywisty kondensator nie stanowi tylko pojemności.



Rys. 5. Przebiegi napięć na warystorze i rzeczywistym kondensatorze (obwód z rys. 3a); a) wyniki badań laboratoryjnych, b) wyniki obliczeń z uwzględnieniem niepożądaných rezystancji kondensatora

Fig. 5. Voltages courses on the varistor and the real capacitor (the circuit from fig. 3a); a) results of laboratory - research , b) results of calculations with taking into account undesirable capacitor resistance

Podobne przebiegi (rys. 5b) można uzyskać uwzględniając w rozważaniach teoretycznych modele kondensatorów z:

- pasożytniczymi indukcyjnościami L związane z wyprowadzeniami i ich wewnętrznymi strukturami,
- niepożądanymi rezystancjami – równoległymi i szeregowymi wynikającymi odpowiednio z upływności kondensatorów oraz strat wyprowadzeń i okładzin.

W przedstawionych rozważaniach kondensator zastępował przyłączy zasilania chronionego urządzenia. W rzeczywistych obwodach modelując przyłączy zasilania urządzenia należy wykorzystać bardziej rozbudowane układy połączeń rezystancji, pojemności i indukcyjności.

Uwzględniając możliwość wystąpienia oscylacji oraz poziomy odporności udarowej przyłączy zasilania urządzeń wprowadzono, w przypadku przepięć atmosferycznych, pojęcie odległości ochronnej l_{PO} . Jest to maksymalna odległość pomiędzy układem SPD a chronionym urządzeniem (liczona wzdłuż przewodu), przy której zapewniona jest jeszcze ochrona przyłączy zasilania tego urządzenia. Do uproszczonej oceny zagrożenia przyjęto [1, 2] następujące założenia:

- odległości ochronnej l_{PO} można nie wyznaczać, jeśli długość przewodu pomiędzy SPD a chronionym urządzeniem jest mniejsza od 10 m i $U_p < U_w/2$.

- jeżeli długość przewodu pomiędzy SPD a urządzeniem jest większa niż 10 m i $U_P > U_W/2$, to odległość ochronna może być oszacowana z zależności $l_{PO} = (U_W - U_P)/k$ [m], gdzie $k = 25$ V/m [5].

W przypadku stwierdzenia występowania odległości przekraczających l_{PO} należy:

- zastosować dodatkowy SPD przed chronionym urządzeniem,
- zmniejszyć odległość zainstalowanego układu SPD względem chronionego urządzenia w taki sposób, aby nie przekraczać wymaganej odległości.

Podczas bezpośredniego wyładowania piorunowego w LPS obiektu budowlanego lub wyładowań w bliskim sąsiedztwie obiektu, na skutek sprzężenia indukcyjnego i pojemnościowego w przewodach w instalacji elektrycznej mogą wystąpić przebiegi o znacznych wartościach.

Powstające przebiegi mogą dodawać się do napięciowych poziomów ochrony układu SPD i powodować zwiększenie wartości szczytowych przebiegów dochodzących do przyłączy zasilania chronionych urządzeń.

Napięcia indukowane zależą od rozmiarów pętli obwodu oraz obecności ekranowania tego obwodu i ekranowania wnoszonego przez elementy konstrukcyjne budynku.

7. Ograniczanie przepięć w obwodach sygnałowych

W obwodach sygnałowych do ograniczania zagrożeń piorunowych wykorzystywane są urządzenia do ograniczania przepięć kategorii D lub C. Zestawienie zakresu badań właściwości ochronnych urządzeń do ograniczania przepięć w systemach przesyłu sygnałów przedstawiono w tabeli 7 [7].

Tabela 7. Zakres badań różnych kategorii urządzeń do ograniczania przepięć

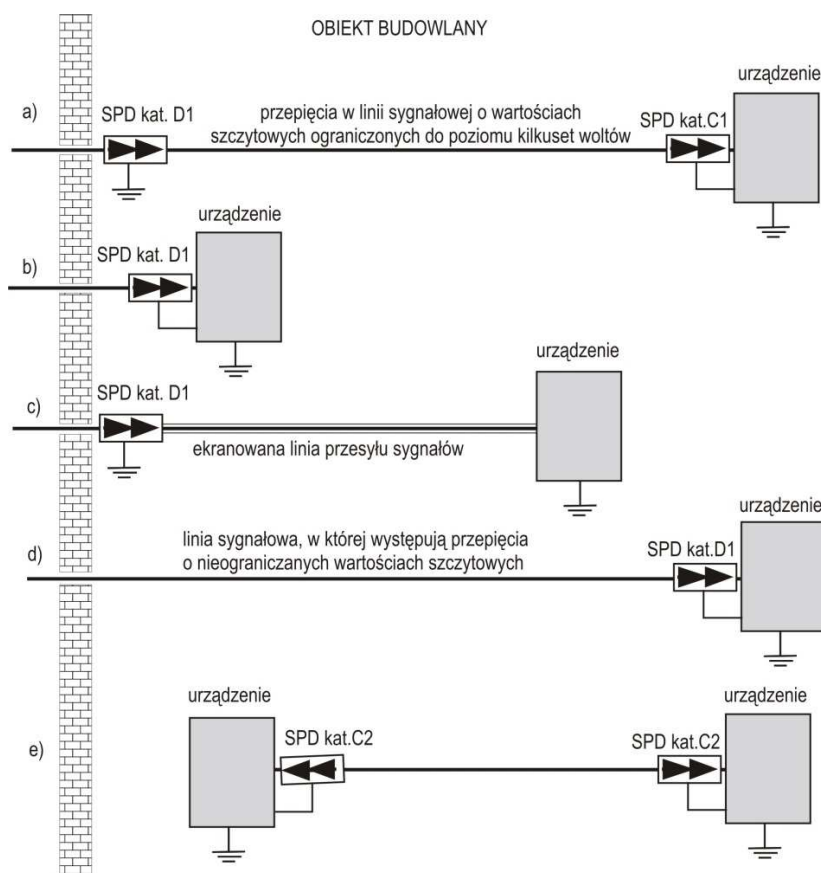
Table 7. The research range of different surge stint devices categories

Kategoria	Typ testu	Napięcie w obwodzie otwartym	Prąd płynący po zwarcu
C1 C2 C3	Szybko narastający	0,5 kV lub 1 kV, 1,2/50 μ s 2 kV, 4 kV lub 10 kV, 1,2/50 μ s ≥ 1 kV, 1 kV/ μ s	0,25 kA lub 0,5 kA, 8/20 μ s 1 kA, 2 kA lub 5 kA, 8/20 μ s 10 A, 25 A lub 100 A, 10/1 000 μ s
D1 D2	Dużej energii	≥ 1 kV ≥ 1 kV	0,5 kA, 1 kA lub 2,5 kA, 10/350 μ s 1 kA, 2,5 kA, 10/250 μ s

W celu ułatwienia opisu, w dalszej części opracowania SPD badany zgodnie z wymaganiami danej kategorii badań nazywany będzie SPD tej kategorii np. SPD kategorii D1 lub SPD kategorii C2.

Odpowiednio dobrane elementy i wieloelementowe układy ograniczające przepięcia w obwodach sygnałowych powinny zapewnić bezawaryjne działanie chronionych urządzeń i nie wpływać na jakość ich pracy. Można je umieszczać (rys. 6):

- bezpośrednio przed chronionym urządzeniem,
- w miejscu wprowadzania przewodów sygnałowych do obiektu budowlanego oraz bezpośrednio przed chronionym urządzeniem,
- w miejscach przejść pomiędzy poszczególnymi strefami ochronnymi (w przypadku stosowania strefowej koncepcji ochrony).



Rys. 6. Przykładowe rozmieszczenia SPD różnych kategorii w obwodach sygnałowych

Fig. 6. SPD example- distributions of equal categories in signal circuits

8. Badania EMC a rzeczywiste zagrożenie piorunowe systemów elektronicznych

Przestrzeganie powyższych zasad doboru SPD powinno wyeliminować możliwość uszkodzenia urządzeń systemu elektronicznego, ale może nie zapewnić jego bezbłędного działania. Ochrona przed błędnym zadziałaniem urządzenia jest szczególnie istotna w przypadku:

- systemów elektronicznych, od których wymagane jest pewne i niezawodne działanie,
- ponoszenia znacznych nakładów finansowych wynikających z zadziałania systemu oraz braku gotowości do jego normalnej pracy po tym fakcie.

Przykładem mogą być systemy ochrony przeciwpożarowej, których głównymi elementami są centrale automatycznego sterowania różnorodnymi środkami gaszenia np. w strefach zagrożonych pożarem lub wybuchem (np. w zakładach przemysłu chemicznego i petrochemicznego), w pomieszczeniach z aparaturą elektroniczną (np. serwerownie).

Uwzględniając problemy wynikające z błędnego zadziałania systemów automatycznego gaszenia podjęto próby:

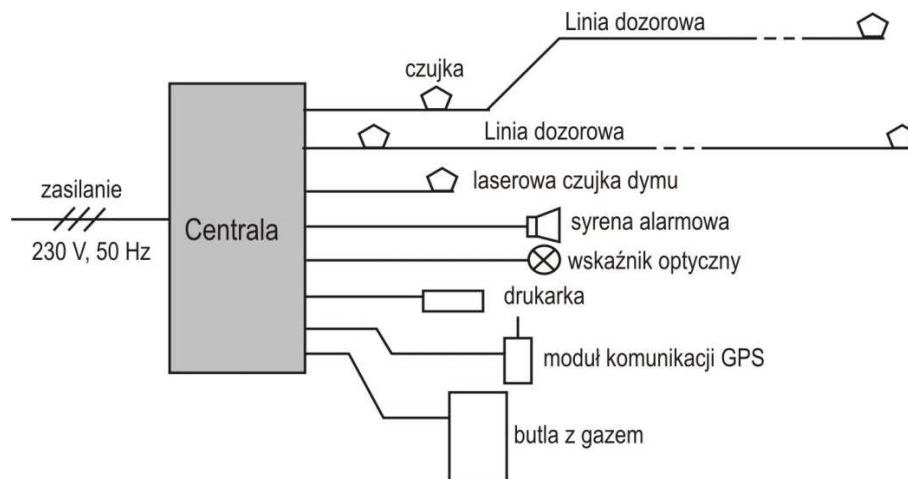
- oceny rzeczywistych zagrożeń piorunowych urządzeń systemu gaszenia gazem i porównanie z zakresem wymaganych badań odporności udarowej,
- określenie przyczyn błędnych zadziałań systemów i opracowanie sposobów ich eliminacji.

Problemy wynikające z błędnego zadziałania przedstawione zostaną na przykładzie systemu gaszenia serwerowni. Przypadki błędnego działania takich systemów wystąpiły podczas bezpośrednich wyładowań piorunowych w obiekty, w których są one zainstalowane lub wyładowań w bliskim sąsiedztwie tych obiektów.

W takich obiektach urządzeń elektronicznych nie można użyć gaśnic wodnych, pianowych czy proszkowych i jedyną, bezpieczną metodą tłumienia ognia jest zastosowanie odpowiednich gazów technicznych.

Przegląd norm dotyczących kompatybilności elektromagnetycznej systemów monitorujących bezpieczeństwo wskazuje, że przyłącza urządzeń systemu gaszenia powinny spełniać wymagania zawarte w normie PN-EN 50130-4 [8], w której określono poziomy odporności udarowej przyłączy zasilania napięcia sieciowego przemiennego, przyłączy innych linii zasilania oraz sygnałowych urządzeń.

W celu określenia brakujących czynników zagrożenia przeprowadzono kompleksowe badania wrażliwości centrali sygnalizacyjno-sterującej CSS (rys. 7) systemu ochrony przeciwpożarowej na działanie zaburzeń impulsowych, jakie mogą być wywołane przez wyładowania piorunowe.



Rys. 7. Badany system ochrony przeciwpożarowej

Fig. 7. Tested fire protection system

Analizowano zagrożenie występujące podczas bezpośredniego wyładowania piorunowego w urządzenie piorunochronne obiektu budowlanego lub wyładowania w bliskim sąsiedztwie tego obiektu. Uwzględniono zagrożenia stwarzane przez:

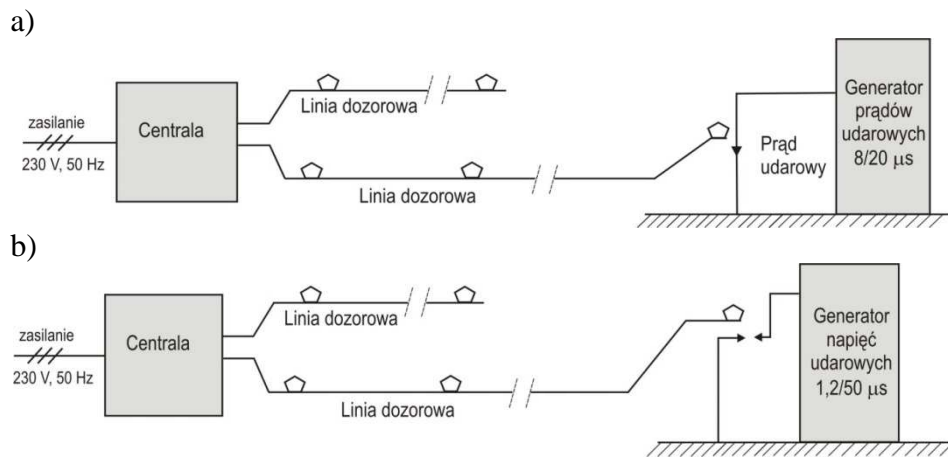
- przepięcia występujące w instalacji elektrycznej zasilającej CSS,
- przepięcia występujące w obwodach czujek i innych urządzeń dołączonych do CSS,
- bezpośredniego oddziaływania na poszczególne elementy systemu (centralę oraz czujki) impulsowego pola elektrycznego i magnetycznego wywołanych przez przepływ prądu piorunowego oraz przeskoki iskrowe wewnątrz i na zewnątrz obiektu.
- skoki i różnice potencjałów wywołane przez rozpryskujący się prąd piorunowy.

W prowadzonych badaniach symulowano wystąpienie:

- Prądu udarowego płynącego w ekranie kabla, takie zagrożenie może wystąpić na skutek wzrostu potencjału ekranu kabla i wystąpieniu przeskoku iskrowych pomiędzy ekranem kabla sygnałowego a miejscem, w którym umieszczono czujkę.
- Przepięć pomiędzy jednym z przewodów sygnałowych a ekranem linii sygnałowej.
- Przepięć pomiędzy dwoma przewodami linii sygnałowej.

- Impulsowych pól magnetycznych i elektrycznych oddziałujących głównie na linię dozоровą czujek.

Źródłami impulsowego pola elektrycznego i magnetycznego (rys. 8) były odpowiednio generator napięciowy (napięcie udarowe do 200 kV o kształcie 1,2/50 μ s lub „ucięte” w przypadku wystąpienia przeskoku między elektrodami) i generator prądowy (prąd udarowy do 40 kA o różnych kształtach, szczególną uwagę zwrócono na prąd o kształcie 8/20 μ s).



Rys. 8. Badania oddziaływania impulsowego pola magnetycznego (a) i elektrycznego (b) na czujkę i linię dozоровą

Fig. 8. Research of impulse- magnetic (a) and electric (b) field influence on the feeler and supervision line

Wyniki przeprowadzonych badań wykazały, że:

- krótkotrwałe napięcia lub prądy udarowe występujące w obwodach sygnałowych mogą uszkodzić pojedyncze elementy, ale nie doprowadzają do powtarzalnego błędnego działania systemu,
- zakres badań odporności udarowej wynikający z zaleceń kompatybilności elektromagnetycznej jest niepełny i nie obejmuje wszystkich elementów zagrożenie piorunowego.

Kolejnym etapem były badania zagrożeń wywołanych przez napięcia / prądy udarowe o znacznie dłuższych czasach trwania w porównaniu z udarami zalecanymi przez normy EMC ale o niewielkich wartościach szczytowych. W rzeczywistych warunkach takie udary mogą być wywołane przez rozpluwające się prądy piorunowe głównych wyładowań doziemnych (pierwsze składowe wyładowań).

W celu sprawdzenia zachowanie się centrali na działanie takich udarów wykonano układ sprzęgający przewody sygnałowe linii dozоровej z generato-

rem fali prostokątnej o regulowanej wartości szczytowej, częstotliwości i stopniu wypełnienia.

Przeprowadzone pomiary wykazały, że napięcia udarowe o wartościach szczytowych do 10 V i czasach trwania 800 - 1000 μ s powodowały powtarzalne błędne działanie centrali.

Uwzględniając możliwość tego typu zaburzeń podczas wyładowania doziemnego należy zastanowić się nad uzupełnieniem zakresu badań urządzeń systemów przeciwpożarowych o dodatkowe długotrwałe napięcia udarowe. Ochrona systemu przed tego rodzaju zaburzeniami wymaga ich uwzględnienia przy opracowywaniu oprogramowania systemów elektronicznych.

9. Podsumowanie

Nowe wymagania stawiane przed urządzeniem piorunochronnymi stwarzają potrzebę koordynacji zagadnień kompleksowej ochrony odgromowej obiektów budowlanych z problemami kompatybilności elektromagnetycznej urządzeń i systemów. Dobierając urządzenia elektryczne i elektroniczne należy pamiętać, że poziomy ich odporności na zakłócenia udarowe muszą być skorelowane z warunkami występującymi w środowisku pracy urządzeń. Wskazane jest możliwie dokładne określenie zagrożeń lub pomiar zakłóceń, a następnie dodanie „marginesu bezpieczeństwa” i dopiero wtedy dobranie odporności urządzenia.

Analizując możliwości ograniczania przepięć w systemach przesyłu sygnałów należy uwzględnić przedstawione poniżej sposoby zmniejszania występującego zagrożenia.

- Zmniejszania przenikania pól elektromagnetycznych do aparatów i okablowania.
- Wyrównywanie potencjałów instalacji dochodzących do obiektu oraz ułożonych wewnątrz obiektu
- Ekranowanie oraz instalowanie kabli w metalowych kanałach, grupowanie kabli oraz zachowanie odpowiednich odstępów pomiędzy kablami należącymi do systemów o różnej wrażliwości na zakłócenia.
- Separacja obwodów o różnych potencjałach.
- Instalowanie urządzeń ograniczających lub ucinających przepięcia.

Tworząc system chroniący przed przepięciami należy rozważyć możliwości stosowania każdego z powyższych sposobów i wybrać optymalne rozwiązania dla analizowanego przypadku.

Literatura

- [1] PN-EN 62305-4: 2009, Ochrona odgromowa - Część 4: Urządzenia elektryczne i elektroniczne w obiektach budowlanych.
- [2] PN-EN 62305-4: 05, 2011, Ochrona odgromowa - Część 4: Urządzenia elektryczne i elektroniczne w obiektach.
- [3] PN-EN 61000-4-9: 1998, Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) - Metody badań i pomiarów - Badanie odporności na impulsowe pole magnetyczne.
- [4] PN-EN 61000-4-10: 1999, Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) - Metody badań i pomiarów - Badanie odporności na pole magnetyczne oscylacyjne tłumione.
- [5] PN-EN 61643-11:2006, Niskonapięciowe urządzenia do ograniczania przepięć – Część 11. Urządzenia do ograniczania przepięć w sieciach rozdzielczych niskiego napięcia – Wymagania i próby
- [6] CEI.IEC 61643-12:2002, Low-voltage surge protective devices. Part 12: Surge protective devices connected to low-voltage Power distribution systems. Selection and application principles
- [7] PN EN 61643-21:2004, Niskonapięciowe urządzenia ograniczające przepięcia. Część 21: Urządzenia do ograniczania przepięć w sieciach telekomunikacyjnych i sygnalizacyjnych. Wymagania eksploatacyjne i metody badań.
- [8] PN-EN 50130-4: 2002, Systemy alarmowe - Część 4: Kompatybilność elektromagnetyczna – Norma dla grupy wyrobów: Wymagania dotyczące odporności urządzeń systemów alarmowych pożarowych, włamaniowych i osobistych.

THE CO-ORDINATION OF LIGHTING PROTECTION RECOMMENDATIONS WITH REQUIREMENTS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

Summary

A characteristic feature of modern electrical and electronic devices is their relatively low immunity for surges. This applies both to the immunity for direct impact of the electromagnetic field pulse, as well as immunity to surge voltages and currents coming to these devices from the power supply installation and the signal transmission line. Design and implementation of a proper system overvoltage protection of signal circuits requires the necessary information on the basic parameters characterizing the threat occurring during direct and nearby lightning strikes and requirements of electromagnetic compatibility for these devices.

Keywords: lightning protection, lightning protection system, surge limiting

DOI: 10.7862/re.2013.17

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Marcin SZEWCZYK¹
Wojciech PIASECKI²
Mariusz STOSUR³
Tomasz KUCZEK⁴
Przemysław BALCEREK⁵
Marek FLORKOWSKI⁶

WYBRANE ASPEKTY ANALIZY NARAŻEŃ PRZEPIĘCIOWYCH STACJI WYSOKICH I NAJWYŻSZYCH NAPIĘĆ TYPU GIS POWSTAŁYCH W WYNIKU WYŁADOWAŃ ATMOSFERYCZNYCH

W artykule przedstawiono wybrane aspekty analizy koordynacji izolacji wykorzystywane w praktyce projektowania stacji wysokich i najwyższych napięć. Omówiono główne założenia typowych analiz przepięciowych oraz przedstawiono metody obliczeniowe wspomagające proces poprawnego doboru środków ochrony odgromowej. Przedstawiono metody modelowania narażeń przepięciowych oraz modele poszczególnych elementów systemu, istotnych z punktu widzenia koordynacji izolacji. Szczególny nacisk położono na uwzględnienie zjawisk nieliniowych oraz charakterystyk częstotliwościowych, pozwalających na uzyskanie wymaganej dokładności obliczeń. Przedstawiono wyniki przykładowej analizy wpływu długości linii kablowej na wartości przepięć występujących w miejscu zainstalowania transformatora. Analizę przepięciową przeprowadzono dla schematu jednokresowego typowej stacji rozdzielczej wysokich napięć w izolacji gazowej typu SF₆, dla której przyjęto typowe parametry konstrukcyjne linii napowietrznych i kablowych,

¹ Autor do korespondencji: Marcin Szewczyk, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 420, marcin.szewczyk@pl.abb.com.

² Wojciech Piasecki, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 123, wojciech.piasecki@pl.abb.com.

³ Mariusz Stosur, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 108, mariusz.stosur@pl.abb.com.

⁴ Tomasz Kuczek, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 417, tomasz.kuczek@pl.abb.com.

⁵ Przemysław Balcerek, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 179, przemyslaw.balcerek@pl.abb.com.

⁶ Marek Florkowski, Korporacyjne Centrum Badawcze ABB, Kraków, Starowiślna 13a, 31-038, PL, +48 12 4334 104, marek.florkowski@pl.abb.com.

parametry konstrukcji wsporczych linii napowietrznych, oraz modele aparatów i urządzeń stacji wraz z doprowadzeniami, w szczególności modele transformatorów oraz ograniczników przepięć. Dla ograniczników przepięć dokonano oceny skuteczności i niezawodności ograniczników, związanej ze zdolnością ograniczników do pochłaniania i skutecznego odprowadzania energii wydzielanej podczas zadziałania, oraz pozwalającej na weryfikację poprawności doboru ograniczników dla pracy w danych warunkach przepięciowych. Przedstawiona w pracy analiza wskazuje, że połączenia kablowe mogą w znaczny sposób zmieniać narażenia powstałe w wyniku przepięć atmosferycznych w linii dochodzące do stacji, a tym samym wpływać na narażenia napięciowe, jakim w trakcie eksploatacji poddawane są układy izolacyjne aparatów i urządzeń.

Słowa kluczowe: koordynacja izolacji, przepięcia piorunowe, ochrona odgromowa, rozdzielnica GIS, wysokie i ultra wysokie napięcia, HV, UHV

1. Wstęp

Podstawą koordynacji izolacji aparatów i urządzeń stacji rozdzielczych wysokich i najwyższych napięć są przebiegi czasowe przepięć powstałych w warunkach wyładowań piorunowych w linii dochodzące do stacji [1]. Obliczenia numeryczne przebiegów przepięć wspomagają proces koordynacji izolacji w celu zapewnienia niezawodnej pracy systemu w zróżnicowanych warunkach przepięciowych i przetężeniowych.

W artykule przedstawiono wybrane aspekty metody analizy narażeń przepięciowych w stacjach wysokich i najwyższych napięć, powstałych w wyniku wyładowań atmosferycznych. W pierwszej części pracy zawarto uwagi wprowadzające, ogólne dla koordynacji izolacji: jej metody, zasad obliczeniowych oraz rodzajów przeprowadzanych, typowych analiz. W drugiej części artykułu przedstawiono metody modelowania w odniesieniu do narażeń napięciowych powstałych w wyniku wyładowań atmosferycznych w linii dochodzące do stacji. Następnie przedstawiono wyniki analizy wpływu długości linii kablowej na wartości szczytowe przepięć występujących w miejscu zainstalowania transformatora. Artykuł zakończono podsumowaniem i wnioskami.

1.1. Metoda koordynacji izolacji

W warunkach zakłóceń przepięciowych, wartości szczytowe przebiegów przepięć obniżane są poprzez zastosowanie właściwie dobranych środków ochrony odgromowej. Różnica pomiędzy poziomem ochrony, wynikającym z charakterystyk środków ochrony odgromowej, a poziomem wytrzymałości elektrycznej układów izolacyjnych, stanowi o wielkości tzw. marginesu koordynacyjnego. Dobór szerokości marginesu koordynacyjnego uwarunkowany jest wymaganym zapasem wytrzymałości elektrycznej dla zapewnienia określonej niezawodności układu izolacyjnego. Zapas wytrzymałości uwzględnia: 1) śro-

dowiskowe oraz 2) systemowe warunki eksploatacji aparatów, 3) zmiany parametrów układu izolacyjnego w czasie oraz 4) rozrzut technologiczny. Wraz ze wzrostem przyjętego zapasu wytrzymałości następuje przewymiarowanie układu i wzrost wynikającego stąd marginesu koordynacyjnego. Prowadzi to do zwiększenia niezawodności układu przy jednocześnie jego większym koszcie.

Uwzględniając powyższe ogólne zależności, celem koordynacji izolacji jest zapewnienie optymalnej niezawodności układu, a tym samym spełnienie wymagań stawianych niezawodności układu przy jednoczesnym zapewnieniu jego minimalnych kosztów. Optymalizacji podlega zarówno dobór konstrukcji układów izolacji, jak i zapewnienie optymalnej w powyższym znaczeniu konfiguracji systemu. Optymalizacja układów izolacji odnosi się w głównej mierze do izolatorów liniowych, a zwłaszcza doboru ich długości oraz do izolacji aparatów i urządzeń stacji. Wśród czynności związanych z optymalizacją konfiguracji systemu można wymienić sposób uziemienia konstrukcji wsporczych linii napowietrznych dochodzących do stacji, stosowanie linii kablowych oraz decyzję co do liczby i miejsca zainstalowania ograniczników przepięć.

Z powyższych uwag wynika, że podstawowe rodzaje analiz koordynacji izolacji, poza analizą liczby i miejsca zainstalowania ograniczników przepięć, uwzględniają różne wartości rezystancji systemu uziemienia oraz różne długości łańcuchów izolatorów. W szczególnych przypadkach analizowane są również nietypowe warunki powstawania narażeń przepięciowych, takie jak w przypadku odbicia fali przepięciowej od otwartego układu styków wyłącznika. W przypadku analizy związanej z doбором ograniczników przepięć, wykonuje się obliczenia dla układu typowego (tj. ograniczniki zainstalowane w polach liniowych i w polach transformatorów bezpośrednio przy zaciskach przyłączowych transformatorów) oraz analizę potrzeby stosowania ograniczników dodatkowych. W przypadku ograniczników przepięć w izolacji powietrznej analizuje się różne warianty ich połączeń do elementów stacji.

Nakreślona powyżej metoda oparta na marginesie koordynacyjnym jest podstawowa dla koordynacji izolacji w jej ujęciu deterministycznym. Uzupełniająca ją ujęcie statystyczne, pozwala uwzględnić fakt, że nawet przy znacznym przewymiarowaniu układu izolacyjnego istnieje określone ryzyko, prawdopodobieństwo, jego uszkodzenia.

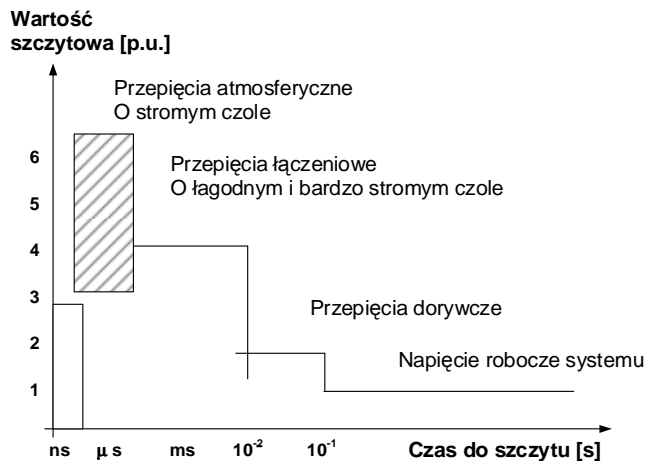
Metoda koordynacji izolacji oparta jest na metodzie obliczeniowej, która polega na sformułowaniu, a następnie rozwiązaniu układu równań różniczkowych zwyczajnych i cząstkowych, stanowiących model wybranego fragmentu systemu elektroenergetycznego. Do obliczeń wykorzystywane są dedykowane programy symulacyjne. Celem obliczeń jest określenie spodziewanych narażeń napięciowych układów izolacyjnych poszczególnych elementów systemu, przy założonych wymuszeniach odwzorowujących zakłócenia występujące w trakcie pracy systemu. Wykorzystuje się w tym celu modele narażeń przepięciowych oraz modele poszczególnych elementów systemu, istotnych dla scharakteryzo-

wania analizowanych zjawisk. Uwzględnienie nieliniowości oraz charakterystyk częstotliwościowych przy modelowaniu elementów systemu o kluczowym znaczeniu dla koordynacji izolacji, takich jak ograniczniki przepięć, pozwala na uzyskanie wymaganej dokładności obliczeń.

1.2. Klasyfikacja przepięć

Przepięcia stanowią podstawowy czynnik decydujący o wymiarowaniu układów izolacyjnych i podlegają klasyfikacji, poprzez którą wyraża się różnorodność zjawisk fizycznych zachodzących w systemie elektroenergetycznym (zob. Rys. 1).

Wśród narażeń przepięciowych pochodzenia atmosferycznego wyróżnia się przepięcia atmosferyczne pośrednie i przepięcia atmosferyczne bezpośrednie. W przypadku przepięć pośrednich, kanał piorunowy występuje w oddaleniu od linii, zaś mechanizm powstawania przepięć w liniach lub elementach stacji opiera się na zjawisku indukcji. Poziom indukowanych przepięć nie stanowi zagrożenia dla układów izolacyjnych linii jak i stacji, natomiast może stanowić zagrożenie dla obwodów wtórnych, w tym stacyjnych układów automatyki zabezpieczeniowej. Przepięcia atmosferyczne bezpośrednie powodowane są uderzeniem pioruna 1) w przewód odgromowy linii napowietrznej, 2) w elementy konstrukcji wsporczych (stwarzając wówczas ryzyko przeskoku tzw. odwrotnego do przewodów fazowych linii) oraz 3) w przewód fazowy linii.



Rys. 1. Klasyfikacja przepięć w systemie elektroenergetycznym wg CIGRE [2]; obszarem zakreślowanym oznaczono przepięcia powstałe wskutek wyładowań atmosferycznych

Fig. 1. Transients in power system according to CIGRE [2]; dashed box indicates lightning overvoltages

W przypadku stacji wysokich i najwyższych napięć przyjmuje się, że dla prawidłowo wykonanej instalacji odgromowej stacji wyładowania bezpośrednie w aparaty i urządzenia stacji są niemożliwe. Dodatkowo przyjmuje się, że w przypadku wyładowania w instalację odgromową stacji przeskok odwrotny jest niemożliwy – ze względu na znacznie mniejszą rezystancję układów uziomowych instalacji odgromowych stacji niż ma to miejsce w przypadku konstrukcji wsporczych linii napowietrznych.

Oznacza to, że w przypadku układów izolacyjnych obwodów głównych stacji wysokich i najwyższych napięć, narażenia przepięciowe pochodzenia atmosferycznego powstają w wyniku wyładowań piorunowych w linii napowietrzne dochodzące do stacji.

2. Modelowanie narażeń przepięciowych powstałych w wyniku wyładowań atmosferycznych w linii napowietrzne dochodzące do stacji

W świetle powyższych uwag, można wyróżnić trzy czynniki procesu koordynacji izolacji: narażenia przepięciowe, ochrona przepięciowa oraz wytrzymałość elektryczna układów izolacyjnych.

2.1. Przegląd modeli elementów systemu

Modele matematyczne przyjmowane w obliczeniach wspomagających proces koordynacji izolacji powinny więc poprawnie odwzorowywać warunki wymuszeń prowadzących do narażeń przepięciowych, jak również opisywać elementy systemu elektroenergetycznego, w sposób właściwy dla częstotliwości charakteryzujących analizowane zjawiska przepięciowe.

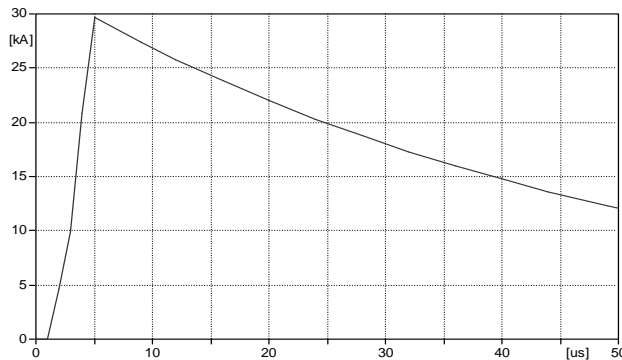
Modele matematyczne wymuszeń zawierają źródła prądowe o zestandaryzowanym kształcie prądu charakterystycznym dla występujących w przyrodzie przebiegów prądu pioruna. Modele matematyczne elementów systemu elektroenergetycznego zawierają: modele linii napowietrznych i kablowych, modele konstrukcji wsporczych linii napowietrznych (słupów) wraz z układami uziomów, modele aparatów i urządzeń stacji, w tym stacji w izolacji powietrznej oraz stacji w izolacji gazowej wykonanej na bazie sześćfluorku siarki SF₆ (typu GIS), modele szyn zbiorczych i połączeń aparatowych, modele izolatorów liniowych uwzględniające zjawisko zapłonu w przerwie iskrowej izolatora, modele środków ochrony przepięciowej, a wśród nich modele uwzględniające przewody odgromowe linii napowietrznych oraz modele ograniczników przepięć.

2.2. Przebieg prądu pioruna

Narażenia przepięciowe układów izolacyjnych stanowią odpowiedź na wymuszenie prądowe w postaci uderzenia pioruna w linię wprowadzane do stacji. Przepięcia powstałe wskutek wyładowania prądowego związane są z propagacją fal przepięciowych wzdłuż elementów linii i stacji, podlegając wielokrotnym odbiciom i wynikającym stąd wzmocnieniom w węzłach stacji stanowiących punkty nieciągłości impedancji falowych.

Przebieg prądu pioruna odwzorowywany według zaleceń CIGRE [3] opisany jest przy użyciu funkcji dwu-wykładniczej, określonej w cytowanym dokumencie poprzez osobno sparametryzowane kształty czoła oraz grzbietu pioruna.

Model wymuszenia prądowego wykonany w programie numerycznym otrzymuje się poprzez użycie źródła prądowego sterowanego sygnałem określonym omawianymi zależnościami. Przykładowo, w programie EMTP-ATP [10], otrzymanie sterowanego źródła prądowego możliwe jest poprzez wykorzystanie wewnętrznego języka programowania MODELS. Otrzymany w ten sposób przebieg czasowy prądu pioruna, opisany omawianymi zależnościami, przedstawiono na Rys. 2.



Rys. 2. Przebieg prądu pioruna otrzymany zgodnie z zaleceniami CIGRE [3]

Fig. 2. Current waveform obtained according to CIGRE [3]

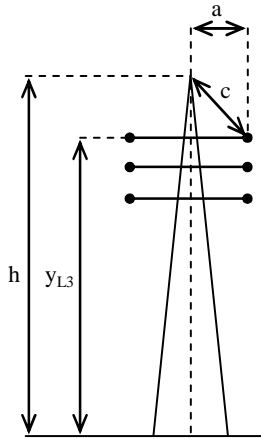
W przypadku uderzenia pioruna w przewód fazowy linii, źródło prądu piorunowego przyłączone jest bezpośrednio do przewodu fazowego, a wartość szczytowa przebiegu prądu określona jest z użyciem elektrogeometrycznego modelu strefy ochronnej. Model ten uwzględnia geometryczną konfigurację linii oraz krytyczną wartość prądu, poniżej której możliwe staje się uderzenie pioruna do przewodu fazowego linii. Postać modelu zaproponowaną przez IEEE [4] określa równanie (1) opisujące wartość szczytową prądu I_m :

$$I_m = \left(\frac{r}{0.67 y_{L3}^{0.6}} \right)^{\frac{1}{0.74}}, \quad (1)$$

gdzie:

$$r = \frac{1}{\gamma^2 - 1} \left[a + \sqrt{a^2 + c^2(\gamma^2 - 1)} \right], \quad \gamma = \left(\frac{h}{y_{L3}} \right)^{0.6}, \quad c = \sqrt{(h - y_{L3})^2 + a^2}, \quad (2)$$

gdzie z kolei zgodnie z Rys. 3: h – jest wysokością konstrukcji wspanoczej od podstawy słuca do punktu zamocowania przewodu odgromowego [m], y_{L3} – jest wysokością zamocowania najwyżej położonego przewodu fazowego [m], c – jest minimalną odległością przewodu fazowego od przewodu odgromowego [m], a – jest odległością pomiędzy przewodem fazowym a osią symetrii słuca [m].



Rys. 3 Konstrukcja wspanocza linii napowietrznej z oznaczeniem wymiarów wykorzystywanych w modelu elektro-geometrycznym

Fig. 3. Overhead line tower with denoted dimensions as used in electro-geometrical model

Dla przykładowej konstrukcji wspanoczej o geometrii przedstawionej na Rys. 3 wyznaczono następujące wartości szczytowe przebiegów prądów udarowych: 27.2 kA dla fazy L3, 13.9 kA dla fazy L2 oraz 12.6 kA dla fazy L1. Do dalszych obliczeń przyjęto wartość 30 kA.

2.3. Przeskok na izolatorze liniowym

W przypadku gdy wartość chwilowa fali przepięciowej w występującej w punkcie zainstalowania izolatora przekracza chwilową wartość wytrzymałości udarowej izolatora liniowego, zwiększa się prawdopodobieństwo przeskoku w przerwie iskrowej izolatora. Zjawisko to może wystąpić w dwóch przypadkach: 1) przy uderzeniu pioruna w konstrukcję wsporcą lub w przewód odgromowy linii, bądź 2) przy uderzeniu pioruna w przewód fazowy.

W przypadku uderzenia pioruna w przewód odgromowy, a zwłaszcza w konstrukcję wsporcą linii napowietrznej, przebiecie przerwy międzyiskrowej izolatora liniowego określane jako tzw. przeskok odwrotny na izolatorze. Przekroczeniem wytrzymałości udarowej izolatora spowodowane jest spadkiem napięcia na impedancji konstrukcji słupa wskutek przepływu prądu udarowego w kierunku od przewodu odgromowego do układu uziemienia. Dużą rolę odgrywa w tym wypadku długość izolatora oraz wartość rezystancji układu uziomu.

Model przeskoku odwrotnego określany jest równaniem opisującym rozwój lidera przeskoku iskrowego wzdłuż izolatora. W postaci zaproponowanej dla opisu przeskoku odwrotnego przez CIGRE [3] i IEEE [5], prędkość rozwoju lidera przeskoku iskrowego opisana jest przy użyciu równania (3):

$$\frac{dL}{dt} = k \cdot u(t) \cdot \left(\frac{u(t)}{g - L(t)} - E_0 \right), \quad (3)$$

gdzie: L – jest chwilową długością wyładowania liderowego [m], g – jest długością łańcucha izolatora liniowego (ang. *gap*) [m], E_0 – jest minimalną, uśrednioną wartością natężenia pola elektrycznego warunkującą rozwój lidera [V/m], k – jest współczynnikiem wyrażonym w [m²/V²/s]. Warunek początkowy dla powyższego równania przyjmuje się jako $L(t=0) = 0$.

Przeskok opisany powyższym równaniem następuje w chwili, w której długość lidera L osiągnie zadaną długość łańcucha izolatorów g .

Zjawiskiem analogicznym w stosunku do przeskoku odwrotnego jest przeskok na izolatorze, który może wystąpić przy uderzeniu pioruna w przewód fazowy linii. W wyniku przeskoku w przerwie iskrowej izolatora występuje wówczas zwarcie doziemne oraz towarzyszący mu prąd następczy wyłączany przez automatykę zabezpieczeniową stacji. W przypadku analizy przepięć pochodzących od uderzenia pioruna w linię fazową, pomija się możliwość wystąpienia przeskoku na izolatorze, który, działając podobnie do ogranicznika przepięć, zmniejsza wartość narażenia napięciowego dochodzącego przewodami fazowymi do stacji rozdzielczej. W ten sposób w obliczeniach przyjmuje się najbardziej srogie warunki przepięciowe, a tym samym wprowadza się do koordynacji izolacji dodatkowy margines bezpieczeństwa.

2.4. Przesła linii napowietrznych wraz z układem uziomowym

Przesła linii napowietrznych modelowane są jako konstrukcje wsporcze linii (słupy) oraz przewody linii: odgromowe oraz fazowe, jedno bądź wielotorowe. Ze względu na znaczne gabaryty konstrukcji wsporczych linii wysokich i najwyższych napięć, w analizie uwzględnia się własności falowe poszczególnych elementów konstrukcji wsporczych (w przypadku linii najwyższych napięć, wysokości słupów przekraczają 100 m). Prędkości propagacji fali w konstrukcji słupa przyjmuje się pomniejszoną w stosunku do prędkości propagacji fali wzdłuż linii odgromowych bądź fazowych.

Jako model układu uziomowego przyjmuje się uproszczony model, który stanowi rezystancja skupiona o wartości kilkudziesięciu omów. Uproszczone podejście pomija zjawiska falowe w gruncie, a także nieliniową zależność rezystancji układu uziomowego od częstotliwości, która wynika ze złożonych zjawisk fizycznych występujących w gruncie w otoczeniu uziomu, a także z efektów starzeniowych uziomu.

Prąd piorunowy przepływając przez uziom powoduje jonizację gruntu w otoczeniu uziomu, zmniejszając efektywną rezystancję przejścia na styku uziomu i gruntu. Pominięcie tego zjawiska stwarza więc bardziej rygorystyczne niż to jest w rzeczywistych układach warunki analizy, a zatem ponownie wprowadza dodatkowy margines bezpieczeństwa w obliczeniach koordynacji izolacji. W modelu układu uziemienia przyjmuje się często wartość rezystancji, przy której dla zadanych wymuszeń oraz dla przyjętego układu stacji i linii, na izolatorach liniowych występują przeskoki odwrotne.

2.5. Ulot

W wyniku wyładowania piorunowego w przewód fazowy linii fala przepięciowa propaguje wzdłuż przewodu w kierunku stacji, zagrażając izolacji zainstalowanych w stacji urządzeń i aparatów. Towarzyszące propagacji fali zjawisko ulotu zmniejsza jej wartość szczytową. Zjawisko to w analizach obliczeniowych jest często pomijane, z uwagi na to, że 1) największe narażenie izolacji linii napowietrznej występuje w miejscu uderzenia pioruna, a zatem jeszcze zanim fala podlegając propagacji doznaje zmniejszenia swojej wartości szczytowej wskutek zjawiska ulotu, 2) największe narażenie izolacji urządzeń i aparatów stacji występuje w przypadku uderzenia pioruna w pierwsze przęsło linii licząc od stacji. W przypadku 2, wartość szczytowa fali przepięciowej podlegając propagacji wzdłuż przewodów fazowych na stosunkowo niewielkiej odległości od stacji ulega tylko nieznacznemu zmniejszeniu (około 10%).

Przyjęcie w obliczeniach uproszczonego modelu układu uziomów w postaci rezystancji skupionej, oznacza więc ponownie wprowadzenie dodatkowego marginesu bezpieczeństwa do uzyskanych wyników obliczeń, a przy tym po-

zwala na uniknięcie stosowania złożonych, nieliniowych modeli uziomu. Trudnością występującą w przypadku zastosowania modelu nieliniowego jest konieczność identyfikacji pomiarowej jego parametrów, w tym częstotliwościowych odpowiedzi układu uziomu na wymuszenia w postaci udarów prądowych.

2.6. Linie napowietrzne i kablowe

Linie napowietrzne i kablowe modelowane są jako wieloprzewodowe linie długie, w których uwzględnia się geometrię układu przewodów odgromowych i fazowych (w przypadku linii napowietrznych) bądź geometrię układu żył roboczych i ekranów (w przypadku linii kablowych). Uwzględnia się również zależność parametrów linii od częstotliwości, a także wzajemne sprzężenia przewodów fazowych i odgromowych.

Ze względu na złożoność oraz częstotliwościowy charakter modeli linii napowietrznych i kablowych, obecność odpowiednich modeli w dostępnych narzędziach obliczeniowych ma decydujące znaczenie dla wyboru narzędzia, które wykorzystywane jest do obliczeń koordynacji izolacji.

2.7. Szyny zbiorcze i połączenia aparatowe

Szyny zbiorcze i połączenia aparatowe reprezentowane są przez odcinki wieloprzewodowych linii długich, przy których modelowaniu przyjmuje się analogiczne zasady jak ma to miejsce przy modelowaniu linii napowietrznych.

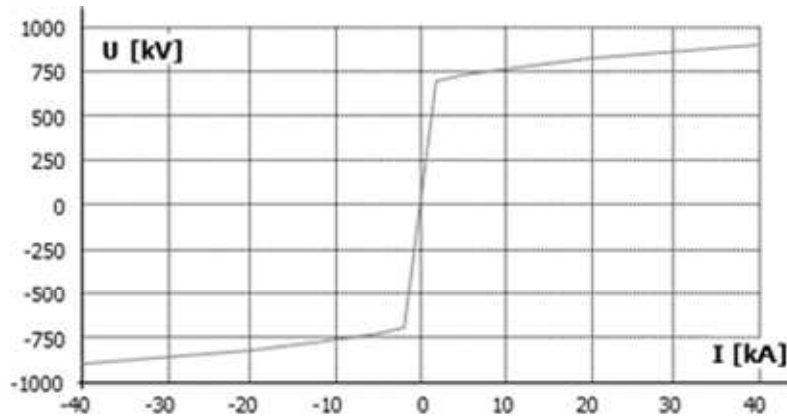
W przypadku linii o parametrach rozłożonych, istnieje zależność pomiędzy długością linii a maksymalnym krokiem czasowym rozwiązania równań modelu (im krótsza linia, tym krótszy jest wymagany krok całkowania równań opisujących linie). Z tego względu, dla odcinków linii o długości poniżej 15 m przyjmuje się model uproszczony w postaci indukcyjności skupionej, o wartości jednostkowej 1 uH/m. W przypadku konstrukcji bramy wejściowej do stacji (ang. *portal, gantry*), jako model przyjmuje się impedancję falową, podobnie jak to ma miejsce w przypadku konstrukcji wsporzecznych linii napowietrznych (z uwzględnieniem różnic w wymiarach) oraz odpowiednio mniejszą wartość rezystancji układu uziomowego stacji w stosunku do układów uziomów konstrukcji wsporzecznych linii.

2.8. Ograniczniki przepięć

Poza instalacją odgromową stacji oraz przewodami odgromowymi linii napowietrznych, jako podstawową metodę ograniczania przepięć stosuje się ograniczniki przepięć, które we współczesnym systemie elektroenergetycznym są ogranicznikami beziskiernikowymi.

Oznacza to, że w ogranicznikach tych następuje płynne przejście od pracy w normalnych warunkach roboczych do stanu ograniczania przepięć. Wartości szczytowe przepięć występujących w systemie elektroenergetycznym są skutecznie obniżane do wartości wynikających z wartości napięć obniżonych ograniczników.

Podstawowy model matematyczny ograniczników beziskiernikowych określa ich charakterystyka prądowo napięciowa, przedstawiona przykładowo na Rys. 4. Rys. 4 przedstawia charakterystykę ogranicznika podaną w danych katalogowych dla udaru prądowego 8/20 us.



Rys. 4. Charakterystyka prądowo napięciowa ogranicznika przepięć dla udaru prądowego 8/20 us, napięcie znamionowe $U_r = 340$ kV, maksymalne napięcie ciągłej pracy MCOV = 272 kV

Fig. 4. Surge arrester current-voltage characteristics for current surge 8/20 us, rated voltage $U_r = 340$ kV, Maximum Continuous Operating Voltage MCOV = 272 kV

Poza modelem podstawowym istnieją bardziej złożone modele ograniczników przepięć, opisujące w pełniejszy sposób złożone zjawiska fizyczne zachodzące w czasie zadziałania ogranicznika. Na Rys. 4 podano przykładową charakterystykę statyczną elementu warystorowego, która w warunkach przepięciowych powinna zostać uzupełniona o elementy pasożytnicze i uwzględnić zachowanie rzeczywiste ogranicznika w warunkach wysokich częstotliwości. Jako przykładowe modele wymienić tu można model grupy roboczej IEEE WG 3.4.11 [7], zawierający dwie statyczne charakterystyki prądowo napięciowe dla różnych przedziałów częstotliwości. Istnieją również modele będące uproszczeniem modelu IEEE, przykładowo: model Pincetti-Giannettoni [8] oraz model Fernandez-Diaz [9].

2.9. Rozdzielnice typu GIS

Szynoprzewody typu GIS modelowane są przy użyciu linii o parametrach rozłożonych, które opisane są parametrami: impedancją falową Z oraz prędkością v propagacji fali elektromagnetycznej wzdłuż szynoprzewodu:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad Z = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (4)$$

Parametry te wyznaczone są przy użyciu zależności (4) na podstawie jednostkowych wartości pojemności C i indukcyjności L linii współosiowej, które z kolei wyrażone są w zależności (5) poprzez parametry geometryczne linii: średnicę zewnętrzną d_1 przewodu prądowego oraz średnicę wewnętrzną d_2 obudowy szynoprzewodu:

$$C_0 = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(d_2/d_1)}, \quad L_0 = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right). \quad (5)$$

Pojemności wzdłużne i poprzeczne elementów rozdzielnic typu GIS mogą być wyrażone poprzez całkę objętościową z gęstości pola elektrycznego E w obszarze V , pomiędzy przewodem prądowym a obudową szynoprzewodu, wyrażoną zależnością (6):

$$C = \epsilon_0 \int_V |\vec{E}|^2 dV. \quad (6)$$

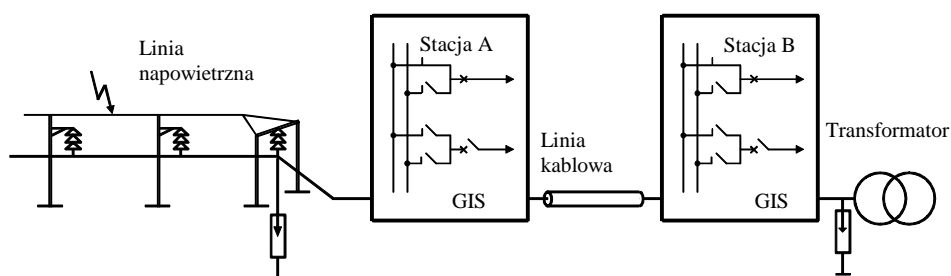
Pojemność wyrażona zależnością (6) może być obliczona przy użyciu metody elementów skończonych (MES). Ocena prawidłowego zestrojenia modelu MES, obejmująca weryfikację doboru siatki obliczeniowej, warunków brzegowych oraz wymuszeń, dokonywana jest poprzez porównanie wartości pojemności obliczonej przy użyciu metody elementów skończonych dla szynoprzewodu GIS o podstawowym, regularnym kształcie, z wartością uzyskaną przy użyciu jawnej, analitycznej formuły (5). Zweryfikowany tą metodą model pozwala na obliczenie pojemności zastępczych dla układów o bardziej złożonej geometrii, dla których nie istnieją zależności analityczne, takich jak połączenia dwóch wzajemnie prostopadłych względem siebie odcinków szynoprzewodu (kolanko) lub układ otwartych styków odłącznika.

Modele bazujące na obliczonych w ten sposób zastępczych pojemnościach skupionych wykorzystywane są do analiz przeprowadzanych dla przebiegów o bardzo stromym czole (według klasyfikacji podanej na Rys. 1), a zatem dla przepięć charakteryzujących się znacznie wyższymi częstotliwościami, niż ma to

miejsce w przypadku przepięć atmosferycznych. W takim przypadku zasadne jest uwzględnienie bardziej szczegółowych modeli stacji GIS, takich jak wspomniane wyżej kolanka oraz układy otwartych styków odłączników.

3. Przykładowe wyniki analizy koordynacji izolacji dla stacji wysokich napięć 380 kV typu GIS

Punktem wyjścia dla analizy narażeń przepięciowych jest schemat jednokreskowy stacji rozdzielczej, parametry konstrukcyjne linii napowietrznych i kablowych, parametry konstrukcji wsporczych linii napowietrznych oraz modele aparatów i urządzeń stacji wraz z doprowadzeniami, w szczególności modele transformatorów oraz ograniczników przepięć.



Rys. 5. Układ stacji GIS wysokich napięć 380 kV przyjęty dla analizy koordynacji izolacji

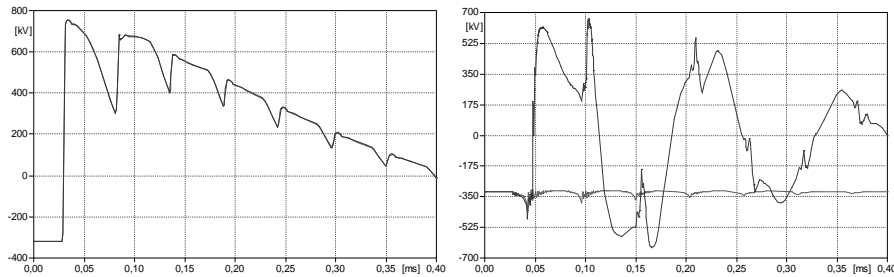
Fig. 5. GIS substation set-up for rated voltage 380 kV assumed for insulation co-ordination analysis

Na Rys. 5 przedstawiono model fragmentu systemu elektroenergetycznego przyjęty dla analizy koordynacji izolacji, zawierający dwie stacje GIS wysokich napięć, każda o napięciu znamionowym 380 kV, połączone linią kablową. Poszczególne elementy modelu stanowią: model systemu w postaci źródła napięcia o częstotliwości 50 Hz, model pięciu przęseł linii napowietrznej, model konstrukcji wsporczych i systemu uzemień, model przeskoju odwrotnego na izolatorze liniowym. Jako wartość szczytową przebiegu prądu pioruna przy uderzeniu w przewód fazowy linii przyjęto wartość 30 kA wyznaczoną przy użyciu modelu elektrogeometrycznego zgodnie z opisem podanym powyżej. Jako wartość szczytową prądu pioruna przy uderzeniu w przewód odgromowy linii przyjęto 200 kA. Założono, że uderzenie nastąpiło w pierwsze przęsło linii, licząc od stacji, w odległości 50 m od pierwszego słupa. Jako model przepustu przyjęto pojemność skupioną. Uwzględniono połączenie linią kablową łączącą stacje A i B. Ogranicznik przepięć w izolacji powietrznej umieszczono na wejściu stacji A, wraz z przewodami doprowadzającymi. Ograniczniki przepięć w izolacji gazo-

wej typu GIS umieszczono pomiędzy stacjami A i B na wejściu linii kablowej oraz na zaciskach transformatora. Jako model transformatora przyjęto pojemność skupioną.

3.1. Analiza przebiegów: wpływ długości linii kablowej na przebiegi występujące na zaciskach wejściowych transformatora

Wynikiem obliczeń w procesie koordynacji izolacji są przebiegi czasowe napięć w wybranych punktach systemu. Na Rys. 6 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć uzyskane dla modelu stacji przedstawionej na Rys. 5.



Rys. 6. Przykładowe przebiegi napięć uzyskane dla modelu stacji przedstawionej na Rys. 5

Fig. 6. Exemplary waveforms of overvoltages obtained for the model of substation shown in Fig. 5

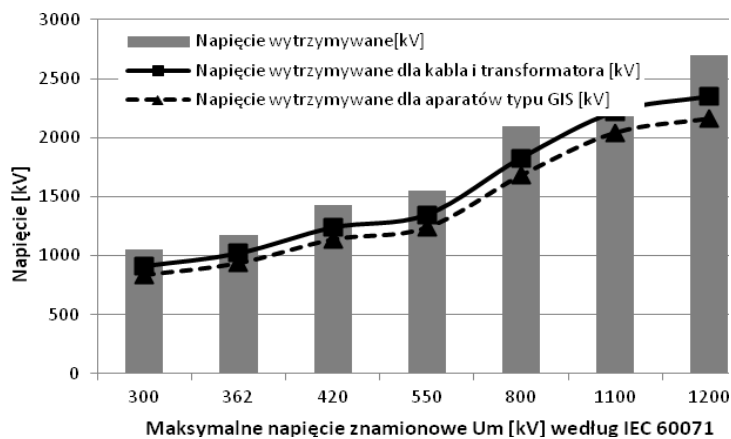
Podstawę koordynacji izolacji, a w szczególności podstawę doboru ograniczników napięć, stanowi odniesienie wartości szczytowych przebiegów napięć do znormalizowanego wytrzymawanego napięcia udarowego piorunowego, określonego w normach IEC [2] i ANSI. Znormalizowane wartości napięcia udarowego przedstawiono na Rys. 7.

Dla przedstawionego na Rys. 5 układu stacji wykonano analizę wpływu długości linii kablowej pomiędzy stacjami A i B na ograniczanie napięć występujących na transformatorze. W wyniku przeprowadzonych obliczeń stwierdzono, że połączenie kablowe w znaczny sposób zmienia narażenia na transformatorze powstałe w wyniku napięć atmosferycznych w linii dochodzące do stacji. Wyniki badań przedstawiono na Rys. 8, gdzie zaznaczono poziomy napięć na tle znormalizowanego wytrzymawanego napięcia udarowego transformatora.

3.2. Weryfikacja doboru ograniczników przepięć

Skuteczność i niezawodność ogranicznika przepięć związana jest z jego zdolnością do pochłaniania i skutecznego odprowadzania energii wydzielonej podczas zadziałania. Po przeprowadzonej analizie koordynacji izolacji przeprowadza się weryfikację doboru ogranicznika przepięć ze względu na obciążenie energetyczne. Analiza polega na ocenie krzywej przedstawiającej energię absorbowaną przez ogranicznik w czasie jego zadziałania i porównanie maksymalnej wartości energii wydzielonej podczas zadziałania ogranicznika z wartością dopuszczalną dla danego typu ogranicznika.

Na Rys. 9 przedstawiono krzywą energii (kolor niebieski) wydzielonej w ograniczniku przepięć opisanym charakterystyką przedstawioną na Rys. 4. Krzywa energii została obliczona dla przebiegu przepięcia (kolor czerwony) powstałego wskutek wyładowania w przewód odgromowy, dla którego przyjęto wartość szczytową udaru piorunowego wynoszącą 200 kA oraz zestandaryzowany kształt udaru 8/20 us. Dla przedstawionego na Rys. 9 przykładowego przebiegu, energia wydzielona w ograniczniku wynosiła 795 kJ, zaś dopuszczalna wartość energii podana w katalogu dla przyjętego typu ogranicznika wynosiła 2356 kJ.



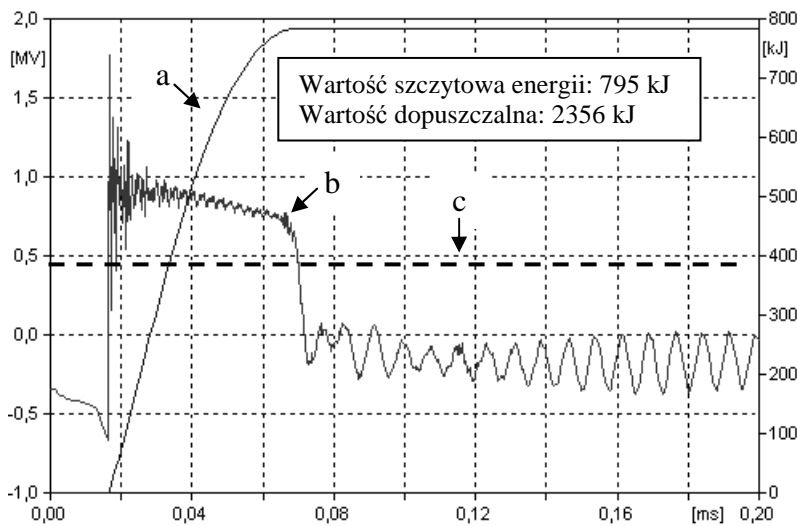
Rys. 7. Znormalizowane wartości wytrzymałego napięcia udarowego (niebieskie słupki), napięcie wytrzymałe po uwzględnieniu współczynników bezpieczeństwa dla transformatorów (czerwone kwadraty) oraz dla aparatów typu GIS (zielone trójkąty)

Fig. 7. Lightning Impulse Withstand Voltage according to IEC (blue boxes), withstand voltage with safety factors for transformers (red line with boxes) and GIS switchgear (green line with triangles)



Rys. 8. Wpływ długości linii kablowej na wartości szczytowe przepięć w miejscu zainstalowania transformatora

Fig. 8. Impact of the cable length on maximum overvoltages in at transformer terminals



Rys. 9 Energia wydzielona w ograniczniku przepięć podczas zadziałania ogranicznika; a) energia, b) przepięcie, c) punkt kolanowy

Fig. 9. Energy dissipated in surge arrester; a) energy, b) overvoltage, c) elbow

Z porównania wynika, że zdolność pochłaniania i odprowadzania energii przez ogranicznik pozwala na jego niezawodną pracę podczas ograniczania przepięć atmosferycznych w przyjętym układzie i przy założonych wymuszeniach.

4. Podsumowanie

W artykule zaprezentowano wybrane aspekty metody koordynacji izolacji wykorzystywane w praktyce projektowania stacji wysokich i najwyższych napięć. Podstawą koordynacji izolacji są obliczenia numeryczne przebiegów przepięć powstałych w wyniku wyładowania piorunowego w linii dochodzące do stacji. Decydujący dla wyboru podejścia numerycznego w obliczaniu zagadnień koordynacji izolacji jest model systemu, którego złożoność nie pozwala na zastosowanie metod analitycznych.

Przedmiotem typowej analizy jest określenie liczby i miejsca zainstalowania ograniczników przepięć oraz długości izolatorów liniowych. W artykule przedstawiono przykładową analizę wpływu długości linii kablowej na wartości przepięć występujących w miejscu zainstalowania transformatora. Przeprowadzona analiza wskazuje, że połączenia kablowe mogą w znaczny sposób zmniejszać narażenia powstałe w wyniku przepięć atmosferycznych.

Literatura

- [1] Nowak W.: Identyfikacja narażeń przepięciowych układów elektroenergetycznych wysokich napięć przy wyładowaniach atmosferycznych, Rozprawy i Monografie, 139, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2005
- [2] IEC TR 60071-4 Insulation co-ordination guide
- [3] CIGRE WG33.0, Guide to procedure for estimating the lightning performance of transmission lines, CIGRE brochure 63, Oct. 1991.
- [4] Eriksson A. J.: An Improved Electrogeometric Model for Transmission Line Shielding Analysis, IEEE Transactions on Power Delivery (Volume: 2, Issue: 3), pp. 871-886, July 1987
- [5] IEEE Modeling and System Transients Working Group, Modeling Guidelines for Fast front transients, IEEE Trans. on PD, 1996, vol. 11, p. 493-506
- [6] IEC 60071-2, Insulation co-ordination, Part 2, 1996
- [7] IEEE Working Group 3.4.11 Modling of metal oxide surge arresters, IEEE Transactions on Power Delivery 1992; 7(1):302-309
- [8] Pinceti P., Giannetoni M.: A simplified model for zinc oxide surge arresters, IEEE Transactions on Power Delivery 1999; 14(2):393-398
- [9] Fernandez F., Diaz R.: Metal oxide surge arrester model for fast transient simulations, International Conference of Power System Transients, IPST 2001, Paper 14, Rio de Janerio, Brazil, June 24-28, 2001.
- [10] Dommel H. W., Meyer W. S.: Computation of Electromagnetic Transients, Proceedings of the IEEE, vol. 62, no. 7, July 1974, pp. 983-993

PRACTICAL ASPECTS OF INSULATION COORDINATION IN HIGH VOLTAGE GAS-INSULATED SWITCHGEAR SUBSTATIONS DUE TO LIGHTNING OVERVOLTAGES

S u m m a r y

In the paper practical aspects of insulation co-ordination analyses are presented for high and ultra high voltage Gas Insulated Switchgear substations. Modeling methods are elaborated for proper selection of overvoltage protection measures, such as surge arresters, overhead lines towers grounding system, and line insulators chain lengths. The methods of lightning surges and substation equipment modeling were presented with special interest in modeling of nonlinear phenomena and high frequency characteristics, allowing for the required accuracy of the simulation results. The results for exemplary insulation co-ordination analysis are presented, showing the cable line impact on the substation overvoltages. The analysis was performed for a Single Line Diagram of an exemplary typical High Voltage GIS substation, for which a typical configuration and parameters of the elements have been assumed: overhead lines, substation apparatus, transformers and surge arresters. For the surge arresters, the analysis of the arresters reliable and efficient energy dissipation was analyzed, which allowed for evaluation and verification of proper selection and operation of the equipment in given voltage stress conditions and the assumed substation layout. The analyses presented in the paper shows that the cable line connections within or between substations have significant impact on overvoltages, which can threaten insulation system of transformers and can also influence selection of number and location placement of the surge arresters.

Keywords: lightning overvoltages, insulation co-ordination, lightning protection, GIS substation, High Voltage

DOI: 10.7862/re.2013.18

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

İlhan TARIMER¹

SELECTED ASPECTS FROM GENERAL ENERGY PERSPECTIVE OF TURKEY

As known fossil fuels sustain its domination at energy sector at least up to 2030, carbon emissions are still in a trend of rise. Since the nuclear energy decreases carbon emissions at electricity production, it is being come up with its front. Renewable energy resources make supplements to energy sector by helps of new technologies. The present paper aims to illustrate the influence of the main factors which affect the of presence energy production and consuming in Turkey.

Keywords: **Energy consuming, energy demand, fossil fuel reserves**

1. Energy consuming, energy demand

By the end of 2005, the world has had the primary energy consuming as 11.430 billion tons equivalent petrol (TEP) which share petroleum is 28%, natural gas is 23%, nuclear energy is 6% and hydraulics is 7% at the primary energy consuming. The International Energy Agency informs that global energy demand will increase to the rate of 60% with a rate of 1.7% until to 2030 and the fossil fuel reserves will be able to meet to the demand. Fossil resources will continue to keep its vitality at the world's energy demand in the future as it keeps today (Table 1) [1].

Table 1. Consumption of fossil resources in the world

	Share of consumption (%)	Proven reserves	Duration to meet the need (year)
Petroleum	36	163.6 billion tons	40.6
Natural gas	23	179.83 trillion m ³	65.1
Coal	28	1 trillion tons	200

¹ İlhan Tarimer, Muğla Sıtkı Koçman University, Turkey, Kotekli Kampüsü, 48170, Muğla / Turkey, itarimer@mu.edu.tr

The petroleum will keep its feature that it is the most consumed energy at the period. The natural gas will become an energy resource in which it will have the most increase in demanding. The energy demand at past has been originated from the developed countries mostly. Nowadays, China and India also have participated to those countries.

While world's petroleum consumption was 84.7 million barrels, it is being expected that it would become 97 million barrels/days in 2015, and 118 million barrels/days in 20130. It is being expected that the production of natural gas of the year 2000 will be two folds of 2080 Mtep in 2030 by high demand of West Europe. Rapid industrialization and the increased environmental pollution have raised the demand to natural gas since the second half of 20th century. Nowadays, the world is in an addicted to natural gas. The estimated coal reserve is 1 billion; it is a kind of a hydrocarbon that its consumption has increased rapidly. World coal consumption has been 3177.5 MTEP in 2007. Total energy consumption which is obtained from hydraulic resources is 709.2 Mtep at the world. As of 2007, the 442 nuclear units are being operated worldwide, and total installed power is 370.000 MWs. Nuclear energy plants meet the needs of world electricity up to 15% [2].

It is being estimated that the world's primary energy supply would attain to 16.500 billion TEP in 2030. In this supply, it is being estimated that petroleum would take a share of 35%, natural gas would take a share of 24%, coal would take a share of 22%, renewable energy resources would take a share of 12%, nuclear would take a share of 5%, hydraulic resources would take a share of 2%. The Middle East has the biggest reserves at petroleum, the Middle East and Central Asian Countries have the biggest reserves amongst the fossil fuel reserves in the world. The Table 2 shows that periods of fossil fuel reserves to be used as years.

Table 2. Periods of world fossil fuel reserves to be used: (Year)

Region	Petroleum	Natural	Coal
North America	12	10	231
Central and South America	41	52	269
Europe and Eurasia	22	60	241
Middle East	81	100	399
Africa	32	88	270
Asia and Oceania	14	41	92
Total world	41	65	200

Energy consumption forces Turkey's industrial growing. Turkey is one of the leader country by means of the growing economy. As result of this Turkey's industry, business, and general economy are one of the highest growing in the world amongst the developing countries [8].

2. Energy needs of Turkey

The 72% of producible energy reserves of the world take places in geography close to Turkey. Our country is one important neighbor of the countries which have the proven petroleum and natural gas reserves in the world. Turkey keeps a natural energy corridor between Caspian, Central Asia, Middle East countries and consumer markets in Europe.

Turkey is a developing country and having the increased population. Turkey is also such a country which its energy and electricity consumptions increase rapidly. The 0.9% of world primary energy consumption is being consumed in Turkey solely. We cannot say that Turkey hasn't got yet significantly energy consumption worldwide. The primary energy consumption of our country has been realized as 27.4 million TEP in 2007. When we look at distribution of energy production based upon the resources, we see that the lignite has a share of 49%. Our primary energy consumption has been as 107.6 million TEP in 2007. The energy consumption has been realized as petroleum 31%, natural gas 31%, anthracite (pit coal) 15% and lignite 12% in 2007.

The figures below (a) shows the map of electricity grid of Turkey, (b) a picture of newly constructed hydroelectric dam and (c) a section which was taken from the national grid.



Fig. 1. (a) Turkey national grid map, (b) Caykara hydroelectric dam, (c) Towards to green energy lines

Our country's petroleum and natural gas reserves are extremely restricted, vice versa coal reserves are high as amount. Nevertheless most of our coal reserves are scattered as geographical, are removed from mines as low quality, high cost, and with environmental problems. Our hydraulic resources are not enough within a long-term. By means of those reasons, we can say that Turkey

is addicted to outside. Therefore, the money paid to energy import is being increased. This amount is increased to \$ 35 billion in 2008.

Energy sector is a sector that it requires an investment 130 billion dollars until to 2020. The needed investments will be made by the private sector as much as possible the legal arrangements are made.

3. Primary energy production and consumption in Turkey

Though Turkey is not enough in terms of primary energy resources, our country has got important self-resources in terms of lignite and hydroelectricity. The most important energy resource of Turkey is the lignite reserves in Elbistan. Our country's coal reserve, geothermal and hydraulics potential are about 1% of world resource presence. The potential of 130.000 GWh/year at hydraulics energy is being used approximately 65%. The other renewable resources' share is 1% within total energy consumption [3].

The lignite has an important share amongst the energy resources which Turkey has. The 1.6% of world total lignite reserves are being obtained in our country. Unfortunately, the calorific value of 69% reserves are less than kCal/kg; the calorific value of % 29 reserves are in between 2000–4000 kCal/kg and % 2 reserves are 4000 kCal/kg. Since the calorific values our lignite reserves are low, the huge amount of them is being used as thermic plant's fuel.

The most important lignite areas are Afşin–Elbistan, Yatağan–Muğla, Soma–Manisa, Tunçbilek–Seyitömer–Kütahya, Beypazarı–Ankara and Sivas basins. The lignite production in 2007 has been realized as 72 million tons and its share in total energy consumption has been occurred as 12%. The installed power of thermic plant stations based upon lignite is 8211 MWs and this is corresponded to the 20% of total installed power according to data of 2007.

The anthracite reserve of our country is 1.33 billion tons. The rich coal resources (anthracite) of Turkey extend along the coastline from Ereğli to Amasya. It is known that there are coal reserves around Taurus and Diyarbakır too. In Turkey, 2.5 million tons of anthracite has been produced, 23 million tons has been imported in 2007. It is expected that production of anthracite would rise to 4.7 million tonnes, and anthracite import would become as 128 million tonnes in 2020. The anthracite are being consumed approximately 20% in iron-steel industry in Turkey.

Annual petroleum production of Turkey has been realized 2.2 million tons in 2007. Our country's petroleum consumption is about 32 million tons. It is expected that it would reach to 69 million tonnes in 2020. As far as the known petroleum regions concerned, it is considered that 41 million tons producible petroleum are waited for taking from the ground. Therefore, it is seen that petroleum import keeps a significant increase. Turkey imports petroleum from Saudi

Arabia, Iraq, Iran, Russia and Syria. Turkey operates two different pipe-lines between Iraq–Turkey and Baku–Tbilisi–Ceyhan.

The 2007 year's natural gas production of Turkey has been realized as 900 million m³. Since domestic production is not enough, Turkey imports natural gas from 1987 to the date, from Russia dominantly, and other countries as rising amounts. 36 billion m³ natural gas have been imported in 2007. The 54% of the consumed natural gas was used in electricity plants, 23% of the consumed natural gas was used at homes, and 23% of the natural gas was used in industry. Since 1988, natural gas is being used in heating houses and for electricity production in industry, in Ankara; since 1992, it is being used in Istanbul, Bursa, Eskişehir and Izmit cities. At the end of 2009, using natural gas in our country is being expanded to all over Turkey, with extending 10.000 km natural gas distribution lines.

In our country there are several natural gas pipelines projects such as “Şahdeniz, Egypt–Turkey, Iraq – Turkey, Turkey–Greece, Turkey–Greece–Italy and Turkey–Austria”. Hence, it is being aimed that gas to be produced in resources of Caspian and Middle East would be moved to Cenral and West Europe countries together with transit countries.

As of the year 2007, Turkey's installed power is about 40.836 MWs. It is being expected that our country's electricity demand would become about 500 billion kWh in 2020. This needs to have a 96.000 MWs installed power as well. Turkey produced its electricity as 50% from natural gas, as 28% from coal, as 19% from hydraulics, and as 3% from liquid fuel in 2007. Turkey still needs to have new plant investments about \$ 17.7 billion until to 2020.

Turkey has a share of 1.53% hydroelectric potential at world. However hydroelectric production is beneath some countries such as Norway, France, Sweden and Italy, its economic potential comes at the second order after Norway. The hydroelectric energy met to 19% of total electricity energy of Turkey in 2007. As of the year 2007, Turkey's presence installed hydraulic power is 13.418 MWs, and there is still 34.000 MWs hydroelectric potential which waits for progressing.

As of the year 2020, the 85% of economic hydroelectric potential will be installed. It is being expected that Turkey's electricity energy demand would attain to 500 TWh, and at least 25% of this would produce by means of hydroelectric potential's progress in 2020.

4. Other, ecological energy resources

Bio-mass energy comes at beginning of resources which might be used for providing energy without environmental pollution. Corn, wheat, herb, grass, moss, sea algae, animal droppings, manure and industrial wastes (fruit and vegetable residues) are main resources for bio-mass. These resources compose 5% of

primary energy consumption and 35% of energy consumptions at houses. Bio-mass which is main origin of plants and live microorganisms generally stores sun energy by photo-synthesis. During energy producing from bio-mass, environment will be kept in terms of CO₂ release. Plants are not only food resource but also environment-friendly inexhaustible sources of energy. Turkey's bio-gas potential is 8.6 million TEP, 6 million TEP of this is being used for heating aims. Turkey's bio-gas production potential is being estimated as 1.5–2 billion m³/year. Turkey takes place within the countries which they are luckiness in terms of geothermal energy. Turkey has got more than 600 which their temperatures reach up to 100 °C.

House and green-house heating based upon geothermal energy in Turkey develops rapidly. According to datas of Research Institute of Mining Etude and Research (MTA), Turkey's proven thermal capacity 3.348 MWs. Our possible geothermal potential is 31.500 MWs. In 2007, supplement of geothermal energy to total primary energy resources supply has been 1 million TEP.

In Turkey, 20 firms got their licences for producing electricity from geothermal yet; 7 of these installed electricity production plant; the 16 new licence applications have been taken to examination as well. Turkey's installed power capacity is almost 465.69 MWe; 114.2 MWe power is being obtained from the geothermal plants which are at operations. When the 16 licence applications result, a 327.95 MWe power supply will emerge.

Our country is lucky one regarding to sun energy potential in terms of geographical position than the others. Turkey's technic sun energy potential is about 76 MTEP. It has been calculated that yearly total sunshine duration would become 2640 hours (daily 7.2 hours), sun energy density would become 3.6 kWh/m² according to studies made by Renewable Energy General Directorate of Turkey.

Sun energy collectors are being widely used for heating water at South and West regions of Turkey. There are already 12 million m² installed collector areas and it is being expected that these areas would increase up to 35 million m².

Where the electricity transmitting isn't presence, there are photo voltaic applications bigger than 1500 kW. Increase at utilities of photo voltaics are being expected in Turkey by cost decrease and efficiency rise.

Wind speed must be 7 m/s or greater than this value for an economic wind energy plant. It has been identified that yearly mean value of wind speed for 50 meters height from sea level is 8.5 m/s and wind energy potential for the heights which are more than 50 meters is at least 4.800 MWs. It is being seen that the huge amounts have been made at wind energy investments in Turkey. Today, wind plant stations' installed power connected to the grid is over 400 MWs.

Hydrogen is the most basic and the most abundant element of the universe; it is colorless, odorless, 14.4 times lighter than air, and completely non-toxic gas. It is also fundamental energy resource of the universe. Hydrogen (H₂) gas is

stored as liquefying at -253°C . Hydrogen is found as in compounds at nature. Its most known compound is water.

Apart water vapors, none of gas which pollutes environment and increases green-house effect and harmful chemicals are not produced during obtaining energy from hydrogen. Even though hydrogen gas is obtained by different methods, it is able to be produced from wind, wave, and bio-mass as well.

There is a progress trend in fuel-cell technology in which hydrogen is used as fuel at world. Hydrogen fuel-cells are used not only for mobile applications such as portable computers, cell phones, but they are also suitable energy suppliers for electricity plant stations.

Last 2 decades, nuclear energy has been mostly discussed subjects at our country's energy sector. As of the year 2007, there are 442 nuclear power stations and the installed power meets the 15% of world electricity needs. There are almost 76 nuclear reactors in 11 countries which are located around Turkey.

Akkuyu Nuclear Power Stations will be constructed near to Mediterranean Coast in Mersin city. A contract regarding to constructing and operating a nuclear power station at Akkuyu region between Turkey Republic and Russia Federation Government has been signed on the 12th of May 2010 in Ankara. The power station consists of 4 power units which each of them has 1200 MWe. When Akkuyu NPS is constructed, it is planned that 35 billion kWh electricity energy would be produced approximately at 1 year. The Fig. 2 shows the nuclear power stations to be build in Turkey [6].



Fig. 2. Sinop and Akkuyu nuclear power stations

5. Energy efficiency

Energy efficiency means that it prevents energy losses, it valorizes or re-gain every waste, or it decreases energy consumption without declining quality and performance by using new technologies. Energy efficiency is a kind of tool that it represents the primary energy amount consumed per domestic gross product and it is used for persuading and comparing energy efficiencies at world. To

ensure energy efficiency; it is necessary to avoid the energy losses in gas, steam, heat, air, and electricity; to recycle, and to evaluate a variety of waste; to reduce energy demand and the need, to lower output by advanced technology. It is generally presented as consumed TEP amount per \$ 1.000 domestic gross product. The below Table 3 shows Turkey's electricity consuming between the years of 1999 to 2012.

Table 3. Periods of world fossil fuel reserves to be used: (Year)

Years	1999	2000	2001	2002	2003	2004	2005
Consumption (MWh)	91.20	98.30	97.07	102.95	111.77	121.14	130.26
	2006	2007	2008	2009	2010	2011	2012
	144.09	155.14	161.95	156.89	162.23	166.78	172.14

As seen from Table 3, Turkey's energy consumption has been realized as 91.20 MWh in year of 1999. In terms of 5 years periods, it has been seen as 121.14, and 156.89 respectively in 2004 and 2009. In the year of 2012, it is seen that the electrical consumption grow till to 172.14 MWh.

What energy efficiency is low in a country means that the consumed energy per domestic gross product is low, as result of this it is meant that energy is used as efficient [4]. Turkey's energy density is 2 fold of OECD average, and energy consumption per person is still around 1 over 4 of OECD average.

6. Conclusions

The energy density concept is the most reliable and accurate parameter in definition of the development. Development can be measured by creating more economic value with using less energy. The main indicator is to reduce energy density in using energy efficiently. Our country's average energy consumption per capita is about 1/5 of the ratio in OECD countries. Energy density is about two fold of the OECD average. Despite the works done, our country's energy density has not been declining trend. According to data from the International Energy Agency, the energy density of the developed countries is between 0,09 to 0,19 but our country is 0,38. To ensure efficient use of energy in Turkey, the Energy Efficiency Law No. 5627 came into force and published in Official Gazette dated May 2, 2007.

In our country, there is an energy savings potential of around 20-30% in the industries which use energy intensively. The goal is to reduce Turkey's energy density as of 15% until the year 2020. For this the various measures are taken for energy efficiency in the buildings' heating & cooling, lighting and appliances, household appliances, transportation and in the industrial sector.

References

- [1] BP Statistical Review World Energy, 2007.
- [2] IEA Key Energy Statistics, 2007.
- [3] Works Related with energy Efficiency in Turkey, EİE.
- [4] <http://www.ibt.gov.tr/sites/aydinlatmaenerji/Pages/EnerjiVerimliligi.aspx>
- [5] V. Yigit, Estimation of Turkey's Netto Electricity Energy Consuming Until to the Year of 2020 via Generic Algorithm, International Journal of Engineering Research and Development, Vol.3, No.2, June 2011.
- [6] http://www.zaman.com.tr/ekonomi_sinoptaki-nukleer-santralin-son-iki-unitesini-turk-muhendisler-yapacak_2086753.html.
- [7] <http://memurnethaber.com/2013/05/08/bakan-yildiz-turk-japon-nukleer-anlasmasini-degerlendirdi/>
- [8] I. Tarimer, Smart Electricity Grids, Draft Lectures in Mugla University, 2013

WYBRANE ZAGADNIENIA DOTYCZĄCE PERSPEKTYW ENERGETYCZNYCH TURCJI

Streszczenie

Jak wiadomo, paliwa kopalne utrzymać będą swoją dominację w sektorze energetycznym, co najmniej do roku 2030. Emisja dwutlenku węgla nadal, więc będzie posiadać tendencje wzrostowe. Zastosowanie energii jądrowej zmniejszy emisję dwutlenku węgla podczas produkcji energii elektrycznej, a zatem jej udział na rynku powinien się zwiększać. Dzięki wykorzystaniu nowych technologii źródła odnawialne mogą być uzupełnieniem w sektorze energetycznym. Niniejszy artykuł ma na celu przedstawienie głównych czynników wpływających w Turcji na produkcję i konsumpcję energii.

Słowa kluczowe: energochłonność, zapotrzebowanie na energię, rezerwy paliw kopalnych

DOI: 10.7862/re.2013.19

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

İlhan TARIMER¹
Carlo MAZZETTI²
Bolesław KUCA³
Zdobysław FLISOWSKI⁴

CONSIDERATIONS ON EFFICIENCY FOR INTERNAL LIGHTNING PROTECTION

An ordinary life area has numerous structures, systems, buildings, objects and components that are susceptible to lightning strikes. The effects of strikes can include actuation of safety systems, and loss of living areas. Protection of critical structures and applying necessary protection measures should be determined in terms of risk, completely risk management. The paper deals with results of investigation on efficiency of internal protection. The attention has been paid to the efficiency of the shields and to their kinds, arrangement, equipotential bonding and grounding according to the concept of lightning protection zones (LPZ).

Keywords: internal lightning protection, surge protection devices, risk management.

1. Introduction

As it can be observed the present-day structures are progressively equipped with electrical and electronic devices, which – due to their sensitivity to lightning electromagnetic impulses – need to be protected with increasing level of efficiency, so a new task for lightning protection measures appears and should be considered with great attention. External LPS [1] is usually not sufficient and special protection measures as additional shields or screens, wiring routing, equipotential bonding, surge protection devices (SPDs), and so on, have to be adopted [2], [3].

¹ İlhan Tarimer, Muğla Sıtkı Koçman University, Turkey, Kotekli Kampüsü, 48170, Muğla / Turkey, itarimer@mu.edu.tr

² Carlo Mazzetti, University of Rome, Italy, mazzetti@elettrica.ing.uniroma1.it

³ Autor do korespondencji/Corresponding autor: Bolesław Kuca, Warsaw University of Technology, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, Poland, +48 22 234 75 59, kucab@en.pw.edu.pl

⁴ Zdobysław Flisowski, Warsaw University of Technology, Poland, zdobyslaw.flisowski@acn.waw.pl

The protection of electrical and electronic systems in buildings and structures against surges resulting from the lightning electromagnetic pulse (LEMP) is based on the principle of Lightning Protection Zones (LPZ) [4]. The efficiency of protection against LEMP depends not only on the kind of a measure applied but also on the way of its performance [5]. To reach an optimal protection, one should follow the concept of lightning protective zones (LPZs), according to which the hazard for sensitive equipment decreases with increasing number of a zone. Lightning interception points create the boundary between the external zones LPZ 0_A, LPZ 0_B and the first internal one LPZ 1 (Fig. 1). Inside LPZ 1 an additional zone (LPZ 2) or more, if needed, may be selected. The shield or screen around LPZ 1 is commonly obtained by means of interconnected conductors, which as natural elements are distributed along the walls, roof and foundations of a structure or as special elements are integrated into the LPS cage. Screens positioned around the successive internal zones may have similar spatial construction and should be interconnected and bonded with the LPS cage.

Incoming lines should be also bonded with LPS and screens by means of SPD and bonding bars. Entire arrangement as considered in Fig. 1 should be well grounded. In this way the protection of electrical and electronic equipment against direct LEMP and its influence by means of incoming lines will be obtained. There is only a problem of efficiency of such protection. Lightning electromagnetic fields penetrating every successive zone should be reduced at zone boundaries by their grid like spatial screens but there is no simple relation between efficiencies for single and combined shields and it needs to be investigated.

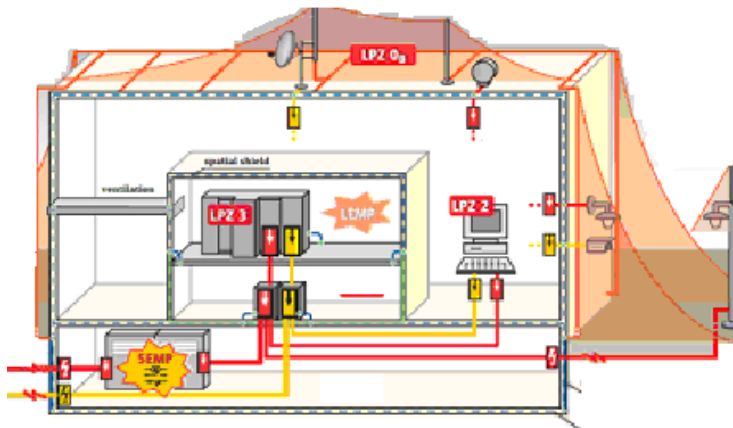


Fig. 1. Lightning protection zones concept according to IEC 62305-4

2. LEMP protection management

A shield or screen may be natural one, consisting of constructive parts of a structure (its walls, roof and foundations) or may be installed together with the structure(s) against LEMP. For new buildings and structures, optimum protection of electronic systems can only be achieved with a minimum of expense if the electronic systems are designed together with the building and before its construction. In this way, building components such as the reinforcement, the metal bars and metal supports can be integrated into the LEMP protection management.

For existing buildings and structures, the cost of the LEMP protection is usually higher than for new buildings and structures. If, however, the LPZs are chosen appropriately and existing installations are used or upgraded, the costs can be reduced.

The risk analysis for LEMP protection is required in accordance with IEC 62305-2. This can only be achieved with the measures taken by lightning protection expert, and he/she must be in close coordination with other engineers.

3. Calculation of the magnetic shield reduction at building shielding

Lightning current and the associated electromagnetic field represent the primary source of interference for devices and installations requiring protection in a property. Figure 2 shows the principle of how lattice structures work.

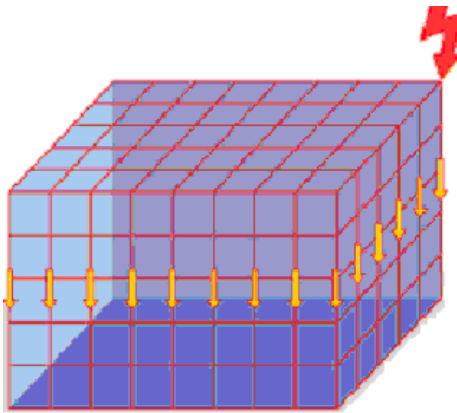


Fig. 2. Reduction of the magnetic field by means of lattice shields

In the case, in which the conductive elements of a structure construction don't exist or are not sufficient in order to shield the LEMP-sensitive equipment, the structure should be equipped with a special shielding arrangement as shown in Fig. 1. Usually, it may be an external LPS cage with increased density of air termination conductors and down conductors, but in special cases a multiple cage should be taken in account. Screening cages, both natural and specially built, have to assure their efficiency compatible with immunity of the equipment.

The shielding effect of lattice-shaped shields in the event of direct lightning strikes is shown in Figure 3, and magnetic field caused by direct lightning strike can be calculated using the formula shown in Eq.1.

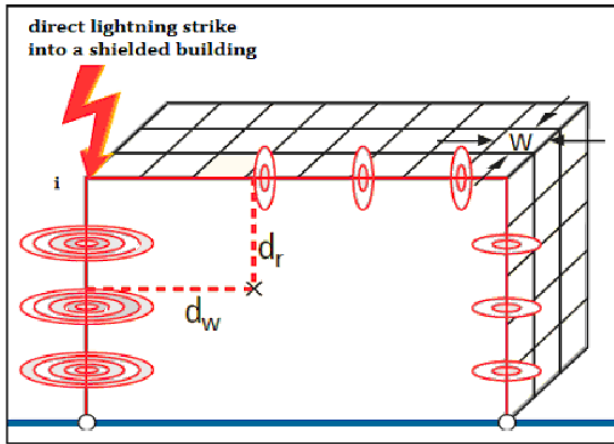


Fig. 3. Magnetic field at a lightning strike

$$H_1 = k_h \cdot i_0 \cdot \frac{w}{d_w \cdot \sqrt{d_r}} \quad (\text{A/m}) \quad (1)$$

where: i_0 is lightning current in LPZ 0_A, H_1 is magnetic field density, and k_h is written as (kV/A√m).

Fig. 3 is based on the fact that the lightning strike can happen at any point on the roof. The values calculated for the magnetic field apply to the safety volume V_S inside lattice-shaped shields, which are defined by the separation distance $d_{s/l}=w$. This is shown in Fig.4.

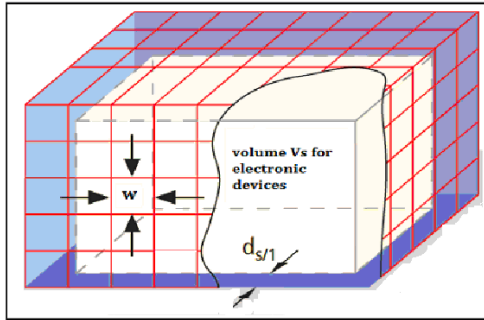


Fig. 4. Volume for electronic devices within LPZ 1

As shown in Fig. 4, the safety volume takes into account maximum values of the magnetic field strength directly at the lattice structure, a factor which the approximation formula does not sufficiently take into account. IT devices may only be installed inside of volume V_s .

4. Calculation of strike effects in lattice-shaped shields

There is no different approach to the evaluation of screening efficiency of natural screens and of the screens especially installed. In both cases the calculation procedure cannot be very exact and allows obtaining only approximated results. According to this procedure the screening factor S may be defined in relative values as given in Eq. 2.

$$S = \frac{H_0}{H} \quad (2)$$

or in decibels as a screening efficiency as given in Eq. 3.

$$S_{dB} = 20 \log \frac{H_0 A}{H} \quad (3)$$

Sometime it is reasonable to apply converse factor as a field reduction factor as given in Eq. 4.

$$K = \frac{1}{S} = \frac{H}{H_0} \quad (4)$$

where: H_0 – field without screen; H – field inside the screen in the same place as H_0 in relation to the lightning channel.

From theoretical point of view the resulting screening efficiency S_{dB} (in decibels) is the sum of efficiencies of individual screens as following factor as given in Eq. 5.

$$S_{db} = S_{1db} + S_{2db} \quad (5)$$

The values of S_{dB} , S_{1dB} , S_{2dB} depend on the reciprocal position of the structure and the channel of lightning strike. The value of S_{dB} shows the sum of the individual screens.

Figure 5 shows the principle how a steel reinforcement can be developed into an electromagnetic cage (hole shield).

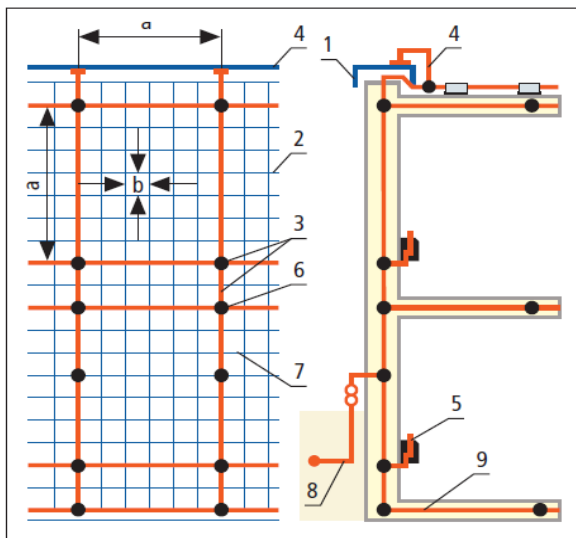


Fig. 5. Reinforcing rods at shielding

The marked terms are given as 1–metal cover, 2–steel rods, 3–intermeshed conductors, 4–connection of the air termination system, 5–internal equipotential bonding bar, 6–connection capable of carrying lightning currents, 7–connection, 8–ring earth electrode, 9–foundation earth electrode.

This meshed network is connected at the crosspoints, by means of clamps. As seen from Fig.5, the dimensions $a \leq 5 \text{ m}$ and $b \leq 1 \text{ m}$.

Two cases of lightning strike have been taken into considerations as nearby strike, and direct strike. In the second case the strikes into the upper corner of the structure and into its centre are taken in account.

Nearby strikes

In the case of nearby strike, the calculation of the shielding effect of lattice-shaped shields for nearby lightning strikes is explained more in detail by Figure 6. The formation of the electromagnetic field whose reduction in field strength is indirectly proportional to the distance S_a magnitude of the magnetic field inside a protected volume, e.g. lightning protection zone LPZ 1 can be described by the quality of the shielding.

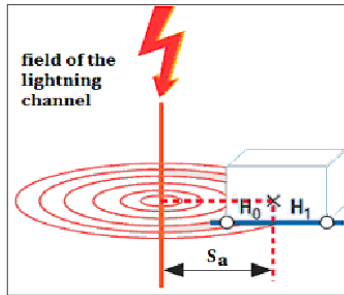


Fig. 6. Magnetic field at a distance lightning strike (IEC 62305–4)

The magnetic field at this distance may be assumed to be uniform and equal as given in Eq. (6)–(7) without and with shield.

$$H_0 = \frac{i}{2 \cdot \pi \cdot S_a} \tag{6}$$

$$H_1 = \frac{H_0}{10^{SF_1/20}} \tag{7}$$

where: i – maximum value of lightning current, and SF – the shielding factor.

The shielding factor can be calculated from the tables according to IEC 62305–4. However the distribution of this field in the structure will be changed by its natural metallic elements or by a specially installed grid like screen. It is due to coupling of the elements with lightning channel and due to induced currents in these elements. As a result the values of magnetic field in different points of the structure may be much less than H_0 but also the case of field amplification is not excluded. Every side of the cage has been equipped with additional conductors uniformly distributed between edges.

Direct strikes

The situation becomes complicated, when the cage is struck by lightning and its current is distributed between several conductors. It is very difficult to define the screening efficiency S_{dB} because for the case without the cage the magnetic field and its effects are quite virtual. There is no distribution of the lightning magnetic field without the cage.

To avoid the difficulty connected with the definition of screening efficiency it was assumed that lightning channel has been prolonged vertically from the interception point to the earth surface as if the cage was not conductive one or simply not present one. It means that in the case of lightning strike into the interception point of such “not conducting cage” the channel should be located in the vertical line passing through this point.

Proposed evaluation

An observation of results obtained from performed investigations and calculations allows to state that there is a certain relation between the number of conductors in shielding cages and shielding efficiency. On the back ground of this observation it is possible to express the shielding efficiency in terms of distance w between down conductors of shielding cages.

5. Conclusions

The efficiency of the screens should be coordinated with the immunity of structure equipment. Investigations and considerations on efficiency of the screens applied for protection of sensitive equipment against LEMP allow to formulate the following conclusions:

- the screens used for protection structure equipment against influence of lightning magnetic field should be selected and installed according to the LPZ concept;
- internal shields at the boundary between LPZ 1 and LPZ 2 should be applied, when the efficiency of external screens are not sufficient;
- the efficiency of internal screen is less than that of external one with similar construction;
- values of screening efficiency depend on the conductor number in complicated way but there is a possibility to formulate its general approximation;
- investigations on shielding efficiency should be continued.

References

- [1] IEC 61024 series: Protection of structures against lightning.
- [2] IEC 61312-1-1995-02: Protection against Lightning Electromagnetic Impulse. Part 1: General Principles.
- [3] IEC 61312-2-1998-08: Protection against Lightning Electromagnetic Impulse (LEMP). Part 2. Shielding of structures, bonding inside structures and earthing.
- [4] DEHN + SÖHNE GmbH + Co.KG., "Lightning Protection Guide", 2nd updated edition, ISBN: 3-00-015975-4, Germany, 2007, p. – 328.
- [5] Mazzetti C., Kuca B., Flisowski Z., "On Efficiency Of Gridlike Spatial Shields As A Measure Of Internal Lightning Protection System",
- [6] IEC 62305-4 Series.

ROZWAŻANIA NA TEMAT EFEKTYWNOŚCI WEWNĘTRZNEJ OCHRONY ODGROMOWEJ

Streszczenie

Na obszarze zabudowanym znajdują się różne budynki i inne obiekty, które mogą być narażone na wyładowania atmosferyczne. Efektem tych wyładowań może być uruchomienie systemów zabezpieczeń oraz straty na obszarach zamieszkałych. Ochrona ważnych obiektów i zastosowanie środków ochrony powinno być określone w odniesieniu do wyznaczonego ryzyka. W artykule przedstawiono wyniki badań związanych z efektywnością wewnętrznej ochrony. Uwagę zwrócono na efektywność ekranów i ich rodzaje, wyrównywanie potencjałów i uziemienie zgodne z koncepcją strefowej ochrony odgromowej.

Słowa kluczowe: wewnętrzna ochrona odgromowa, ograniczniki przepięć, zarządzanie ryzykiem

DOI: 10.7862/re.2013.20

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Grzegorz TOMASZEWSKI¹

OCENA EFEKTYWNOŚCI PRZETWARZANIA ENERGII POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO W UKŁADZIE P2110 DLA PASMA UHF

Celem artykułu było przedstawienie wyników badań oceny efektywności przetwarzania energii pola elektromagnetycznego w układzie P2110 firmy Powercast. W ramach omawianego zagadnienia ujęto aspekty związane z pozyskiwaniem małych ilości energii do zasilania autonomicznych układów elektronicznych o zmniejszonym zapotrzebowaniu na moc. Potencjał energetyczny otaczającego środowiska, eliminacja zagrożeń środowiskowych, a także wzrost funkcjonalności nowoczesnych systemów elektronicznych są istotnymi czynnikami przemawiającymi za opracowaniem efektywnych rozwiązań w zakresie pozyskiwania, przetwarzania oraz gromadzenia energii. Technika pozyskiwania/recykulacji energii (*Energy Harvesting*) znajduje zastosowanie w wielu różnych obszarach aktywności społeczno-gospodarczej człowieka. Na przestrzeni ostatnich lat w środowisku obserwuje się wzrost poziomu pól elektromagnetycznych, których źródłem są różnego rodzaju systemy radiokomunikacyjne. Przenoszona przez nie energia może zostać pozyskana i wykorzystana do celów niezwiązanych z funkcjonowaniem wspomnianych systemów. Obecnie brak jest efektywnych rozwiązań pozwalających na przetwarzanie energii pól o bardzo niskich poziomach przy dużym zakresie zmienności tych poziomów. Jednym z nielicznych komercyjnie dostępnych struktur realizujących taki proces jest układ P2110. W niniejszym artykule przedstawiono sposób doświadczalnego wyznaczenia sprawności przetwarzania energii przez taki układ za pomocą metody, która nie wymaga użycia zaawansowanej aparatury pomiarowej. Na potrzeby badań wygenerowano sztuczne pole elektromagnetyczne, w którym umieszczono układ pozyskujący energię – P2110. Zmiana odległości pomiędzy anteną generującą pole elektromagnetyczne, a układem P2110, umożliwiła realizację pomiarów i ocenę wpływu poziomu mocy wejściowej na sprawność przetwarzania energii w warunkach zbliżonych do rzeczywistych - aplikacyjnych. Wyniki pokazują, że układ osiąga relatywnie dużą sprawność dla poziomu mocy wejściowej wyższego niż -7 dBm. Istotny wpływ na sprawność przetwarzania ma również wartość rezystancji obciążenia. Wzrost obciążenia powoduje obniżenie wartości tego parametru.

Słowa kluczowe: pozyskiwanie energii z pola elektromagnetycznego (UHF), konwersja energii, sprawność przetwarzania energii, układ pozyskiwania energii

¹ Grzegorz Tomaszewski, Politechnika Rzeszowska, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17-865-1239 w. 559, gtom@prz.edu.pl

1. Wprowadzenie

Postęp techniczny i technologiczny jest czynnikiem warunkującym ciągły rozwój autonomicznych systemów elektronicznych. Przenośne urządzenia, cechujące się zmniejszonym zapotrzebowaniem na moc, zwykle zasilane są z tradycyjnych źródeł energii - ogniw elektrochemicznych, zwanych bateriami, akumulatorami itp. Cechą charakterystyczną tego typu urządzeń, w stosunku do klasycznych (zasilanych z sieci elektroenergetycznej), są zmniejszone rozmiary. Bariery istotnie ograniczającą rozwój oraz możliwości aplikacyjne autonomicznych systemów elektronicznych jest energia niezbędna do ich działania.

Dominującym źródłem energii dla większości małych, autonomicznych energetycznie systemów elektronicznych są ogniwa elektrochemiczne. W ostatnich latach można zaobserwować znaczący rozwój z zakresie technologii elektronicznych. Wymagania współczesnych układów scalonych na zapotrzebowanie na energię, niezbędną do prawidłowego ich działania, maleją. To stwarza możliwości realizacji wielu układów (systemów), w pełni autonomicznych, które są w stanie pracować bez zewnętrznego (dedykowanego) źródła zasilania, a niezbędną energię, mogą pozyskać z otaczającego środowiska (energia: cieplna, mechaniczna, światła, pola elektromagnetycznego). Z tego powodu alternatywne metody dostarczania energii, eliminujące konieczność użycia klasycznych źródeł, są przedmiotem badań na całym świecie [1]. Odejście od ogniw cechujących się dużymi gabarytami, związane jest nie tylko z minimalizacją rozmiarów, kosztów implementacji, ale także brakiem konieczności wykonywania przeglądów systemu elektronicznego, mających na celu wymianę lub regenerację źródła energii [2].

Proces pozyskania energii sprowadza się do zastosowania przetwornika i zamiany energii z jednej z wyszczególnionych powyżej form na energię prądu stałego. Cechą odróżniającą środowiskowe źródła energii od klasycznych jest zwykle zmienny poziom mocy, warunkujący sprawność przetwarzania energii i w konsekwencji moc dostępną, która może być wykorzystana do pracy systemu.

Celem niniejszego artykułu jest pokazanie możliwości w zakresie pozyskiwania energii z pola elektromagnetycznego (*Energy Harvesting*), prezentacja wyników badań eksperymentalnych, pozwalających na określenie wpływu poziomu mocy wejściowej na sprawność przetwarzania energii oraz ocena tegoż procesu dla układu firmy Powercast - P2110.

2. Pozyskiwanie energii z pola elektromagnetycznego (RF)

Nieustannie zwiększająca się ilość systemów radiokomunikacyjnych prowadzi do wzrostu poziomu pól elektromagnetycznych. W zakresie częstotliwości radiowych (RF) największa ilość energii zgromadzona jest w pasmach, które wykorzystywane są przez takie systemy jak: naziemna telewizja cyfrowa, radio, telefonia komórkowa GSM 900, 1800, WiFi [3, 4]. Systemy te są źródłem pól elektromagnetycznych, stanowiących medium do transmisji danych oraz energii. Występujące w środowisku poziomy pól zależne są od wielu czynników, np. wilgotności, odległości od nadajnika sygnału, obecności przeszkód, pory dnia itd. W mocno zurbanizowanym regionie ilość niesionej przez pole elektromagnetyczne energii jest relatywnie duża. Praktyczne pomiary wykonane w takich obszarach wykazują, że największe poziomy mocy pochodzą od telefonii komórkowej GSM 900 [3], stąd uzasadnione staje się podejmowanie jakichkolwiek prób pozyskiwania energii z pasma wokół częstotliwości 900 MHz. Gęstość mocy występująca w okolicy stacji bazowej zwykle waha się w przedziale 0.1 – 1.0 mW/m² [1].

W kontekście pozyskiwania/przetwarzania energii zgromadzonej w polu elektromagnetycznym (RF) konieczne jest wzięcie pod uwagę maksymalnych poziomów, jakie mogą wystąpić w określonym obszarze geograficznym. Kwestie te są zazwyczaj uregulowane prawnie [5], celem zapobiegnięcia wzajemnego zakłócania się systemów elektronicznych oraz niekorzystnego ich wpływu na środowisko i człowieka. Znajomość poziomów pól, jakich można się spodziewać w środowisku gdzie zostaną zaimplementowane mechanizmy pozyskiwania energii, jest bardzo użyteczna w kontekście efektywności danego rozwiązania.

2.1. Mechanizm transmisji energii w polu dalekim

W obszarze pola dalekiego anteny, dla którego spełniony jest warunek (1):

$$R > \frac{\lambda}{2\pi} \quad (1)$$

gdzie: R – odległość pomiędzy antenami – nadawczą i odbiorczą, λ - długość fali,

powierzchniowa gęstość mocy może być wyznaczona z zależności (2) [6]:

$$S = P_{EIRP} \frac{1}{4\pi R} \quad (2)$$

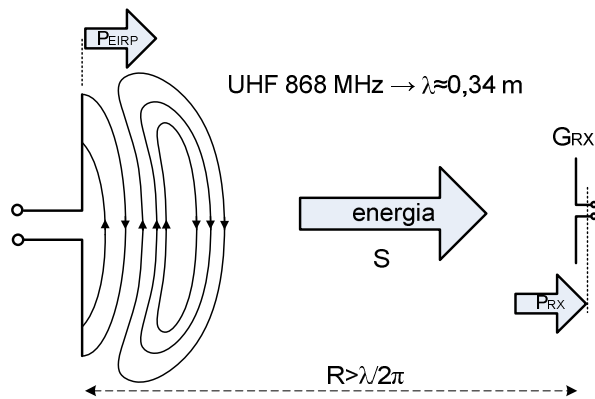
gdzie: S – powierzchniowa gęstość mocy przenoszona przez falę elektromagnetyczną, P_{EIRP} – efektywna moc promieniowana izotropowo (odniesiona do

idealnej anteny izotropowej), R – odległość od anteny nadawczej (źródła pola elektromagnetycznego).

W systemach propagacyjnych (Rys. 1), pracujących w zakresie częstotliwości UHF, dla których spełniona jest zależność (1), w najprostszym przypadku, do wyznaczenia mocy przenoszonej z anteny nadawczej do anteny odbiorczej, można wykorzystać równanie transmisyjne Frissa (3) [6, 7]:

$$P_{RX} = P_{EIRP} G_{RX} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (3)$$

gdzie: P_{RX} – moc odbierana w antenie odbiorczej, G_{RX} – zysk energetyczny impedancyjnie dopasowanej anteny odbiorczej, pozostałe oznaczenia zgodne z (2).



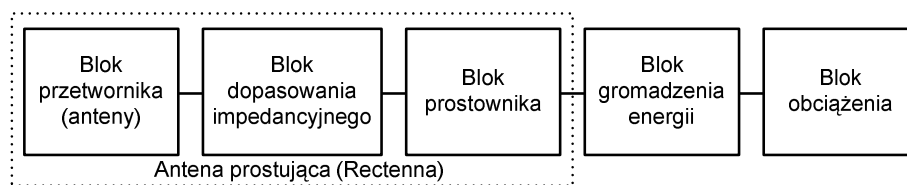
Rys. 1. Mechanizm transmisji energii w polu dalekim w paśmie UHF

Fig. 1. Mechanism of energy transmission in the far field region in UHF frequency range

Kompleksowa analiza transmisji energii wymaga uwzględnienia wielu zmiennych czynników jak np. ułożenie i orientacja anten w przestrzeni, zysk energetyczny układów antenowych, dopasowanie impedancyjne układu antenowego. W dalszej części układu zostanie rozważony najprostszy przypadek elektryczno-geometryczny dla transmisji energii.

2.2. System pozyskiwania energii

Typowy system, w którym wykorzystuje się mechanizmy pozyskiwania energii z pola elektromagnetycznego, pokazano na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat blokowy systemu pozyskiwania energii z pola elektromagnetycznego o częstotliwości radiowej

Fig. 2. Block diagram of radio frequency energy harvesting system

Zasadniczym elementem pozwalającym przetworzyć energię z jednej formy na inną jest przetwornik - antena odbiorcza. Może to być pojedyncza antena (dipol, monopól) lub układ antenowy. W przypadku systemów wykorzystujących pola o częstotliwości radiowej przetwornik umieszcza się w obszarze pola dalekiego anteny, będącej źródłem promieniowania elektromagnetycznego. Rozmiar geometryczny tego elementu jest odwrotnie proporcjonalny do jego pożądanej częstotliwości rezonansowej i porównywalny do długości fali odpowiadającej polu elektromagnetycznemu, z którego pozyskuje się energię [6]. Antena dołączana jest do prostownika mikrofalowego, który może być zrealizowany na kilka sposobów, zwykle poprzez obwód dopasowania impedancyjnego, zapewniający maksimum transmisji mocy do obciążenia, często wykonany w oparciu o reaktywne elementy (cewki lub kondensatory) [2]. Połączenie trzech bloków: anteny, układu dopasowania impedancyjnego oraz prostownika w literaturze anglojęzycznej określone jest jako *Rectenna*, czyli antena prostująca [6, 8, 9]. Możliwe jest wykorzystanie różnych topologii anteny prostującej - wybór rozwiązania zależy w dużej mierze od dostępnego poziomu mocy i pożądanej sprawności przetwarzania energii [9]. Niemal we wszystkich systemach pozyskiwania energii, szczególnie w tych, w których energia dostępna jest okresowo lub też poziom mocy jest niewielki i niewystarczający by zasilić bezpośrednio obwody odbiorcze, stosuje się elementy gromadzące energię – kondensatory. W zależności od przeznaczenia systemu, może to być kondensator o małej lub dużej pojemności (superkondensator), ewentualnie połączenie tych dwóch, lub inny magazyn energii. W tego typu systemach, gdy poziom dostępnej mocy jest niski, blokiem obciążenia może być układ elektroniczny o zmniejszonym zapotrzebowaniu na energię, realizujący okresowo określoną funkcję np. scalony transponder RFID [1, 10].

2.3. Sprawność przetwarzania energii

Efektywność przetwarzania energii pola elektromagnetycznego na energię prądu stałego determinowana jest ilością mocy dostępnej dla pracy zintegrowanego systemu elektronicznego. Sprawność konwersji energii w głównej mierze

uzależniona jest od sprawności: anteny, obwodu dopasowania impedancyjnego oraz bloku prostownika (powielacza napięcia) [2].

Systemy, w których do transmisji energii wykorzystuje się sprzężenie indukcyjne (bliskiego zasięgu) charakteryzują się bardzo dużą sprawnością. Inaczej jest w systemach propagacyjnych (dalekiego zasięgu), które pracują z częstotliwościami radiowymi (ok. 1 GHz) i wykorzystują inny mechanizm transmisji energii [9].

Z uwagi na dążenie do osiągnięcia jak największej sprawności przetwarzania stosuje się różne topologie dla wykonania anteny prostującej oraz realizacji prostownika mikrofalowego [9].

Sprawność przetwarzania dla systemu pozyskiwania energii określić można zależnością 4 [2, 4, 9]:

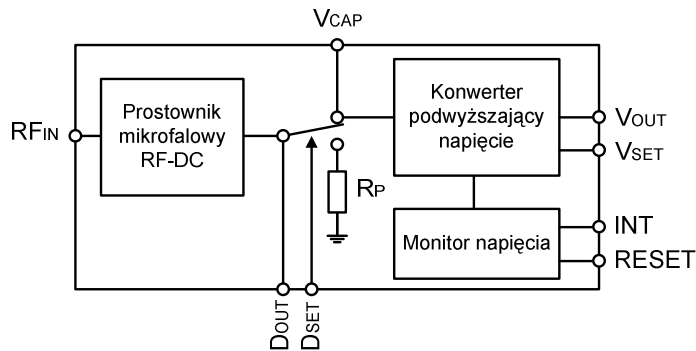
$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \quad (4)$$

gdzie: P_{DC} – moc na obciążeniu podłączonym do układu pozyskiwania energii,
 P_{RF} – moc dostępna na wejściu układu pozyskiwania energii.

Moc P_{RF} może zostać wyznaczona z relacji (3).

3. Pomiary sprawności przetwarzania energii w układzie P2110

Komercyjnie dostępny układ P2110 [11], którego schemat blokowy pokazano na rysunku 3, umożliwia konwersję energii pola elektromagnetycznego na energię prądu stałego.



Rys. 3. Schemat funkcjonalny układu P2110

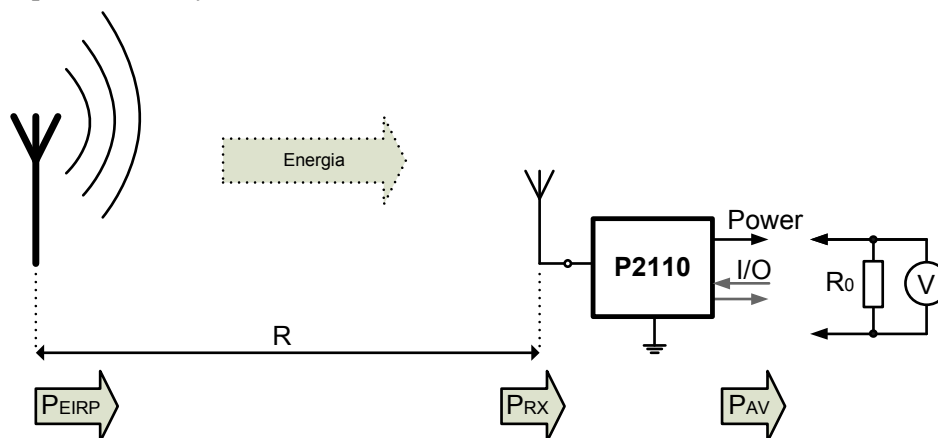
Fig. 3. Functional block diagram of P2110 Powerharvester

W przedmiotowym układzie można wyróżnić trzy główne bloki funkcjonalne: prostownik mikrofalowy RF-DC, konwerter podwyższający napięcie

i monitor napięcia. Zasadniczą częścią, odpowiedzialną za efektywne pozyskanie energii jest prostownik mikrofalowy, który wraz z impedancyjnie dopasowaną anteną, dołączoną na zewnątrz (RF_{IN}), tworzy antenę prostującą. Pozyskana energia może być gromadzona w zewnętrznym kondensatorze dołączonym do wyprowadzenia V_{cap} . Po przetworzeniu energii (RF-DC), na tej końcówce pojawia się napięcie stałe, które umożliwia ładowanie zewnętrznego magazynu. Poziom tego napięcia kontrolowany jest za pomocą monitora napięcia. Jego podstawowym zadaniem jest sygnalizacja określonego poziomu napięcia poprzez utrzymanie konkretnego stanu logicznego na wyprowadzeniu INT oraz włączenie/wyłączenie wewnętrznego konwertera podwyższającego napięcie w zależności od wymuszonego z zewnątrz poziomu logicznego na terminalu RESET. Celem konwertera podwyższającego napięcie jest podniesienie poziomu napięcia dostępnego na końcówce V_{CAP} do użytecznej wartości (zwykle 3,3 V), determinowanej przez dołączony z zewnątrz rezystor do wyprowadzenia V_{SET} . Należy zaznaczyć, że jego praca rozpoczyna się po przekroczeniu napięcia V_{CAP} wartości 1,25 V i trwa dopóki nie spadnie ona poniżej poziomu 1,02 V. Szybkość spadku napięcia na dołączonym z zewnątrz kondensatorze uzależniona jest przede wszystkim od mocy pobieranej przez obciążenie. Rezystor pomiarowy R_P umożliwia dostarczenie na końcówkę D_{OUT} poziomu napięcia odpowiadającego pozyskiwanej mocy i jednocześnie pomiar z wykorzystaniem np. zewnętrznego przetwornika analogowo-cyfrowego. Jest to możliwe tylko i wyłącznie po wymuszeniu poziomu aktywnego na wyprowadzeniu D_{SET} .

3.1 Sposób przeprowadzenia pomiarów i badań eksperymentalnych

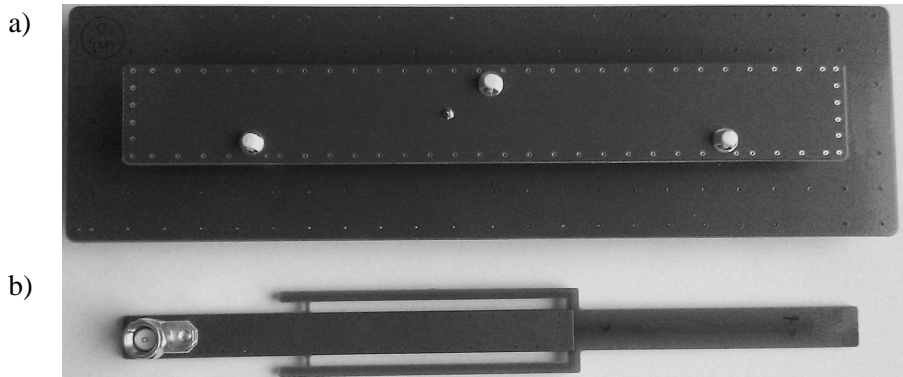
Metodologia przeprowadzenia pomiarów i badań eksperymentalnych została pokazana na rysunku 4.



Rys. 4. System transmisji i pozyskiwania energii, w którym zrealizowano pomiary.

Fig. 4. The transmission and energy harvesting system in which measurements were performed

W przyjętej metodzie pomiarowej wykorzystano źródło pola elektromagnetycznego – antenę panelową, która promieniowała z efektywną mocą izotropową (P_{EIRP}) równą 3 W. Antenę odbiorczą o zysku energetycznym G (Rys. 5.), dołączoną do układu do pozyskiwania energii, umieszczono w odległości R od źródła promieniowania elektromagnetycznego, przy zachowaniu polaryzacji pionowej oraz wzajemnej osiowosymetrycznej orientacji w obu przypadkach.



Rys. 5. Użyta antena odbiorcza: a) $G=6,1$ dBi; b) $G=1$ dBi.

Fig. 5. Used receiving antenna: a) $G=6,1$ dBi; b) $G=1$ dBi.

Celem zmniejszenia poboru energii do wejść/wyjść (I/O) układu P2110, dołączono system mikroprocesorowy, za pomocą którego, po wymuszeniu na końcówce RESET stanu wysokiego, wyłączono konwerter podwyższający napięcie. Pomiaru napięcia stałego V na obciążonym znaną rezystancją R_0 wyjściu anteny prostującej (Power) dokonano za pomocą specjalnie przygotowanego systemu umożliwiającego ciągłą rejestrację i akwizycję danych pomiarowych.

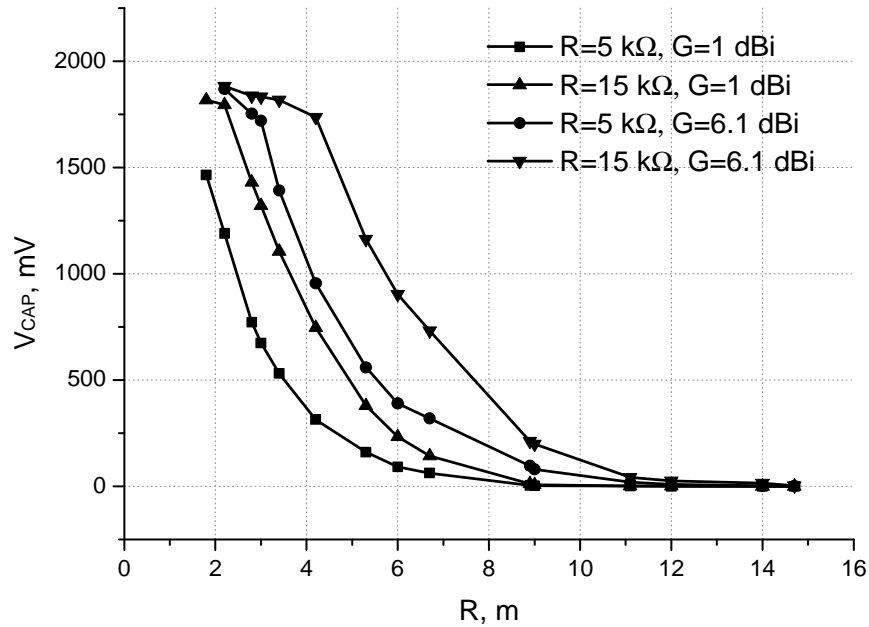
Celem zapewnienia dobrych warunków propagacyjnych badania przeprowadzono w otwartej przestrzeni tj. 1 m nad płaskim terenem, na którym w promieniu około 100 m nie występowały żadne przeszkody.

3.2 Wyniki pomiarów i obliczeń

Badania zostały przeprowadzone dla dwóch różnych anten dołączonych do układu pozyskującego energię (antena dookólna o zysku energetycznym 1 dBi oraz antena kierunkowa o zysku energetycznym 6.1 dBi, w obu przypadkach z polaryzacją pionową) i dwóch różnych wartości rezystancji R_0 obciążenia (5 k Ω i 15 k Ω).

Uśrednione wyniki dla przeprowadzonych pomiarów napięcia na wyjściu układu pokazano na rysunku 6. Zgodnie z charakterystyką, zmniejszenie odległości pomiędzy źródłem energii a układem, który ją odzyskuje, prowadzi do uzyskania większych wartości napięć na wyjściu.

Nie bez znaczenia pozostaje zysk energetyczny anteny, która ma znaczący wpływ na ilość pozyskiwanej energii. Zastosowanie anteny kierunkowej o większym zysku energetycznym prowadzi do uzyskania większej ilości energii niż w przypadku anteny dookólnej o mniejszym zysku energetycznym (przy założeniu, że wykorzystuje się wiązkę główną diagramu charakterystyki promieniowania anteny).



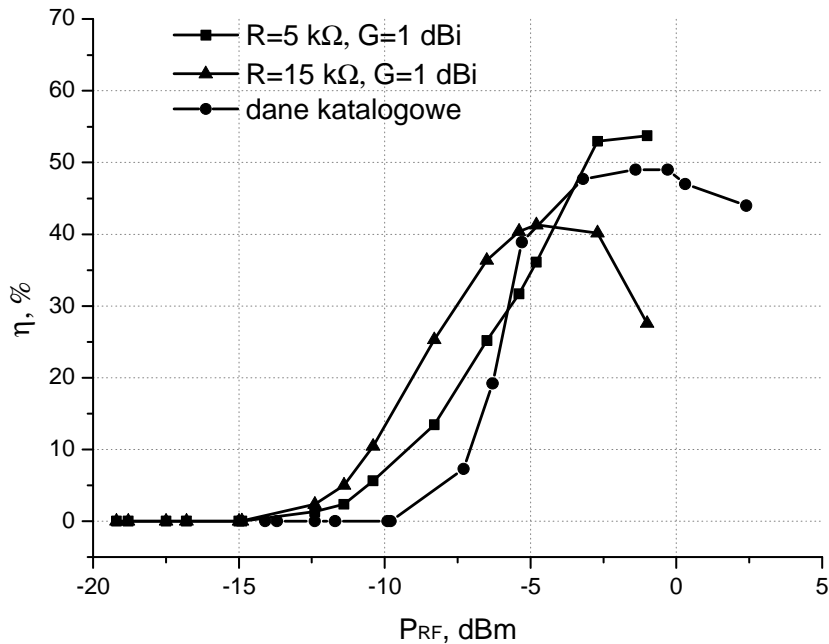
Rys. 6. Zależność napięcia V_{cap} na wyjściu układu pozyskiwania energii w funkcji odległości R od źródła promieniowania

Fig. 6. Dependence of energy harvester output voltage as a function of distance from energy source

Sprawność przetwarzania energii wyznaczono stosując zależność (4), przy czym poziom mocy dostępnej na wejściu układu pozyskiwania energii (R_{RF}) obliczono stosując równanie (3), przy założeniu idealnego dopasowania impedancyjnego pomiędzy anteną i układem P2110 oraz dopasowania polaryzacyjnego obu anten (nadawczej i odbiorczej). Charakterystyki dla dwóch różnych rezystancji obciążenia, przy zastosowaniu anteny o zysku energetycznym równym 1 dBi, pokazano na rysunku 7. Na wykresie umieszczono dodatkowo krzywą, jaką udostępnia producent. Są to jednak dane mało informacyjne, gdyż nie zawierają one takich parametrów, jak np. rezystancja obciążenia, istotnie wpływających na sprawność całego układu.

Zgodnie z pokazaną charakterystyką, pozyskiwanie energii jest efektywne tylko w pewnym zakresie poziomów mocy wejściowej. Dla poziomu mocy wej-

ściowej niższego niż -12 dBm układ praktycznie przestaje odzyskiwać energię. Istotny wpływ na sprawność przetwarzania ma również obciążenie układu. Użycie większych wartości rezystancji obciążenia pozwala uzyskać większą sprawność przetwarzania, ale tylko w pewnym przedziale poziomów mocy wejściowej.



Rys. 7. Sprawność przetwarzania energii układu P2110 w funkcji poziomu mocy wejściowej P_{RF}

Fig. 7. Efficiency of P2110 Powerharvester as a function of input power level P_{RF}

W przypadku zastosowanych wartości rezystancji obciążenia, układ efektywnie przetwarza energię dla poziomu mocy wejściowej większego niż -7 dBm.

4. Podsumowanie

W artykule zaprezentowano sposób doświadczalnego wyznaczenia sprawności układu (P2110) do pozyskiwania energii z pola elektromagnetycznego o częstotliwości z zakresu UHF. Badania przeprowadzono przy użyciu sztucznie wygenerowanego pola elektromagnetycznego, w oparciu o prostą metodę pomiarową, niewymagającą użycia kosztownej aparatury. Otrzymane wyniki pomiarów i obliczeń pozwoliły na ocenę efektywności przetwarzania energii pola elektromagnetycznego w badanym układzie dla zbliżonych do rzeczywistych warunków aplikacyjnych oraz przy uwzględnieniu istotnych z punktu widzenia

zastosowań, zmiennych warunków obciążenia. Sprawność przetwarzania energii jest jednym z bardziej użytecznych parametrów, które warunkują możliwość zastosowania układu w danej aplikacji. Zwiększenie efektywności przetwarzania w systemach pozyskiwania energii jest przedmiotem wielu badań i publikacji, a poruszany temat nabiera coraz większego znaczenia. Z uwagi na rosnące zapotrzebowanie na urządzenia autonomiczne energetycznie oraz nowe możliwości w zakresie zmniejszonego poboru energii, osiągniętego za pomocą ciągle rozwijających się technologii elektronicznych, konieczna jest intensyfikacja działań i poszerzenie wiedzy w obszarze nowoczesnych metod pozyskiwania energii występującej w środowisku.

W pracach badawczych wykorzystano aparaturę zakupioną w wyniku realizacji projektu „Synteza autonomicznego identyfikatora półpasywnego, dedykowanego do pracy w wielokrotnych, dynamicznych systemach RFID”, finansowanego przez NCBiR w ramach IPBS nr PBS1/A3/3/2012 (U-8795/G/PBS).

Literatura

- [1] Vullers R.J.M., Schaijk R., Doms I., Van Hoof C., Mertens R.: Micropower energy harvesting, *Solid-State Electronics*, 2009. 53(7): p. 684-693.
- [2] Yuan F.: *CMOS Circuits for Passive Wireless Microsystems*, Springer New York Dordrecht Heidelberg London, 2011.
- [3] Nasa S.H., Asefi M., Albasha L., Qaddoumi N.: *Investigation of RF Signal Energy Harvesting*, Hindawi Publishing Corporation, Active and Passive Electronic Components, 2010.
- [4] Pinuela M., Mitcheson P.D., Lucyszyn S.: Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments, *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 2013. 61(7): p. 2715-2726.
- [5] Jankowski-Mihułowicz P.: Field Conditions of Interrogation Zone in Anticollision Radio Frequency Identification Systems with Inductive Coupling, *Radio Frequency Identification Fundamentals and Applications, Bringing Research to Practice*, Turcu, C., INTECH, 2010.
- [6] Penella-López M.T., Gasulla-Fornier M.: *Powering Autonomous Sensors*, Springer Dordrecht Heidelberg London New York, 2011.
- [7] Jankowski-Mihułowicz P., Węglarski M.: Wyznaczanie obszaru poprawnej pracy systemów RFID działających w paśmie UHF, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2011. 57: p. 1469-1472.
- [8] Sudou M., Takao H., Sawada K., Ishida M.: A novel RF induced power supply system for monolithically integrated ubiquitous micro sensor nodes, *Sensors and Actuators A: Physical*, 2008. 145-146(0): p. 343-348.
- [9] Marian V., Vollaie C., Allard B., Verdier J.: Low power rectenna topologies for medium range wireless energy transfer, *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011.

- [10] Jankowski-Mihułowicz P., Węglarski M.: Wyznaczanie czułości chipu identyfikatora przeznaczonego do pracy w propagacyjnych systemach RFID pasma UHF, *Pomiary Automatyka Kontrola*, 2012. 58(11): p. 956-958.
- [11] Powercast Corporation:Product Datasheet, 2010.

EVALUATION OF ENERGY CONVERSION EFFICIENCY OF ELECTROMAGNETIC FIELD IN THE P2110 POWERHARVESTER FOR UHF FREQUENCY BAND

Summary

The aim of this article was to present the investigation results of the energy conversion efficiency in Powercast P2110 Powerharvester. In this subject the aspect of low power energy harvesting has been included. The energy potential of the surrounding environment, the elimination of environmental threats, as well as the increased functionality of electronic modern systems are crucial factors that suggest development effective solutions in the scope of harvesting, processing and energy storing. The energy harvesting technique is useful in many various areas of human social-economic activity. During last years, there was an increase of the electromagnetic fields level observed in the environment. These fields are produced by various types of communications systems. The energy which is transmitted can be harvested and utilized for purpose not associated with the mentioned systems. Currently, there are no effective solutions to energy conversion fields at very low power level and a high variability of these levels. One of the few commercially available solutions to convert rf energy is the Powercast P2110 Powerharvester. The experimental methods of determining energy conversion efficiency in such circuit were presented in this paper. The used methods do not require advanced measurement. The electromagnetic field was generated for research. In the created electromagnetic environment P2110 Powerharvester was placed. A change of distance between the antenna generating an electromagnetic field and P2110 Powerharvester enabled implementation of measurements and estimation the influence of input power level on the energy conversion efficiency at the condition similar to the real application conditions. According to the results, the relative high efficiency is observed for input power level greater than -7 dBm. The load resistance has a significant impact on the efficiency of the process. Generally, load increase causes a reduction in the value of of efficiency value.

Keywords: radio frequency energy harvesting, RF-DC energy conversion, energy conversion efficiency, energy harvester

DOI: 10.7862/re.2013.21

Tekst złożono w redakcji: październik 2013
Przyjęto do druku: grudzień 2013

Henryk WACHTA¹
Wiesława MALSKA²
Łukasz ŁUSZCZ³

POMIARY KOLORYMETRYCZNE WYBRANYCH MONITORÓW KOMPUTEROWYCH

Pewne cechy fotometryczne monitorów, w tym zdolność odwzorowania barw są istotną przesłanką, kwalifikującą dany monitor komputerowy do określonych zadań. W artykule przedstawiono wyniki pomiarów kolorymetrycznych monitorów, stosowanych jako wyświetlacze w zestawach komputerowych. Badaniami objęto stosowany jeszcze monitor typu CRT, monitory LCD z podświetleniem matrycy typu świetłówkowego oraz nowoczesne monitory LCD z podświetleniem matrycy za pomocą diod LED. Aktualnie producenci monitorów komputerowych stosują 32-bitową paletę kolorów. Oznacza to, że monitor komputera jest w stanie wyświetlić 16,8 miliona różnych odcieni kolorów, łącznie z ich przezroczystością. Wytypowane do badań monitory (technologia CRT, LCD oraz LED) zostały sprawdzone pod względem zgodności wyświetlanych barw z odpowiednikami występującymi w naturze. Użyty w badaniach analizator barw (wykorzystujący metodę kolorymetryczną, której celem jest pomiar składowych trójkromatycznych, pozwalających na wyznaczenie współrzędnych chromatyczności x , y badanej barwy) wykorzystano do pomiarów parametrów: pola barw (gamutu), równomierności podświetlenia, krzywej gamma oraz równomierności temperatury barwowej.

Pole barw (gamut) danego monitora jest obszarem (trójkątem) znajdującym się w przestrzeni kolorów, którego wierzchołki określone są skrajnymi barwami podstawowymi. Kształt gamutu, wyznaczony za podstawie współrzędnych standardu obowiązującego w Europie *PAL/SECAM*. Właściwości kolorymetryczne badanych monitorów oceniano na podstawie pomiarów pól gamutowych, pomiarów równomierności podświetlenia matrycy, temperatury barwowej bieli oraz wyznaczonych krzywych gamma.

Słowa kluczowe: monitory komputerowe, kolorymetria, temperatura barwowa, krzywa gamma.

¹ Autor do korespondencji: Henryk Wachta, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 17 865 1977, hwachta@prz.edu.pl

² Wiesława Malska, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, 17 865 1974, wmalska@prz.edu.pl

³ Łukasz Łuszcz, Politechnika Rzeszowska, absolwent Wydziału Elektrotechniki i Informatyki

1. Wstęp

Wyniki pomiarów kolorymetrycznych monitorów komputerowych są ważnymi, szczególnie współcześnie, gdy większa część społeczeństwa spędza przed komputerami wiele godzin, ucząc się, pracując, czy też odpoczywając. Tak więc właściwy dobór monitora do zadań, jakie przy jego udziale się realizuje, niejednokrotnie jest kluczowy. Nie bez znaczenia jest również czynnik szkodliwego oddziaływania promieniowania emitowanego przez monitor na aparat wzrokowy użytkownika.

Aktualnie producenci monitorów komputerowych stosują 32-bitową paletę kolorów. Oznacza to, że monitor komputera jest w stanie wyświetlić 16,8 miliona różnych odcieni kolorów, łącznie z ich przezroczystością. Wytypowane do badań monitory (technologia CRT, LCD oraz LED) zostały sprawdzone pod względem zgodności wyświetlanych barw z odpowiednikami występującymi w naturze. Użyty w badaniach analizator barw (wykorzystujący metodę kolorymetryczną, której celem jest pomiar składowych trójkromatycznych, pozwalających na wyznaczenie współrzędnych chromatyczności x , y badanej barwy) wykorzystano do pomiarów parametrów: pola barw (gamutu), równomierności podświetlania, krzywej gamma oraz równomierności temperatury barwowej [9,10].

Pole barw (gamut) danego monitora jest obszarem (trójkątem) znajdującym się w przestrzeni kolorów, którego wierzchołki określone są skrajnymi barwami podstawowymi. Gamut określa, czy dany ekran jest w stanie wyświetlić wszystkie barwy wraz z ich odcieniami. Kształt gamutu, wyznaczony za podstawie współrzędnych standardu obowiązującego w Europie *PAL/SECAM*, został pokazany na rysunku 1. Standard ten określa między innymi współrzędne chromatyczności x , y barw podstawowych, które wynoszą odpowiednio: barwa czerwona ($x=0,64$ $y=0,33$), barwa zielona ($x=0,29$ $y=0,60$), barwa niebieska ($x=0,15$ $y=0,06$) [2]. Oczekuje się, że dla jak najdokładniejszego odwzorowania obrazu rzeczywistego przez monitor, pole barw będzie możliwie największe.

Równomierność podświetlania monitora komputerowego określa jego jakość. Idealny monitor charakteryzuje się jednakową luminancją na całej powierzchni ekranu. W rzeczywistości, parametr ten jest bardzo trudny do osiągnięcia, szczególnie w przypadku monitorów o dużej przekątnej ekranu. Gdy powierzchnia ekranu monitora jest podświetlona nierównomiernie, wyświetlana barwa może nie być jednakowa w każdym punkcie ekranu. Badania równomierności podświetlenia monitorów wykonano poprzez pomiar luminancji w kilku punktach ekranu, obejmujących całą jego powierzchnię. Punktami tymi były wierzchołki, środek oraz punkty znajdujące się w połowie drogi między wierzchołkami ekranu [1,3,8].

Temperatura barwowa bieli odnosi się do temperatury rozgrzanego ciała idealnie czarnego, przy której jego kolor jest biały. Przyjętą temperaturą barwy białej (wyrażoną w kelwinach) jest 6500 K. Taką temperaturę barwową bieli

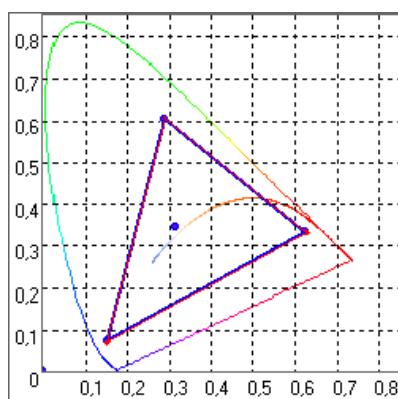
posiada iluminat D_{65} , który reprezentuje fazę światła dziennego [10]. Współcześnie obrazy są kalibrowane właśnie do tej temperatury. Niektórzy producenci monitorów oferują jednak swoje produkty do pracy z temperaturą barwową w zakresie mieszczącym się pomiędzy 8000 a 10000 K. Obraz taki wydaje się być atrakcyjniejszy, jednak nie jest on naturalny z powodu wyraźnego niebieskiego odcienia.

Krzywa gamma jest zależnością między odcieniem danej barwy, a jej jasnością. Jej kształt powinien przyjmować charakter logarytmiczny, gdyż taka jest specyfika działania oka ludzkiego. Aby zmiana odcienia barwy została zauważona jej jasność musi się zmienić [2].

2. Bazowe pomiary kolorymetryczne monitorów typu CRT

Monitory typu CRT zostały już praktycznie wycofane z produkcji, jednak z uwagi na ich dostępność na rynku informatycznym, zostały zakwalifikowane do pomiarów. Monitor tego typu pełnił rolę odniesieniową względem współczesnych monitorów, produkowanych na bazie nowoczesnych technologii. Badaniu poddano monitor CRT o przekątnej ekranu 17 cali. Jego maksymalna rozdzielczość wynosi 1280 x 1024 pikseli przy częstotliwości odświeżania 60 Hz [5].

Przeprowadzony pomiar gamutu barw pokazał, że barwy podstawowe wyświetlane przez monitor są niemal identyczne z barwami określanymi przez standard *PAL/SECAM*. Oznacza to, że monitor nie tylko został odpowiednio skalibrowany względem tego standardu, ale co ważniejsze - również jego parametry nie uległy zmianie przez cały okres jego pracy (rys.1).



Rys. 1. Gamut barw monitora CRT (niebieski) oraz gamut barw standardu *PAL/SECAM* (czerwony)

Fig.1. Gamut color CRT monitor (blue) and color gamut PAL / SECAM (red)

W kolejnym kroku zbadany został poziom równomierności podświetlenia ekranu monitora i temperatury barwowej bieli. Na podstawie wyników pomiarów tych wielkości możliwe było obliczenie współczynników nierównomierności podświetlenia (1) oraz temperatury barwowej (2) na całej powierzchni ekranu za pomocą zależności: (1) i (2).

$$WU = \frac{Lv_{\max} - Lv_{\min}}{Lv_{\max}} \cdot 100\% \quad (1)$$

gdzie:

Lv_{\max} - wartość maksymalna luminancji na powierzchni ekranu,
 Lv_{\min} - wartość minimalna luminancji na powierzchni ekranu.

$$TU = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max}} \cdot 100\% \quad (2)$$

gdzie:

T_{\max} - wartość maksymalna temperatury barwowej na powierzchni ekranu,
 T_{\min} - wartość minimalna temperatury barwowej na powierzchni ekranu.

Zarówno współczynnik nierównomierności podświetlenia ekranu jak również współczynnik nierównomierności temperatury barwowej dają obiektywne spojrzenie na różnice tych wielkości na powierzchni analizowanego ekranu.

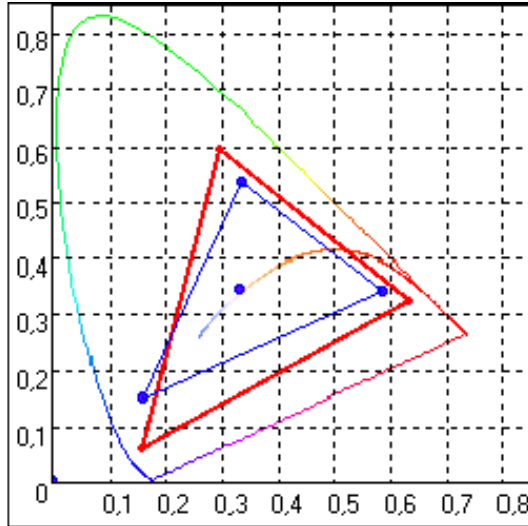
Centralna część monitora CRT świeci najmocniej, najslabiej zaś podświetlona jest lewa część ekranu. Różnice w luminancji wynoszą poniżej 15 cd/m². Posługując się współczynnikiem nierównomierności podświetlenia można stwierdzić, że w dwóch różnych punktach ekranu wartość luminancji nie będzie się różniła o więcej niż 14,6%. Temperatura barwowa jest wyższa po lewej stronie ekranu. Jednak jej wartości są bardzo zbliżone do standardu 6500 K, natomiast nierównomierność temperatury barwowej sięga maksymalnie 7,1%.

3. Badania kolorymetryczne monitorów LCD z podświetleniem matrycy typu świetlówkowego

Badaniu zostały poddane dwa różne monitory ze świetlówkowym podświetleniem matrycy (różna konfiguracja lokalizacji świetlówek). Pierwszy z nich to monitor, który jest częścią komputera przenośnego. Posiada on 14,1 calową matrycę o rozdzielczości 1024 x 768 pikseli. Częstotliwość odświeżania wynosi 60Hz.

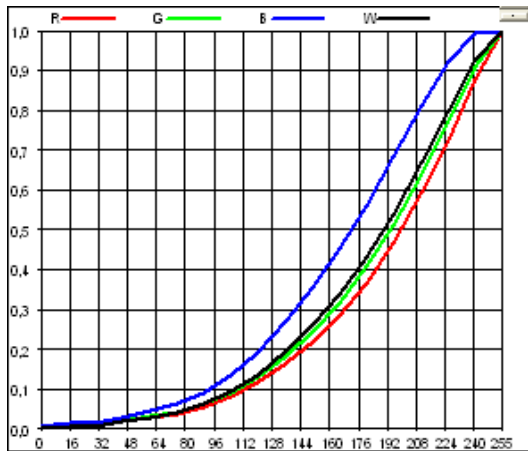
Pomiar gamutu barw wykazał, że ekran LCD zastosowany w komputerze przenośnym posiada bardzo małą przestrzeń kolorów (rys.2). Jest to istotna wada tego monitora, gdyż nie może on wyświetlić wszystkich barw prawidłowo.

Współczynnik nierównomierności podświetlenia matrycy wynosi 16,5%, co razem z wartością luminancji daje wynik mocno zbliżony do monitora CRT. Podobnie jest z nierównomiernością temperatury barwowej. Różnicą natomiast jest wartość temperatury barwowej, która oscyluje w granicach 5500 K.



Rys. 2. Gamut barw ekranu LCD komputera przenośnego (niebieski) oraz gamut barw standardu PAL/SECAM (czerwony)

Fig. 2. Color Gamut LCD laptop (blue) and color gamut PAL / SECAM (red)

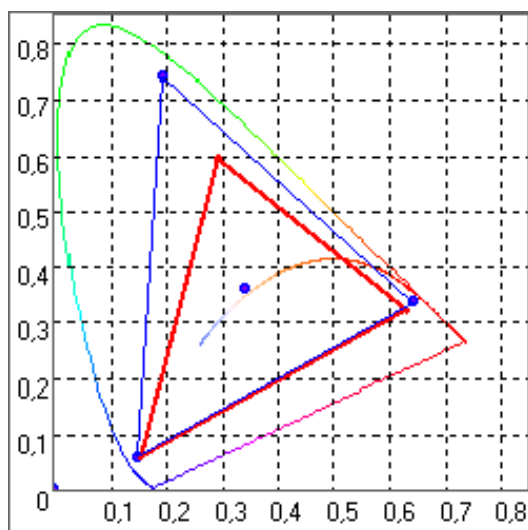


Rys. 3. Charakterystyka gamma ekranu LCD komputera przenośnego

Fig. 3. Characteristics of gamma LCD screen laptop

Pomiar charakterystyki gamma wskazuje, że zależności pomiędzy odcieniem danej barwy, a jej jasnością są różne dla każdej z barw. Oznacza to, że niektóre z odcieni kolorów wyświetlanych na ekranie monitora będą jaśniejsze od pozostałych (rys.3).

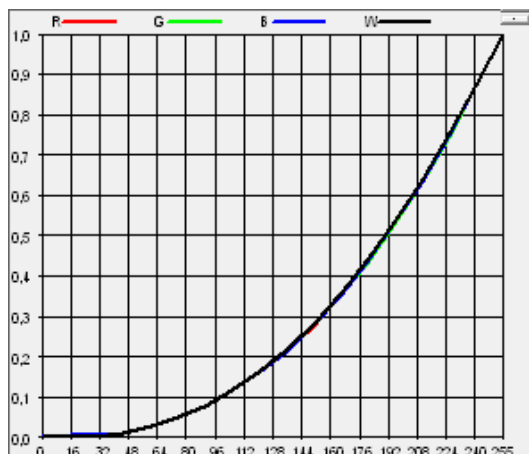
Drugim monitorem w tej kategorii jest profesjonalny monitor dedykowany do pracy w dziedzinie obróbki grafiki. Posiada on 30 calowy ekran, którego rozdzielczość wynosi 2560 x 1600 pikseli [6]. Jego wysoka cena zakupu sugeruje, że parametry tego ekranu powinny być co najmniej dobre. Producent monitora twierdzi, że ekran ten jest w stanie przetworzyć 1 miliard kolorów. Pomiary przestrzeni barw monitora potwierdzają tę informację. Gamut barw jest zdecydowanie większy niż w innych ekranach tej klasy.



Rys. 4. Gamut barw ekranu monitora do zastosowań graficznych (niebieski) oraz gamut barw standardu PAL/SECAM (czerwony)

Fig. 4. Color gamut of the monitor screen graphics applications (blue) and color gamut PAL / SECAM (red)

Przestrzeń barw tego monitora jest rzeczywiście bardzo duża, co oznacza, że będzie on w stanie wyświetlić prawidłowo nie tylko wszystkie barwy podstawowe, ale też więcej barw powstałych poprzez addytywne zmieszanie kolorów podstawowych (rys.4). Pomiary nierównomierności podświetlenia ekranu pokazują, że jego lewa krawędź charakteryzuje się mniejszą luminancją podświetlenia. Różnica w luminancji podświetlenia matrycy sięga maksymalnie 16,3%, natomiast różnica w temperaturze barwowej sięga co najwyżej 2,3%. Wartość temperatury barwowej jest niższa od przyjętej przez standard 6500 K, co powoduje wyświetlanie obrazów w nieco cieplejszych kolorach.



Rys. 5. Charakterystyka gamma monitora do zastosowań graficznych

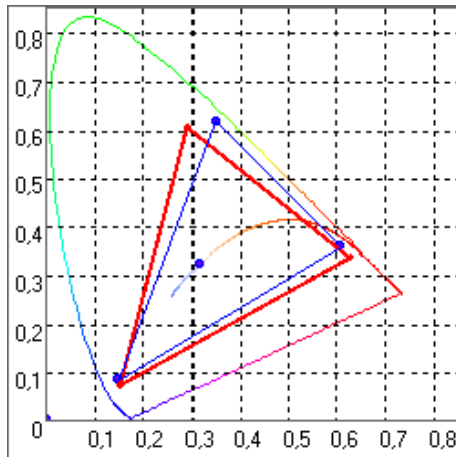
Fig. 5. Characteristics of gamma monitor for graphics applications

Pomiar charakterystyki gamma powyższego monitora pokazuje jej idealny przebieg (rys.5). Zależność pomiędzy jasnością, a odcieniem każdej z barw jest jednakowa, tworząc wysoką jakość wyświetlanego obrazu, zgodną z jego naturalnym odpowiednikiem.

4. Badania kolorymetryczne monitorów LCD z podświetleniem matrycy za pomocą diod LED

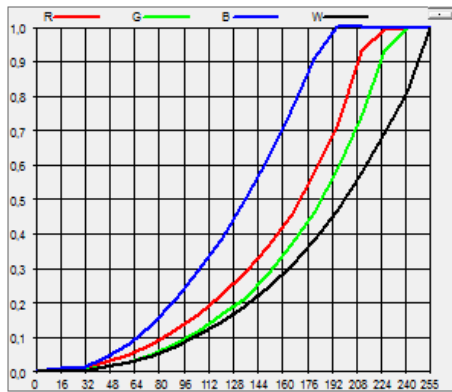
W tej kategorii monitorów pomiarom zostały poddane dwa różne ekrany komputerowe. Pierwszym z nich jest ekran komputera przenośnego. Jest to ekran LCD z podświetleniem za pomocą diod LED o przekątnej 15,6 cala. Jego rozdzielczość wynosi 1366 x 768 pikseli, a odświeżanie ekranu odbywa się z częstotliwością 60 Hz [7].

Diagram przestrzeni barw został przedstawiony na rysunku 6. Gamut kolorów ekranu LCD komputera przenośnego posiada nieco inny kształt niż gamut kolorów standardu *PAL/SECAM*. Barwy zielone i czerwone tych przestrzeni nie pokrywają się, co oznacza, że ekran nie ma możliwości wyświetlenia prawidłowo wszystkich barw określonych przez standard. Pomiar nierównomierności podświetlenia ekranu ewidentnie wskazuje, że środkowa część monitora jest lepiej podświetlona niż krawędzie. Najmniejszą jasnością charakteryzują się prawy i lewy dolny róg ekranu, gdzie luminancja wynosi poniżej 200 cd/m². Dlatego też współczynnik nierównomierności podświetlenia wynosi aż 24,2%. Temperatura barwowa ekranu osiąga średnią wartość bliską 6400 K, a jej nierównomierność wynosi 4,9%.



Rys. 6. Gamut barw ekranu LCD komputera przenośnego (niebieski) oraz gamut barw standardu PAL/SECAM (czerwony)

Fig. 6. Color Gamut LCD laptop (blue) and color gamut PAL / SECAM (red)



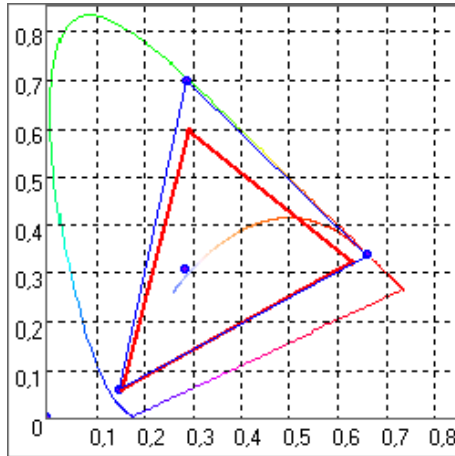
Rys. 7. Charakterystyka gamma ekranu LCD komputera przenośnego

Fig. 7. Characteristics of gamma LCD screen laptop

Pomiar charakterystyki gamma wskazuje na słabe cechy badanego ekranu. Poprawną zależność pomiędzy odcieniem a jasnością posiada jedynie barwa biała (rys.7). Diagram wskazuje, że dominującym kolorem jest barwa niebieska, a jej charakterystyka znacznie odbiega od wymaganej wzorcowej logarytmicznej. Poza tym, nie jest możliwe odróżnienie od siebie ostatnich około sześćdziesięciu odcieni tej barwy, ze względu na przedwczesne osiągnięcie maksymalnej wartości luminancji.

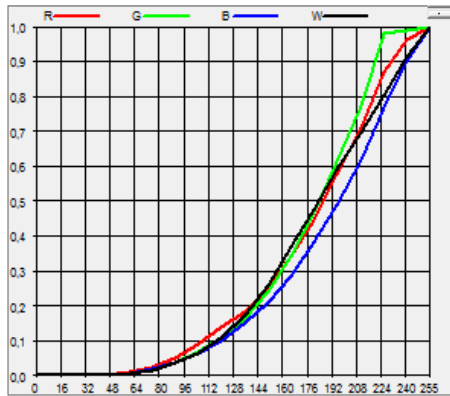
Kolejnym ekranem z podświetleniem matrycy za pomocą diod LED jest telewizor przystosowany do współpracy z jednostką centralną komputera. Jest to

46 calowy monitor o rozdzielczości 1920 x 1080 pikseli i częstotliwości odświeżania obrazu wynoszącej 60 Hz.



Rys. 8. Gamut barw telewizora LCD (niebieski) oraz gamut barw standardu *PAL/SECAM* (czerwony)

Fig. 8. Color Gamut LCD TV (blue) and color gamut PAL / SECAM (red)



Rys. 9. Charakterystyka gamma ekranu LCD *Philips 46PFL9705H*

Fig. 9. Characteristics of gamma LCD Philips 46PFL9705H

Pomiary przestrzeni barw telewizora LCD wykazały, że gamut kolorów standardu *PAL/SECAM* zawiera się w przestrzeni barw badanego ekranu (rys.8). Duża przestrzeń kolorów umożliwia dokładniejsze odwzorowanie barw istniejących w naturze. Nierównomierność podświetlenia ekranu jest najniższa spośród wszystkich badanych monitorów (13,4%). Wyniki pomiarów wskazują, że najmocniej podświetlony jest środek, natomiast naj słabiej wszystkie cztery strefy narożne ekranu. Telewizor ten charakteryzuje się wysoką temperaturą barwową,

wynoszącą średnio około 8600 K, natomiast jej nierównomierność wynosi 9,8%. Pomiar krzywej gamma wskazuje, że każda z wyświetlanych barw podstawowych charakteryzuje nieco inny przebieg (rys.9).

5. Podsumowanie

Wykonane pomiary wykazały, że obecnie produkowane monitory komputerowe są bardzo zróżnicowane ze względu na jakość wyświetlanego obrazu. Analizując badane monitory można stwierdzić, że monitor CRT posiada prawidłową przestrzeń barw oraz bardzo niską nierównomierność podświetlenia ekranu, jak również wartość temperatury barwowej zgodną ze standardem *PAL/SECAM*. Można stwierdzić również, że obecnie producenci monitorów komputerowych nie skupiają się głównie na poprawieniu jakości wyświetlanych barw, a na minimalizacji zarówno poboru energii, jak również rozmiarów urządzeń, czego wynikiem jest zmniejszenie przestrzeni barw i duża nierównomierność podświetlenia ekranów w niektórych monitorach. Producenci ekranów do urządzeń mobilnych świadomie godzą się na gorsze właściwości monitorów. Porównując wyniki przeprowadzonych pomiarów ekranów, stosowanych w komputerach przenośnych można zauważyć, że w pierwszym z badanych komputerów przenośnych ekran charakteryzuje się mniejszą nierównomiernością podświetlenia oraz lepszym przebiegiem charakterystyki gamma. Nowszy ekran, zastosowany w drugim z kolei komputerze przenośnym charakteryzuje natomiast zmniejszony pobór energii, gdyż zastosowano w nim podświetlenie za pomocą diod LED zamiast systemu świetłówkowego.

Reasumując można stwierdzić, że obecnie produkowane monitory są bardzo różnorodne. Profesjonalny sprzęt służący głównie do obróbki grafiki posiada bardzo dobre właściwości wyświetlanych obrazów, jednak zarówno jego cena jak i pobór energii są znaczne. Monitory dedykowane do pracy w domach posiadają bardziej „wyrównane” parametry jakości wyświetlanego obrazu, ceny i energooszczędności. Ekran komputerów przenośnych cechuje przede wszystkim niski pobór energii, gdyż przeciętny użytkownik bardziej ceni dłuższy czas pracy baterii zasilającej urządzenie, niż wysoką jakość wyświetlanego obrazu.

Literatura

- [1] Wojciech Żagan,: Podstawy techniki świetlnej, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2005.
- [2] Erich Helbig,: Podstawy fotometrii, Wydawnictwo Naukowo - Techniczne, Warszawa 1975.
- [3] <http://www.konicaminolta.eu/pl/measuring-instruments/products/for-display-measurements/color-analyzers/ca-210/features.html> - grudzień 2012.
- [4] <http://linuxtv.org/downloads/v4l-dvb-apis/colorspaces.html> - grudzień 2012.

- [5] http://reviews.cnet.com/crt-monitors/hyundai-imagequest-v770-crt/4505-3175_7-30617085.html - grudzień 2012.
- [6] <http://www.eizo.com/global/support/db/products/manual/CG303W> - grudzień 2012.
- [7] <http://ce.computers.toshiba-europe.com> - grudzień 2012.
- [8] Instrukcja obsługi analizatora barw ekranów Konica Minolta CA-210.
- [9] Polska norma PN/E-04042/01 - Pomiary kolorymetryczne. Postanowienia ogólne.
- [10] Polska norma PN/E-04042/02 - Pomiary kolorymetryczne. Iluminaty i źródła normalne.

Praca została zrealizowana z wykorzystaniem aparatury zakupionej w wyniku realizacji Projektu nr POPW.01.03.00-18-012/09 „Rozbudowa infrastruktury naukowo-badawczej Politechniki Rzeszowskiej” współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Programu Operacyjnego Rozwój Polski Wschodniej 2007-2013, Priorytet I. Nowoczesna Gospodarka, Działanie 1.3 Wspieranie innowacji.

COLORIMETRIC MEASUREMENTS OF THE SOME COMPUTER MONITORS

Summary

Some features of photometric monitors, including the ability to color reproduction, are an important consideration qualifying the display for specific tasks. The paper contains the results of the survey colorimetric measurements of several monitors, used today as displays on computers. Domain of study included yet used a CRT monitor, LCD display with fluorescent backlight matrix and modern LCD display with LEDs.

Currently, manufacturers of computer monitors use 32-bit color. This means that the computer monitor is able to display up to 16.8 million different shades of colors, including their transparency. Selected for study monitors (CRT technology, LCD and LED) have been tested for color display of naturally occurring counterparts. Used in studies of color analyzer (using a colorimetric method, the aim of which is to measure the chromaticity components, allowing for the appointment of the chromaticity coordinates x, y color test) was used to measure parameters: color box (gamut), uniformity of illumination, the gamma curve and color temperature uniformity. Field of colors (gamut) of the monitor is the area (triangle) located in the color space whose vertices are defined extreme primaries. The shape of the gamut, designated for coordinates of the current European standard PAL / SECAM.

The colorimetric test monitors were evaluated on the basis of measurements on gamut's field, measuring uniformity of backlight matrix, the color temperature of the screen and determined of gamma curves.

Keywords: computer screens, colorimetry, color temperature, gamma curve.

DOI: 10.7862/re.2013.22

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Stanisław WOJTAS¹

OCENA PRZYDATNOŚCI ROZLEGŁYCH SYSTEMÓW UZIEMIENI DO CELÓW OCHRONY ODGROMOWEJ

W wyniku połączenia wszystkich elementów uziemionych w obiekcie budowlanym do szyny ekwipotencjalnej powstaje często bardzo rozległy system uziemień, który obejmuje nie tylko uziom obiektu, ale także połączone uziomy nawet bardzo oddalonych obiektów, do których można zaliczyć system uziemień stacji transformatorowej zasilającej obiekt. Ocena tak rozległego systemu za pomocą metod wykorzystujących przebiegi wolnozmiennie prowadzi do zbyt optymistycznych wniosków odnośnie ich właściwości podczas odprowadzania prądów wylądowań atmosferycznych. Pomiary z zastosowaniem metody wykorzystującej przebiegi impulsowe pomiaru umożliwia uwzględnienie tylko tej części nawet bardzo rozległego systemu uziemień, która bierze udział w rozpraszaniu prądu piorunowego w ziemi. Tak określona część uziomu jest nazywana jego długością efektywną i jej rozmiary zależą przede wszystkim od rezystywności gruntu otaczającego uziom. Przeprowadzone symulacje komputerowe wskazują, że zwiększanie rozmiarów uziomu poza jego długość efektywną nie wpływa na ograniczanie spadku napięcia na uziemiu podczas odprowadzania prądu piorunowego i z punktu widzenia ograniczania przepięć w ochronionym obiekcie jest bezcelowe. Wnioski z symulacji komputerowych zostały potwierdzone przez pomiary na rzeczywistych obiektach o znacznej rozległości zastosowanych uziomów.

Słowa kluczowe: pomiary uziemień, długość efektywna uziemień, ochrona odgromowa,

1. Wstęp

Przedmiotem pracy jest analiza obiektów wyposażonych w główną szynę wyrównania potencjałów, która utrudnia lub uniemożliwia rozłączanie systemów uziemiających poszczególnych mediów w celu przeprowadzenia indywidualnych testów. W takim przypadku bardzo niskie wartości rezystancji uzyskiwane metodą niskoczęstotliwościową uwzględniają uziemienia odległych obiektów

¹ Stanisław Wojtas, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki,, 80 – 234 Gdańsk, ul. Własna Strzecha 18A, 583471611, s.wojtas@ely.pg.gda.pl

tów, które nie biorą udziału w odprowadzaniu do ziemi prądów wyładowań atmosferycznych.

Poprawnie przeprowadzone pomiary parametrów uziemień, a także właściwa interpretacja uzyskanych wyników, są bardzo ważnymi elementami zapewniającymi bezpieczeństwo obsługi oraz poprawną pracę urządzeń elektrycznych i elektronicznych we wszelkich obiektach wyposażonych w uziemienia ochronne i robocze, bądź też narażonych na oddziaływanie przepięć spowodowanych wyładowaniami atmosferycznymi. Metody właściwej oceny uziemień odgromowych powinny być przedmiotem wytycznych normalizacyjnych. Jednak procedury takiej oceny w aktualnych normach są formułowane dość niejednoznacznie i wymagają od użytkownika sporej dozy samodzielnej interpretacji zarówno na etapie projektowania jak również testów eksploatacyjnych oraz opracowywania wyników pomiarów.

Ogólnie można stwierdzić, że uziemienia wyraźnie dzielą się na dwie kategorie: pracujące przy częstotliwościach sieciowych oraz odgromowe, jednak pomiary rezystancji obu typów uziemień wykonuje się najczęściej przy prądach niskiej częstotliwości, a więc metodami określanymi jako statyczne. Rezystancja uziomu zmierzona w takich warunkach może być miarą przydatności uziomu tylko w zakresie częstotliwości sieciowych, a nie w dziedzinie szybkich udarów prądowych charakterystycznych dla wyładowań atmosferycznych. Ocena zdolności ochronnej uziemienia powinna uwzględniać jego właściwości przy przebiegach o parametrach czasowych podobnych do tych, jakie panują podczas rzeczywistego wyładowania [4,5].

Celem pracy jest analiza możliwości oceny oraz procedur pomiarowych i wymagań stawianych układom uziemiającym przez aktualne przepisy normalizacyjne z uwzględnieniem długości efektywnej uziomu. Ponieważ normy generalnie sugerują ocenę parametrów uziemień zarówno w oparciu o klasyczną metodę niskoczęstotliwościową, ale również dopuszczają korzystanie podczas pomiarów z przebiegów szybkozmiennych, w pracy podjęto próbę odpowiedzi na pytanie, którą z nich wybrać do oceny uziemień o różnej konfiguracji i przeznaczeniu.

2. Ocena uziemień w przepisach normalizacyjnych

W tematyce wymagań stawianych systemom uziemień, jak również zakresu ich kontroli, dominuje przekonanie, że procedura kontrolna powinna odbywać się w oparciu o wskazania aktualnej edycji normy. Jednak w przypadku kiedy kontrolowany obiekt został zbudowany w czasie obowiązywania starszej normy, wtedy obowiązuje w stosunku do niego zasada ochrony zastanej i postanowienia tej normy są brane pod uwagę podczas kontroli. W takiej sytuacji jedynie odchylenia od przepisów obowiązujących podczas budowy będą wykazane w protokole jako usterki. Zasada ochrony zastanej nie powinna być stosowana, jeżeli w

obiekcie budowlanym nastąpiła zmiana polegająca na przykład na:

- przebudowie dachu, albo na umieszczeniu na nim nowych konstrukcji budowlanych lub elementów dołączonych do instalacji elektrycznych obiektu,
- doprowadzeniu do obiektu nowej linii elektroenergetycznej lub telekomunikacyjnej,
- zmianach w obrębie funkcjonujących w obiekcie stref zagrożenia wybuchem.

Do dobrych zwyczajów w przypadku stosowania przez kontrolującego zasady ochrony zastanej powinno należeć wskazanie w protokole odchyień od aktualnych przepisów. Uwagi takie oczywiście nie dyskredytują analizowanego systemu ochrony odgromowej, ale dają administratorowi obiektu informacje o tym, jak bardzo ochrona odgromowa obiektu odbiega od poziomu wiedzy inżynierskiej prezentowanego w obowiązujących aktualnie normach [1,2].

Przyjęta w 2009 roku norma PN-EN 62305-1:2008 dotycząca ochrony odgromowej wprowadza pojęcie „umownej impedancji uziemienia” określonej jako „stosunek wartości szczytowej napięcia na uziomie do wartości przepływającego w nim prądu, które na ogół nie występują jednocześnie” [7].

Impedancję udarową wyznacza się zgodnie z definicją zawartą w normach [7,8,9] według zależności:

$$Z_u = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \quad (1)$$

gdzie U_{\max} oraz I_{\max} oznaczają odpowiednio wartości maksymalne spadku napięcia na uziomie oraz prądu wymuszającego ten spadek. W przypadku uziomu skupionego, np. pionowego o niewielkiej długości, można zaobserwować brak przesunięcia czasowego między ekstremami prądu i napięcia. Dla bardziej rozległego uziomu spadki indukcyjne powodują przesunięcie między wartościami maksymalnymi obu przebiegów, a więc impedancja uziemienia jest definiowana umownie w dziedzinie czasu.

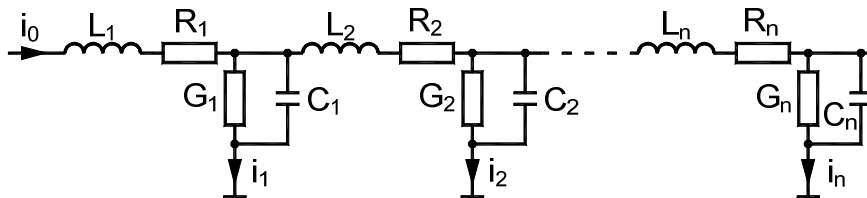
W normach dotyczących instalacji powyżej 1 kV [10] oraz koordynacji izolacji [11] zostały wprowadzone w załącznikach uwagi, że w przypadku bardziej rozległych uziemień, zwłaszcza linii przesyłowych, do pomiarów impedancji uziemień należy używać testera pracującego przy wysokiej częstotliwości. Celem wprowadzenia pomiaru przy przebiegach szybkozmiennych jest przede wszystkim uwzględnienie spadków napięcia o charakterze indukcyjnym, jak również faktu, że w odprowadzaniu prądów szybkozmiennych do ziemi biorą udział tylko części uziomu znajdujące się bliżej niż długość efektywna uziomu [5].

3. Długość efektywna uziomów

Na rys. 1 przedstawiono schemat zastępczy uziomu poziomego złożonego z n szeregowo połączonych czwórników, z których każdy odpowiada długości podstawowego elementu uziomu. Pomiar impedancji uziomu przy wymuszeniu $i_0(t)$ o częstotliwości zbliżonej do sieciowej sprowadza się praktycznie do określenia wypadkowej wartości przewodności G wynikającej z równoległego połączenia elementów G_1 do G_n . W praktyce pomiarowej miernik wskazuje wtedy rezystancję wypadkową uziomu jako rezystancję przejścia z uziomu do otaczającego gruntu, która zależy od rezystywności gruntu oraz wymiarów uziomu i zmierza do wartości $1/G$. Pozostałe elementy schematu zastępczego mają niewielki wpływ na rezystancję wypadkową uziomu przy wymuszeniu wolnozmennym, ponieważ:

- rezystancja podłużna uziomu (suma elementów R_1 do R_n) jest pomijalna ze względu na znaczny przekrój (nie mniej niż 90 mm^2) uziomu,
- indukcyjność własna poszczególnych elementów (L_1 do L_n) jest zawarta w granicach $1\text{-}2 \text{ }\mu\text{H/m}$ i nie odgrywa większej roli przy przebiegach o częstotliwości sieciowej,
- podobnie pomijane są prądy pojemnościowe związane z pojemnością własną uziomu C .

Wraz ze wzrostem częstotliwości sygnału wymuszającego $i_0(t)$ lub zastąpieniem tego sygnału przebiegiem udarowym rośnie reaktancja indukcyjna ωL_n każdego z elementów uziomu. Wzrost spadku napięcia na indukcyjności zwiększa całkowitą impedancję uziomu mierzoną na jego wejściu. Potwierdzeniem wzrostu znaczenia indukcyjnych spadków napięcia na coraz dłuższym uziemiu jest wzrastające przesunięcie czasowe między wartościami maksymalnymi prądu i napięcia.



Rys. 1. Schemat zastępczy uziomu poziomego złożonego z n elementów jednostkowych, R – rezystancja podłużna elementu, L – indukcyjność elementu, G – przewodność między uziemem a otaczającym gruntem, C – pojemność elementu

Fig. 1. Equivalent circuit of n -unit element horizontal earthing, R - elongated resistance of an element, L - element induction, G - conductance of earthing to surrounding ground, C - element capacity

Rozważania na temat stałej czasowej linii modelującej uziom długi pokazują, że zwiększanie długości uziomu poziomego jest skuteczne tylko do pewnej wartości nazywanej długością efektywną l_{ef} , którą można obliczyć jako [3]:

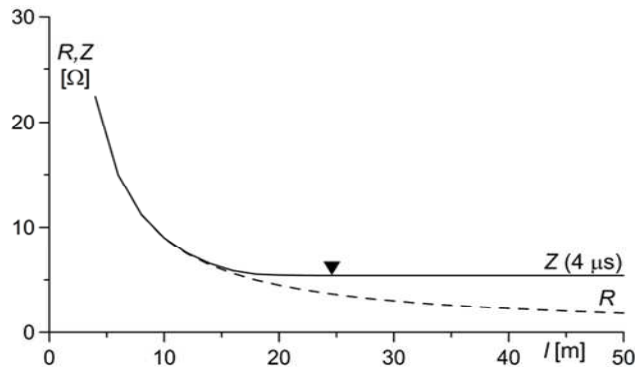
$$l_{ef} \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{\frac{T}{GL}} \quad (2)$$

gdzie: T - czas trwania czoła udaru prądowego,

L - indukcyjność jednostkowa

G - konduktancja jednostkowa uziomu.

Potwierdzeniem powyższych rozważań są przedstawione na rysunku 2 wyniki symulacji komputerowych impedancji uziomu poziomego pograżonego w gruncie o rezystywności $100 \Omega\text{m}$ w funkcji jego długości.



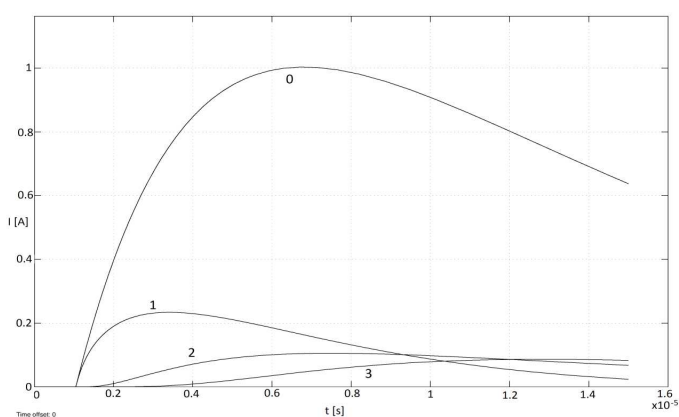
Rys. 2. Impedancja uziomu poziomego w funkcji jego długości przy wymuszeniu sinusoidalnym wolnozmiennym (R) oraz przy wymuszeniu udarami o czasie czoła $4 \mu\text{s}$ (Z); na krzywej zaznaczono długość efektywną uziomu obliczoną ze wzoru (2)

Fig. 2. Horizontal earthing impedance versus its length at low frequency AC measurements (R) and at $4 \mu\text{s}$ impulse measurements (Z); an effective length according to formula (2) has been marked

Przy pomiarach statycznych (częstotliwość zbliżona do sieciowej) rezystancja maleje wraz z wydłużaniem uziomu bez względu na przedział tego wzrostu długości. Otrzymana wartość rezystancji uziomu R wynika z równoległego połączenia coraz większej liczby n elementów o przewodności G każdego z nich jak to przedstawiono na rysunku 1. Przy wymuszeniu prądem udarowym (tutaj udar o czasie czoła $4 \mu\text{s}$ [13])

spadek impedancji uziomu przez dodawanie liczby elementów jest obserwowany tylko do pewnej długości uziomu zbliżonej do długości efektywnej. Dla analizowanego uziomu jego długość efektywna obliczona za wzoru (2) wynosi 24 m i została zaznaczona trójkątem na rysunku 2. Z przebiegów zamieszczonych na rysunku 2 wynika, że wydłużanie uziomu powyżej jego długości efektywnej nie powoduje obniżania spadku napięcia na uziomie podczas rozpraszania prądu piorunowego w gruncie. W celu weryfikacji tej tezy podczas symulacji zarejestrowano kształty prądów i_1 do i_n odprowadzanych do gruntu przez poszczególne odcinki uziomu pokazane na schemacie zastępczym z rysunku 1.

Na rysunku 3 przedstawiono prąd o czasie czoła 4 μs wpływający do uziomu i oznaczony jako 0 oraz prądy odprowadzane przez odcinki: pierwszy, piąty oraz siódmy oznaczone odpowiednio jako przebiegi 1, 2 oraz 3.



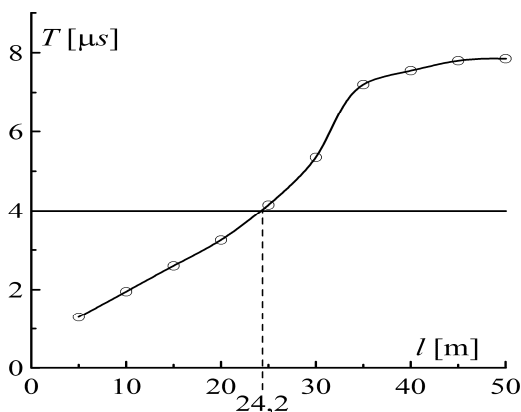
Rys. 3. Prądy udarowe w uziomie o długości 50 m: prąd wpływający do uziomu (0) oraz prądy odpływające do gruntu w poszczególnych odcinkach uziomu: 1- odcinek 0-5 m; 2-odcinek 20-25 m; 3-odcinek 30-35 m

Fig. 3. Impulse currents in 50 m long earthing: current at feed point (0) and currents dissipated to ground by particular elements of earthing: 1 - 0 to 5 m element, 2 - 20 to 25 m element, 3 - 30 to 35 m element

Porównanie czasów czoła poszczególnych prądów odprowadzanych do gruntu wskazuje na stopniowy ich wzrost jak to pokazano na rysunku 4. Czoło prądu odpływającego w pierwszym odcinku (0 - 5 m) jest znacznie krótsze niż czoło prądu zasilającego uziom. Czas czoła prądu odcinka znajdującego się w pobliżu długości efektywnej uziomu osiąga wartość czasu czoła prądu wpływającego, czyli w analizowanym przypadku 4 μs . Czasy czoła prądów odprowadzanych przez odcinki znajdujące się dalej niż długość efektywna rosną i przewyższają czas czoła prądu zasilającego uziom. Otrzymane czasy czoła prądów w poszczególnych odcinkach uziomu zamieszczono na wykresie

przedstawionym na rys. 4 i wyznaczona w ten sposób długość efektywna wynosi 24,2 m, co jest wartością zbliżoną do obliczonej ze wzoru (2), która wynosi 24 m.

Potwierdzeniem tezy o braku wpływu elementów uziomu poza jego długością efektywną na napięcie na początku uziomu są wyniki badań przeprowadzone na uziomie rzeczywistym. Badany uziom poziomy o długości 50 m był zagłębiony w gruncie o rezystywności $85 \Omega\text{m}$ i podzielony na 10 odcinków po 5 m, które mogły być łączone szeregowo. W ten sposób powstał uziom poziomy o regulowanej długości z 5-metrowym skokiem w zakresie od 5 do 50 m. Jego długość efektywna obliczona ze wzoru (2) dla impulsów o czasie czoła $4 \mu\text{s}$ wynosiła ok. 20 m. Ze względu na fakt, że impulsy prądowe miały stałą amplitudę (ok. 0,9 A), wartość maksymalna napięcia może być także wskaźnikiem impedancji udarowej uziomu.



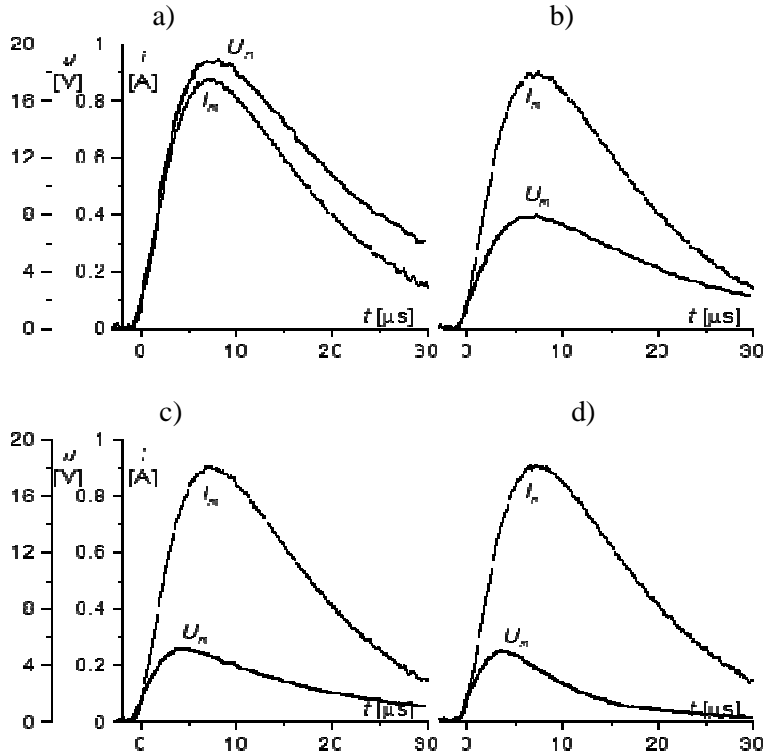
Rys. 4. Długość czasu czoła prądów odprowadzanych do gruntu przez poszczególne 5-metrowe odcinki uziomu w funkcji odległości odcinka od początku uziomu, czas czoła prądu wpływającego wynosi $4 \mu\text{s}$

Fig. 4. Front time of currents entering ground in particular 5 m long elements of earthing versus distance of element from feed point, front time of current entering the earthing equals $4 \mu\text{s}$

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi prądu wpływającego do uziomu i napięcia na jego początku. Porównując wartości maksymalne napięcia na oscylogramach a) i b) można zauważyć, że przyrost długości uziomu o 10 m (z 5 do 15 m) w zakresie poniżej długości efektywnej wywołuje zdecydowany (w tym przypadku ok. 2-krotny) spadek napięcia, a więc także impedancji uziomu. Taki sam 10-metrowy przyrost długości uziomu poza jego długością efektywną (z 20 do 30 m) nie wpływa na jego impedancję udarową - identyczne amplitudy napięć na oscylogramach c) i d) z rysunku 5.

Element uziomu znajdujący się poza jego długością efektywną odprowadza do gruntu prąd o czasie czoła dłuższym w porównaniu z czasem czoła prądu

zasilającego uziom, jak to pokazano na rysunku 3. Efekt odprowadzania pewnej wartości ładunku przez dodaną długość uziomu można zauważyć dopiero na grzbiecie przebiegu napięciowego, co nie ma wpływu na impedancję udarową uziomu.



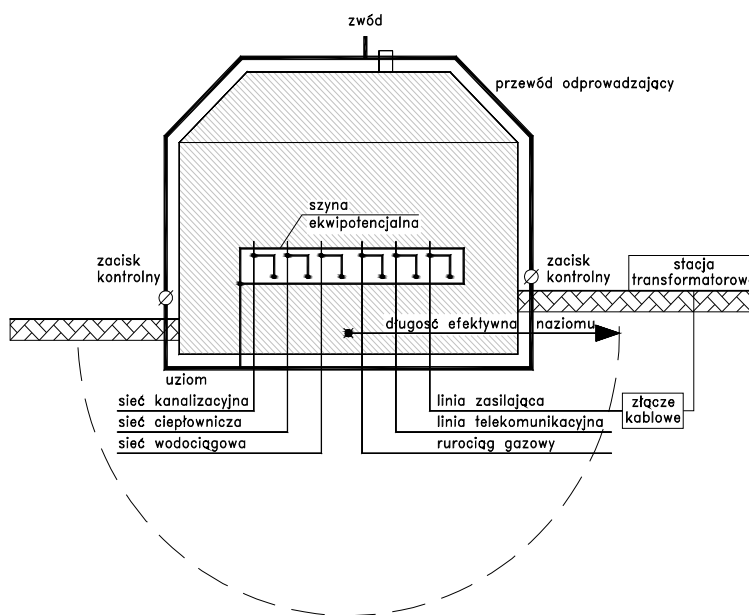
Rys. 5. Wpływ przyrostu długości uziomu poziomego o 10 m w zakresie poniżej długości efektywnej (a - 5 m, b - 15 m) oraz powyżej tej długości (c - 20 m, d - 30 m) na przebiegi napięcia na początku uziomu przy zasilaniu stałą wartością impulsu prądowego o czasie czoła 4 μ s

Fig. 5. Influence of horizontal earthing elongation by 10 m in range below effective length of earthing (a - 5 m, b - 15 m) and in range above effective length (c - 20 m, d - 30 m) on voltage diagrams at earthing feed point at constant value of 4 μ s impulse current

4. Rozległe uziemienia obiektów budowlanych

Współczesne obiekty podlegające ochronie odgromowej są zwykle wyposażone w główną szynę wyrównania potencjałów, do której są dołączone elementy uziemiające poszczególnych mediów zasilających dany obiekt jak to zostało przedstawione na rysunku 6. W przypadku zastosowania do pomiaru rezystancji uziemienia miernika niskiej częstotliwości, na uzyskaną wartość rezystancji

mają wpływ uziomy położone nawet w znacznej odległości od badanego obiektu, np. system uziemień transformatora zasilającego. Pomierzona w ten sposób rezystancja wypadkowa uziemień osiąga zwykle bardzo małe wartości, często znacznie poniżej 1Ω . Taka ocena systemu uziemień może być miarodajna dla prądów zwarciovych, ale w przypadku wyładowań atmosferycznych należy oczekiwać znacznie wyższej impedancji. W rozpraszaniu prądu o czasie czoła na poziomie mikrosekund, czyli zbliżonym do prądów piorunowych, biorą udział elementy uziomu oddalone od miejsca wyładowania poniżej długości efektywnej uziomu, jak to zostało zaznaczone na rysunku 6. Pojęcie długości efektywnej uziomu i sposoby jej wyznaczania zostały omówione w poprzednich rozdziałach.



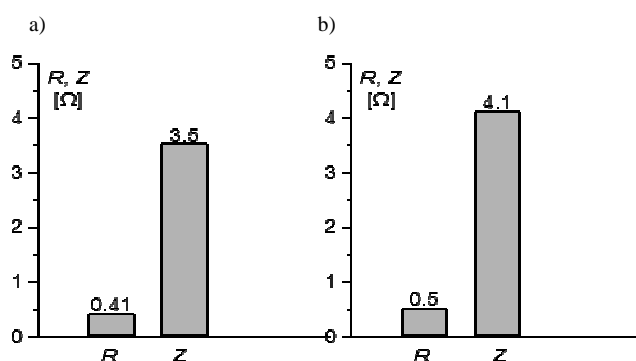
Rys.6. Obiekt kubaturowy z rozległym systemem uziemień utworzonym przez media dołączone do szyny wyrównania potencjału, zaznaczono okrąg o promieniu równym długości efektywnej uziomu

Fig. 6. Extensive earthing system of typical contemporary building structure equipped with equipotential bar, circle radius equal to earthing effective length has been marked

Rozważania o braku wpływu dalej położonych elementów uziemień na ich przydatność ogromną została potwierdzona pomiarami porównawczymi rezystancji przy niskiej częstotliwości oraz za pomocą mierników udarowych przeprowadzonymi na gdańskim stadionie PGE ARENA. Nadziemna część

urządzenia piorunochronnego zewnętrznego stadionu składa się ze zwodów poziomych w postaci przewodów zamykających pozbawiony zadaszenia fragment stadionu oraz z łukowatych dźwigarów zadaszenia trybun. Dźwigary zadaszenia pełniące jednocześnie rolę zwodów i przewodów odprowadzających są osadzone na fundamentach stadionu za pomocą ruchomych przegubów, które są bocznikowane przewodami zapewniającymi przepływ prądów piorunowych. Zbrojenie fundamentu stadionu jest połączone z elementami uziemionymi poszczególnych mediów i w ten sposób powstaje bardzo rozległy system.

Na rysunku 7a przedstawiono rezultaty pomiarów rezystancji (metodą niskoczęstotliwościową) oraz impedancji udarowej systemu uziemień stadionu. Pokazany histogram wskazuje, że tak rozbudowany system charakteryzuje się bardzo małą rezystancją statyczną - $0,41 \Omega$, a impedancja udarowa jest ponad 8 razy wyższa i wynosi $3,5 \Omega$.



Rys. 7. Wartości rezystancji R oraz impedancji udarowej Z systemu ochrony odgromowej stadionu - a) i budynku mieszkalnego o 3 kondygnacjach z mediami dołączonymi do szyny ekwipotencjalnej - b)

Fig. 7. Results of earthing resistance R and impulse impedance Z of stadium – a) and residential structure with equipotential bar – b)

Podobne wyniki zaprezentowane na rysunku 7b uzyskano dla budynku mieszkalnego o 3 kondygnacjach i długości 30 m oraz szerokości 12 m. System uziemień budynku jest zaopatrzone w szynę wyrównania potencjałów i zbliżony do zaprezentowanego na rysunku 6. Taki przypadek charakteryzuje się również bardzo małą rezystancją o wartości $0,5 \Omega$, a impedancja w warunkach udarowych jest ponad 8 razy wyższa i wynosi $4,1 \Omega$. Różnica ta wynika przede wszystkim z faktu, że na rezystancję statyczną wpływa cały system uziemień, a miernik udarowy uwzględnia wyłącznie elementy uziemiające znajdujące się w odległości mniejszej niż długość efektywna określona czasem czoła udaru i rezystywnością gruntu, jak wynika ze wzoru (2).

Coraz większy odsetek współczesnych obiektów budowlanych jest wyposażonych w szynę wyrównywania potencjałów, co zwykle zdecydowanie powiększa rozległość systemu uziemień. Pomiarów metodą statyczną rezystancji uziemień takiego systemu dają zwykle bardzo małe wartości – często poniżej 1Ω . W tej sytuacji nie powinien dziwić fakt, że w literaturze pojawiają się stwierdzenia o braku konieczności mierzenia rezystancji statycznej podczas sprawdzania stanu technicznego urządzenia piorunochronnego [2]. Mała wartość rezystancji uziemienia nie musi świadczyć o jego dobrym stanie, podobnie jak wysoki wynik rezystancji nie musi dyskwalifikować przydatności uziomu w systemie ochrony odgromowej. Dla wydania ostatecznej oceny konieczna jest znajomość konfiguracji sieci uziemiającej i weryfikacja połączeń zapewniających ciągłość przewodu uziemiającego oraz połączeń przewodów odprowadzających z uziomem. W wielu przypadkach nieodzownym warunkiem oceny uziemień może być ich odkopanie, a to często okazuje się niewykonalne i wtedy metoda udarowa stanowi rozsądną alternatywę.

5. Wnioski

Metoda pomiaru z wykorzystaniem przebiegów udarowych pozwala na określenie impedancji uziemienia, która jest miarą jego przydatności do celów ochrony odgromowej. Przydatność takiej metody jest ważna przede wszystkim w przypadku rozległych systemów uziemień, a zwłaszcza przy połączeniu elementów uziemiających mediów z szyną wyrównania potencjału.

Podczas pomiarów miernikami udarowymi są uwzględniane tylko te części systemu instalacyjnego, które biorą udział w odprowadzaniu prądu piorunowego do ziemi.

Wpływ na ograniczanie spadku napięcia na uziomie mają tylko te jego części, które znajdują się bliżej miejsca wprowadzenia prądu wyładowczego, niż wynosi długość efektywna uziomu.

Metody udarowe i wysokoczęstotliwościowe pozwalają oceniać przydatność nawet bardzo rozległych systemów uziemień do celów ochrony odgromowej bez konieczności rozłączania nie tylko ich elementów składowych, ale także zacisków kontrolnych.

Literatura

- [1] Markowska R., Sowa A.: Ochrona odgromowa obiektów budowlanych, Dom Wydawniczy MEDIUM, Warszawa, 2009.
- [2] Musiał E.: Kontrola stanu technicznego urządzeń ochrony odgromowej i przeciwprzebieciowej, Biul. SEP INPE, 2008, Nr 100, s. 18-36.
- [3] Szpor S., Samuła J.: Ochrona Odgromowa, WN-T, Warszawa, 1983.

- [4] Wojtas S., Wołoszyk M.: Ocena uzemień odgromowych według aktualnych przepisów normalizacyjnych, VI Krajowa Konferencja N-T "Urządzenia Piorunochronne w Projektowaniu i Budowie, SEP Kraków, 20.10.2012.
- [5] Wołoszyk M., „Pomiary impedancji (rezystancji) udarowej uzemień odgromowych”, Rozdział w publikacji: Gryżewski Z.: Prace pomiarowo – kontrolne przy urządzeniach elektroenergetycznych o napięciu do 1 kV, COSiW SEP, Warszawa, 2002.
- [6] ANSI/IEEE Std 81-1983 - IEEE Guide for Measuring Earth Resistivity, Ground Impedance and Earth Surface Potentials of a Ground System.
- [7] PN-EN 62305-1:2008 - Ochrona odgromowa. Część 1: Zasady ogólne.
- [8] PN-E 05003-3:1989 – Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Ochrona obostrzona.
- [9] PN-IEC 61024-1-1:2001 - Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne. Wybór poziomów ochrony dla urządzeń piorunochronnych.
- [10] PN-E 05115:2002 - Instalacje elektroenergetyczne prądu przemiennego o napięciu wyższym od 1 kV.
- [11] PN-EN 60071-2:2000 - Koordynacja izolacji. Przewodnik stosowania.
- [12] PN-EN 62475:2010E - Wielkopądowa technika pro-biercza. Definicje i wymagania dotyczące prądów pro-bierczych i układów pomiarowych.
- [13] PN-E 04060:1992 - Wysokonapięciowa technika probiercza. Ogólne określenia i wymagania probiercze.

USEFULNESS EVALUATION OF WIDESPREAD EARTHING SYSTEMS FOR LIGHTNING PROTECTION PURPOSES

Summary

Widespread earthing systems can be created in buildings due to connection of all earthed objects to a common equipotential bar. Such a system consists of not only earthings around the object to be protected, but as well wide earthings of very far objects for example earthing systems of transformer stations supplying the protected object. Measurements of such wide system by usage of low frequency methods give usually both low resistance results and too optimistic evaluation of its properties for lightning protection purposes. Earthing tests using impulse method seem to be especially useful for extensive earthings, because only a part of the tested system is taken into account at such evaluation. This part of an earthing system taking part in lightning current dissipation to a surrounding soil is called effective length of earthing. The effective length depends first of all on resistivity of soil surrounding the evaluated earthing. Computer simulations show, that an earthing elongation above its effective length has no influence on a voltage of earthing feed point during lightning current stroke. Results of computer simulations have been confirmed by tests carried out on real wide objects.

Keywords: earthing test, effective length, lightning protection

DOI: 10.7862/re.2013.23

Tekst złożono w redakcji: sierpień 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Stanisław WOJTAS¹
Marek OLESZ²

UWZGLĘDNIENIE REJESTRACJI WYŁADOWAŃ ATMOSFERYCZNYCH W PROJEKTOWANIU OCHRONY ODGROMOWEJ

W referacie przedstawiono systemy i wstępne wyniki współczesnych rejestracji parametrów wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski. Podstawą tych rozważań są wyniki uzyskane z systemu rejestracji LINET, którego jedna z anten znajduje się na terenie Politechniki Gdańskiej. Parametry wyładowań atmosferycznych otrzymane współczesnymi metodami rejestracji antenowych zostały porównane z rejestracjami przeprowadzanymi metodami klasycznymi w ubiegłym wieku. Dotyczy to zwłaszcza gęstości powierzchniowej oraz amplitudy prądu wyładowań atmosferycznych. Obliczenia przeprowadzone na podstawie danych pochodzących z systemu LINET wskazują, że na północ od równoleżnika 51°30' liczba wyładowań na kilometr kwadratowy w latach 2007 – 2012 jest zawarta w granicach od 1,5 do 1,9. Wyniki te są zbieżne z wartością przyjętą w przepisach normalizacyjnych -1,8/km². Na południe od równoleżnika 51°30' otrzymano dla poszczególnych lat gęstość wyładowań 3,0 ÷ 3,4, co daje wartość średnią 3,2/km² przekraczającą o prawie 30% dane znormalizowane (2,5/km²). Prezentowane wstępne wyniki rejestracji wskazują, że gęstość powierzchniowa występowania wyładowań jest większa, a amplituda prądu mniejsza od wartości oszacowanych metodami klasycznymi i wpisanymi do aktów normatywnych.

Słowa kluczowe: wyładowania atmosferyczne, rejestracja wyładowań, ochrona odgromowa

1. Wstęp

Parametry wyładowań atmosferycznych zamieszczone w aktualnie obowiązujących przepisach normalizacyjnych [9, 10] są wynikiem badań prowadzonych w XX wieku. W połowie ubiegłego stulecia nastąpiła znaczna intensyfi-

¹ Autor do korespondencji: Stanisław Wojtas, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki 80 – 234 Gdańsk, ul. Własna Strzecha 18A, 583471611, s.wojtas@ely.pg.gda.pl

² Marek Olesz, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, 80 – 234 Gdańsk, ul. Własna Strzecha 18A, 583471820, m.olesz@ely.pg.gda.pl

cja badań i obserwacji wyładowań z zastosowaniem klidonografów i pręcików magnetycznych, a potem liczników wyładowań atmosferycznych. Dzięki pracom badawczym prowadzonym w latach 1950 - 1970 pod kierunkiem prof. S. Szpora z Politechniki Gdańskiej, Polska była zaliczana do czołówki światowej w badaniach parametrów wyładowań atmosferycznych. Wyniki tych badań były uwzględniane przy opracowywaniu uzgodnień parametrów prądów piorunowych dla potrzeb normalizacji międzynarodowej.

W ostatniej dekadzie ubiegłego wieku nastąpił intensywny rozwój technik detekcji oraz analizy numerycznej parametrów wyładowań piorunowych opartych na rejestracji pola elektromagnetycznego emitowanego przez kanał piorunowy. W wielu rejonach świata zainstalowano anteny tworzące sieci lokalizacji wyładowań, wspomagane zwykle przez systemy satelitarne.

Etapowi wstępnego rozwoju wyładowania, czyli wyładowaniom strimerowym i liderowym towarzyszy emisja pola elektromagnetycznego wysokiej częstotliwości (VHF), natomiast podczas wyładowania głównego, korzystającego z kanału zjonizowanego wyładowaniem wstępnym, jest emitowana największa energia w paśmie małych (LF) i bardzo małych częstotliwości (VLF). W zależności od częstotliwości sygnałów wykorzystywanych przez detektor (VLF, LF, HF lub VHF), są stosowane różne techniki lokalizacji wyładowań [1].

Do najstarszych metod lokalizacji wyładowań atmosferycznych należy technika detekcji nazywana MDF (Magnetic Direction Finder). W tej technice wykorzystuje się przynajmniej dwie, a lepiej trzy anteny kierunkowe usytuowane w różnych miejscach. Zasada lokalizacji źródła sygnału polega na zarejestrowaniu azymutów (kątów określających kierunek), skąd nadeszły sygnały do każdej z anten i wyznaczeniu punktu leżącego w miejscu przecięcia się prostych odpowiadających tym kierunkom. Metoda MDF wykorzystuje sygnały LF oraz VLF i pozwala na lokalizację wyładowań doziemnych.

System lokalizacji wyładowań nazywany TOA (Time of Arrival) polega na precyzyjnym pomiarze różnicy czasów, w których sygnał ze źródła dotarł do poszczególnych anten. System ten wymaga przynajmniej trzech anten oraz ich precyzyjnej synchronizacji czasowej za pomocą sygnałów z systemu GPS (Global Positioning System). Precyzyjne wyznaczenie momentu dotarcia sygnału do każdej z anten pozwala na wyznaczenie różnic czasowych między poszczególnymi antenami. Stałe różnice czasu dla każdej pary anten tworzą krzywe o kształcie hiperbol. Punkty przecięcia wielu hiperbol wyznaczają miejsce wystąpienia wyładowania. Technika TOA umożliwia wykrywanie zarówno wyładowań doziemnych, jak i między chmurami.

Połączenie technik TOA oraz MDF umożliwiło wzrost dokładności i efektywności lokalizacji wyładowań atmosferycznych i zostało wdrożone jako system pod nazwą IMPACT (Improved Accuracy Using Combined Technology). Dzięki jednoczesnej rejestracji azymutu oraz czasu wyładowania otrzymuje się dobrą dokładność lokalizacji wyładowania nawet w przypadku danych tylko z

dwóch anten. Systemy IMPACT są obecnie instalowane w większości krajów Europy.

Wyładowania atmosferyczne są więc zjawiskiem, które obecny poziom techniki pozwala dokładnie rejestrować ze znacznych odległości. Burze i pioruny z kolei towarzyszą innym zjawiskom atmosferycznym takim jak ulewne deszcze czy huragany, więc detekcja wyładowań piorunowych może ostrzegać o nadciągających żywiołach. Po powodzi 1997 roku w Polsce przystąpiono do budowy nowoczesnego systemu detekcji i lokalizacji chmur burzowych i wyładowań atmosferycznych [2, 3].

Według meteorologów zmiany klimatyczne w postaci ocieplenia klimatu wywołują wzrost liczby wyładowań atmosferycznych. Szacuje się, że liczba wyładowań rośnie o 10 do 100% (średnio ok. 50%) na każdy stopień wzrostu temperatury [4]. Jeżeli przyjąć tezę ekologów na temat ocieplenia klimatu, należy oczekiwać wzrostu gęstości wyładowań piorunowych. Wzrost liczby wyładowań atmosferycznych powinien być uwzględniany podczas projektowania systemów ochrony odgromowej różnych obiektów.

Celem pracy jest przedstawienie wstępnych wyników rejestracji z terenu Polski uzyskanych w ostatnich latach z systemu LINET [13]. Prezentowane dane dotyczą gęstości wyładowań doziemnych oraz amplitudy prądu piorunowego. Zauważony wzrost gęstości wyładowań w stosunku do wytycznych normalizacyjnych może mieć wpływ na projektowanie systemów odgromowych chronionych obiektów.

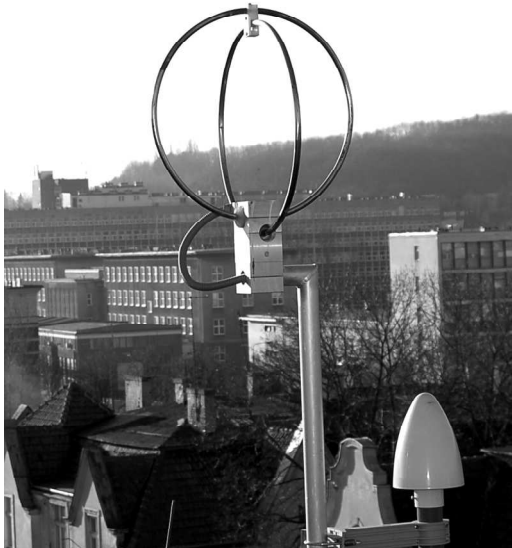
2. Systemy rejestracji wyładowań piorunowych na obszarze Polski

Negatywne skutki powodzi w 1997 r. wpłynęły na przyspieszenie prac nad budową polskiego systemu rejestracji i lokalizacji wyładowań atmosferycznych, który jednocześnie jest elementem systemu ostrzegania o niebezpieczeństwie intensywnych opadów. W 2002 r. rozpoczął pracę system detekcji i lokalizacji wyładowań atmosferycznych PERUN złożony z 9 anten SAFIR 3000 firmy Vaisala-Dimensions zainstalowanych w: Warszawie, Białymstoku, Olsztynie, Kaliszu, Gorzowie Wlkp., Toruniu, Włodawie, Sandomierzu i Częstochowie. System SAFIR bazuje na interferometrycznej technice pomiaru różnicy faz fali elektromagnetycznej docierającej do poszczególnych elementów anteny. Rozmieszczenie anten co około 200 km pozwala na 1-kilometrową dokładność lokalizacji wyładowań atmosferycznych i skuteczność na poziomie 95%. Stacje detekcji są synchronizowane za pomocą satelitarnego systemu GPS. System PERUN zapewnia takie informacje na temat wyładowań jak: miejsce (długość i szerokość geograficzna), wartość maksymalna prądu, czasy narastania i zaniku impulsu prądowego, typ wyładowania i jego polaryzacja [2].

W ostatnich kilku latach zespół pod kierownictwem prof. Betza z Uni wer-

sytetu w Monachium wprowadził i ciągle rozwija nowy system lokalizacji wyładowań atmosferycznych o nazwie LINET. System ten działa w oparciu o technikę TOA, a obróbka danych w programie 3D pozwala na lokalizację zarówno wyładowań doziemnych jak również między chmurami. System LINET charakteryzuje się właściwościami, które podnoszą jego użyteczność, np. zbliżona czułość w wykrywaniu wyładowań doziemnych i między chmurami, możliwość detekcji wysokości źródła emisji w przypadku wyładowań między chmurami, dobra dokładność lokalizacji wyładowania oraz niskie koszty instalacji i eksploatacji systemu [5].

Początkowo system LINET był ograniczony do terytorium Niemiec, ale w 2006 roku rozpoczęto jego rozszerzanie na obszar krajów sąsiadujących. W 2007 r. w Polsce zainstalowano 5 stacji, a dziś łączna liczba anten LINET w naszym kraju wynosi 14. W Gdańsku stacja została zainstalowana przed sezonem burzowym 2007 na budynku Katedry Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych PG. Rysunek 1 przedstawia fotografię stacji składającej się z anteny o podwójnej, skrzyżowanej pętli do pomiaru pola elektromagnetycznego oraz anteny GPS do precyzyjnego pomiaru czasu. Każda stacja jest wyposażona w komputer z ciągłym połączeniem internetowym i możliwością przesyłania danych do bazy w Monachium [6].



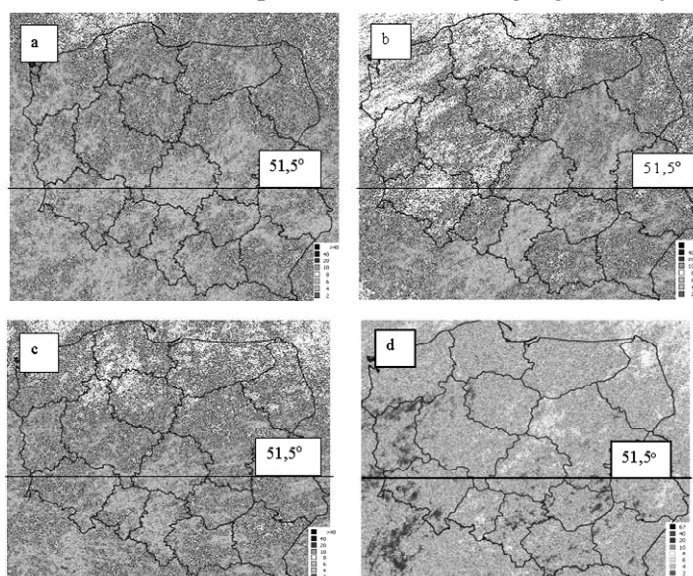
Rys. 1. Widok anteny systemu LINET zainstalowanej na jednym z budynków PG

Fig. 1. View of the LINET system antenna installed on a GUT building

Wyładowania atmosferyczne pojawiające się nad Europą w rejonie naszego kraju są lokalizowane przez różne systemy rejestracji i ich rozwój oraz kierunki przemieszczania się mogą być śledzone na bieżąco na stronach internetowych poszczególnych operatorów, np. EUCLID, BLIDS czy SAFIR [11, 12, 13]. System wczesnego ostrzeżenia o zbliżającej się burzy może być użyteczny dla firm, których charakter działalności powoduje uzależnienie ciągłości pracy od zagrożeń powodowanych wyładowaniami atmosferycznymi.

3. Wyniki rejestracji z systemu LINET

Dane odnośnie gęstości wyładowań zostały udostępnione przez operatora sieci LINET w postaci pliku tekstowego bazującego na układzie ETRS89 oraz systemie współrzędnych Poland CS92, zawierającego liczbę wyładowań doziemnych na kilometr kwadratowy analizowanej powierzchni. Liczba wierszy pliku odpowiadała powierzchni prostokąta opisanego na konturze granic Polski, tj. ok. 480000. Do wizualizacji danych został wykorzystany program MapInfo generujący mapy obrazujące gęstość doziemnych wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski w latach 2007 – 2012 (rys. 2). Na poszczególnych mapach dodatkowo zaznaczono położenie szerokości geograficznej $51,5^{\circ}$.



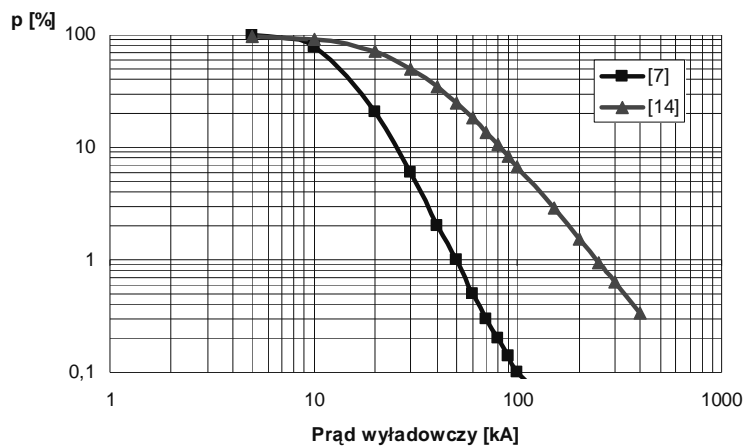
Rys. 2. Gęstość wyładowań atmosferycznych doziemnych (liczba na kilometr kwadratowy) na obszarze Polski zarejestrowana przez system LINET: w roku 2007 – a, w 2008 – b, w 2009 – c, w 2012 – d

Fig. 2. The density of lightning strokes (number per square kilometer) in the Polish registered by the system LINET: in 2007 - and in 2008 – b, in 2009 – c, in 2012 – d

Przy podejmowaniu decyzji o stosowaniu urządzenia piorunochronnego w danym obiekcie należy uwzględnić między innymi gęstość wyładowań na kilometr kwadratowy. Zaznaczona na mapach pokazanych na rysunku 2 linia równoleżnikowa $51^{\circ}30'$ wskazuje, że stosowany sposób podziału kraju na strefy charakteryzowane przez średnie roczne liczby wyładowań 1,8 oraz $2,5/\text{km}^2$ może znacznie odbiegać od gęstości rzeczywistej.

Obliczenia przeprowadzone na podstawie danych przedstawionych na mapach z rysunku 2 wskazują, że na północ od równoleżnika $51^{\circ}30'$ liczba wyładowań na kilometr kwadratowy w latach 2007 – 2012 jest zawarta w granicach od 1,5 do 1,9. Wyniki te są zbliżone do wartości pochodzących ze starszych badań i przyjętych w przepisach normalizacyjnych jako $1,8/\text{km}^2$. W rezultacie analogicznych obliczeń przeprowadzonych dla obszaru na południe od wspomnianego równoleżnika otrzymano dla poszczególnych lat gęstość wyładowań w granicach od 3,0 do 3,4, co daje wartość średnią $3,2/\text{km}^2$. W tym przypadku występuje większa, prawie 30%, różnica w stosunku do wartości znormalizowanych. Jeszcze większą gęstość uzyskano dla prostokąta o powierzchni ok. 20000 km^2 opisanego na obszarze województwa Śląskiego, gdzie średnia gęstość wyładowań w analizowanym okresie wynosi 4,6. Wartość ta prawie 2-krotnie przewyższa dane dotychczas używane w procesie projektowania ochrony odgromowej.

Różnice między wynikami uzyskanymi w ubiegłym wieku metodami klasycznymi, a współczesnymi rejestracjami dotyczą także amplitud prądu, co można zauważyć na rysunku 3.



Rys. 3. Krzywe procentowe szczytowych wartości prądów piorunowych: 1 - wyniki z systemu LINET [7], 2 - badania z ubiegłego wieku [14]

Fig. 3. Percentage curves of peak lightning currents: 1 - results from the LINET system [7], 2 - studies of the last century [14]

Według metod klasycznych średnia wartość prądu piorunowego (odpowiadająca prawdopodobieństwu 50%) wynosi 30 kA, a podobna wartość uzyskana z systemu LINET jest szacowana na ok. 14 kA [7]. Ta okoliczność, po weryfikacji wyników, może wpłynąć na podniesienie poziomu rzeczywistego bezpieczeństwa przy wybranych poziomach ochrony, co można zauważyć w tabeli 1.

Tabela 1. Rozkład amplitud prądu [7, 14] oraz poziomy i skuteczność ochrony odgromowej dla obszaru Polski

Table 1. Distribution of current amplitudes [7, 14], and the levels and effectiveness of lightning protection for Polish area

Lp.	Amplituda [kA]	Prawdopodobieństwo amplitudy		Poziom ochrony	Skuteczność systemu [%]
		Badania klasyczne [%]	Rejestracje współczesne [%]		
1	14	8,4	50,0		
2	20	30	78,1		
3	30	50,0	93,51		
4	50	74,5	98,94		
5	100	94,4	99,94	III, $i < 100$ kA	90
6.	150	97,2	99,99	II, $i < 150$ kA	95
7.	200	98,5	99,998	I, $i < 200$ kA	98

4. Wpływ wyników rejestracji na dobór urządzeń ochrony odgromowej

Możliwy wpływ przedstawionych wyników rejestracji na projektowanie ochrony odgromowej został przedstawiony na przykładzie 4 kondygnacyjnego budynku mieszkalnego o powierzchni 35 m x 14 m i wysokości 11 m położonego w województwie Śląskim.

W celu wykonania szacunkowych obliczeń dla powyższej lokalizacji zastosowano według nieobowiązującej normy PN-E 5003 [8] wskaźnik zagrożenia piorunowego:

$$W = n \cdot m \cdot N \cdot A \cdot p \quad (1)$$

gdzie: n - współczynnik zależny od liczby przebywających osób,

m - współczynnik zwartości zabudowy,

N - gęstość roczna wyładowań na metr kwadratowy,

A - powierzchnia równoważna zbierania wyładowań przez obiekt,

p - prawdopodobieństwo wywołania szkody przez wyładowanie.

Zakładając, że w analizowanym budynku mieszkalnym przebywa nie więcej niż 1 osoba na 10 m^2 , brak zabudowy zwartej, obiekt wykonany z materiałów niepalnych z typowym wyposażeniem, wskaźnik zagrożenia piorunowego według wzoru (1) wynosi $4,1 \times 10^{-5}$ dla obowiązującej na tym terenie gęstości normatywnej wyładowań $2,5 \times 10^{-6} \text{ m}^{-2}$. Taki wskaźnik zagrożenia upoważnia do stwierdzenia, że zagrożenie jest małe i ochrona odgromowa jest zbędna.

Przyjmując w przedstawionych powyżej obliczeniach gęstość wyładowań o wartości 3,2, jak to wynika z rejestracji LINET, wskaźnik zagrożenia wzrasta do $5,2 \times 10^{-5}$, co oznacza średnie zagrożenie piorunowe i zalecenie ochrony. Zakładając liczbę wyładowań $4,6 \times 10^{-6} \text{ m}^{-2}$, która została obliczona z rejestracji dla rejonu województwa Śląskiego, wskaźnik zagrożenia piorunowego analizowanego obiektu wzrasta do $7,5 \times 10^{-5}$, i przez to zbliża się do klasyfikowanego jako duże zagrożenie wymagające koniecznej ochrony odgromowej.

Zgodnie z wymaganiami normy [9] chcąc uzyskać odpowiednio niski poziom ryzyka utraty życia ludzkiego, przy założeniu średniego poziomu paniki w obiekcie (4 kondygnacje), zasilania kablowego z bliskim sąsiedztwem stacji SN/nn oraz trzech dodatkowych, nieekranowanych linii kablowych dochodzących do obiektu należy zastosować następujące alternatywne rozwiązania:

- w przypadku gęstości normatywnej wyładowań $2,5 \times 10^{-6} \text{ m}^{-2}$ nie trzeba stosować ochrony odgromowej i przeciwprzebieciowej,
- w przypadku gęstości normatywnej wyładowań $3,2 - 4,5 \times 10^{-6} \text{ m}^{-2}$ trzeba zastosować ochronę odgromową klasy 4 i przeciwprzebieciową na wprowadzeniu linii do obiektu.

Z przeprowadzonych obliczeń wynika, że ze względu na mniejsze prawdopodobieństwo wystąpienia wysokich amplitud rejestrowanych prądów piorunowych, jak to zostało przedstawione w tabeli 1, poziomy ochrony wyznaczane na podstawie obecnych przepisów mogą okazać się przewymiarowane.

5. Przykłady wyładowań w niskie obiekty budowlane

W czasie silnych wyładowań atmosferycznych w okolicach Gdańska we wrześniu 2010 roku miały miejsca bezpośrednie trafienia pioruna w stosunkowo niskie domy jednorodzinne. Ciekawy przypadek wystąpił w jednej z dzielnic Gdańska, gdzie dom w czasie budowy zlokalizowany w pobliżu wieży kościoła, ale jednak poza jej strefą ochronną został trafiony bezpośrednio przez wyładowanie atmosferyczne. Skutkiem przepływu prądu wyładowczego przez prowizoryczną, niedokończoną instalację piorunochronną nastąpiło zapalenie elementów konstrukcyjnych budynku (rys. 4).

Inny przypadek miał miejsce w pobliżu Gdańska, gdzie wystąpiło bezpośrednio lub pobliskie wyładowanie atmosferyczne do obiektu nie wyposażonego w instalację piorunochronną. Na dachu budynku, o konstrukcji podobnej jak na

rysunku 4, pokrytego dachówką ceramiczną wyprowadzono kominki wentylacyjne, kwasoodporną rurę pieca gazowego oraz antenę satelitarną, które wyprowadzały potencjał ziemi na górne powierzchnie obiektu. W otoczeniu domu znajdowały się budynki o podobnej konstrukcji i wysokości.



Rys. 4. Szkody wywołane w budynku bezpośrednio uderzonego piorunem. Nieprawidłowe wymiary zwodu pionowego – zbyt duży kąt ochronny

Fig. 4. The damage caused to the building by a direct lightning stroke. Incorrect vertical dimensions of the air terminal - too large protection angle

Zasilanie budynku odbywało się ze złącza kablowego zintegrowanego z pomiarem energii elektrycznej do którego dochodził 4-przewodowy kabel typu YAKY 4x120 mm², a dalej do budynku oddalonego o ok. 50 metrów przewód YKY 5x10 mm² prowadzony w ziemi na głębokości 0,7 m. W budynku wg projektu powinny być umieszczone 4 ograniczniki przepięć, w rzeczywistości zastosowano błędnie tylko 3 o napięciu obniżonym 1200 V przy udarowym prądzie wyładowczym 5 kA.

W budynku mieszkalnym uszkodzeniu uległy urządzenia elektroniczne o dość przypadkowej lokalizacji. Uszkodzenia miały miejsce na obu poziomach mieszkalnych oraz na zewnątrz budynku (domofon). We wnętrzu uległy uszkodzeniu elementy elektroniczne urządzeń pracujących w II klasie izolacji – takie jak sterownik do podlewania ogrodu, sterownik pieca, amplituner, dekodery cyfrowy, DVD, monitor ciekłokrystaliczny.

Na podstawie przedstawionych przypadków zagrożenia wyładowaniami atmosferycznymi obiektów niskich należy zauważyć, że w przypadku instalacji na dachu anten, odbiorników elektrycznych, czy elementów wynoszących potencjał ziemi na górne części budynku należy zgodnie z zaleceniami najnowszej edycji norm [9, 10] wykonywać ochronę odgromową.

6. Wnioski

Wyładowania atmosferyczne pojawiające się nad Polską mogą być lokalizowane przez różne systemy detekcji i lokalizacji, które pokrywają obszar naszego kraju. Umożliwia to porównywanie wyników parametrów wyładowań otrzymywanych z poszczególnych systemów, co pozwala na weryfikowanie wiarygodności i czułości poszczególnych systemów.

Parametry wyładowań atmosferycznych uzyskiwane ze współczesnych systemów lokalizacji i detekcji różnią się od wyników sprzed pół wieku otrzymanych metodami klasycznymi, np. podobna liczba dni burzowych, ale większa liczba wyładowań przy mniejszych amplitudach prądu, linia podziału kraju na 2 strefy aktywności burzowej powinna prawdopodobnie przebiegać bardziej na północ od obecnie obowiązującej.

Przyjęcie uzyskanej z przedstawionych rejestracji zwiększonej gęstości wyładowań może nie tylko zmieniać projektowany poziom ochrony odgromowej, lecz także decydować o zastosowaniu ochrony do obiektu, który jej nie wymagał przy normatywnych gęstościach. Natomiast mniejsze amplitudy prądu wynikające z rejestracji mogą obniżać wymagane w dotychczasowych przepisach poziomy ochrony.

Dane z systemu LINET wskazują, że rejon Gdańska należy do obszarów w Polsce o najmniejszej aktywności burzowej. Jednak i w tym rejonie mogą występować uderzenia w obiekty, które według obowiązujących przepisów zostały uznane za bezpieczne z punktu widzenia wyładowań atmosferycznych.

Literatura

- [1] Cummins K., Murphy M.: Overview of Lightning Detection in the VLF, LF and HF Frequency Ranges, Int. Conf. on Lightning Detection (ICLD), Tucson 2000
- [2] Bodzak P.: System detekcji i lokalizacji wyładowań atmosferycznych, Gazeta Obserwatora IMGW nr 5, 2004
- [3] Łoboda M.: Lokalizacja i rejestracja wyładowań atmosferycznych na obszarze Polski, Elektro-Info, Nr 3, 2003.
- [4] Price C.: Thunderstorms, Lightning and Climate Change, 29-th ICLP, 2008 Uppsala
- [5] Łoboda M. i inni: New Lightning detection Networks in Poland - LINET and LLDN, 29-th ICLP, 2008 Uppsala
- [6] Wojtas S., Olesz M.: Rejestracja wyładowań atmosferycznych w Polsce, Gdańskie Dni Elektryki – 2008
- [7] Kminikowski M.: Wyniki współczesnych rejestracji wyładowań atmosferycznych, Praca dyplomowa, Wyd. EiA PG, 2010.
- [8] PN-E-05003.01:1986 Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Wymagania ogólne
- [9] PN-EN 62305-2:2012E Ochrona odgromowa. Część 2: Zarządzanie ryzykiem.

- [10] PN-EN 62305-3:2011E Ochrona odgromowa. Część 3: Uszkodzenia fizyczne obiektów budowlanych i zagrożenia życia.
- [11] Strona internetowa: <http://www.euclid.org>
- [12] Strona internetowa: <http://www.pa.op.dlr.de/linet/>
- [13] Strona internetowa : <http://www.nowcast.de>
- [14] Szpor S., Samuła J., Ochrona odgromowa t.1, WNT, Warszawa 1983

TAKING INTO ACCOUNT OF LIGHTNING DISCHARGE RECORDINGS IN LIGHTNING PROTECTION DESIGN

Summary

The paper deals with systems as well as initiated results of lightning detection in Poland. Basic results of the presentation are general characteristics of the LINET system. One of its sensors has been installed in Gdańsk University of Technology. Lightning current parameters obtained using present methods have been compared with those obtained about a half century ago with classic methods. Problems to be taken into consideration refer to both surface density of lightning strokes and their current amplitudes.

Accounts carried out on base of data from the LINET system indicate, that a number of lightning strokes on square kilometer on north from the parallel of $51,30^{\circ}$ in 2007 – 2012 years is included in a range from 1,5 to 1,9. These results are consistent with the value adopted in the standardization regulations - $1.8 / \text{km}^2$. On south from the parallel of $51,30^{\circ}$ discharge density calculated in the same way is included in a range from 3.0 to 3.4 and it gives an average value of $3.2 / \text{km}^2$ exceeding by almost 30% normalized data ($2.5 / \text{km}^2$).

Presented results indicate, that a surface density of lightnings seems to be higher than that obtained by classic methods and their amplitudes seem to be lower in comparison to those evaluated in previous century and introduced to standard regulations. Lightning flash localization and detection results can have an influence on lightning protection system design methods in future.

Keywords: lightning discharge, lightning detection, lightning protection

DOI: 10.7862/re.2013.24

Tekst złożono w redakcji: lipiec 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Zofia WRÓBEL¹

WYBRANE ZAGADNIENIA W MODELOWANIU ZAGROŻENIA PIORUNOWEGO SIECI TRAKCYJNYCH DLA USZYNIEŃ GRUPOWYCH W UKŁADZIE OTWARTYM

W referacie przedstawiono model odcinka sieci trakcyjnej z uszynieniami grupowymi w układzie otwartym przy uwzględnieniu wymuszenia o kształcie $8/20 \mu\text{s}$ dla udaru prądowego i $1,2/50 \mu\text{s}$ dla udaru napięciowego. Do analizy przyjęto 54 sekcje uszynienia grupowego. W tym celu opracowano modele poszczególnych elementów układu: sieć trakcyjna, sieć szynowa, słup, izolator, odgromnik, udar. Zaprezentowano możliwości symulacji przy zastosowaniu programu LTspice i wykazano celowość podejmowania problemu ochrony przepięciowej sieci trakcyjnych i urządzeń sterowania ruchem kolejowym. Przedstawiono wyniki modelowania impulsowych zaburzeń elektromagnetycznych wywołanych wyładowaniami atmosferycznymi, które stanowią poważne zagrożenie dla pracy elektronicznych urządzeń sterowania ruchem kolejowym i telekomunikacyjnych. Rozeznane możliwości programu symulacyjnego z zastosowaniem przedstawionych modeli elementów sieci trakcyjnych mają charakter poznawczy i zostaną wykorzystane do dalszej analizy i oceny zagrożenia układów zasilających urządzenia srk powodowanych zwarciami i przepięciami pochodzenia atmosferycznego. Otrzymane wyniki symulacji komputerowych mogą stanowić narzędzie wspomagające pomiary i projektowanie ochrony przepięciowej.

Słowa kluczowe: sieć trakcyjna, sieć szynowa, słup, izolator, odgromnik, udar.

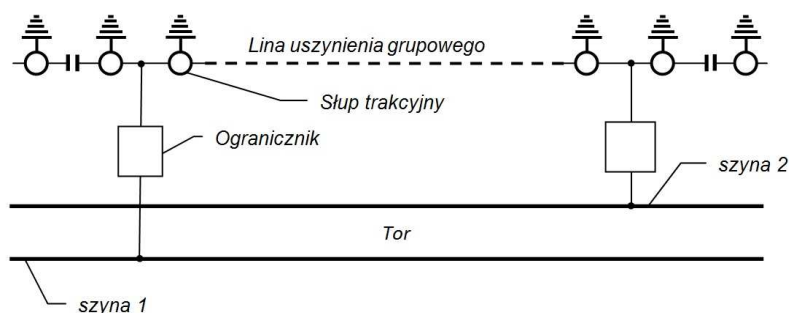
1. Wprowadzenie

System uszynień grupowych w układzie otwartym powinien zapewniać wyłączalność zwarć będących następstwem uszkodzeń izolacji głównej sieci trakcyjnej (zerwaniem przewodów sieci jezdnej i opadnięciem na konstrukcje włączone do uszynienia grupowego). Powinien również powodować zmniejszenie potencjałów międzytorowych i potencjałów szyn względem ziemi do wartości bezpiecznych szczególnie przy powstaniu przerwy w powrotnej sieci trak-

¹ Zofia Wróbel, PKP PLK S.A., Zakład Linii Kolejowych w Rzeszowie, 35-005 Rzeszów, ul. Batorego 26, tel.17 7111343, zwrobel@prz.edu.pl

cyjnej. W wyniku takich oddziaływań, elektroniczne urządzenia sterowania ruchem kolejowym są narażone na częste uszkodzenia oraz mogą one powodować błędy przy przesyłaniu sygnałów. Uszkodzeniu ulegają elementy urządzeń srk, a nawet zniszczone zostają kompletne urządzenia.

System uszynień grupowych w układzie otwartym składa się z sekcji o długości $2,5 \div 3,5$ km. Ogólny schemat przyjętego do obliczeń modelu sieci zasilającej i powrotnej przedstawiono na rysunku 1 [4, 5]. W układzie tym wszystkie konstrukcje wsporcze sieci trakcyjnej są elektrycznie połączone liną, której końce poprzez ograniczniki niskonapięciowe wielokrotnego działania i przewody w izolacji są połączone do szyny. Konstrukcje wsporcze sekcji uszynienia grupowego są uziemione indywidualnie.



Rys.1. Fragment systemu uszynienia grupowego w układzie otwartym [4, 5]

Fig. 1. The schema of the group connection to the rail system in the open lay-out [4, 5]

W stanie pracy normalnej ograniczniki stanowią izolację pomiędzy liną uszynienia grupowego a szynami toru kolejowego. Uszkodzenie izolacji sieci jezdnej powoduje zadziałanie ograniczników, które przechodząc w stan przewodzenia zamykają pętlę zwarciovą.

2. Model układu

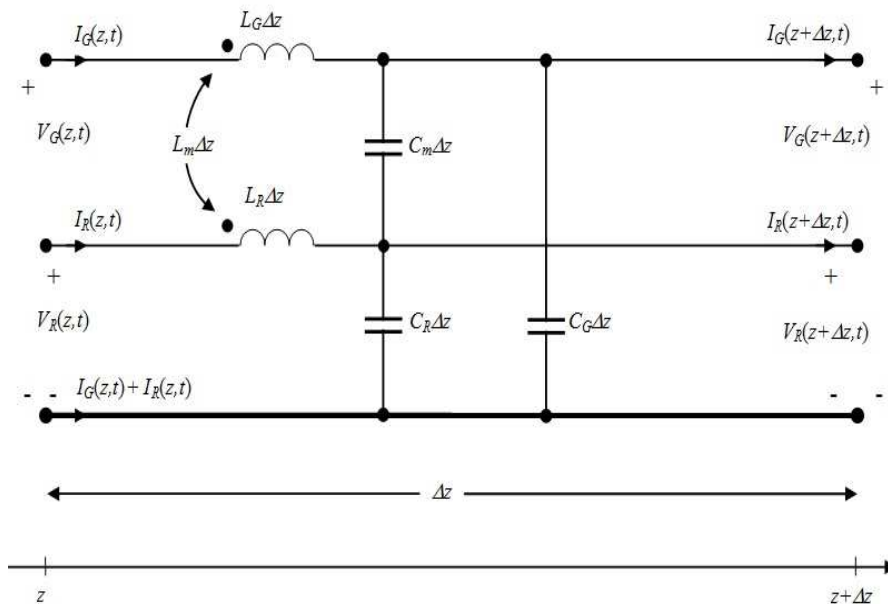
Do modelowania przyjęto jedną sekcję uszynienia grupowego zawierającą 54 odcinki. Długość odcinków odpowiadającą odległości pomiędzy słupami trakcyjnymi przyjęto równą 64 m [7].

W modelowaniu uwzględniono pięć przewodów: linę uszynienia grupowego, linę nośną, sieć trakcyjną oraz dwa przewody jako szyny. Dodatkowo wprowadzono połączenia wyrównawcze pomiędzy szynami co około 300 m [18, 19]. Do analizy przyjęto, że prędkość rozchodzenia się fal jest równa prędkości światła oraz nie uwzględniono odbić fal prądowych od szczytu kanału wyładowania [17].

2.1. Model wieloprzewodowej linii bezstratnej

W analizie linii wieloprzewodowych podstawowym założeniem jest przyjęcie rozchodzenia się linii pola elektromagnetycznego w postaci poprzecznej fali TEM (ang. Transverse Electro-Magnetic) [9]. Oznacza to, że wektory natężenia pól elektrycznego i magnetycznego są do siebie prostopadłe i leżą w płaszczyźnie (xy) oraz są prostopadłe do kierunku rozchodzenia się fali (z). Straty w linii powstają w wyniku dwóch mechanizmów: strat w przewodach (straty podłużne) i strat w otaczającym ośrodku (straty poprzeczne). Dla wyznaczenia parametrów sprzężenia indukcyjnego i pojemnościowego, można pominąć straty w formułowaniu równań wieloprzewodowej linii długiej (MTL - Multiconductor Transmission Lines). Upraszcza to rozwiązanie i daje podstawy do dokładnego wyznaczenia parametrów sprzężenia. Aby uzyskać równania wieloprzewodowej linii długiej wyznacza się jednostkowy, równoważny układ sekcji o długości Δz , jak przedstawiono na rysunku 2. Wzajemnie sprzężone przewody (G) i (R) mają te same parametry jednostkowe: indukcyjności L_G i L_R i wzajemną jednostkową indukcyjność L_m .

Jako założenia upraszczające do analizy przyjęto, że prędkość rozchodzenia się fal jest równa prędkości światła i nie uwzględniono odbić fal prądowych.



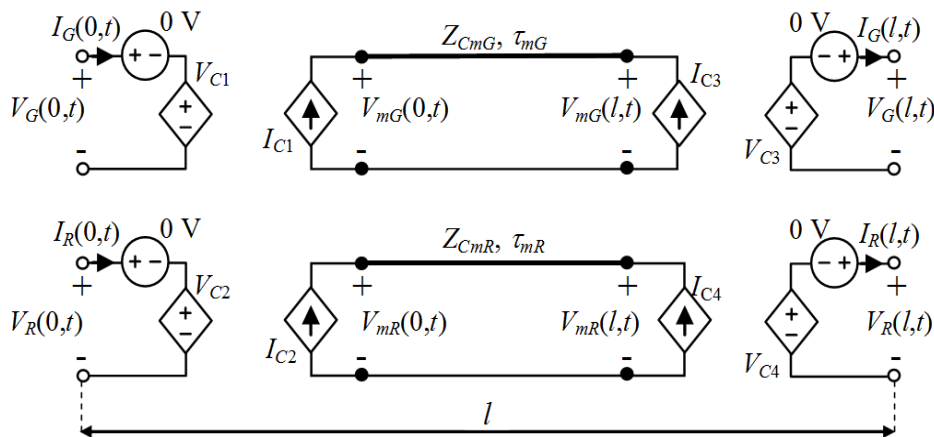
Rys. 2. Jednostkowa sekcja elementarna dwuprzewodowej linii bezstratnej [9]

Fig.2. The individual elementary section of the loss-free two-wire line [9]

Prądy wzdlużne wytwarzają strumień magnetyczny przenikający każdą z pętli utworzoną przez przewód i przewód odniesienia oraz indukcyjność wynikającą z prawa Faradaya'a. Napięcia pomiędzy każdym przewodem a przewodem odniesienia wytwarzają ładunki w liniach. Generuje to pole elektryczne pomiędzy każdą z par tych przewodów i jest reprezentowane przez pojemności linii.

Jednostkowe pojemności i konduktancje własne przewodów względem przewodu odniesienia definiowane są odpowiednio przez C_G i C_R a jednostkowa pojemność wzajemna przez C_m . Wyznaczenie parametrów L i C linii długiej przy uwzględnieniu parametrów jednostkowych i zastosowaniu równań analizy obwodów elektrycznych, oraz założeniu, że $\Delta z \rightarrow 0$ omówiono w [9].

Równania MTL w postaci macierzowej mają identyczną postać, jak równania dla dwóch przewodów linii. Rozwiązanie tych równań daje podobne wyniki, ale w postaci macierzowej. Właściwość ta pozwala na modelowanie i rozwiązanie układu linii składających z więcej niż z dwóch przewodów [8, 9]. Model odcinka linii w programie SPICE dla dwóch przewodów przedstawiono na rysunku 3. Równania opisujące ten model odcinka linii można rozwiązać poprzez eliminację sprzężenia pomiędzy przewodami. Pozwala to na zredukowanie pary przewodów do obwodu o dwóch przewodach, bez oddziaływań wzajemnych.

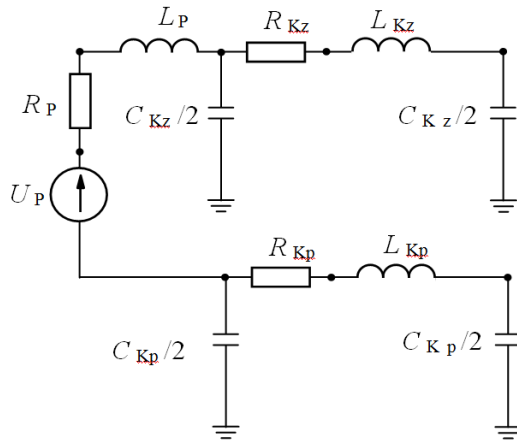


Rys. 3. Model dwuprzewodowej linii długiej z wykorzystaniem źródeł sterowanych w programie SPICE [9]

Fig.3. The SPICE model for a two-conductor line with the utilization of controlled source [9]

2.2. Model podstacji

W analizie modelu podstacji (rys. 4) przyjęto następujące parametry: napięcie podstacji $U_p = 3450$ V, indukcyjność podstacji i systemu zasilania $L_p = 4,774$ mH [2]. Parametry kabla powrotnego i zasilającego wprowadzono zgodnie z wynikami pomiarów zamieszczonymi w pracy [2] dla częstotliwości 10 kHz i długości kabla 200 m jako: $R_{Kz} = R_{Kp} = 3 \Omega$, $L_{Kz} = L_{Kp} = 0,13$ mH, $C_{Kz} = C_{Kp} = 0,4 \mu\text{F}$.



Rys. 4. Uproszczony schemat podstacji trakcyjnej i połączeń kablowych [2]

Fig. 4. The scheme of the substations and connections cable [2]

2.3. Model słupa

Dla analizy przepięć pochodzenia atmosferycznego model słupa może być reprezentowany przez szeregowe połączenie indukcyjności i rezystancji. Przyjmując indukcyjność jednostkową $L_0 = 1,67 \mu\text{H/km}$ wyliczoną ze wzoru:

$$L = 0,2 \mu_r \frac{2h}{r} \quad [\mu\text{H/km}] \quad (1)$$

gdzie: μ_r - przenikalność magnetyczna względna (dla powietrza $\mu_r = 1$)

h - wysokość słupa

r - promień słupa

otrzymano indukcyjność słupa $L = 13,7 \mu\text{H}$. Dla uszynień grupowych rezystancja uziemienia słupa wynosi $R = 50 \Omega$ [7].

2.4. Odgromniki, iskierniki i zwierniki

W analizie jako model izolatora uwzględniono wyłącznik sterowany napięciem 90 kV. Model odgromnika rożkowego wprowadzono natomiast jako wyłącznik sterowany napięciem o wartości napięcia przeskoku 23,8 kV i powietrznej przerwie o rezystancji 100 MΩ.

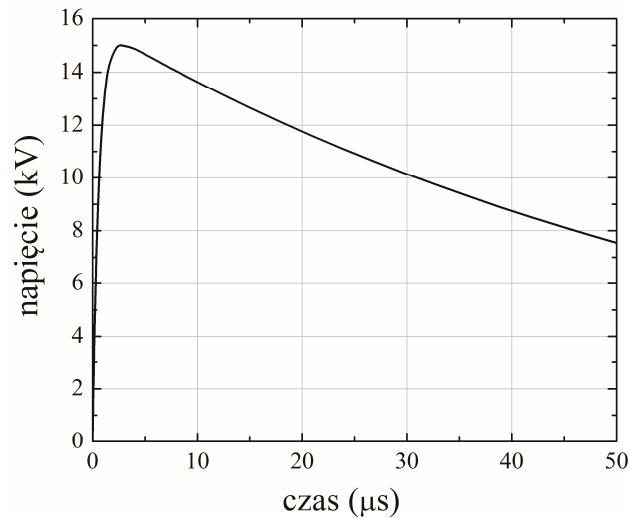
Stosowane do ochrony sieci trakcyjnej odgromniki rożkowe są instalowane co 1200 m lub 600 m (dla terenów o dużej intensywności burzowej, więcej niż 30 dni w roku). W analizie uwzględniono odległości 600 m [3].

Stosowane w uszynieniach grupowych zwierniki można zamodelować jako odpowiednio wyłącznik napięciowy o napięciu 120 V i prądowy o wartości prądu 15 kA [4, 5].

3. Wymuszenia udarowe.

Poziomy odporności na udary urządzeń srk są określone w normie PN-EN50121-4, 2008(U) [10]. Jednym z proponowanych do badań udarów w normie PN-EN 61000-4-5 (2010) [11, 16] jest udar napięciowy 1,2/50 μs. Kształt udaru napięciowego 1,2/50 μs przybliżono przebiegiem dwuwykładniczym wyznaczonym wzorem [6]:

$$u(t) = 1,0354 U_m [\exp(-1,478 \cdot 10^4 t) - \exp(-1,635 \cdot 10^6 t)] \quad (2)$$



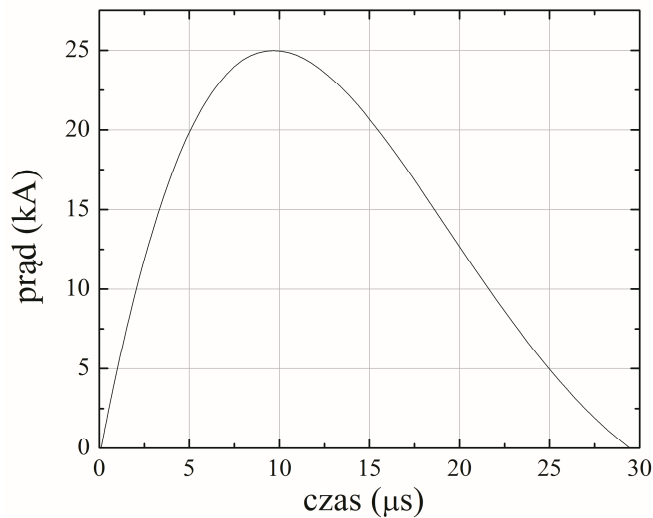
Rys. 5. Udar napięciowy 1,2/50 μs dla $U_m = 15$ kV

Fig. 5. Surge voltage of 1.2/50 μs for $U_m = 15$ kV

W stanie zwarcia z generatora udaru napięciowego 1,2/50 μs otrzymuje się przebieg prądu 8/20 μs .

Parametry udaru prądowego 8/20 μs określono wzorem [1]:

$$i(t) = 2,18 I_m [\exp(-0,065 \cdot 10^6 t) * \sin(0,107 \cdot 10^6 t)] \quad (3)$$



Rys. 6. Udar prądowy 8/20 μs dla $I_m = 25 \text{ kA}$

Fig. 6. Current surge 8/20 μs for $I_m = 25 \text{ kA}$

W programie LTSPICE, model udaru wyznaczony zależnością (3) opisano instrukcją `.subckt UDAR` jako źródło prądowe sterowane napięciem g^2 . Modelowanie udaru w dowolnym czasie umożliwia wprowadzenie czasu opóźnienia $T_d = t_0$ [20, 21]. W analizie przyjęto opóźnienia równe 0,1 μs . Udar (rys. 5) może być doprowadzony deklaracją xudar do dowolnego węzła modelowanego układu.

Przykład 1

```
.subckt UDAR wy Params: to= 0.1us
epior2 1 0 value={2.18*25e3*(exp(-
+0.065meg*time)*sin(0.107meg*time))}
```

2 Oznaczenia węzłów (1, 0, 1f, wy, udar) i elementów: pior2, op, c, piorun - w programie LTSPICE są dowolne (e - źródło napięciowe sterowane napięciem, g - źródło prądowe sterowane napięciem, R - rezystancja, T - czas), a- węzeł do którego doprowadzono udar.

```

Top 1 0 1f 0 z0=100 Td={to}
Rc 1f 0 100
g wy 0 1f 0 1
.ENDS UDAR
xudar a UDAR

```

Do analizy przyjęto wartość impedancji równą 400Ω . Przy takim założeniu napięcie, jakie może wstąpić w danym układzie może osiągnąć wartość $10\ 000\text{kV}$.

4. Wybrane wyniki modelowania

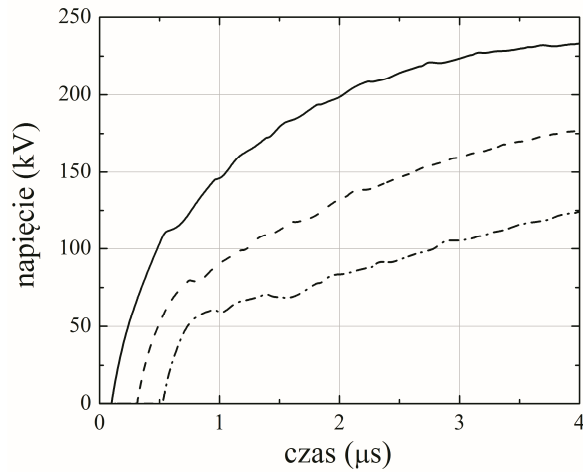
Z opisanych powyżej elementów składowych analizowanego układu utworzono układ w postaci sekcji typu II, tworząc trzy modele sekcji zawierające odcinek sieci trakcyjnej i toru o długości 64 m oraz:

- 1 - słup z izolatorem,
- 2 - słup z odgromnikiem różkowym,
- 3 - słup, do którego został doprowadzony udar [12, 22].

W modelowaniu, dla uproszczenia, przyjęto metaliczne zwarcie na wyłączniku słupa. Analizowany odcinek zawiera 54 sekcje. Zapis podprogramu dla modelu linii pięcioprzewodowej jest bardzo rozbudowany i ze względów objętościowych nie może być tutaj przedstawiony.

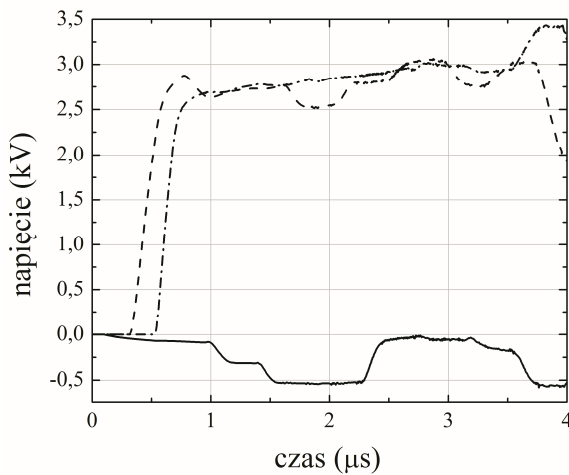
Model udaru doprowadzono do węzła 27 liny nośnej na wybranym słupie analizowanego układu sieci trakcyjnej z uszynieniami grupowymi. Do przykładowej analizy dla modelu udaru prądowego o kształcie $8/20\ \mu\text{s}$ (rys. 6) przyjęto wartość szczytową prądu $I_m = 25\ \text{kA}$ [11, 13, 14, 15, 16]. Do obserwacji wyników modelowania na trzech kolejnych słupach (rys. 7) oraz szynach (rys. 8 i 9) przyjęto czas $4\ \mu\text{s}$.

W przeprowadzonych pomiarach opisanych w pracach [3, 15] do badań stosowano również udar napięciowy (rys. 5) o kształcie $1,2/50\ \mu\text{s}$ i wartości maksymalnej $U_m = 15\ \text{kV}$ [3, 11]. Wyniki modelowania dla tego udaru przedstawiono na trzech kolejnych rysunkach 10, 11 i 12.



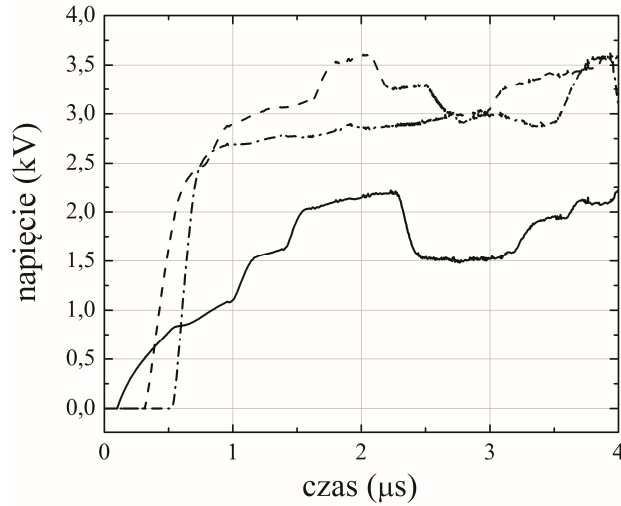
Rys.7. Przebiegi napięć na linii nośnej uszynienia grupowego dla słupa z udarem prądowym o kształcie 8/20 μs ($I_m = 25 \text{ kA}$) doprowadzonym do linii nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 7. Courses of voltages on a line of the group connection to the rail for a tower with a current stroke of 8/20 μs for $I_m = 25 \text{ kA}$ led to a catenary wire (full line) as well as the following in a distance of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)



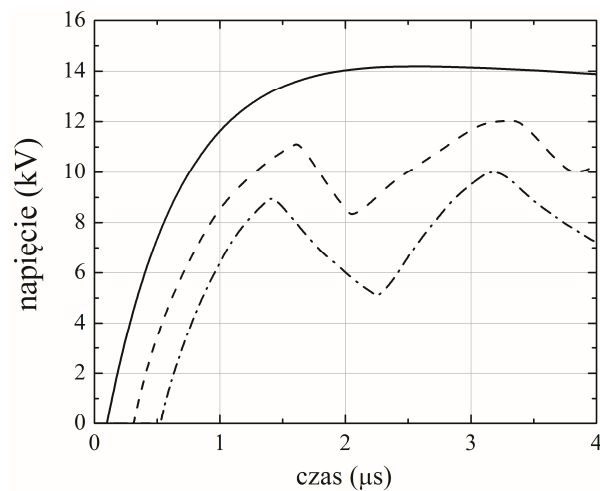
Rys. 8. Przebiegi napięć na szynie 1 uszynienia grupowego dla słupa z udarem prądowym 8/20 μs $I_m = 25 \text{ kA}$ doprowadzonym do linii nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 8. Courses of voltages on a rail 1 of the group connection to the rail for a tower with a current stroke of 8/20 μs for $I_m = 25 \text{ kA}$ led to a catenary wire (full line) as well as the following in a distance of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)



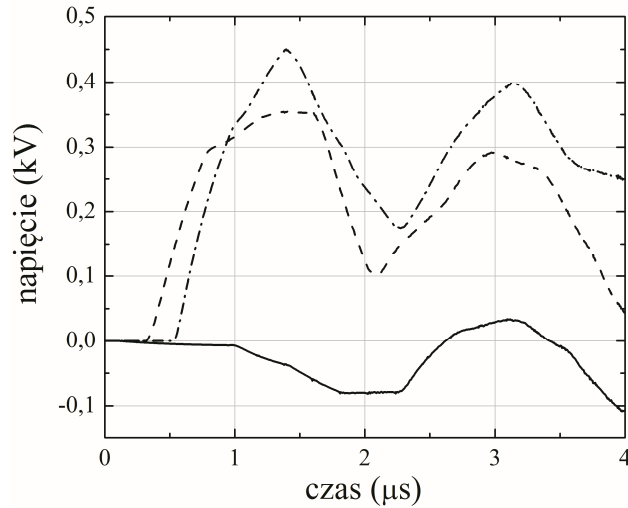
Rys. 9. Przebiegi napięć na szynie 2 uszynienia grupowego dla słupa z udarem prądowym $8/20 \mu\text{s}$ $I_m = 25 \text{ kA}$ doprowadzonym do liny nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 9. Courses of voltages on a rail 2 of the group connection to the rail for a tower with a current stroke of $8/20 \mu\text{s}$ for $I_m = 25 \text{ kA}$ led to a catenary wire (full line) as well as the following in a distance of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)



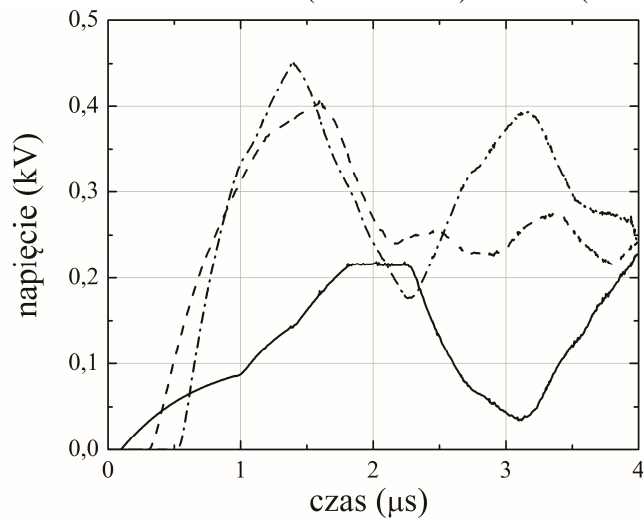
Rys. 10. Przebiegi napięć na linii nośnej uszynienia grupowego dla słupa z udarem napięciowym o kształcie $1,2/50 \mu\text{s}$ ($U_m = 15 \text{ kV}$) doprowadzonym do liny nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 10. Courses of voltages on a line of the group connection to the rail for a tower with the surge voltage of $1,2/50 \mu\text{s}$ for $U_m = 15 \text{ kV}$ led to the catenary wire (the full line) and the following columns in a distances of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)



Rys. 11. Przebiegi napięć na szynie 1 uszynienia grupowego dla słupa z udarem napięciowym o kształcie $1,2/50 \mu\text{s}$ ($I_m = 15 \text{ kV}$) doprowadzonym do liny nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 11. Courses of voltages on a rail 1 of the group connection to the rail for a tower with the surge voltage of $1,2/50 \mu\text{s}$ for $U_m = 15 \text{ kV}$ led to the catenary wire (the full line) and the following columns in a distances of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)



Rys. 12. Przebiegi napięć na szynie 2 uszynienia grupowego dla słupa z udarem napięciowym o kształcie $1,2/50 \mu\text{s}$ ($U_m = 15 \text{ kV}$) doprowadzonym do liny nośnej (linia ciągła) oraz kolejnych w odległości 64 m (linia kreskowana) i 128 m (kropkowana i kreskowana)

Fig. 12. Courses of voltages on a rail 2 of the group connection to the rail for a tower with the surge voltage of $1,2/50 \mu\text{s}$ for $U_m = 15 \text{ kV}$ led to the catenary wire (the full line) and the following columns in a distances of 64 m (the dashed line) and 128 m (the dotted - dashed)

Powyżej przedstawiono przykładowe wyniki modelowania impulsowych zaburzeń elektromagnetycznych wywołanych wylądowaniami atmosferycznymi, które stanowią poważne zagrożenie dla pracy elektronicznych urządzeń sterowania ruchem kolejowym i telekomunikacyjnych. W tym celu opracowano model odcinka sieci trakcyjnej z uszynieniami grupowymi w układzie otwartym oraz modele poszczególnych elementów układu: sieć trakcyjna, sieć szynowa, słup, izolator, odgromnik, udar. Zaprezentowane wyniki stanowią część pracy analitycznej mającej na celu porównanie ich z wynikami otrzymanymi dla układu z uszynieniami indywidualnymi. Celem analizy jest ocena obu systemów w kontekście zagrożenia urządzeń sterowania ruchem kolejowym od przepięć pochodzenia atmosferycznego.

5. Wnioski

Wykorzystując w programach symulacyjnych sprawdzone modele elementów układów i urządzeń elektrycznych oraz zjawisk fizycznych można uzupełniać czy zastępować badania laboratoryjne i „terenowe” rzeczywistych układów. Opisane w referacie elementy składowe przyjętego do analizy modelu układu sieci trakcyjnej z uszynieniami grupowymi w układzie otwartym poddano działaniu udaru o kształcie dla wymuszenia prądowego $8/20 \mu\text{s}$ i napięciowego $1,2/50 \mu\text{s}$. Przedstawiono możliwości symulacji przy wykorzystaniu programu LTSPICE oraz uzasadniono konieczność podejmowania problemu skuteczności ochrony odgromowej urządzeń kolejowych.

Analizowane możliwości programu mają charakter poznawczy. Zostaną one wykorzystane do dalszej analizy i oceny zagrożenia układów zasilających urządzenia srk przepięciami pochodzenia atmosferycznego.

Literatura

- [1] Bajorek J., Knott M., Wyderka S.: Efficiency of ZnO arrester models simulation of lightning overvoltages. 21st ICLP, BERLIN, Germany 1992, Pap. No. 5.07.
- [2] Białoń A., Kaźmierczak A., Zajac W.: Opracowanie dopuszczalnych parametrów zakłóceń dla urządzeń srk, łączności i pojazdów trakcyjnych. Sprawozdanie końcowe. Praca 6915/23, CNTK, Warszawa 1999.
- [3] Budowa i poligonowe badania prototypowego systemu ochrony przed przepięciami z ogranicznikami warystorowymi. Etap 1. Zbadanie i określenie na drodze pomiarowej tłumienności przez sieć trakcyjną przepięć w funkcji drogi”. Praca nr 3889/10. Instytut Kolejnictwa Zakład Sterowania Ruchem Kolejowym i Teleinformatyki. Warszawa, listopad 2011r. ©.
- [4] Centrum Naukowo-Techniczne Kolejnictwa Zakład Sterowania Ruchem i Teleinformatyki - Doświadczalne badanie systemu uszynień grupowych ze zmodyfikowaną długością ciągłości elektrycznej (zbliżoną do długości szlaków tj.: 8-12 km), Etap1 Badania symulacyjne wyłączalności zwarć izolacji głównej sieci trakcyjnej z

- układem połączeń uszynień grupowych ze zmodyfikowaną długością sekcji. Zadanie nr 3568/10, Warszawa grudzień 2008©.
- [5] Centrum Naukowo-Techniczne Kolejnictwa Zakład Sterowania Ruchem i Teleinformatyki: - Doświadczalne badanie systemu uszynień grupowych ze zmodyfikowaną długością ciągłości elektrycznej (zbliżoną do długości szlaków tj.: 8-12 km) Etap 2 Sprawozdanie z badań wyłączalności zwarć izolacji głównej sieci trakcyjnej do uszynień grupowego ze zmodyfikowaną długością sekcji. Praca nr 3568/10, Warszawa grudzień 2009 ©.
 - [6] FFTSES User's Manual: Fast Fourier Transforms, Safe Engineering Services & Technologies Ltd, Montreal, Canada, 1997.
 - [7] Głowacki K., Onderka E.: Sieci trakcyjne. EMTRAK s.c. 2002.
 - [8] Mazloom Z., Theethayi N., Thottappillil R.: A method for interfacing lumped-circuit models and transmission-line system models with application to railways. IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. 51, No 3. August 2009.
 - [9] Paul C. R.: Introduction to Electromagnetic Compatibility. John Wiley & Sons, Inc. Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. Published simultaneously in Canada, 2006.
 - [10] PN-EN 50121-4: 2008; Zastosowania kolejowe. Kompatybilność elektromagnetyczna. część 4. Emisja i odporność na zakłócenia urządzeń sygnalizacji i telekomunikacji.
 - [11] PN-EN 61000-4-5: 2010; Kompatybilność elektromagnetyczna. (EMC).- Część 4-5: Metody badań i pomiarów-Badanie odporności na udary.
 - [12] PN-EN 62305-1:2006 (U): Ochrona odgromowa – część 1. Wymagania ogólne.
 - [13] PN-EN 62305-2:2006/AC: 2007(U): Ochrona odgromowa – część 2. Zarządzanie ryzykiem.
 - [14] PN-EN 62305-4:2006 (U); Ochrona odgromowa – część 4. Urządzenia elektryczne i elektroniczne w obiektach budowlanych.
 - [15] Poligonowe badania ochrony przeciwprzebiegowej z ogranicznikami warystorowymi. Część I. Sprawozdanie z pomiarów przeprowadzonych w warunkach poligonowych. Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny. Białystok, listopad 2010 ©.
 - [16] Sowa A.: Ochrona odgromowa urządzeń oraz systemów elektronicznych przed narażeniami piorunowymi. Oficyna Wydawnicza Politechniki Białostockiej. Białystok 2011.
 - [17] 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.
 - [18] Wróbel Z., Ziemia R.: Zastosowanie wybranych programów komputerowych w analizie zagrożeń przepięciowych urządzeń sterownia ruchem kolejowym cz. 1, 2. XII Ogólnopolska Konferencja Naukowa Trakcji Elektrycznej, II Szkoła Kompatybilności Elektromagnetycznej w Transporcie, Zakopane, 2006
 - [19] Wróbel Z.: Computer modelling of lightning discharge threat to railway installation. Modern Electric Traction. Power Supply. Edited by Krzysztof Karwowski, Adam Szelaż, Gdansk University of Technology, Faculty of Electrical and Control Engineering. Gdańsk 2009.
 - [20] Wróbel Z.: Possibility of the modelling of combination waves generators. Przegląd Elektrotechniczny, PL ISSN 0033-2097, R. 86 NR 9/2010.

- [21] Wróbel Z.: Modelowanie wybranych elementów ochrony przepięciowej sieci trakcyjnych w analizie zagrożeń udarowych urządzeń sterowania ruchem kolejowym. Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej; XV Ogólnopolska Konferencja Naukowa Trakcji Elektrycznej, VII Szkoła Kompatybilności Elektromagnetycznej w Transporcie, Zakopane, październik 2012.
- [22] Wróbel Z.: The railway devices modelling for the purpose of the lightning discharge analysis. Przegląd Elektrotechniczny,(vol 2013, No 3a), PL ISSN 0033-2097, R. 89 NR 3a/2013.

CHOSEN QUESTIONS IN MODELLING OF LIGHTENING RISK OF CATENARY FOR THE GROUP CONNECTION TO THE RAIL IN THE OPEN LAY-OUT

Summary

In the paper I spoke components of the model describing the accepted to the analysis system of the traction wires net with the group connection to the rail in an open system at an extortion current $8/20 \mu\text{s}$ and voltage's $1.2/50 \mu\text{s}$. To the analysis, one section of the group connection to the rail containing 54 fragments was taken into account. For this purpose models of particular elements in the lay-out were worked out: contact line, rail return, tower, insulator, surge. I represented possibilities of the simulation at the utilization of the programme LTspice and I based the necessity of the treat of the problem of the lightning protection efficiency of railways devices. Analysed possibilities of the programme have the cognitive character and will be put-upon to further analysis and estimations of the threat of feeding parley of the rts devices caused by surges of the atmospherical origin. The results of the presented analysis that a credible simulation of the over-voltage protection can be used to choose adequate models of elements and a correct parameters estimation of the measurement and analysis.

Keywords: Lightning protection, catenary, group connection to the rail system, numerical modeling, simulations.

DOI: 10.7862/re.2013.25

Tekst złożono w redakcji: listopad 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Stanisław WYDERKA¹
Grzegorz MASŁOWSKI²
Robert ZIEMBA³
Grzegorz KARNAS⁴
Kamil FILIK⁵

BADANIE ROZPŁYWU PRĄDU UDAROWEGO W URZĄDZENIU PIORUNOCHRONNYM I INSTALACJI ELEKTRYCZNEJ BUDYNKU

W artykule przedstawiono wyniki badań poligonowych oraz symulacyjnych, rozplywu prądu udarowego w urządzeniu piorunochronnym, kablowej linii zasilającej i instalacji elektrycznej budynku jednorodzinnej z przyłączonymi urządzeniami AGD i RTV. Badania przeprowadzono w 2013 roku na poligonie badawczym Politechniki Rzeszowskiej w miejscowości Huta Poręby koło Dynowa. Udary prądowe wprowadzono z generatora do zwodu odgromowego na dachu budynku. Rozplyw prądu w poszczególnych elementach badanego obiektu mierzono i rejestrowano za pomocą wielotorowego elektrooptycznego układu pomiarowego. Dla weryfikacji wyników pomiarów, przeprowadzono badania symulacyjne rozplywu prądu udarowego w elementach obiektu zamodelowanego w programie ATP-EMTP. Parametry schematu zastępczego urządzenia piorunochronnego (LPS) w tym elementów uziemienia badanego obiektu w postaci uziołów pionowych i poziomych, wyznaczono na podstawie ich wymiarów geometrycznych oraz wartości rezystywności gruntu. Przeprowadzone badania wykazały istotny wpływ konfiguracji, wymiarów i impedancji elementów badanego obiektu na rozplyw prądu w układzie. Zauważono wpływ częstotliwościowych zależności parametrów układu na zmiany kształtów zmierzonych prądów. Wyniki symulacyjne wykazały dobrą zgodność z wynikami eksperymentalnymi. Niewielkie różnice wynikają z przyjętego w symulacjach dwu-wykładniczego przebiegu prądu, który nie odwzorowuje w pełni prądu generatora.

¹ Autor do korespondencji: Stanisław Wyderka, Politechnika Rzeszowska, Katedra Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 865 1773, swyderka@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 Robert Ziemba, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651330, ziemba@prz.edu.pl

⁴ Grzegorz Karnas, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651243, gkarnas@prz.edu.pl

⁵ Kamil Filik, Politechnika Rzeszowska, Katedra Elektrotechniki i Podstaw Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.: 17 8651298, kfilik@prz.edu.pl

Słowa kluczowe: urządzenie piorunochronne, instalacja elektryczna, rozptyw prądu udarowego, pomiary i symulacje

1. Wstęp

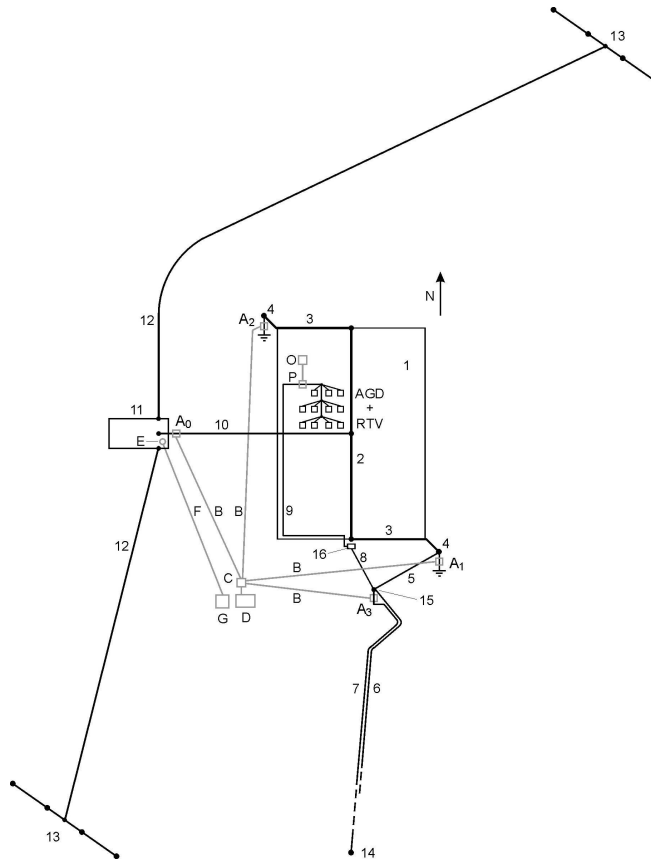
Złożona natura wyładowań atmosferycznych i ich oddziaływań zmusza do prowadzenia badań eksperymentalnych w warunkach poligonowych, które pozwalają na uwzględnienie przede wszystkim rozptywu prądów udarowych w gruncie oraz zastosowanie rzeczywistych rozmiarów układów [1].

Na poligonie badawczym Politechniki Rzeszowskiej powstałym w Hucie Poręby koło Dynowa wykonano badania rozptywu prądów udarowych w urządzeniu piorunochronnym, zasilającej linii kablowej oraz instalacji elektrycznej niewielkiego obiektu budowlanego o wymiarach: długość 10 m, szerokość 7 m i wysokość 5 m. Badania przeprowadzono zgodnie z ustaleniami i zaleceniami prezentowanymi w wybranej literaturze z tego zakresu [2, 3] oraz w oparciu o własne doświadczenia [4 - 8]. Przeprowadzono pomiary i rejestracje rozptywu prądu udarowego w uziomach urządzenia piorunochronnego, w żyłce PEN linii kablowej połączonej z uziemionym punktem neutralnym uzwojenia nn transformatora. Zastosowano typową konfigurację urządzenia piorunochronnego ze zwodem poziomym na kalenicy obiektu budowlanego z trzema dodatkowymi zwodami pionowymi, z dwoma przewodami odprowadzającymi i dwoma uziomami przy przeciwległych narożach budynku. Udary z generatora wprowadzano do zwodu poziomego.

2. Układ probierczo-pomiarowy

Badanie rozptywu prądów udarowych w elementach całego badanego obiektu przeprowadzono z zastosowaniem układu probierczo-pomiarowego przedstawionego na rys. 1. Zastosowano generator udarów prądowych piorunowych GUP-80/10 (11) o parametrach: energia maksymalna 10 kJ, napięcie pracy 10 - 80 kV, największa wartość prądu udarowego 50 kA.

Zacisk wyjściowy generatora przyłączono, za pomocą przewodu miedzianego (10), do zwodu urządzenia piorunochronnego (2) na dachu budynku. Przewód ten podparto wspornikiem wystającym ponad kalenicę budynku, żeby uzyskać kierunek przepływu prądu zbliżony do pozycji kanału naturalnego wyładowania piorunowego do urządzenia piorunochronnego.



Rys. 1. Schemat układu probierczo-pomiarowego: 1 - budynek mieszkalny, 2 - zwód poziomy z trzema prętami pionowymi, 3 - przewód odprowadzający, 4 - uziom pionowy, 5 - połączenie podziemne, 6 - poziomy uziom złącza kablowego, 7 - żyła PEN podziemnej linii kablowej, 8 - przewód PE podziemnego obwodu zasilającego, 9 - obwód instalacji elektrycznej w budynku, 10 - izolowany przewód miedziany, 11 - generator udarów prądowych, 12 - izolowany przewód obwodu powrotnego, 13 - cztery połączone uziomy pionowe, 14 - system uziemienia stacji transformatorowej, 15 - wolnostojące złącze kablowe, 16 - skrzynka licznikowa, A - bocznik prądowy, dzielnik napięciowy, przetwornik analogowo-cyfrowy i elektrooptyczny, B - światłowód, C - przetwornik optoelektroniczny i pamięć buforowa, D - laptop, E - przetwornik optoelektroniczny, F - światłowód, G - cyfrowy układ sterowania generatorem

Fig. 1. Schematic diagram of test-measurement system: 1 - dwelling-house, 2 - horizontal air termination with three vertical rods, 3 - connecting conductor, 4 - vertical earth electrode, 5 - underground connection, 6 - horizontal earth electrode of cable termination box, 7 - PEN conductor of underground cable line, 8 - PE conductor of underground supplying circuit, 9 - circuit of building electrical installation, 10 - insulated copper conductor, 11 - current surge generator, 12 - insulated conductor of returning circuit, 13 - four connected vertical earth electrodes, 14 - grounding system of transformer station, 15 - free-standing cable termination box, 16 - watt-hour meter box, A - current shunt, voltage divider, analogue-digital and electro-optical converters, B - optic waveguide, C - optoelectronic converter and memory buffer, D - laptop, E - optoelectronic converter, F - optic waveguide, G - digital controller of generator

Działanie układu probierczo-pomiarowego można opisać postępując za rozplywem prądu w badanym obiekcie. Wprowadzony z generatora prąd udarowy płynie w zwodzie poziomym (2) w obydwóch kierunkach, a następnie w dwóch przewodach odprowadzających (3) do uziomów pionowych (4) i do ziemi. W przypadku uziołu pionowego przy narożu południowo-wschodnim budynku, część prądu może wpływać do niez izolowanego przewodu (5) łączącego ten uzioł z poziomym uziołem, w postaci płaskownika (6), złącza kablowego (15). Następnie, prąd płynący w przewodzie (5) dzieli się na dwie części, jedną płynącą poprzecznie z tego przewodu do gruntu i drugą płynącą do końca przewodu, która z kolei dzieli się dalej na trzy części.

Pierwsza z nich może wpływać do uziołu złącza kablowego (6) i do ziemi. Druga część prądu wpływa do przewodu PEN kabla podziemnego (7) i dalej przez system uzimienia stacji transformatorowej (14) do gruntu. Ostatnia, trzecia część prądu może wpływać do przewodu PE (8) obwodu zasilającego instalację elektryczną (9) w budynku i dalej, przez obwody wejściowe podłączonych urządzeń oraz przyłączone do nich przewody fazowe instalacji elektrycznej i linii kablowej, wpływać do uzwojeń niskiego napięcia transformatora i przez system uzimienia stacji do gruntu.

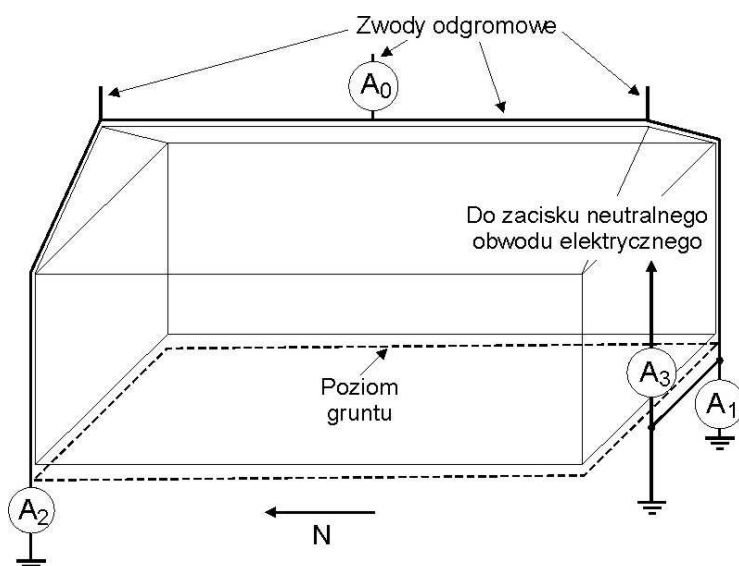
Wszystkie prądy wpływające do gruntu płyną z powrotem do generatora przez dwa zespoły uziołów pionowych (13) i dwa przewody izolowane obwodu powrotnego (12). Dla uzyskania możliwie jednorodnego rozkładu prądu probierczego w gruncie oraz możliwie małej impedancji na jego drodze, osiem uziołów pionowych obwodu powrotnego zostało rozlokowanych w znacznych odległościach od obiektu testowego, symetrycznie względem urządzenia piorunochronnego zainstalowanego na budynku.

Rejestracje prądów wykonano za pomocą wielotorowego elektrooptycznego układu pomiarowego umożliwiającego rejestrację jednocześnie sześciu prądów w elementach badanego obiektu [9]. Każdy z sześciu torów pomiarowych składał się z przetwornika analogowo-cyfrowego i elektrooptycznego, umieszczonego w metalowym ekranie (A) i przyłączonego do bocznika prądowego, optycznego falowodu (B) oraz przetwornika optoelektronicznego z buforem pamięci (C). Podstawowe parametry charakteryzujące każdy system to: zakres napięcia wejściowego (z bocznika prądowego) od 0 do ± 100 V, maksymalna częstotliwość próbkowania mierzonego napięcia 50 MS/s, pasmo przetwarzania i transmisji łączy od 0 do 20 MHz, przebieg wyjściowy w postaci cyfrowej, zasilanie autonomiczne akumulatorowe. Wszystkie dane w formie cyfrowej były transmitowane światłowodem. Wyjścia optoelektronicznych układów pomiarowych (C) były połączone poprzez koncentrator z portem USB laptopa. Opracowane programowanie w środowisku Matlab umożliwiło zapisanie w pamięci komputera wszystkich mierzonych przebiegów prądów udarowych, powstałych przez rozdzielenie udaru prądowego wytworzonego przez generator.

Na rys. 2 przedstawiono dodatkowe informacje o konfiguracji urządzenia piorunochronnego i punktach pomiaru prądu. Schemat elektryczny badanego

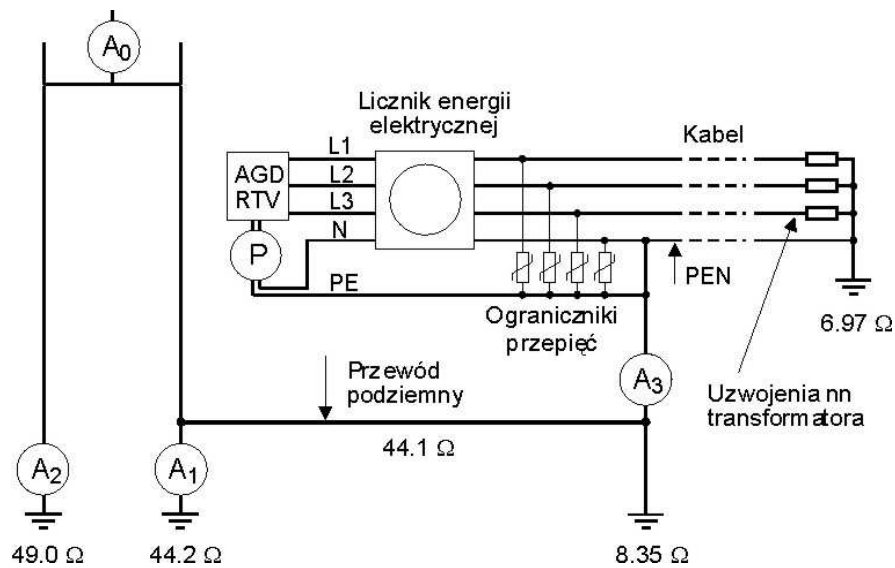
objektu i systemu pomiarowego przedstawiono na rys. 3. Wewnętrzna instalacja budynku była połączona przez złącze kablowe z kablem podziemnym. Przeciwny koniec kabla był połączony z uzwojeniami niskiego napięcia transformatora zasilającego. Żyłę neutralną na końcu kabla była połączona z systemem uziemienia stacji transformatorowej, złożonym z dwóch poziomych równoległych płaskowników o długości 8 m każdy, umieszczonych na głębokości 0,6 m. Stałoprądowe rezystancje uziemień, podane na schemacie (rys. 3) dla poszczególnych uziemień, pomierzono metodą trójelektrodową za pomocą miernika uziemień typu MRU-100.

Rezystywność gruntu na terenie, na którym został zbudowany obiekt testowy, została zmierzona metodą Wennera z zastosowaniem czterech sond. Jej wartość wynosiła $53,5 \Omega\text{m}$. Zmierzona przy prądzie stałym rezystancja wszystkich połączonych ze sobą systemów uziemień obiektu testowego była równa $3,54 \Omega$. Prąd wprowadzany do obiektu testowego był mierzony przy zacisku wyjściowym generatora (punkt A_0), podczas gdy rozpryskujące się prądy były mierzone w punktach oznaczonych A_1 , A_2 , A_3 i P (rys. 1, 2 i 3).



Rys. 2. Szkic urządzenia piorunochronnego na modelu budynku z zaznaczonymi punktami pomiarowymi rozptyłu prądu uderowego

Fig.2. Sketch of lightning protection system on the building model with marked measurement points of surge current distribution

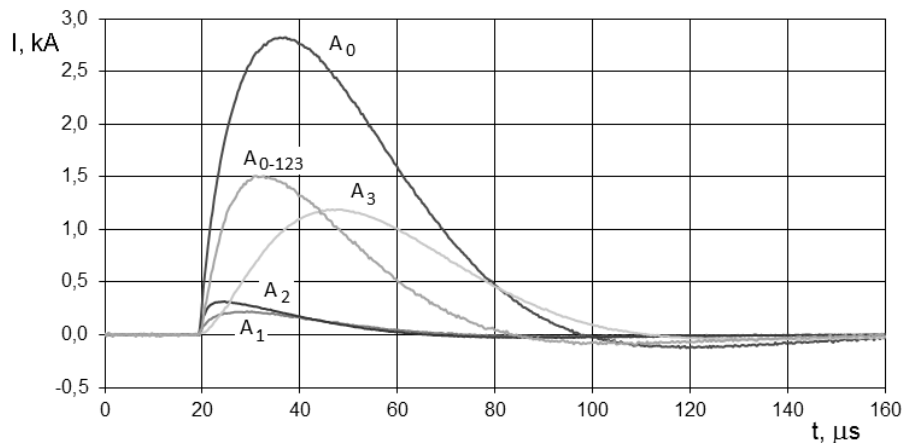


Rys. 3. Schemat elektryczny układu pobierczego z zaznaczonymi punktami pomiarowymi rozplywu prądu udarowego

Fig. 3. Equivalent circuit of test system with marked measurement points of surge current distribution

3. Wyniki badań eksperymentalnych i ich analiza

Zgodnie z opracowaną metodologią przeprowadzono rejestracje rozplywu prądu udarowego w uziomach urządzenia piorunochronnego i w żyłce PEN linii kablowej połączonej z uziemionym punktem neutralnym uzwojenia nn transformatora (rys. 1 i rys. 3). Rejestracje przeprowadzono dla kilku wartości napięcia naładowania generatora. Najbardziej wartościowe wyniki uzyskano dla napięcia 30 kV. Ze względu na problemy z rejestracją prądu wpływającego z urządzenia piorunochronnego do złącza kablowego przez krótkie połączenie podziemne w postaci ocynkowanego płaskownika stalowego, przeprowadzono jego obliczenia. Prąd ten rozdziela się na cztery różne obwody. W dwóch z nich nie był mierzony prąd wypływający z tego płaskownika do ziemi i prąd wpływający do uziomu złącza kablowego. W pozostałych dwóch rejestrowano prądy, tzn. prąd wpływający do żyły PEN kabla i prąd płynący przewodami PE i N instalacji elektrycznej budynku. Sumę dwóch prądów nie zarejestrowanych w czasie pomiarów obliczono odejmując od prądu wprowadzonego z generatora (w punkcie A_0) prądy zmierzone w punktach A_1 , A_2 i A_3 . Obliczony prąd oznaczono symbolem A_{0-123} . Wybrane wyniki pomiarów i obliczeń przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4. Rozptył prądów w badanym obiekcie (rys. 1, 2 i 3): A_0 - prąd wprowadzony z generatora do zwodu odgromowego, A_1 i A_2 - prądy wpływające do pionowych uziołów prętowych urządzenia piorunochronnego, A_3 - prąd wpływający do instalacji elektrycznej budynku i linii kablowej, A_{0-123} - prąd obliczony ($A_{0-123} = A_0 - A_1 - A_2 - A_3$) wpływający do ziemi z płaskownika łączącego urządzenie piorunochronne ze złączem kablowym i z uziołami tego złącza

Fig. 4. Current distribution in test object (Figs. 1, 2 and 3): A_0 - current flowing from the generator to air termination, A_1 i A_2 - currents flowing into vertical earth rods of lightning protection system, A_3 - currents flowing into building electrical installation and cable line, A_{0-123} - calculated current ($A_{0-123} = A_0 - A_1 - A_2 - A_3$) flowing into the ground from tape conductor connecting lightning protection system with cable termination box, and from earth electrode of this termination

Podobnie, jak w poprzednich etapach badań [5, 6], uzyskane przebiegi prądu udarowego w poszczególnych elementach badanego obiektu różnią się od siebie nie tylko wartością szczytową, ale także szybkością narastania. Przyczyną obu różnic jest wartość i charakter impedancji elementów, przez które przepływa prąd, a dokładniej jej zależność od częstotliwości. Przeprowadzone w poprzednich etapach badania impedancji transformatora rozdzielczego, linii napowietrznej, linii kablowej, instalacji elektrycznej [10], a także badania impedancji urządzenia piorunochronnego przeprowadzone w czasie obecnych badań, wykazały silne zmiany modułu i fazy tych impedancji w funkcji częstotliwości.

Przedstawione na rys. 4 przebiegi wskazują, że wprowadzony z generatora prąd udarowy (A_0) dzieli się nierównomiernie na prądy w poszczególnych elementach badanego obiektu. Relatywnie duże wartości impedancji uziołów urządzenia piorunochronnego spowodowały, że wpływające do nich prądy (w punktach A_1 i A_2) mają niewielkie wartości. Ponadto, 3...4 krotnie krótszy czas narastania tych prądów w porównaniu do prądu wprowadzanego z generatora (A_0) świadczy o dużym udziale reaktancji pojemnościowej w impedancji uziołów urządzenia piorunochronnego.

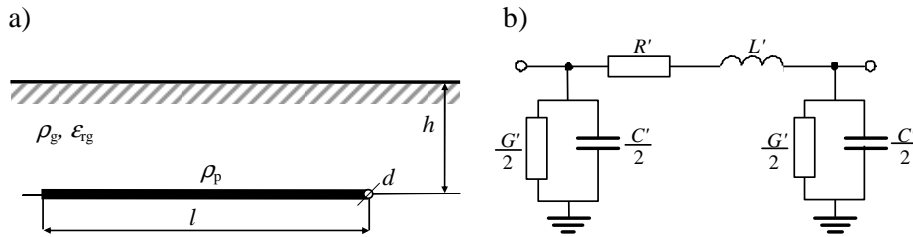
Podobny, ale wyraźnie mniejszy wpływ tej reaktancji na impedancję uzimienia jest widoczny (przebieg A_{0-123} na rys. 4) w przypadku dwóch (ułożonych

poziomo w gruncie) płaskowników ze stali ocynkowanej: łączącego urządzenie piorunochronne ze złączem kablowym (o długości 4 m) oraz pełniącego rolę uziomu złącza kablowego (o długości 20 m). Czas narastania prądu A_{0-123} jest tylko o około 30 % krótszy od czasu narastania udaru (A_0), a jego wartość szczytowa świadczy o tym, że wypadkowa impedancja doziemna tych dwóch płaskowników jest kilkakrotnie mniejsza od impedancji uziomów urządzenia piorunochronnego. Znajduje to także potwierdzenie w podanych na rys. 3 wartościach zmierzonej rezystancji doziemnej tych elementów. W przebiegu prądu A_3 , wpływającego do żyły PEN kabla i jednocześnie (niewielka jego część) do żył PE i N przewodu instalacji elektrycznej, przeważają składowe udaru o mniejszych częstotliwościach powodujące, że ten przebieg charakteryzuje się około 1,5 krotnie dłuższym czasem czoła w porównaniu do przebiegu z generatora (A_0).

Ze względu na znacznie mniejsze wartości (około 100 razy) prądu płynącego w czasie badań w obwodzie wewnętrznej instalacji elektrycznej przez urządzenia AGD i RTV, w porównaniu do prądów w innych elementach badanego obiektu, do jego rejestracji nie można było wykorzystać łączy światłowodowych wyposażonych w boczniki prądowe do pomiarów w zakresie kiloamperów. Do pomiaru tego prądu zastosowano sondę Pearsona połączoną z oscyloskopem cyfrowym. Zarejestrowane przebiegi sumarycznego prądu w przyłączonych do instalacji elektrycznej obwodach wejściowych jednocześnie wszystkich jedenastu urządzeń AGD i RTV są trudne do interpretacji. Wynika to, między innymi, ze znacznego stopnia złożoności impedancji wejściowych tych urządzeń. Koreponduje to z wynikami badań tych impedancji w funkcji częstotliwości [10], na podstawie których stwierdzono, że większość urządzeń AGD i RTV charakteryzuje się silną zależnością modułu i kąta fazowego impedancji wejściowej od częstotliwości, zwłaszcza w zakresie częstotliwości powyżej 20 kHz. Prąd przepływający przez urządzenia AGD i RTV, płynie dalej przez skrzynkę licznikową z zainstalowanymi ogranicznikami przepięć, przez linię kablową i uzwojenia nn transformatora. Badania wykazały, że z wyjątkiem urządzeń AGD i RTV, pozostałe elementy obwodu, w tym szczególnie ograniczniki przepięć i uzwojenia transformatora, nie wpływają zauważalnie na przebieg prądu w tym obwodzie. Ograniczenie tego prądu do ułamka procenta prądu wprowadzanego z generatora do urządzenia piorunochronnego wynika głównie z wielokrotnie większych impedancji wejściowych urządzeń AGD i RTV w porównaniu do impedancji, jaką napotyka prąd płynący do uziomu złącza kablowego.

4. Model obwodowy badanego układu

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 pionowego i poziomego, przewodu napowietrznego oraz kabla podziemnego. Na rys. 5a pokazany jest układ przewodu poziomego o średnicy d (przekroju poprzecznym S_p), długości l , rezystywności ρ_p , pograżonego na głębokości h w gruncie o rezystywności ρ_g oraz względnej przenikalności elektrycznej ϵ_{rg} . W wielu współczesnych publikacjach wykorzystuje się podane przez Sundego [11] wzory na parametry obwodowe takiego przewodu w postaci kaskady czwórników typu Π jak na rys. 5b.



Rys. 5. Uziom poziomy: a) schemat, b) model obwodowy odcinka uziomu

Fig. 5. Horizontal earth electrode: a) diagram, b) equivalent circuit of earth electrode segment

Zależności na parametry jednostkowe tego modelu mają postać:

$$R' = \frac{\rho_p}{S_p} \quad [\Omega/\text{m}] \quad (1)$$

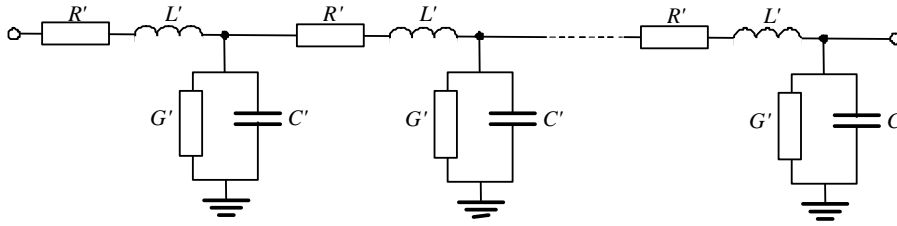
$$L' = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{dh}} - 1 \right) \quad [\text{H}/\text{m}] \quad (2)$$

$$G' = \frac{\pi}{\rho_g \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{dh}} - 1 \right)} \quad [\text{S}/\text{m}] \quad (3)$$

$$C' = \frac{28(1 + \epsilon_{rg})}{\left(\ln \frac{2l}{\sqrt{dh}} - 1 \right)} \quad [\text{pF}/\text{m}] \quad (4)$$

Wzory te uznawane są za wystarczająco dokładne w wielu przypadkach badania układów podziemnych przewodów poziomych. Schemat zastępczy prze-

wodu jest złożony z kaskady czwórników reprezentujących odcinki przewodu o długości Δl : $R = R' \Delta l$, $L = L' \Delta l$, $G = G' \Delta l$, $C = C' \Delta l$. Można go przedstawić w postaci kaskady czwórników typu Γ jak na rysunku 6.



Rys. 6. Model obwodowy uziomu poziomego

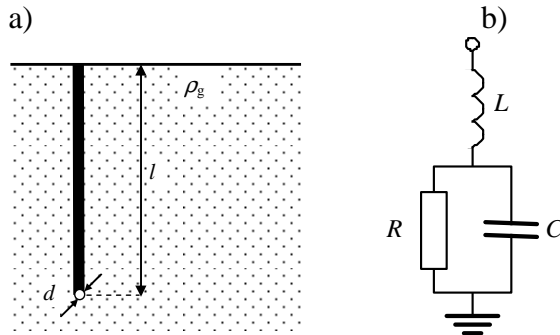
Fig. 6. Equivalent circuit of horizontal earth electrode

Dla przewodu pionowego (rys. 7a) przyjęto w modelowaniu komputerowym schemat obwodowy jak na rys. 7b z danymi: l – długość przewodu, d – średnica przewodu, h ρ_g - rezystywność gruntu. Zależności na parametry jednostkowe tego modelu mają postać [12]:

$$R = \frac{\rho_g}{2\pi l} \left(\ln \frac{8l}{d} - 1 \right) \quad (5)$$

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{8l}{d} - 1 \right) \quad (6)$$

$$C = 2\pi \epsilon l \left(\ln \frac{8l}{d} - 1 \right) \quad (7)$$



Rys. 7. Uziom pionowy: a) schemat, b) model obwodowy

Fig. 7. Vertical earth electrode: a) diagram, b) equivalent circuit

Linie kablową zasilającą instalacje wewnętrzna budynku zamodelowano odcinkiem bezstratnej linii długiej. Celem zapewnienia poprawności obliczeń zastosowano podział przewodów podziemnych na odcinki (segmenty), których długość l_{seg} , dla maksymalnej częstotliwości w widmie wymuszenia (f_{max}), spełnia warunek dany zależnością:

$$l_{\text{seg}} < \lambda/6 \quad (8)$$

gdzie λ jest długością fali w gruncie o rezystywności ρ_g , aproksymowaną zależnością:

$$\lambda = 3160\sqrt{\rho_g/f_{\text{max}}} \quad (9)$$

Z wykorzystaniem przyjętych modeli przewodów utworzono schemat analizowanego układu jak na rys. 8. Jako model generatora udarowego przyjęto źródło prądu udarowego o kształcie aproksymowanym zależnością dwuwykładniczą:

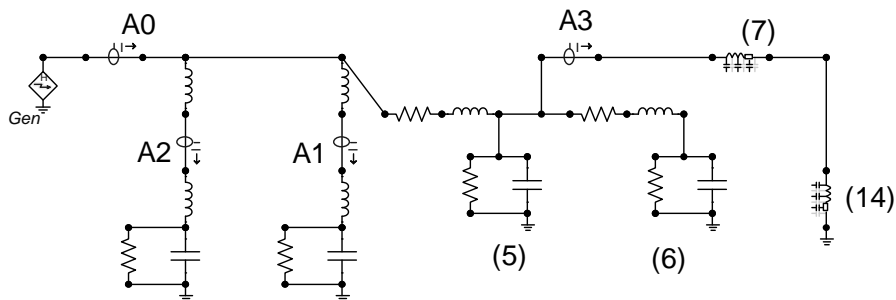
$$i(t) = A \cdot I_m [\exp(-\alpha t) - \exp(-\beta t)] \quad (10)$$

gdzie: α, β – współczynniki kształtu udaru,

A – współczynnik korekcyjny wartości maksymalnej udaru.

W celu uzyskania zgodności z udarem zmierzonym w układzie rzeczywistym, co do wartości maksymalnej udaru oraz jego czasu trwania czoła $T_1 = 12 \mu\text{s}$ i czasu do półszczytu na grzbiecie $T_2 = 50 \mu\text{s}$, wyznaczono współczynniki we wzorze (10) równe: $A = 2,33$; $\alpha = 33700$; $\beta = 116000$.

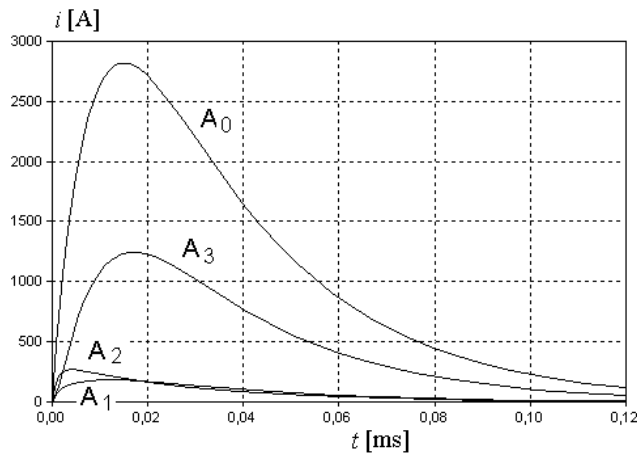
Schemat obliczeniowy analizowanego układu w programie ATP EMTP przedstawiono na rys. 8. Oznaczenia elementów na schemacie odpowiadają oznaczeniom na rys. 1.



Rys. 8. Model obwodowy analizowanego układu

Fig. 8. Lumped equivalent circuit of analyzed system

Wyniki symulacji komputerowej odpowiadające przedstawionym na rys. 4 wynikom pomiarowym przedstawione są na rys. 9.



Rys. 9. Wyniki symulacji rozptyłu prądów w badanym obiekcie (rys. 1, 2 i 3): A_0 - prąd wprowadzony z generatora do zwodu odgromowego, A_1 i A_2 - prądy wpływające do pionowych uziomów prętowych urządzenia piorunochronnego, A_3 - prąd wpływający do instalacji elektrycznej budynku i linii kablowej

Fig. 9. Current distribution in test object (Figs. 1, 2 and 3): A_0 - current flowing from the generator to air termination, A_1 and A_2 - currents flowing into vertical earth rods of lightning protection system, A_3 - currents flowing into building electrical installation and cable line

Wyniki modelu obwodowego (rys. 9) wykazują dużą zgodność z wartościami pomierzonymi (rys. 4), co do wartości maksymalnych otrzymanych przebiegów. Różnice w kształcie wynikają z niedokładnego odwzorowania udaru wymuszającego. Jako aproksymację udaru w symulacji przyjęto przebieg dwuwykładniczy (10) o parametrach zapewniających równość czasów trwania czoła i czasów do półszczytu na grzbiecie. Jednak przebieg zmierzony pochodził z generatora, którego uproszczony schemat zastępczy składa się z szeregowo połączonych elementów RLC a przebieg prądu wyjściowego ma postać oscylacyjnego rozwiązania układ 2-go rzędu w postaci sinusoidy tłumionej wykładniczo [13]. W aproksymacji przebiegu prądu generatora funkcją dwuwykładniczą nie jest możliwe uzyskanie takiego samego kształtu, głównie na jego grzbiecie. Na różnice w przebiegach symulacyjnych wpływ ma także nie uwzględnienie w modelu urządzeń podłączonych do instalacji i transformatora zasilającego.

5. Podsumowanie

Przeprowadzono badania rozplywu piorunowych prądów udarowych w urządzeniu piorunochronnym, linii zasilającej i wewnętrznej instalacji elektrycznej z przyłączonymi urządzeniami AGD i RTV. Rejestracje prądów udarowych przeprowadzono z zastosowaniem wielotorowego łącza światłowodowego, umożliwiającego jednoczesny pomiar prądu w kilku odgałęzieniach badanego obwodu.

Podobnie, jak w poprzednim etapie badań, stwierdzono wpływ charakteru obwodu na kształt przepływającego w nim prądu, tzn. na czas występowania jego wartości szczytowej. W relacji do przebiegu udaru wprowadzanego z generatora do zwodu odgromowego, prądy wpływające do ziemi przez uziomy urządzenia piorunochronnego, przez pobliski uziom złącza kablowego oraz przez podziemny przewód (płaskownik stalowy) łączący to urządzenie ze złączem kablowym, charakteryzował się znacznie krótszym czasem narastania, uwidaczniając istotny udział reaktancji pojemnościowej w impedancji tych elementów uziemiających. Natomiast, prąd płynący przez żyłę PEN do odległego o około 50 m uziomu stacji transformatorowej charakteryzował się wyraźnie dłuższym czasem narastania czoła w porównaniu do prądu wprowadzanego z generatora. Wskazuje to na znaczący udział reaktancji indukcyjnej w tym obwodzie i jest związane z prezentowanym w literaturze pojęciem długości efektywnej uziomu.

Uzyskane pomiary prądów płynących w instalacji elektrycznej z przyłączonymi urządzeniami AGD i RTV są trudne do odtworzenia za pomocą symulacji komputerowych z uwagi na złożony charakter impedancji wejściowych tych urządzeń. Z przeprowadzonych badań wynika jednak, że prądy te charakteryzują się wartościami szczytowymi około stukrotnie mniejszymi w porównaniu z wartością szczytową prądu wprowadzanego do układu z generatora oraz posiadają zgodnie z przewidywaniami charakter oscylacyjny. Dalsze prace eksperymentalne są planowane w najbliższym sezonie letnim w 2014 r. na poligonie badawczym w Hucie Poręby w celu dalszego rozpoznania istotnych uwarunkowań wpływających na rozplyw prądów udarowych w urządzeniu piorunochronnym i dołączonej do obiektu budowlanego instalacji elektrycznej.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki.

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] 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

- [3] 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
- [4] 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
- [5] Masłowski G., Wyderka S., Rakov V.A., DeCarlo B.A., Li L., Bajorek J., Ziemia 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.
- [6] Masłowski G., Wyderka S., Rakov V.A., DeCarlo B.A., Li L., Bajorek J., Ziemia R., Experimenta 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
- [7] Masłowski G., Wyderka S., Bajorek J., Ziemia R., Badanie efektywności urządzenia piorunochronnego niewielkiego obiektu budowlanego. *Przegląd Elektrotechniczny*, R. 86 nr 5/2010, ss. 229-232
- [8] Masłowski G., Wyderka S. Układ probierczo-pomiarowy do poligonowych badań narażeń piorunowych, *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, R. 88, NR 5a, 2012, ss. 67-72
- [9] 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
- [10] Wyderka S., Masłowski G., Ziemia R., Karnas G., Frequency Characteristics of Supplying Transformer and Electrical Appliances of Residential Building In Modeling of Lightning Current Distribution, *ICLP, Vienna, Austria*, September 2-7, 2012.
- [11] Sunde, E. D., *Earth Conduction Effects in the Transmission Systems*, New York: Dover, 1968.
- [12] Juan A. Martinez Velasco (Ed.), *Power System Transients. Parameter Determination*, CRC Press, Boca Raton, London, New York, October 2009
- [13] Bajorek J., Knott M., Wyderka S.: Efficiency of ZnO arrester models simulation of lightning overvoltages. 21st ICLP, BERLIN, Germany 1992, Pap. No. 5.07.

INVESTIGATION OF SURGE CURRENT DISTRIBUTION IN LIGHTNING PROTECTION SYSTEM AND ELECTRICAL INSTALLATION OF BUILDING

Summary

The paper presents results of the lightning protection system (LPS) tests for a small residential structure with the connected home appliances and electronics, conducted in 2013 at the new test site in Poland using the mobile surge current generator. Current surges were injected from generator to the air termination on the building roof. Current distribution in individual elements of test object was measured and registered with multi-channel electro-optical measurement system. The current waveshapes in the vertical ground electrodes differed from the injected current waveshapes and from the current waveshapes in other parts of the test system.

Computer simulation using ATP-EMTP were carried out in order to verify the results of measurements. Vertical and horizontal ground electrodes were modeled for specified parameter resulting from the geometrical configuration of the system and the measured soil conductivity. Conducted investigations showed the significant influence of configuration, dimensions and impedance of test object on current distribution. A significant influence of frequency dependent components of the system impedances on current waveshapes has been noticed.

Computed results show a good agreement with the experimental data. Small differences in the current waveshapes result mainly from the adopted double-exponential mathematical approximation which does not perfectly match the current injected from the generator.

Keywords: lightning protection system, electrical installation, surge current distribution, measurements and simulations

DOI: 10.7862/re.2013.26

Tekst złożono w redakcji: listopad 2013

Przyjęto do druku: grudzień 2013

Informacje dodatkowe

1. Lista recenzentów współpracujących jest opublikowana w numerze 289 Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika z. 33 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/>

Elektrotechnika - 2013

Recenzenci współpracujący

Jacek BARTMAN
Jarosław DOMIN
Mariusz GAMRACKI
Tadeusz GLINKA
Zbigniew GOMÓŁKA
Lesław KARPIŃSKI
Jan Maciej KOŚCIELNY
Anna KOZIOROWSKA
Eugeniusz KURGAN
Tadeusz KWATER
Bogdan KWIATKOWSKI
Wiesława MALSKA
Yaroslav MARUSHCHAK
Grzegorz MASŁOWSKI
Ryszard OLSZEWSKI
Antoni RÓŻOWICZ
Sebastian SŁOMIŃSKI
Marcin SZCZYGIEŁ
Andrzej TURNAU
Bogusław TWARÓG
Krzysztof URBAŃSKI
Henryk WACHTA
Romuald WŁODEK
Stanisław WOJTAS
Waldemar WÓJCIK
Zofia WRÓBEL
Stanisław WYDERKA
Robert ZIEMBA

Afiliacja recenzentów: Polska

Lista recenzentów została opublikowana w czasopiśmie *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej* nr 289, *Elektrotechnika* z. 33.