

PTETiS

**POLSKIE TOWARZYSTWO
ELEKTROTECHNIKI
TEORETYCZNEJ I STOSOWANEJ**

Zarząd Główny i Oddział Lubelski PTETiS



Politechnika Lubelska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki

VI Seminarium Naukowe
WYBRANE ZAGADNIENIA
ELEKTROTECHNIKI I ELEKTRONIKI

WZEE'2006

Lublin - Kazimierz Dolny, 8-10.05.2006



Lublin 2006

Redakcja:

Tadeusz Janowski
Paweł Surdacki

Organizatorzy

Polskie Towarzystwo Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej

Zarząd Główny i Oddział Lubelski

Politechnika Lubelska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki

Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii

Polska Sekcja IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)

Komitet Elektrotechniki PAN

Lubelskie Towarzystwo Naukowe, Wydział IV Nauk Technicznych

© Lublin University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Computer Science
Institute of Electrical Engineering and Electrotechnologies

ul. Nadbystrzycka 38a, 20-618 Lublin
tel./fax 081-5384-289
E-mail: p.surdacki@pollub.pl

Lublin 2006

ISBN 83-89-868-69-5

Wydawnictwo Liber Duo
ul. Długa 5, Lublin
tel./fax (+48 81) 442-54-44

**VI Seminarium Naukowe
WYBRANE ZAGADNIENIA
ELEKTROTECHNIKI I ELEKTRONIKI
WZEE'2006**



Lublin - Kazimierz Dolny, 8-10.05.2006

Komitet Naukowy

Krzysztof Kluszczyński	- przewodniczący ZG PTETiS
Janusz Turowski	- były przewodniczący ZG PTETiS
Zbigniew Ciok	- były przewodniczący ZG PTETiS
Eugeniusz Koziej	- były przewodniczący ZG PTETiS
Kazimierz Zakrzewski	- przewodniczący Komitetu Elektrotechniki PAN
Andrzej Pacut	- przewodniczący Sekcji Polskiej IEEE
Marian P. Kaźmierowski	- były przewodniczący Sekcji Polskiej IEEE
Andrzej Krawczyk	- przewodniczący PTZE
Andrzej Demenko	- wiceprzewodniczący ZG PTETiS
Stanisław Mitkowski	- wiceprzewodniczący ZG PTETiS
Jacek Woźniak	- prezes Oddziału Lubelskiego SEP
Andrzej Wac-Włodarczyk	- prorektor Politechniki Lubelskiej
Waldemar Wójcik	- dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki PL
Piotr Kacejko	- prodziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki PL
Henryka D. Stryczewska	- dyrektor Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii PL
Zygmunt Rutka	- kierownik Katedry Sieci Elektrycznych i Zabezpieczeń PL
Andrzej Sikorski	- przewodniczący O/Białystok
Jan Szczygłowski	- przewodniczący O/Częstochowa
Ludwik Referowski	- przewodniczący O/Gdańsk
Marian Pasko	- przewodniczący O/Gliwice+Opole
Roman Nadolski	- przewodniczący O/Kielce
Barbara Florkowska	- przewodniczący O/Kraków
Tadeusz Janowski	- przewodniczący O/Lublin
Krzysztof Januskiewicz	- przewodniczący O/Łódź
Lech Nowak	- przewodniczący O/Poznań
Lesław Gołębiowski	- przewodniczący O/Rzeszów
Michał Zeńczak	- przewodniczący O/Szczecin
Henryk Supronowicz	- przewodniczący O/Warszawa
Zdzisław Nawrocki	- przewodniczący O/Wrocław
Adam Kempski	- przewodniczący O/Zielona Góra
Zbigniew Goryca	- Sekcji Radom
Włodzimierz Janke	- Sekcja Koszalin

Komitet Organizacyjny

Tadeusz Janowski	- przewodniczący O/Lublin
Henryka D. Stryczewska	- skarbnik O/Lublin
Paweł Surdacki	- sekretarz O/Lublin
Renata Gałat	- IPEiE PL

SPIS TREŚCI

Wprowadzenie *Tadeusz Janowski, Paweł Surdacki* 7

SESJA INAUGURACYJNA

1. *Jerzy Hickiewicz*, Politechnika Opolska, Instytut Układów Elektromechanicznych i Elektrotechniki Przemysłowej
Historia Oddziału Elektrotechnicznego Politechniki Lwowskiej z perspektywy jej 160-lecia 13
2. *Henryka D. Stryczewska*
Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnol.
Technologiczne zastosowania plazmy nietermicznej 17
3. *Tadeusz Janowski*
Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnol.
Silnopiętrowe zastosowania nadprzewodników 27

SESJA A

4. *Ludwik Referowski*
Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
Simulation of stroboscopic effects 33
5. *Mariusz Najgebauer, Jan Z. Szczygłowski*,
Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, **Nowoczesne tendencje rozwojowe w inżynierii materiałów magnetycznych** 41
6. *Andrzej Świerniak, Grzegorz Gala, Alberto d'Onofrio, Alberto Gandolfi*,
Politechnika Śląska, Instytut Automatyki
Terapia antyangiogenowa jako problem sterowania 51
7. *Krzysztof Fajarewicz, Marek Kimmel, Andrzej Świerniak*,
Politechnika Śląska, Instytut Automatyki
Deterministic models of cell signaling pathways and their identification 61
8. *Tomasz Przybyła*, Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki
Towards a hybrid fuzzy clustering method 69

9. *Paweł Kowol, Zbigniew Pilch*, Politechnika Śląska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej, Zakład Mechatroniki
Hamulec magnetoreologiczny o dwóch stopniach swobody – aspekty obliczeniowe i konstrukcyjne 76

SESJA B

10. *Zdzisław Trzaska*, Politechnika Warszawska
Kształtowanie energii układu dynamicznego w stanie okresowym niesinusoidalnym 84
11. *Ryszard Niedbała*, Politechnika Warszawska
Racjonalne gospodarowanie energią elektryczną w piecach jarzeniowych ..
..... 96
12. *Adam Ruszczyk, Andrzej Sikorski*, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych
Predykcyjny regulator prądu w falownikach do zastosowań napędowych . 108
13. *Henryk Supronowicz, Andrzej Olszewski, Hubert Gawiński*
Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej
Struktury mikroprocesorowe ARM i ich zastosowanie w energoelektronice 118
14. *Rafał Wojciechowski*
Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej
Analiza sprzężonych zjawisk ciepłno-elektromagnetycznych w przetwornikach o ruchu liniowym 128
15. *Cezary Jędrzycka*
Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej
Analiza zjawisk sprzężonych w przetwornikach elektromagnetycznych z cieczą magnetoreologiczną o symetrii osiowej 136

SESJA C

16. *Jan C. Stępień*
Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki
Ocena niezawodności głównych punktów zasilających (GPZ) 110/15 kV
..... 146
17. *Sylwester Filipiak*
Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki
Symulacyjna metoda odszukiwania optymalnych poawaryjnych konfiguracji pracy złożonych układów sieci elektroenergetycznych SN
..... 154

18. *Andrzej Ł. Chojnacki*
 Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki
**Metody oceny niezawodności strukturalnej stacji transformatorowo –
 rozdzielczych SN/NN** 164
19. *Michał Zeńczak*, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki
**Approximate relationships for calculation of electric field and magnetic
 field intensities under power transmission lines** 176
20. *Stanisław Kulas, Łukasz Kolimas*
 Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektr.
**Analiza sił elektrodynamicznych w torach wielkoprądowych na
 przykładzie wyłącznika zwarciovego** 186
21. *Jerzy Szkutnik*, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektroenergetyki
Efektywność w sektorze energii elektrycznej – spojrzenie generalne 196
22. *Wojciech Jarzyna, Piotr Filipek*
 Politechnika Lubelska, Katedra Napędów Elektrycznych
**Wpływ struktury układu generatora elektrowni wiatrowej na właściwości
 i jakość przetwarzanej energii** 204

SESJA D

23. *Andrzej Grono, Grzegorz Redlarski, Piotr Niklas*
 Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki
**Diagnostyka układów automatycznej synchronizacji prądnic w czasie
 rzeczywistym** 210
24. *Andrzej Popena, Andrzej Rusek*, Politechnika Częstochowska
**Model matematyczny i wybrane stany nieustalone głównego napędu
 reaktora polimeryzacji przy uwzględnieniu parametrów pracy komory
 mieszalnika** 220
25. *Paweł Surdacki*
 Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
Metody analizy stabilności nadprzewodników silnoprądowych 230
26. Zbigniew Złonkiewicz
 Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
Metody oceny słaboprądowych złącz stykowych 240
27. *Piotr Kacejko, Paweł Pijarski*
 Politechnika Lubelska, Katedra Sieci Elektrycznych i Zabezpieczeń
**Algorytm dynamicznego dopasowania poziomu mocy generowanej do
 możliwości przesyłowych linii elektroenergetycznej** 251
- Lista uczestników Seminarium WZEE'2006** 263

WPROWADZENIE

W dniach 8-10 maja 2006 r. Zarząd Główny i Oddział Lubelski Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej (PTETiS) wraz z Wydziałem Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej, Polską Sekcją IEEE i Lubelskim Towarzystwem Naukowym zorganizował **VI Seminarium Naukowe „Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki”**. Seminarium było połączone z wyjazdowym plenarnym zebraniem Zarządu Głównego PTETiS i było kontynuacją poprzednich seminariów WZEE, które odbyły się kolejno w Kielcach - Ameliówce (2000 r.), Gdańsku – Sopocie (2001 r.), Częstochowie – Złotym Potoku (2002 r.), Warszawie – Jadwisinie (2003 r.) i Rzeszowie – Iwoniczu Zdroju (2004 r.).

Obrady seminarium odbywały się pod przewodnictwem prof. Tadeusza Janowskiego – przewodniczącego Oddziału Lubelskiego PTETiS oraz prof. Krzysztofa Kluszczyńskiego (Politechnika Śląska) – przewodniczącego Zarządu Głównego Towarzystwa. Stroną organizacyjną programu naukowego i imprez towarzyszących zajmowali się członkowie Zarządu Oddziału Lubelskiego: prof. Henryka Stryczewska i dr inż. Paweł Surdacki, a także mgr Renata Gałat.

Otwarcie seminarium wraz z inauguracyjną sesją naukową odbyło się na Wydziale EiT PL z udziałem JM Rektora PL prof. Józefa Kuczmaszewskiego oraz prorektorów: prof. Witolda Stępniewskiego i prof. Andrzeja Wac-Włodarczyka, reprezentującego również Wydział IV Nauk Technicznych Lubelskiego Towarzystwa Naukowego, współpracujący z Oddziałem Lubelskim PTETiS. Współgospodarz seminarium – dziekan Wydziału EiT prof. Waldemar Wójcik zaprezentował strukturę i osiągnięcia Wydziału w ostatnich latach.

Sesję plenarną rozpoczął referat prof. Jerzego Hickiewicza (Politechnika Opolska) – członka honorowego Towarzystwa, dotyczący historii Oddziału Elektrotechnicznego Politechniki Lwowskiej z perspektywy jej 160-lecia. Następne referaty stanowiły przegląd osiągnięć zespołów badawczych z Oddziału Lubelskiego PTETiS, dotyczących technologicznych zastosowań nietermicznej plazmy, diagnostyki procesu spalania i silnopiędowych zastosowań nadprzewodników. Uzupełnieniem tych referatów były praktyczne pokazy w laboratoriach: techniki światłowodowej (prof. Waldemar Wójcik), Centrum Doskonałości Zastosowań Technologii Nadprzewodnikowych i Plazmowych w Energetyce ASPPECT (prof. Tadeusz Janowski, prof. Henryka D. Stryczewska) oraz finansowane przez UE Centrum Technologii Internetowych (dr inż. Sławomir Przyłucki).

Pozostała część obrad Seminarium WZEE'06 w dniach 8-10.05.2006 odbyła się w Domu Dziennikarza w Kazimierzu Dolnym nad Wisłą. Tematyka referatów obejmowała, w ramach szeroko pojętej elektrotechniki i elektroniki, szczególne zagadnienia metrologii elektrycznej, nowoczesnych materiałów magnetycznych i nadprzewodnikowych, sygnałów i sterowania, sieci komputerowych, układów napędowych, przekształtnikowych i mikroprocesorowych, zjawisk sprzężonych elektromagnetyczno-ciepłych. Wyrażnym

zainteresowaniem cieszyła się też problematyka niezawodności i efektywności układów elektroenergetycznych oraz analizy ich pól magnetycznych i sił elektrodynamicznych.

Łącznie w 5 sesjach wygłoszono i przedyskutowano 30 referatów naukowych. Wszystkie dostarczone przez autorów teksty referatów zostały opublikowane w niniejszych materiałach pokonferencyjnych, zaś wybrane przez Komitet Naukowy prace zostaną skierowane do publikacji w miesięczniku „Przegląd Elektrotechniczny”.

Spotkanie w Kazimierzu Dolnym było również okazją do roboczych obrad Zarządu Głównego PTETiS, co zaowocowało istotnymi uchwałami związanymi z dalszą działalnością organizacyjną i wydawniczą Towarzystwa.

Poza sesjami naukowymi uczestnicy mieli także możliwość bezpośrednich dyskusji podczas m. in. kolacji koleżeńskich i wieczornego grilla przy ognisku. Organizatorzy przewidzieli też czas na poznawanie interesujących zakątków Kazimierza Dolnego, m. in. ruin średniowiecznego zamku, Góry Trzech Krzyży i cennych zabytków architektury renesansowej (kościół farny i kamienice w Rynku). Główną atrakcją drugiego dnia seminarium był rejs statkiem „Marzanna” po Wiśle, którego przedłużeniem była piesza wycieczka do ruin zamku w Janowcu malowniczo położonych na wysokiej skarpie. Po zapoznaniu się z burzliwą historią zamku i jego intrygującymi legendami uczestnicy obejrzeliby zabytkowy drewniany dwór przeniesiony z Moniaków k. Urzędowa, po czym przytrzymując się liny zeszli ze skarpy zamkowej nad Wisłę karkołomną stromą ścieżką. Po przeprawie promem na drugi brzeg Wisły uczestnicy powrócili krętymi wązami lessowymi „Granicznik” i „Małachowskiego” do Domu Dziennikarza. Na zakończenie seminarium uczestnicy otrzymali na pamiątkę słynne koguty pochodzące z kazimierskiej piekarni.

W seminarium wzięło udział łącznie ok. 50 uczestników, reprezentujących 15 oddziałów PTETiS z całego kraju oraz kilku gości zaproszonych z Niemiec.

Po seminarium organizatorzy otrzymali od uczestników wiele listów z podziękowaniami i gratulacjami za wzorową organizację i stworzenie miłej atmosfery, sprzyjającej owocnym dyskusjom naukowym.

Tadeusz Janowski, Paweł Surdacki



Fot. 1. Sesje inauguracyjną Seminarium WZEE prowadził prof. T. Janowski. Po lewej: rektor PL prof. J. Kuczmaszewski i przewodniczący ZG PTETiS prof. K. Kluszczyński. Po prawej: prorektor PL prof. A. Wac-Włodarczyk i dziekan WEiI prof. W. Wójcik.



Fot. 2. Uczestnicy Seminarium WZEE'2006 na Górze Trzech Krzyży



Fot. 3. Pokazy lewitacji nadprzewodnikowej w Centrum Doskonałości ASPPECT



Fot. 4. Pokazy w Laboratorium Techniki Internetowych



Fot. 5. Sala obrad (doc. L. Referowski)



Fot. 6. Referuje prof. J. Stepień



Fot. 7. Kolacja koleżeńska



Fot. 8. Zwiedzanie ruin zamku w Kazimierzu



Fot. 9. Zwiedzanie Kazimierza Dolnego



Fot.10. Wycieczka do zamku w Janowcu



Fot. 11. Zejście ze skarpy zamkowej
w Janowcu



Fot. 12. Spotkanie przy ognisku



HISTORIA ODDZIAŁU ELEKTROTECHNICZNEGO POLITECHNIKI LWOWSKIEJ Z PERSPEKTYWY JEJ 160-LECIA

Jerzy HICKIEWICZ

*Politechnika Opolska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki
Instytut Układów Elektromechanicznych i Elektroniki Przemysłowej
jh@po.opole.pl*

History of Lvov Technical University Electrical Engineering Department in celebration of its 160th anniversary

***Abstract:** This paper presents the most important facts connected with the origin of technical higher education in Poland, specifically with the founding of Lvov Technical University, against the background of technical education development in Europe. The most important dates are given, as far as the formation and development of the electrotechnics and Electrical Engineering Department of Lvov Technical University are concerned. This paper also describes the professional life of the Electrical Engineering Department research workers and their contribution into creating academic electrical engineering centres in Poland after the Second World War.*

***Keywords:** Lvov Technical University*

Rozwój matematyki, fizyki, chemii, w 17-tym wieku oraz coraz większe łączenie się wiedzy technicznej z naukami ścisłymi stworzyły potrzebę nowych form oświaty technicznej. W 17-tym wieku osiągnięciami techniki zaczęli się interesować uczeni uniwersyteccy, równoległe zaczęły powstawać na potrzeby wojska uczelnie techniczne zwykle jednobranżowe.

Pierwsza wyższa uczelnia techniczna powstała w 1794 roku w Paryżu jako Centralna Szkoła Robót Publicznych przemianowana w 1795 roku na Szkołę Politechniczną (Ecole Polytechnique, od gr. polytechnos - biegły w wielu sztukach). Była to szkoła wysokiego lotu, profesorami jej byli: Andre Ampere, Sadi Carnot, Louis Gay-Lussac, Joseph Lagrange, Pierre Laplace, Andre Legendre, Gaspar Monge. Od tego czasu szkoły wyższe zajmujące się różnymi dziedzinami techniki zaczęto nazywać politechnikami.

Jako druga, powstała w 1806 roku politechnika w Pradze (z niemieckim językiem wykładowym), następnie: w 1815 r. w Wiedniu, w 1820 r. w Glasgow, w 1824 r. w Londynie i w 1825 r. w Karlsruhe. Wśród następnych powstających politechnik można zwrócić uwagę na politechniki w Darmstadt (1838 r.), z którą związana była działalność Michała

Dobrowolskiego herbu Doliwa, Zurychu (1854r.) (Gabriel Narutowicz), Budapeszcie (1857 r.), Kijowie (1898 r.), Petersburgu (1899 r.), Brnie (1899 r.), Gdańsku (1904 r.) i Wrocławiu (1910 r.).

W Polsce , jeszcze w 1826 roku, z inicjatywy ks. Stanisława Staszica powstał w Warszawie Instytut Politechniczny. Jednak po powstaniu listopadowym w 1831 roku, został on zlikwidowany. Reaktywowano go dopiero w 1915 roku (w 1898 r. W Warszawie powstała uczelnia rosyjska). W Rzeczypospolitej Krakowskiej w roku 1836 powstał Instytut Techniczny, który po roku 1848 został przekształcony w szkołę średnią. W roku 1862 powstał w Puławach Instytut Politechniczny, jednak i ta uczelnia w 1863 roku, po powstaniu styczniowym została zlikwidowana.

W 1844 roku we Lwowie od Szkoły Realnej został odłączony Wydział Techniczny i zaliczony do austriackich akademii technicznych (z niemieckim językiem wykładowym). Po przegranej przez Austrię wojny Prusko-Austriackiej w 1867 roku Galicja otrzymała autonomię. W 1872 roku Lwowska Uczelnia otrzymała pełny status akademicki z senatem i rektorem z wyboru i polskim językiem wykładowym. Pierwszym rektorem CK Szkoły Politechnicznej został Feliks Strzelecki. Była to uczelnia o trzech wydziałach: Inżynierii Łądowej, Architektury i Chemii Technicznej. Ważniejsze daty, dotyczące elektrotechniki, w dziejach tej uczelni:

- 1875 r. Powstał czwarty wydział Budowy Machin.
- 1889/90 r. Pierwsze wykłady z elektrotechniki na tym wydziale miał Doc. Franciszek Dobrzyński w skromnym wymiarze 1 godz. tygodniowo (maszyny dynamo-elektryczne, oświetlenie elektryczne, transmisje elektryczne).
- 1890/91 r. Powołano pierwszą na ziemiach polskich Katedrę Elektrotechniki, kierownikiem jej został Roman Dzieślewski, pierwszy profesor z elektryki. Zorganizował pierwsze laboratorium elektrotechniczne w uczelni.
- 1909/10 r. Powołano Katedrę Elektrotechniki Konstrukcyjnej. Kierownikiem jej został profesor Aleksander Rothert (teoria i konstrukcja maszyn elektrycznych, projektowanie elektrowni)
- 1920/21 r. Pierwszy rok akademicki po pierwszej wojnie światowej. Wydział zmienił nazwę na Wydział Mechaniczny, na wydziale utworzono Oddział Elektrotechniczny.
- 1920 r. Powołano trzecią Katedrę Miernictwa Elektrycznego. Objął ją dr inż. Kazimierz Idaszewski po 15-letnim stażu w dziale badań, konstrukcji i eksploatacji maszyn elektrycznych firmy Siemens w Berlinie.
- 1921 r. Powołano czwartą Katedrę Oświetlenia Elektrycznego (później zmieniono nazwę na Urządzeń Elektrycznych), której Kierownikiem został profesor Gabriel Sokolnicki (oświetlenie elektryczne, projektowanie i kosztorysowanie urządzeń elektrycznych, elektryfikacja przemysłu).
- 1920/21 r. Prof. Rothert odszedł do Politechniki Warszawskiej. Zlikwidowano Katedrę Elektrotechniki Konstrukcyjnej. Opiekę nad przedmiotem maszyny elektryczne objął prof. Idaszewski.
- 1923 r. Pierwszy doktorat z elektrotechniki teoretycznej nt. "Nowa teoria ogólnego obwodu elektrycznego". Doktorantem był Stanisław Fryze, promotorem prof. dr Ludwik Ebermann, a recenzentami: prof. Roman Dzieślewski i prof. dr Maksymilian Huber.
- 1924 r. Śmierć profesora Dzieślewskiego.
- 1925 r. Katedrę Elektrotechniki Ogólnej objął dr inż. Stanisław Fryze.

- 1930 r. Dr inż. Włodzimierz Krukowski po kilkunastoletniej pracy w laboratorium liczników elektrycznych Siemens w Norymberdze i nominacji profesorskiej przyjął propozycję prof. Idaszewskiego i objął Katedrę Pomiarów Elektrycznych.
- 1930 r. Powołano Katedrę Maszyn Elektrycznych, której Kierownikiem został prof. Idaszewski.
- 1937 r. Drugi doktorat na Oddziale Elektrotechnicznym. Otrzymał go z wyróżnieniem, Paweł Jan Nowacki na podstawie rozprawy "Nowy sposób obliczania linii dalekosiężnych przy pomocy wykresów mocy ze szczególnym uwzględnieniem toru zamkniętego".
- 1939 r. Doktorat Izaaka Rosenzweiga na podstawie rozprawy "Symboliczny wielowymiarowy rachunek wektorowy jako metoda analizy układów wielofazowych". Promotorem był prof. dr inż. Stanisław Fryze.

W czterech Katedrach Oddziału Elektrotechnicznego prowadziło zajęcia dydaktyczne kilkadziesiąt osób, wśród nich również profesor Ignacy Mościcki, który wykładał wybrane działy wysokich napięć.

Na Wydziale Rolniczo-Lasowym istniała Katedra Fizyki którą kierował prof. Tadeusz Malarski. Katedra ta obsługiwała Oddział Elektrotechniczny w zakresie radiotechniki i teletechniki.

Podsumowanie

Profesorowie Oddziału Elektrotechnicznego zasilili powstającą Politechnikę Warszawską. Jeszcze w trakcie pierwszej wojny światowej w 1916 roku do Politechniki Warszawskiej przeszedł Kazimierz Drewnowski (pomiar elektryczne, technika wysokich napięć), stworzył tam laboratorium wysokich napięć, był promotorem wielu prac doktorskich, był dwukrotnie wybierany na dziekana, w 1939 roku został wybrany na rektora. W 1920 roku z kolei przeszedł prof. Aleksander Rothert, został później doktorem h.c. Politechniki Warszawskiej, działał również w Szkole Głównej Handlowej.

W trakcie drugiej wojny światowej w 1941 roku zamordowani zostali przez hitlerowców: prof. Krukowski, dr inż. Rosenzweig i st. as. Eustachy Stożek syn prof. Włodzimierza Stożka.

W 1939 roku do Szwajcarii wyjechał prof. Mościcki, gdzie zmarł w 1946 roku.

W radzieckiej uczelni pozostał prof. Gabriel Sokolnicki (1877-1975), do roku 1961 był Kierownikiem Katedry Elektrowni, Sieci i Systemów Elektrycznych, był też latach 1949-1958 promotorem pięciu rozpraw kandydackich dotyczących głównie tematyki przesyłu energii elektrycznej prądem stałym.

Profesorowie elektrycy Politechniki Lwowskiej oraz liczni jej wychowankowie współtworzyli po drugiej wojnie elektrotechniczne ośrodki akademickie w Polsce, jeśliby ograniczyć się do osób, które w okresie międzywojennym były już pracownikami dydaktycznymi Politechniki Lwowskiej, to tak przedstawiała się sytuacja po wojnie:

Wrocław: Gunther (elektrotechnika i urządzenia elektryczne), Fuliński, Kuryłowicz (pomiar elektryczne), Jellonek (metrologia elektroniczna), Idaszewski, Nowacki, Kordecki, (maszyny elektryczne), Kurdziel (elektrotechnika teoretyczna), Wołkowiński (urządzenia elektryczne), Siciński (materiałoznawstwo i technologia elektrotechniczna).

- Gliwice:** Fryze (elektrotechnika teoretyczna), Malarski (fizyka oraz radiotechnika), Zagajewski (elektronika przemysłowa), Kamiński (systemy elektroenergetyczne), Szymik (sieci elektryczne), Plamitzer (maszyny elektryczne) (później Opole).
- Gdańsk:** Kopecki (elektroenergetyka systemowa i gospodarka energetyczna), Dorosz (teletechnika), Woynarowski (ochrona środowiskowa), Jagodziński (radionawigacja, hydroakustyka).
- Kraków:** Kołek (maszyny elektryczne), Kurzawa (elektrotechnika teoretyczna).
- Łódź:** Dzierzbicki (aparaty elektryczne), Sochor (elektrotermia).
- Poznań:** Bielecki (elektroenergetyka, zabezpieczenia elektroenergetyczne), Metal (pomiar elektrotechniczne).

W okresie gdy w Europie powstawało i tworzyło się wyższe szkolnictwo techniczne Politechnika Lwowska była jedną z pierwszych uczelni, które powstały w Europie Środkowej, a w latach 1872-1915 jedyną z polskim językiem wykładowym. Miała ona charakter ogólnopolski i skupiała Polaków ze wszystkich zaborów. Przykładowo wśród sześciu kierowników katedr na Oddziale Elektrotechnicznym tylko dwóch urodzonych było w zaborze austriackim, trzech w rosyjskim, a jeden w pruskim.

Pracownicy naukowcy Oddziału Elektrotechnicznego Politechniki Lwowskiej współtworzyli kadre naukową (co najmniej dwudziestu kilku profesorów i wielu pozostałych pracowników naukowo-dydaktycznych) powstających lub odbudowywanych, po drugiej wojnie światowej, elektrotechnicznych ośrodków akademickich w Polsce.

W 2004 roku odbyły się we Lwowie uroczystości 160-lecia Politechniki Lwowskiej. Zostali na nie zaproszeni i brali w nich udział rektorzy wszystkich polskich politechnik.

Na przykładzie wkładu w rozwój szkolnictwa elektrotechnicznego można sądzić, że Politechnika Lwowska stanowiła ważny zaczątek technicznego szkolnictwa wyższego w Polsce, a wydaje się, że również odegrała istotną rolę w rozwoju szkolnictwa wyższego na Ukrainie. Postacią łączącą oba te wątki mogłaby być osoba profesora Gabriela Sokolnickiego.

ŹRÓDŁA:

1. Siciński Zbigniew: Wkład Politechniki Lwowskiej w Polską Elektrotechnikę, Wrocław Zakład Narodowy im. Ossolińskich, Wyd. PAN 1991r.
2. Praca Zbiorowa (Szewalski Robert - przewod. kom. red.): Politechnika Lwowska 1844-1945, Wyd. Politechniki Wrocławskiej 1993 r.
3. Szymczyk Józef: O fenomenie Politechniki Lwowskiej - matki polskich politechnik w 160 lecie jej powstania (1844-2004), Energetyka grudzień 2004 r. str. 762-769.

***Streszczenie:** Na tle rozwoju wyższego szkolnictwa technicznego w Europie, przedstawiono najważniejsze wydarzenia związane z powstaniem technicznego szkolnictwa wyższego w Polsce, a w szczególności z powstaniem Politechniki Lwowskiej. Przedstawiono też najważniejsze daty dotyczące kształtowania się kierunku Elektrotechnika i Oddziału Elektrotechnicznego w Politechnice Lwowskiej. Omówiono losy pracowników naukowo-dydaktycznych Oddziału i ich wkład w współtworzenie elektrotechnicznych ośrodków akademickich w Polsce po drugiej wojnie światowej.*

TECHNOLOGICZNE ZASTOSOWANIA NIETERMICZNEJ PLAZMY

Henryka Danuta STRYCZEWSKA

*Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
20-618 Lublin, Nadbystrzycka 38A, e-mail: h.stryczewska.pollub.pl*

Technological applications of non-thermal plasma

Abstract: *Non-thermal plasma based technologies are the reasonable and economically justified alternatives for classical chemical or thermal processes of air, water and soil pollution control. Paper presents researches conducted in the Institute of Electrical Engineering and Electrotechnologies of Lublin University of Technology on applications of non-thermal plasma produced by electrical discharges in the technologies of environment protection. Two kind of discharges: dielectric barrier and gliding arc, are discussed and their application for water and soil sterilization and in the processes of flue gasses treatment are presented. Special attention is paid on the power systems of non-thermal plasma reactors, that are based on nonlinear transformers.*

Keywords: *non-thermal plasma, power systems*

1. WSTĘP

Technologie plazmowe stanowią alternatywę dla klasycznych metod utylizacji zanieczyszczeń, które wykorzystują procesy chemiczne, termiczne bądź promieniowanie. Wywołanie pożądanych reakcji chemicznych prowadzących do rozbitcia toksycznych cząstek gazów wylotowych, takich jak tlenki siarki, azotu, lotne substancje organiczne, wymaga wytworzenia nierównowagowej plazmy przenikającej możliwie jak największą objętość gazów. Jako źródło takiej plazmy wykorzystuje się niemal wszystkie znane rodzaje wyładowań elektrycznych, a reaktory plazmowe zasila się ze źródeł o napięciu stałym, przemiennym o różnych częstotliwościach, także energią impulsową. Należą do nich wyładowanie barierowe w dielektrycznych układach uwarstwionych, wyładowania

koronowe, mikrofalowe, łukowe i quasi łukowe, których przydatność w elektrotechnologiach oraz w procesach oczyszczania powietrza, wody i gleby została potwierdzona na skalę nie tylko laboratoryjną, ale także, tak jak w przypadku obróbki wody pitnej z wykorzystaniem ozonu, na skalę przemysłową (Tablica 1). Zastosowanie generatorów plazmy w energetyce umożliwi intensyfikację procesów spalania surowców węglowodorowych i tym samym znacznie zmniejsza emisję węgla do atmosfery.

Tablica 1. Reaktory plazmowe i ich zastosowania

Rodzaj wyładowań	Zastosowania	Sposób zasilania
wyładowania barierowe	Synteza ozonu, konwersja metanu, oczyszczanie gazów wylotowych	Napięcie przemienne częstotliwości sieciowej i podwyższonej
reaktory z upakowaniem ferroelektrycznym	Rozkład SO_x i NO_x , konwersja hydrokarbonów	Napięcie stałe, impulsowe bądź przemienne
wyładowania koronowe	Unieszkodliwianie lotnych substancji organicznych VOC	Napięcie impulsowe, stałe
wyładowania powierzchniowe	Unieszkodliwianie tlenków azotu, lotnych substancji organicznych	Napięcie sinusoidalne podwyższonej i wysokiej częstotliwości
wyładowania łukowe (plazmotrony)	Syntezy chemiczne, topienie, spawanie, obróbka powierzchniowa, utylizacja odpadów stałych	Napięcie sinusoidalne częstotliwości sieciowej
ślizgającym się łuk elektryczny	Neutralizacja toksycznych gazów, unieszkodliwianie SO_x i NO_x	Napięcie stałe, impulsowe oraz przemienne

Generatory plazmowe pracujące przy ciśnieniu atmosferycznym wyróżniają się największą perspektywicznością spośród urządzeń do plazmowo-chemicznej obróbki toksycznych gazów i innych materiałów odpadowych [1].

Przemysłowe zastosowania reaktorów plazmowych wymagają sprawnych i niezawodnych instalacji. Zwykle układ zasilania w energię elektryczną przesądza o sprawności całej instalacji plazmowej i może zadecydować o tym, czy proces plazmowy ma szansę na upowszechnienie i zastąpienie konwencjonalnego procesu chemicznego, który często, choć nieprzyjazny dla środowiska, jest lepiej technologicznie rozpoznany i tańszy w eksploatacji.

W pracy dokonano przeglądu badań prowadzonych w IPEiE nad wykorzystaniem reaktorów nietermicznej plazmy. Przedstawiono wybrane rozwiązania układów zasilania reaktorów plazmowych ze ślizgającym się wyładowaniem łukowym bazujące na specjalnej konstrukcji transformatorów [2], [3] oraz podano wyniki badań sterylizacji gleby z wykorzystaniem ozonu generowanego za pomocą wyładowań barierowych. Badania nad plazmowymi procesami sterylizacji gleby zapoczątkowane zostały przez autorkę pracy podczas rocznego pobytu jako profesor wizytujący w uniwersytecie Kumamoto w Japonii.

2. BADANIA PROWADZONE W INSTYTUCIE PODSTAW ELEKTROTECHNIKI I ELEKTROTECHNOLOGII

Badania prowadzone w Instytucie Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii PL w zakresie technologii plazmowych zapoczątkowane zostały opracowaniem teoretycznych podstaw projektowania i konstruowania układów ze statycznymi mnożnikami częstotliwości do zasilania reaktorów plazmowych z wyładowaniami barierowymi (ozonatorów). Zasilacz ozonatora do obróbki wody pitnej z magnetycznym potrajaczem częstotliwości został zainstalowany w 1984r w Wytwórni Wód Mineralnych w Grodzisku Wielkopolskim, gdzie zastąpił dwumaszynową przetwornicę częstotliwości.

W 1991 r rozpoczęto, we współpracy z Uniwersytetem w Orleanie, badania dotyczące reaktorów plazmowych do usuwania toksycznych zanieczyszczeń powietrza, wykorzystujących do generacji plazmy ślizgające się wyładowanie łukowe [3], [5]. W wyniku badań powstała koncepcja „zintegrowanego” układu zasilania reaktorów plazmowych z łukiem elektrycznym, w którym wykorzystywana jest nieliniowość transformatorów do zapłonu wyładowań i ich podtrzymania po zapłonie, zapewniająca także cykliczne i nieprzerwane palenie się wyładowania nierównowagowego w reaktorach trój- i wieloelektrodowych. Zbudowano przenośne układy zasilania reaktorów ze ślizgającym się łukiem do badań i demonstracji metod destrukcji gazowych zanieczyszczeń powietrza, które chronione są trzema krajowymi patentami: PL 172170 (1993), PL 172152 (1997), PL180063 (2000). Efektem tych badań były próby wdrożenia pilotującej instalacji obróbki lotnych substancji organicznych emitowanych w procesie lakierowania odlewów w Odlewni Fabryki Samochodów Ciężarowych w Lublinie.

Zaprojektowanie sprawnego układu zasilania wymaga opracowania modeli matematycznych uwzględniających specyfikę zjawisk zachodzących w reaktorze plazmowym. Badania w tym zakresie dotyczą modyfikacji modeli zaciskowych ślizgających się wyładowań łukowych, uwzględniających cykliczność ślizgającego się łuku, wzrost jego długości i objętości podczas cyklu pracy, rodzaj i prędkość gazu oraz parametry układu zasilania w energię elektryczną. Ich efektem było opracowanie teoretycznych podstaw projektowania i konstruowania zintegrowanych zasilaczy elektromagnetycznych urządzeń wyładowczych [4].

Równolegle prowadzone są badania dotyczące identyfikacji sygnałów prądu, napięcia i mocy reaktorów plazmowych, analizy zakłóceń elektromagnetycznych emitowanych przez reaktory plazmowe, dynamiki i drgań chaotycznych obwodu elektrycznego ze ślizgającym się wyładowaniem łukowym. W ostatnim czasie zapoczątkowano badania związane z wykorzystaniem energii słonecznej do zasilania reaktorów plazmowych z wyładowaniami barierowymi, które mogą znaleźć zastosowanie, m. in. w procesach sterylizacji gleby czy dezynfekcji wody w basenach kąpielowych.

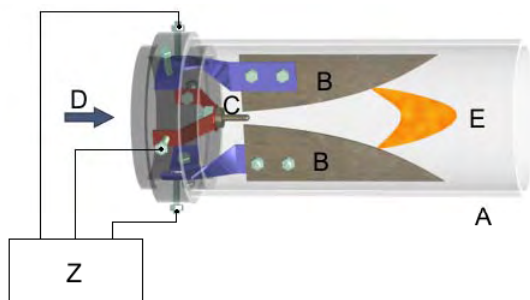
2. REAKTORY PLAZMOWE Z ŁUKIEM ELEKTRYCZNYM JAKO ŹRÓDŁO NIETERMICZNEJ PLAZMY DLA CELÓW TECHNOLOGICZNYCH

Ślizgające się wyładowanie łukowe, jako źródło nietermicznej plazmy, zostało zaproponowane przez Czernichowskiego i zespół z Laboratorium Fizyki Plazmy Uniwersytetu w Orleanie, Francja w 1990r. Jego główną cechą jest możliwość generacji

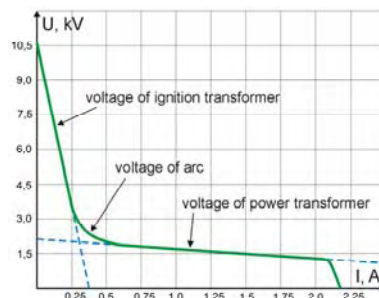
nietermicznej plazmy bezpośrednio w zanieczyszczonym gazie, przy ciśnieniu atmosferycznym i w warunkach, takich jak gazy wylotowe są emitowane do atmosfery, bez konieczności ich wstępnej obróbki. Wyładowania tego typu można wytwarzać przy napięciu stałym, przemiennym i impulsowym.

Stosowane w przemyśle plazmotrony ze ślizgającym się wyładowaniem łukowym są budowane jako dwu-, trzy- i wieloelektrodowe i często posiadają dodatkową elektrodę zapłonową. Najprostsze konstrukcyjnie są rozwiązania dwuelektrodowe. Na rysunku 1 przedstawiono geometrię dwuelektrodowego reaktora plazmowego ze ślizgającym się łukiem. Reaktor składa się z dwóch elektrod roboczych (B) umieszczonych w komorze wyładowczej (A), przez którą przepływa z odpowiednią prędkością ($>10\text{m/s}$) zanieczyszczony gaz (D), poddawany obróbce plazmowej.

Aby zapewnić odpowiednie, nierównowagowe i nietermiczne warunki generowanej plazmy, napięcie zasilające powinno mieć wartość od 1-2kV, podczas gdy prąd pary elektrod nie powinien przekraczać 10A. Takie wartości prądu i napięcia nie są typowe dla wyładowania łukowego i generowane wyładowanie ma cechy jarzeniowego, które generowane jest zwykle przy znacznie niższych od atmosferycznego ciśnieniach. Ponadto wymagane dla utrzymania wyładowania napięcie między elektrodami roboczymi ma niewystarczającą wartość do zapłonu wyładowań w każdym następnym cyklu pracy reaktora i dlatego do przestrzeni międzyelektrodowej wprowadza się dodatkową elektrodę zapłonową (C). Z przedstawionej na rysunku 2 statycznej charakterystyki napięciowo-prądowej wynika, że napięcie zapłonu wyładowań (10,5 kV) ma wartość ponad sześciokrotnie większą od wymaganego do ich podtrzymania (1,5 kV) przy nominalnym prądzie elektrod wynoszącym 2A.



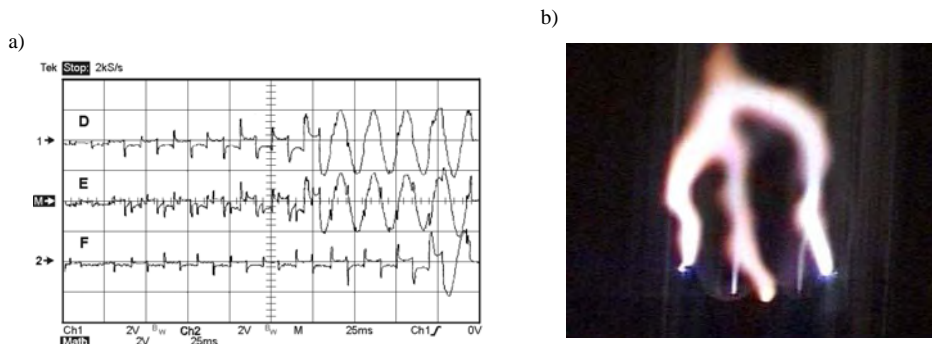
Rys. 1. Idea konstrukcji 2-elektrodowego reaktora ze ślizgającym się łukiem



Rys. 2. Typowa charakterystyka statyczna napięciowo-prądowa

Zwiększenie liczby elektrod w reaktorze plazmowym pozwala na wytworzenie obszaru plazmy o większej objętości, wypełniającego znaczną część komory wyładowczej reaktora. Stosuje się więc układy wieloelektrodowe lub połączenia kilku reaktorów szeregowo dla przepływającego gazu.

Reaktor plazmowy ze ślizgającym się łukiem jest silnie nieliniowym odbiornikiem rezystancyjnym, który w przypadku układów wieloelektrodowych obciąża niesymetrycznie sieć zasilającą. Prąd pary elektrod jest w przybliżeniu sinusoidalny z widocznymi przerwami oznaczającymi początek i koniec cyklu pracy, zaś napięcie międzyelektrodowe jest odkształcone. Przebiegi napięć międzyfazowych w reaktorze trójelektrodowym przy wyładowaniu w powietrzu oraz widok płonącego łuku przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. (a) Przebiegi napięć przewodowych w reaktorze trójelektrodowym, (b) widok płonącego wyładowania dla pomijalnie małej prędkości przepływu gazu

Charakterystyki reaktora ze ślizgającym się łukiem różnią się od prezentowanych przez reaktory plazmowe z innymi rodzajami wyładowań elektrycznych. Rezystancja przestrzeni międzyelektrodowej, która zależy od stopnia jonizacji gazu, zmienia się istotnie podczas każdego cyklu pracy reaktora i jest największa przed zapłonem, gdy gaz nie jest zjonizowany. Po zapłonie gwałtownie maleje i następnie ponownie rośnie wraz ze zwiększającym się odstępem międzyelektrodowym aż do zgaśnięcia wyładowania w miejscu największego odstepu elektrod. Wzrost odległości międzyelektrodowej i towarzyszący mu wzrost rezystancji wyładowania jest niewystarczający, aby skutecznie ograniczyć prąd wyładowania, i dlatego charakterystyka prądowo-napięciowa układu zasilania powinna być podatna (mięka). Ponadto układ zasilania reaktorów plazmowych ze ślizgającym się łukiem powinien spełniać następujące wymagania:

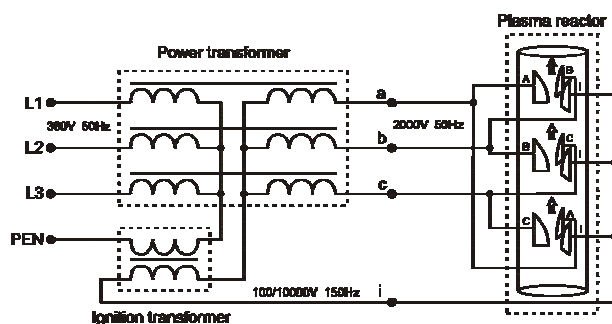
- dostarczać energii elektrycznej o wysokim napięciu i sieciowej bądź podwyższonej częstotliwości,
- zapewniać możliwość regulacji napięcia, w celu regulacji wydajności reaktora plazmowego,
- mieć wysoką sprawność przekazywania energii do plazmy oraz niskie straty, koszty inwestycyjne i eksploatacyjne,
- poprawnie współpracować z siecią zasilającą,
- być łatwym i bezpiecznym w obsłudze.

Do zasilania reaktorów plazmowych ze ślizgającym się łukiem, w zależności od liczby elektrod, stosuje się jedno- bądź trójfazowe układy zasilania bazujące na specjalnej konstrukcji transformatorach [4], w których wykorzystuje się nieliniowość ich obwodów magnetycznych do generacji napięcia niezbędnego do jonizacji przestrzeni międzyelektrodowej. Są to układy statyczne bez elektronicznych układów sterujących zapłonem, co czyni je prostymi i niezawodnymi dla zastosowań przemysłowych, zwłaszcza przy obróbce plazmowej dużych ilości gazów emitowanych w przemysłowych procesach spalania.

Najprostszym układem zasilania reaktorów z wyładowaniami łukowymi jest transformator, będący także podstawowym elementem każdego układu zasilania. Układy transformatorów jednofazowych, odpowiednio zaprojektowane i połączone mogą spełniać wszystkie wymienione wymagania reaktora plazmowego, reprezentując wysoką sprawność oraz prostą i niezawodną konstrukcję. Takim zasilaczem jest tak zwany układ zintegrowany, który łączy w sobie funkcje zapewniające wstępną jonizację przestrzeni międzyelektrodowej, jej cykliczny zapłon i podtrzymanie wyładowań między elektrodami

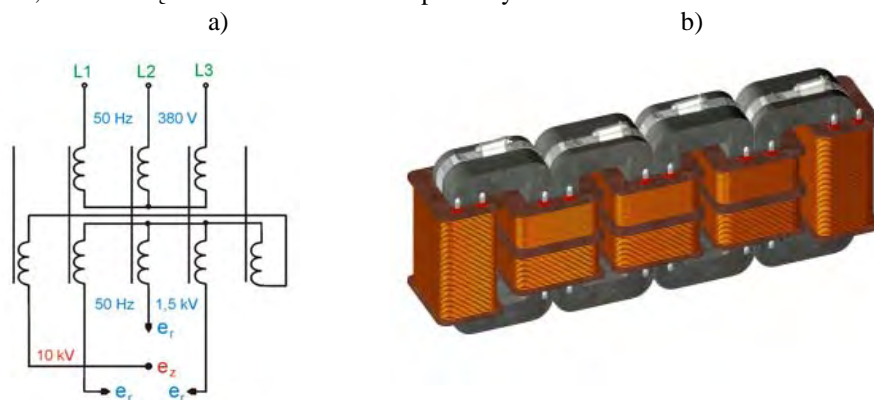
roboczymi z ograniczeniem prądu wyładowania. System wykorzystuje w swej zasadzie działania nieliniowość magnetowodów jednofazowych transformatorów do generacji napięcia zapłonu o potrójnej częstotliwości napięcia elektrod roboczych, co istotnie skraca przerwy bezprądowe i czyni układ znacznie bardziej sprawnym od innych układów transformatorowych dla zastosowań przemysłowych. Dzięki zwiększonej reaktancji wewnętrznej układu prąd gaśnięcia wyładowania jest ograniczony w sposób naturalny a zapłon wyładowania następuje natychmiast w miejscu najmniejszego odstepu elektrod.

Jednym z rozwiązań reaktora plazmowego zasilanego z układu zintegrowanego jest przedstawiony na rysunku 4, układ trzystopniowy, dziewięcioelektrodowy [5]. Komora wyładowcza układu z rys. 5 składa się z trzech trójelektrodowych segmentów, przy czym jedna z elektrod w każdym segmencie pełni rolę elektrody zapłonowej. Dzięki takiemu połączeniu elektrod system dziewięcioelektrodowy może być zasilany z sieci trójfazowej wykorzystując tylko jeden transformator zapłonowy. W układzie przedstawionym na rysunku 5, układ zasilania elektrod roboczych i układ zapłonowy są połączone galwanicznie.



Rys. 5. Trzy stopniowy reaktor plazmowy zasilany z układu zintegrowanego

Innym rozwiązaniem jest zastosowanie transformatora trójfazowego o rdzeniu pięciokolumnowym, przedstawione na rysunku 6. Uzwojenia pierwotne i wtórne transformatora rozmieszczone na wewnętrznych kolumnach są połączone w gwiazdę i zasilają elektrody robocze. Na kolumnach zewnętrznych (jarmach) umieszczone są uzwojenia, które służą do zasilania elektrod zapłonowych.



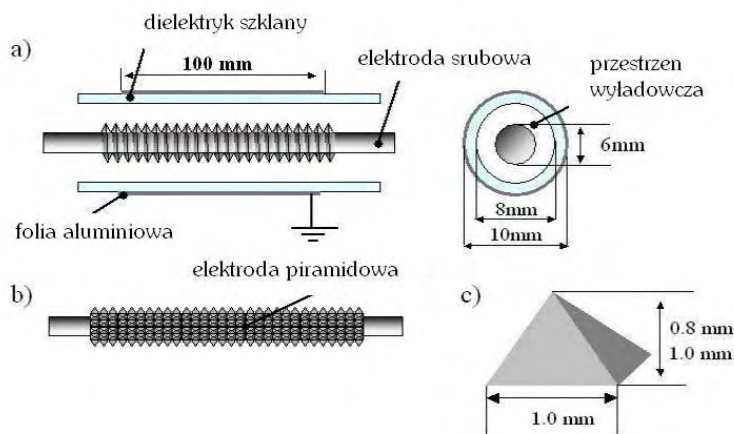
Rys. 6. Pięciokolumnowy transformator jako źródło zasilania plazmotronu łukowego

Napięcie w uzwojonych tych kolumn indukowane jest na skutek odkształcenia strumieni kolumn wewnętrznych. Główną zaletą proponowanego układu zasilania jest prostota i zwartość konstrukcji a także możliwość zasilania reaktorów wielostopniowych, z większą liczbą elektrod zapłonowych. Zbudowany w Laboratorium Technologii Plazmowych Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii model zasilacza z transformatorem pięciokolumnowym składa się z czterech rdzeni zwijanych z blachy transformatorowej. Model poddano analizie i badaniom eksperymentalnym. Strumień magnetyczny kolumn zewnętrznych i indukowane napięcie są odkształcone wyższymi harmonicznymi, z powodu asymetrii obwodu magnetycznego i pracy w zakresie nieliniowości charakterystyki magnesowania. Wyniki pomiarów w stanie jałowym wskazują, że napięcie indukowane w uzwojeniach zewnętrznych kolumn badanego transformatora może mieć wystarczającą wartość do zapłonu wyładowań między elektrodami roboczymi reaktora plazmowego. Charakterystykę obwodu zapłonowego można kształtować poprzez geometrię obwodu magnetycznego wprowadzanie szczelin powietrznych w kolumnach zewnętrznych oraz liczbę zwojów i konstrukcje cewek.

3. ZASTOSOWANIE TECHNOLOGII PLAZMOWYCH W PROCESACH STERYLIZACJI GLEBY

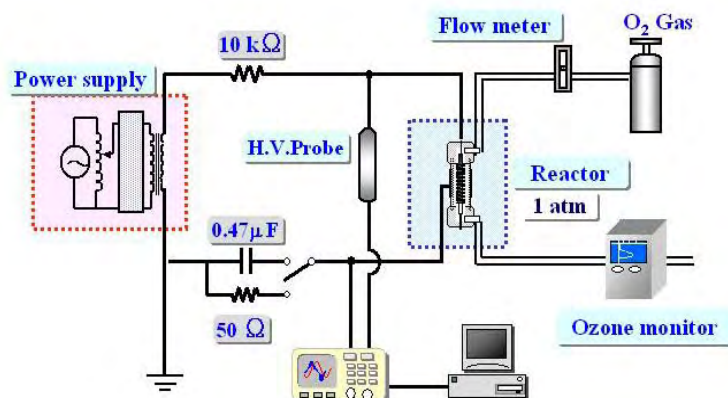
Celem sterylizacji jest wyeliminowanie lub znacznie ograniczenie aktywności biologicznej mikroorganizmów (bakterii i grzybów), ale tak, aby nie zmienić radykalnie właściwości fizycznych, chemicznych i biologicznych medium sterylizowanego, a w przypadku gleby nie zmniejszyć istotnie jej wartości odżywczych i płodności.

W rozdziale przedstawiono wyniki badań dotyczących zastosowania ozonu generowanego podczas wyładowań barierowych w powietrzu i w tlenie do sterylizacji gleby, które prowadzone były przez autorkę pracy w laboratorium Przemian Energii uniwersytetu Kumamoto w Japonii [6], [7]. Badano reaktory barierowe o elektrodach wysokonapięciowych w postaci śruby i piramidy (rys. 7) dla różnych przepływów gazu, długości elementów wyładowczych oraz elektrycznych parametrów zasilania. Mierzono także wpływ sterylizacji gleby ozonem na przewodność gleby, kwasowość oraz zawartość substancji azotowych – czynniki, które mają istotny wpływ na właściwości gleby, jej żyźność i proces wzrostu roślin.



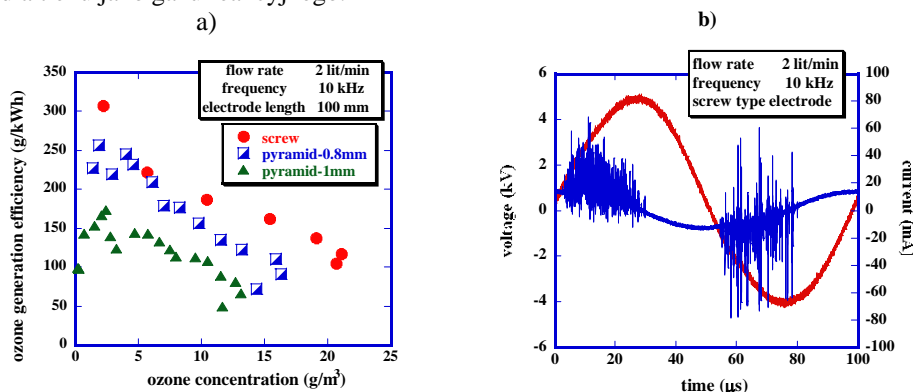
Rys. 7. Konfiguracja elektrod badanego reaktora wraz z wymiarami

Wyładowania barierowe generowane były w reaktorze, którego geometrię przedstawia rysunek 7. Elektrody wysokonapięciowe miały kształt śruby i piramidy o wymiarach podanych na rysunku i były wykonane ze stali nierdzewnej. Elektroda niskonapięciowa (uziemia) miała kształt rury wykonanej ze szkła i była owinięta folią aluminiową. Pomiary wykonano dla czterech długości elektrod: 100, 200, 300 i 400mm. System pomiarowy składał się z generatora napięcia sinusoidalnego o częstotliwości 10 kHz, układu pomiaru prędkości przepływu gazu roboczego (powietrza, tlenu), mierników koncentracji ozonu i tlenków azotu oraz mierników napięcia, prądu i mocy (rys. 8). Oscylograficznie rejestrowano przebiegi chwilowe prądu i napięcia wyładowań barierowych.



Rys. 8. Schemat układu pomiarowego

Badania reaktorów wykazały możliwość uzyskania wysokich koncentracji ozonu (ponad 20 g/m^3) przy stosunkowo dobrej sprawności procesu generacji przekraczającej 100 g/kWh , przy czym można sterować ich wartością poprzez dobór rodzaju i wartości przepływu gazu reakcyjnego oraz geometrii elektrody wysokonapięciowej. Na rysunku 9 przedstawiono wybrane wyniki badań reaktorów dla tlenu jako gazu reakcyjnego.



Rys. 9. (a) Sprawność generacji ozonu w funkcji koncentracji dla różnych typów elektrody wysokonapięciowej, (b) przebiegi prądu i napięcia w reaktorze z elektrodą śrubową – długość elementu wyładowczego 100 mm, $U=5\text{kV}$

Przeprowadzone zostały także badania właściwości gleby, takich jak kwasowość (pH), wilgotność (pF), przewodność elektryczna (EC), zawartość związków azotu ($\text{NO}_3\text{-N}$ i $\text{NH}_4\text{-N}$) i składników mineralnych oraz grzybów i bakterii (tablice 2 i 3).

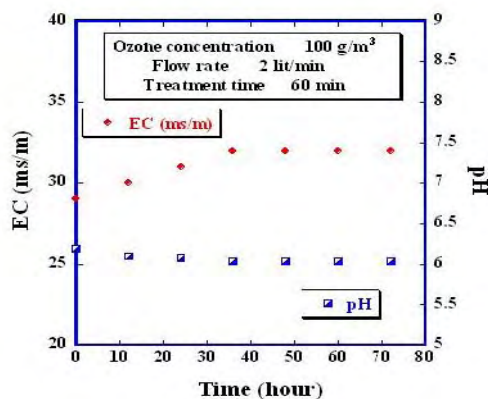
Tablica 2. Wyniki obróbki gleby ozonem

Soil sample	Wilgotność %	EC mS/m	pH	$\text{NH}_4\text{-N}$ mg/100g	$\text{NO}_3\text{-N}$ mg/100g
Przed obróbką	30,7	34	6,5	14,9	0,5
Po obróbce	23,7	79	5	18	22

Tablica 3. Zawartość bakterii, grzybów i minerałów w glebie poddanej obróbce ozonem

Próbka gleby	Bakterie	Grzyby	Minerały, mg/100g					
			P_2O_5	K_2O	CaO	MgO	Fe	Mn
Przed obróbką	$3,8 \cdot 10^7$	$1,8 \cdot 10^5$	674	37	1112	913	4721	612
Po obróbce	$8,5 \cdot 10^6$	$2,7 \cdot 10^4$	700	44	1076	946	4697	637

Stwierdzono 98% spadek zawartości bakterii w próbkach gleby poddanych obróbce plazmo-chemicznej, z początkowej wartości $3,8 \cdot 10^7$ do $8,5 \cdot 10^6$ oraz 87% zmniejszenie zawartości zarodników grzybów. Przewodność gleby EC i jej kwasowość pH zależą od zawartości wody w próbce oraz od warunków obróbki plazmowej – czasu trwania procesu, koncentracji ozonu, prędkości przepływu gazu i głębokości penetracji. Na rysunku 10 przedstawiono wyniki pomiarów dla próbki o umiarkowanej wilgotności (pF=2,6). Zaobserwowano niewielki wzrost przewodności oraz nieznaczny spadek kwasowości gleby po obróbce plazmo-chemicznej trwającej 60 minut.



Rys. 10. Zmiany w czasie pH próbki i przewodności elektrycznej EC dla gleby umiarkowanie wilgotnej

Wyniki badań pokazały, że koncentracja ozonu, sprawność jego generacji a także przebieg procesu obróbki gleby mogą być skutecznie kontrolowane poprzez parametry układu zasilania (napięcie, częstotliwość, moc wyładowań), przepływ gazu plazmotwórczego, geometrię elektrod reaktora plazmowego a także warunki chłodzenia [7].

4. PODSUMOWANIE

Technologie wykorzystujące nietermiczną plazmę w procesach oczyszczania mediów ciekłych i gazowych oraz w procesach sterylizacji są intensywnie rozwijane w wielu ośrodkach naukowych na świecie, z uwagi na ich liczne zalety, z których najważniejsze to brak szkodliwych dla środowiska odpadów, możliwość prowadzenia procesów obróbki plazmo-chemicznej przy ciśnieniu atmosferycznym i w temperaturach otoczenia. Poszukuje się nowych źródeł plazmy o wysokiej wydajności czasowo-przestrzennej, doskonalone są konstrukcje reaktorów plazmowych, pojawiają się nowe zastosowania procesów plazmowych w dziedzinach inżynierii ochrony środowiska, medycyny, nano- i biotechnologii. Sterylizacja gleby ozonem jest konkurencyjnym i ekologicznie uzasadnionym rozwiązaniem w stosunku do konwencjonalnych metod termicznych i chemicznych, a kontynuowanie badań mających na celu konstruowanie sprawnych i wydajnych źródeł plazmy, umożliwiających regulację i sterownie parametrami procesu obróbki plazmo-chemicznej gleby jest w pełni uzasadnione.

LITERATURA

- [1]. Bogaerts A., Neyts E., Gijbels R., van der Mullen J.: Gas discharge plasmas and their applications, *Spectrochimica Acta Part B* 57 (2002) 609–658
- [2]. Czernichowski, H. Lesueur, Plasma Application to Waste Treatment, *First Ann. INEL Conf., Idaho Falls, Idaho (USA)*, January 16-17, (1991)
- [3]. Stryczewska, H. D.: New Supply System of The Non-thermal Plasma Reactor with Gliding Arc”, *Archive of Electrical Engineering*, No 4, pp. 384-399 (1997)
- [4]. Stryczewska H. D.: Układ zasilania reaktorów plazmy nietermicznej, Biuletyn Urzędu Patentowego, Patent Nr 317110, 2000
- [5]. Stryczewska H. D. i inni, Multi-stage Gliding Arc Reactors for Environmental Applications, International COE Forum on Plasma Science and Technology, 5-7 April Nagoya 2004, *Technical Session Proceedings*, ed. by H. Sugai, P2-50, pp. 269-270
- [6]. H. D. Stryczewska, K. Ebihara, M. Takayama, Y. Gyoutoku, M. Tachibana, Non-Thermal Plasma-Based Technology for Soil Treatment, *Plasma Process. Polym.* (2005), 2, 238–245
- [7]. Stryczewska H. D. et al: Non-Thermal Plasma Based Technology For Soil Sterilization, *Ninth International Symposium on High Pressure, Low Temperature Plasma Chemistry HAKONE IX*, August 23-26, (2004), Padova, Italy

Streszczenie: W pracy przedstawiono badania prowadzone w Laboratorium Technologii Plazmowych Instytutu Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii Politechniki Lubelskiej dotyczące wykorzystania nietermicznej plazmy w procesach oczyszczania gazów i sterylizacji gleby oraz układów zasilania reaktorów plazmowych bazujących na specjalnej konstrukcji transformatorów.

Słowa kluczowe: nietermiczna plazma, układy zasilania,

SILNOPRĄDOWE ZASTOSOWANIA NADPRZEWODNIKÓW

Tadeusz JANOWSKI

*Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
20-618 Lublin, ul. Nadbystrzycka 38A, t.janowski@pollub.pl*

High-current applications of superconductors

***Abstract:** In this paper, up-to-date status of superconductors in power electric devices, such as LTS and HTS wires, superconducting cables, transformers, generators, magnetic energy storage and fault current limiters has been presented.*

***Keywords:** superconductivity, superconducting devices, electric power applications.*

1. WSTĘP

Odkryte w 1911 roku zjawisko nadprzewodnictwa w rtęci a następnie w wielu metalach wzbudziło wielkie nadzieje na rychłe zastosowania w elektrotechnice. Początkowo uważano, że nadprzewodnictwo jest uwarunkowane jedynie zapewnieniem odpowiednio niskiej temperatury. Dalsze badania wykazały, że na utrzymywanie stanu nadprzewodzącego ma również wpływ natężenie pola magnetycznego i gęstość prądu. Wartość tych trzech wielkości tj. temperatury, gęstości prądu i natężenia pola magnetycznego w stanie nadprzewodzącym nie mogą przekraczać pewnych wartości dopuszczalnych zwanych krytycznymi. Nadprzewodniki metaliczne posiadały niskie temperatury krytyczne i zbyt niskie natężenie pola magnetycznego aby mogły być stosowane w urządzeniach silnoprądowych. Odkryte w latach pięćdziesiątych ubiegłego stulecia nadprzewodnictwo w stopach (NbTi) i związkach międzymetalicznych (Nb₃Su) nazwane nadprzewodnikami II rodzaju posiadały parametry krytyczne o wartościach umożliwiających budowę urządzeń elektrycznych.

Opracowana również w tym czasie mikroskopowa teoria nadprzewodnictwa BCS przez J. Bardena, L. Coopera i J. Schreifferra ugruntowała wiedzę o nadprzewodnictwie i wykluczyła jego występowanie poniżej 25 K. Jednakże w 1986 roku A. Miller i J. Bednorz odkryli nadprzewodnictwo w ceramice tlenku miedzi w temperaturze 36 K,

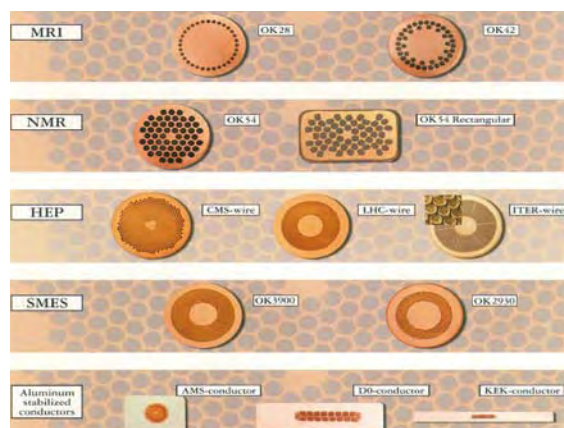
czego nie dopuszczała Teoria BCS. Wkrótce odkryto nadprzewodnictwo w ceramikach na bazie itru (YBCuO) o temperaturze krytycznej 90 K oraz w ceramikach na bazie bizmutu (BISCO) o temperaturze krytycznej 110 K. Nadprzewodniki te nazwano wysokotemperaturowymi. Odkrycie nadprzewodników wysokotemperaturowych spowodowało wzrost zainteresowania zastosowaniem nadprzewodników w urządzeniach silnoprądowych, w tym dla elektroenergetyki. Urządzenia takie mogą być chłodzone tanim ciekłym azotem o temperaturze wrzenia 77 K.

2. NADPRZEWODNIKOWE PRZEWODY

2.1. Przewody nawojowe LTS

Parametry krytyczne nadprzewodników I rodzaju mają małe wartości, i nie są stosowane w urządzeniach energetycznych. Natomiast znajdują zastosowania w bardzo czułych przyrządach pomiarowych słabych pól magnetycznych i napięć (rzędu 10^{-7} V), takich jak nadprzewodnikowe interferometry kwantowe, kriotrony i wyłączniki elektromagnesów nadprzewodnikowych. Nadprzewodniki II rodzaju są wykorzystywane przede wszystkim do wytwarzania przewodów nadprzewodnikowych, do zastosowań w elektromagnesach nadprzewodnikowych, w kriokablach oraz kriogenicznych maszynach wirujących. Najczęściej stosowane są stop - NbTi oraz związek międzymetaliczny grupy A15 - Nb₃Sn. Najwyższe wartości parametrów krytycznych osiągnęte są w związkach międzymetalicznych.

Ze względu na konieczność minimalizacji strat cieplnych oraz stabilną pracę przewody nadprzewodnikowe mają złożoną budowę. Składają się one z wiązek włókien nadprzewodnikowych o średnicach od ułamka do kilku mikrometrów. Włókna są umieszczone w stabilizatorze zwanym matrycą. Materiały stosowane na matryce to: Cu, CuNi, CuSn, lub Al. Rolą matrycy jest poprawa właściwości mechanicznych i elektrycznych oraz zwiększenie pojemności cieplnej całego przewodu.



Rys. 1. Wybrane przewody LTS

Włókna w wiązce są skręcane i transponowane w celu zmniejszenia strat od pola zewnętrznego i własnego. Wykazujące nadprzewodnictwo stopy niobu z tytanem (NbTi)

i cyną (Nb_3Sn) są od 1960 r. podstawowymi materiałami nadprzewodnikowymi, z których wykonuje się uzwojenia elektromagnesów nadprzewodnikowych do generowania pola magnetycznego o indukcji 10 Tesli, a w szczególnych przypadkach nawet do 20 Tesli.

Oprócz stosowanych do wyrobów przewodów stopów NbTi i Nb_3Sn , szersze zastosowanie mają też przewody wykonane z nadprzewodników takich jak V_3Ga i Nb_3Al .

Parametry wybranych przewodów przedstawiono w tablicy 1.

Tab. 1. Parametry wybranych przewodów LTS

Materiał	Rodzaj wyrobu /matryca	Prąd krytyczny I_c A	Liczba włókien -	Wymiary przewodu mm	Producent
NbTi	drut/Cu	$I_c=265 \text{ A} / 5 \text{ T}$	2178	$\phi = 0,69$	IGC
NbTi	drut/Cu	$I_c=238 \text{ A} / 12 \text{ T}$	-	$\phi = 1,00$	Furukawa Electric
NbTi	przewód/Cu	2882 / 5 T	630	$\phi = 0,50$	Alstom
NbTi	przewód/Cu	2850 / 5 T	54	$\phi = 0,70$	
NbTi	przewód/Cu	2750 / 5 T	36	$\phi = 1,00$	
NbTi	przewód/Cu	2460 / 5 T	24	$\phi = 1,40$	
NbTi	Przewód w ostonie ze stopu Al/Cu	2150 / 6,2 T	192	$\phi = 0,55$	Europa Metalli
Nb_3Sn		$I_c= 40000 / 12,5 \text{ T}$	864	$55,9 \times 27,4$	
Nb_3Sn		$I_c= 6000 / 12 \text{ T}$	128	$13,8 \times 13,8$	

2.2. Przewody nawojowe HTS

Podstawową zaletą nadprzewodników wysokotemperaturowych jest ich wysoka, często przekraczająca 77 K, temperatura krytyczna. Możliwość użycia jako czynnika chłodzącego ciekłego azotu (temperatura wrzenia = 77 K) zwiększyło zainteresowanie masowym stosowaniem nadprzewodników z uwagi na radykalne zmniejszenie kosztów związanych z układem chłodzenia. Główną przyczyną ograniczonego wykorzystania nadprzewodników wysokotemperaturowych jest ich niska krytyczna gęstość prądu. Najwyższe wartości J_c uzyskiwane w próbkach nie przekraczają 100 A/mm² (przy $B = 0$, $T = 77 \text{ K}$). Trudna jest także technologia produkcji przewodów z nadprzewodników wysokotemperaturowych, chociaż istnieją już rozwiązania stosowane na skalę przemysłową przez wiodących producentów wysokotemperaturowych nadprzewodników technicznych.

W roku 2001 odkryto występowanie zjawiska nadprzewodnictwa w dwuborku magnezu MgB_2 . Nowy nadprzewodnik wysokotemperaturowy przechodzi w stan nadprzewodnictwa w temperaturze 39 K. Obecnie w wielu ośrodkach na świecie trwają intensywne prace nad technologią wykonania przewodów i taśm wykorzystujących nowy materiał nadprzewodnikowy.

W zastosowaniach silnoprądowych wykorzystuje się przewody nadprzewodnikowe zbudowane z NbTi, Nb_3Sn , YBCO, BISCO, MgB_2 i matrycy z miedzi, srebra lub stali. Wartości parametrów krytycznych podajemy dla temperatury pracy urządzenia, a więc ciekłego helu (4,2 K), ciekłego azotu (77 K), wodoru (22 K) lub przy chłodzeniu cryocoolerem i gazowym helem dla założonej temperatury pracy. Przybliżone wartości podano w tablicy 3.

Tab. 2. Zestawienie wybranych parametrów przewodów HTS

Materiał nadprzewodnikowy	Typ wyrobu	Liczba włókien [-]	Prąd krytyczny (77K) A	Producent
Bi-2223	9612-A	1	6	American Superconductor
Bi-2223	9701-J	19	11	
Bi-2223	9611-G	27	16	
Bi-2223	9801-A	37	21	
Bi-2223	9805-E27	27	34,8	
YBCO	drut	wielowłóknowy	$J_c=97 \text{ kA/mm}^2$	ORNL
Bi-2223	drut PIT walcowany	wielowłóknowy	$J_c=440 \text{ A/mm}^2$	ASC
Bi-2223	drut PIT walcowany	wielowłóknowy	$J_c=740 \text{ A/mm}^2$	IGC
Tl-1223	drut na srebrnej folii	wielowłóknowy	$J_c=680 \text{ A/mm}^2$	NREL
Bi-2223/Ag	taśma walcowana	64	$J_c=310 \text{ A/mm}^2$	VACUUM-SCHMELTZE
Bi-2223	taśma	wielowłóknowa	$J_c=240 \text{ A/mm}^2$	NST

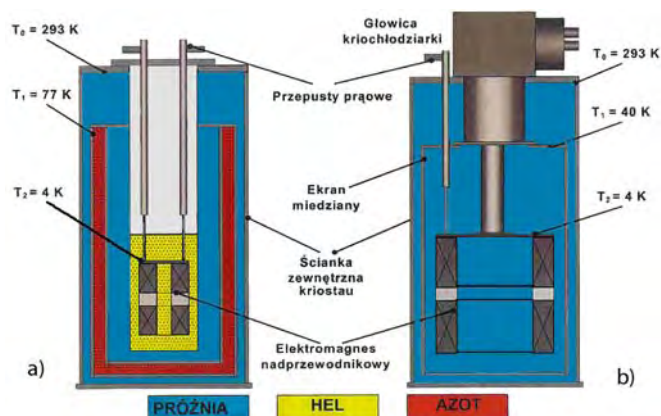
Tabl. 3. Parametry krytyczne nadprzewodników

Parametr	NbTi	Nb ₃ Su	YBCO	BISCO	MgB ₂
T _c , K	10	18	90	110	39
J _c , A/mm ²	10 ³	10 ⁴	10 ²	10 ²	10 ²
B _c , T	10	18	10 ²	10 ²	10
Chłodziwo	Ciekły hel	Ciekły hel	Ciekły azot	Ciekły azot	Ciekły wodór, neon
Chłodzenie	c r y o c o o l e r y				

3. UKŁADY CHŁODZENIA URZĄDZEŃ NADPRZEWODNIKOWYCH

Wszystkie urządzenia nadprzewodnikowe pracują w temperaturach kriogenicznych i wymagają ciąglego utrzymywania takich temperatur. Głównym elementem układu chłodzenia jest kriostat, który izoluje cieplnie przestrzeń uzwojenia nadprzewodnikowego z temperaturą kriogeniczną od otoczenia. Stosuje się dwa podstawowe rodzaje chłodzenia: w kąpeli cieczy kriogenicznej lub kontaktowo na drodze przewodnictwa, budowa kriostatu cieczowego posiada izolację cieplną warstwową zawierającą płaszcz próżniowy i azotowy oraz naczynie helowe lub azotowe, w którym zanurzone jest uzwojenie (rys. 2a). Przy chłodzeniu kontaktowym izolacją cieplną jest próżnia w całej objętości wnętrza kriostatu (rys. 2b). W kriostacie wymagana jest próżnia rzędu 10⁻⁴ paskala. Ciepło na zewnątrz kriostatu wyprowadzone jest taśmami miedzianymi.

Uzwojenie nadprzewodnikowe jest połączone z obwodem zewnętrznym przez przepusty prądowe w pokrywie kriostatu.



Rys. 2. Kriostaty urządzeń nadprzewodnikowych:
a) chłodzonych ciekazami kriogenicznymi; b) kriochłodziarką kontaktową

4. NADPRZEWODNIKOWE URZĄDZENIA ELEKTROENERGETYCZNE

Do silnoprądowych nadprzewodnikowych urządzeń elektroenergetycznych możemy zaliczyć: transformatory, generatory synchroniczne, nadprzewodnikowe ograniczniki prądu (FSL), magnetyczne zasobniki energii (SMES), kable elektroenergetyczne. Ze względu na specyfikę pracy wymienionych wyżej urządzeń wymagania odnośnie parametrów krytycznych znacznie się różnią. Jakościowo określone wartości parametrów krytycznych nadprzewodnikowych urządzeń elektroenergetycznych podano w tablicach 3 i 4.

Tabl. 4. Parametry krytyczne w urządzeniach elektroenergetycznych

	I_c	B	T	Prąd
KABLE	duża	tylko od własnego prądu	77 K	AC, DC
ograniczniki (FCL)	duża	mała	77 K	AC
Transformator	duża	$B < 2T$	77 K	AC
Maszyny	duża	$B < 2T$	$\sim 30 K$	DC, AC
Zasobniki energii	duża	wysoka	$T < 4,2 K$	DC, AC

4.1. Transformatory

Zasadę budowy nadprzewodnikowych transformatorów energetycznych przedstawia rys. 5. Uzwojenia z nadprzewodnika HTS umieszczone są na poszczególnych kolumnach. Uzwojenia chłodzone są ciekłym azotem (77 K) a rdzeń znajduje się w temperaturze otoczenia. W temperaturze kriogenicznej właściwości magnetyczne blachy transformatorowej pogarszają się i nie stosuje się konstrukcji z chłodzonym rdzeniem. Przykładem może być transformator zbudowany w Japonii (Sumitomo) o danych 500 kVA, 636/3,3 kV, sprawność 99,1 %, nadprzewodnik Bi 2223.

4.2. Generatory synchroniczne

W maszynach synchronicznych nadprzewodniki HTS stosuje się na uzwojenia wzbudzenia, chłodzone gazowym heliem o temperaturze (20 ÷ 40) K. Przykładem może być

generator zbudowany przez American Superconductor o danych 50 MW, 6,6 kV, 3 600 obr./min., średnica 98 cali, długość 110 cali, masa 28 000 kg, pracujący w temperaturze 35 K (gazowy hel wspomagany cryocoolerami). Uzwojenia słojuowe, konwencjonalne, chłodzone wodą.

4.3. Kable energetyczne

Kable energetyczne chłodzone są ciekłym azotem. Stosuje się najczęściej na połączenie generatora z transformatorem blokowym. Przykład: kabel produkcji Sumitomo, 2 200 A, 30kV, prąd krytyczny 2 900 A.

4.4. Nadprzewodnikowe ograniczniki prądu (FCL)

Proces przejścia nadprzewodnika ze stanu nadprzewodzenia do stanu rezystywnego trwa bardzo krótko, rzędu kilkunastu mikrosekund. Pozwala to ograniczyć prąd zwarciovowy w czasie krótszym niż 5 ms, co pozwala chronić urządzenia elektroenergetyczne, głównie transformatory, przed dynamicznymi skutkami zwarć. Buduje się ograniczniki rezystancyjne, indukcyjne, transformatorowe i mostkowe.

4.5. Nadprzewodnikowe zasobniki energii (SMES)

Duże gęstości prądu w uzwojeniach nadprzewodnikowych pozwalają w elektromagnesach gromadzić znaczną ilość energii, która może być w bardzo krótkim czasie oddana do sieci. Większość zakłóceń trwa bardzo krótko i SMES może stabilizować napięcie sieci, poprawiając jakość energii dla odbiorników wrażliwych na zanik napięcia. Przykład: American Superconductor, 2000 r. – energia 3 MJ, moc 2,5 MW. Buduje się SMES-y stacjonarne i przewoźne.

LITERATURA

- [1] Gromoll B, et al., Resistive current limiter with YBCO films, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 7, 1997, pp. 828-831.
- [2] Janowski T., Stryczewska H. D., Kozak S., Kondratowicz-Kucewicz B., Wojtasiewicz G., Surdacki P., Kozak J., Bi-2223 and Bi-2212 tubes for small fault current limiters, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 14, no. 2, pp. 851-854.
- [3] Kozak S., Janowski T., Wojtasiewicz G., Kondratowicz-Kucewicz B., Kozak J., Surdacki P., NbTi magnet cooled by SRDK-408 cryocooler - results and numerical model, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 14, no. 2, pp. 376-379.

Streszczenie: W pracy przedstawiono aktualny stan zastosowań nadprzewodników w urządzeniach elektroenergetycznych takich, jak przewody nawojowe niski- i wysokotemperaturowe, kable, transformatory, generatory, zasobniki energii i ograniczniki prądu zwarcia.

Słowa kluczowe: nadprzewodnictwo, silnopiętrowe urządzenia nadprzewodnikowe, zastosowania elektroenergetyczne.

SIMULATION OF STROBOSCOPIC EFFECTS

Ludwik REFEROWSKI¹⁾, Dariusz ŚWISULSKI²⁾

*Gdańsk University of Technology, Chair of Electrical Measurements,
80-952-Gdańsk, 11 Gabriela Narutowicza st. Poland*

¹⁾ e-mail: ptetis@ely.pg.gda.pl

²⁾ e-mail: dswis@ely.pg.gda.pl

Abstract: *In the paper are discussed the advantages of educational virtual instruments in lecturing of electrical measurements. For this purposes it is necessary to use a multimedia projector and PC equipped with respective software. The educational system realised in this way makes lectures more attractive and enables to understand better the complicated measuring process which can be observed step by step in animated instruments. Examples of educational virtual instruments for visualization stroboscopic methods of measurements are presented.*

Keywords: *education, metrology, virtual instruments*

1. INTRODUCTION

The effective and interesting lectures of electrical measurements must be supported with demonstration in form of experiments and simulations. The development of information technique has brought a revolution in lecturing technique from a talk and chalk system to real a theatrical performance with help of computers and multimedia projectors. Nowadays it is possible to prepare very interesting, educational tools to present not only complicated figures and diagrams but also to perform different demonstration during the lectures. Certain demonstrations can be realized in slow down time scale what is very convenient in case of very fast phenomena. Demonstrations during the lectures of electrical measurements and instrumentations have to be obligatory [1 - 3]. They are more interesting and more comprehensible. Many theorems and phenomena are accompanied at once by experiments which enable better understanding lectured theory and better keep in mind. Moreover if these demonstrations are created in exe form then they would be of great use in home work of students and help them better preparations for exams.

For these reason the team of the Chair of Electrical Measurements at Gdańsk University of Technology has designed a great number of virtual instruments for educational purpose and has used them for many years with great success..

2. BASIC INFORMATION

Educational virtual instruments (EVI) need right software. The team from the Chair of Electrical Measurements (GUT) has based these instruments on LabVIEW software of National Instruments [4]. Its graphical programming language G and possibility of designing subvirtual units (subVIs) enable to generate demonstration units in record time. Furthermore these instruments can be used easily as a subroutine for new solutions. Using command *Build Application or Shared Library (DLL)* the designed VEI are compiled to objects which can be used with PC loaded only in Windows environment without the LabVIEW software.

According to the opinion of Gary W. Johnson [5] the advantages of LabVIEW are as follows.

- The productivity in LabVIEW is simple better than with conventional programming languages. The improvement factor is higher than five, sometimes even fifteen.
- The graphical user interface is built in, intuitive in operation simple to apply and nice to look at.
- There is only minimal performance penalty when compared with conventional programming languages.
- Programmer frustration is reduced because hideous syntax errors are eliminated.
- Many important high-level operations have been encapsulated in convenient VI libraries for quick application.

The design of educational virtual instruments EVIs it is a “story without end”, as the new ideas arrive nearly after every lecture. But to realise the main task – to choose the best solution - it is necessary to have plenty of time or a nice group of designer.

A classical virtual instrument is designed in two windows. The first one, “front panel”, contains an interactive user interface and enable to introduce necessary input quantities and to present results of computation. The second window, “block diagram”, designed with graphical language G, contains the source code for the created VI which has hierarchical and modular structure. It is possible to use VI as top level program or as subprogram within other program or subprogram (sub VI). A more complicated VI can be divided into a series of tasks represented by subVIs. Each of them can be execute by itself, apart from the rest of application. Thus debugging of VI is much easier. The created subVIs can be used frequently when one solves another measuring problem. Normally a user can easily make innovation in existing VI as he has the access to front panel and block diagram. But when VI is compiled with Application Builder the user has only access to front panel window. He can use VI for the defined task but it is not possible to make any changes in its performance

3. PRACTICAL SOLUTIONS

In order to bring nearer the advantages of educational virtual instruments (EVI) during the lectures of metrology in this section are presented examples of several solutions which are used with success at the lectures of basic metrology [6 -9].

3.1. Rotational speed measurements using stroboscope

When a rotating object with constant rotational frequency $f_x = 1/T_x$ is illuminated by a series of rapidly recurring flashes, each of which has a very short duration compared with the time interval $T_s = 1/f_s$ between successive flashes then the object will appear to be stationery in the case when $f_x = f_s$. It occurs as at each successive flash every elements of rotating object have the same phase position. This phenomenon known as a stroboscopic

effect is used for non contact measurements of rotational speed by means of stroboscope with flash-lamp. In the Fig. 1 is presented a disc with one black spot rigidly attached to the motor shaft. When the shaft of motor rotates with sufficiently high speed the image of black spot adopts the form of black ring. If the frequency of flashes is such that during the time interval between two flashes the black spot performs one full turn the pattern of the disc will appear to be stationary. The inertness of human eye can not distinguish the rotational movement which happened between the two illuminating flashes.

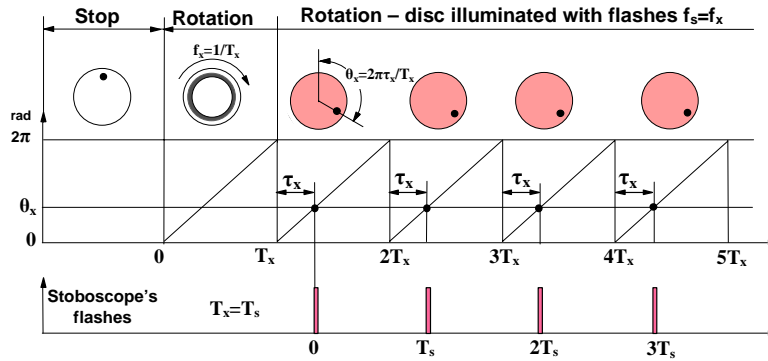


Fig. 1. Stroboscopic effect of rotating one spotted disc in case when rotational frequency f_x is equal to frequency of flashes f_s

Thus the rotational speed f_x of the motor is equal to the frequency of stroboscope's flashes f_s .

$$f_x = f_s \quad (1)$$

But there can be certain ambiguity in these measurements. When the frequency of flashes is exactly half the rotational frequency e.g. $f_x = 2f_s$ then between two flashes a rotating disc performs two full turns and an experimenter will also have the impression of motionless disc with one black spot (Fig. 2.)

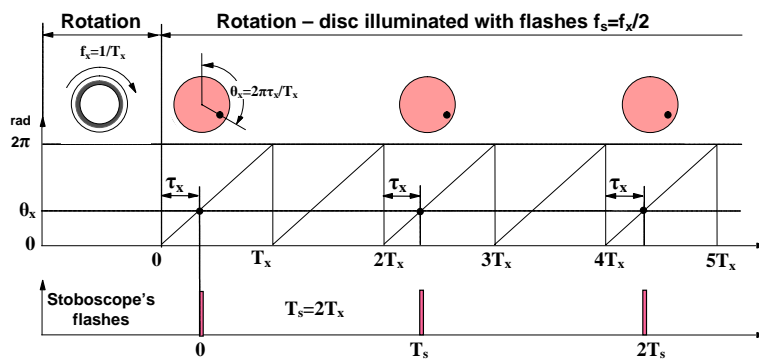


Fig. 2. Stroboscopic effect of rotating one spotted disc in the case when rotational frequency f_x is twice greater than frequency of flashes f_s

Therefore the condition of motionless image has form:

$$f_x = kf_s \quad (2)$$

where: k – is an integer

In order to eliminate the unknown value of k it is necessary to perform two measurements. The result of the first one f_{s1} with an unknown value of k . Lowering the frequency of flashes it is possible to gain the motionless image at the frequency f_{s2} . In this case the integer in formula 2 has the value $k+1$. Solving two equations with unknown values k and f_x the rotational frequency f_x is determined by formula 3:

$$f_x = \frac{f_{s1} \cdot f_{s2}}{f_{s1} - f_{s2}} \quad (3)$$

When the motor's rotational frequency f_x is slightly in excess of the flashes' frequency f_s , the pattern of the black spot appears to rotate slowly in the direction of real rotation (Fig 3).

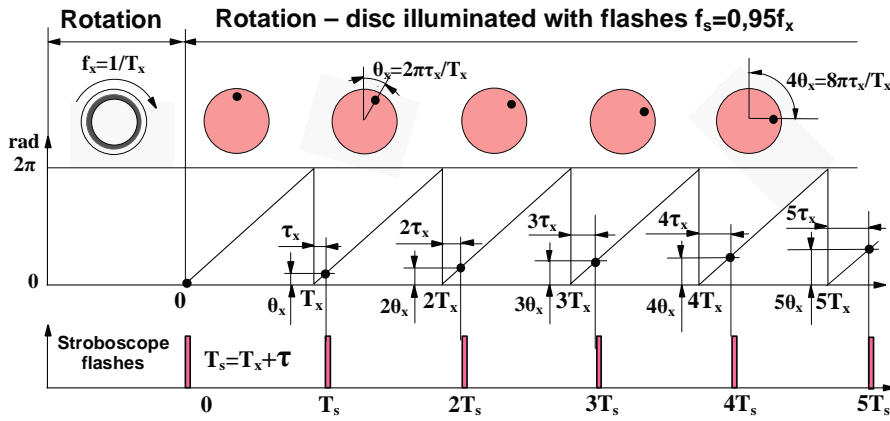


Fig. 3. Stroboscopic effect of rotating one spotted disc in the case when rotational frequency $f_x = (1 + \theta_x/2\pi)$

This effect is due to the fact that at successive flashes the black spot has rotated more than one turn. The number of apparent revolutions N_a in time t_a determines the apparent rotational frequency (slip) f_a which is the difference between the rotational frequency f_x of the tested motor and the frequency of flashes f_s .

$$f_a = f_x - f_s = \frac{N_a}{t_a} \quad (4)$$

The positive sign of f_a means that the apparent rotation of the disc is in conformity with the rotation of the working motor, a negative sign indicates that the apparent rotation of the disc motor is in the opposite direction to the rotation of the working motor. This effect enables the unknown direction of rotation of a loaded motor to be determined.

When the frequency of flashes f_s is an m -multiple of the rotational frequency f_x and m is an integer, then the effect of image multiplication will occur. The integer m determines the

number of black spots on the apparent stationary disc will be twice the actual number of points. This effect is determined by formula 5 and is presented in figure 4 in the case $m=2$.

$$f_x = \frac{f_s}{m} \quad (5)$$

where: m is integer and determines the number of multiplied image.

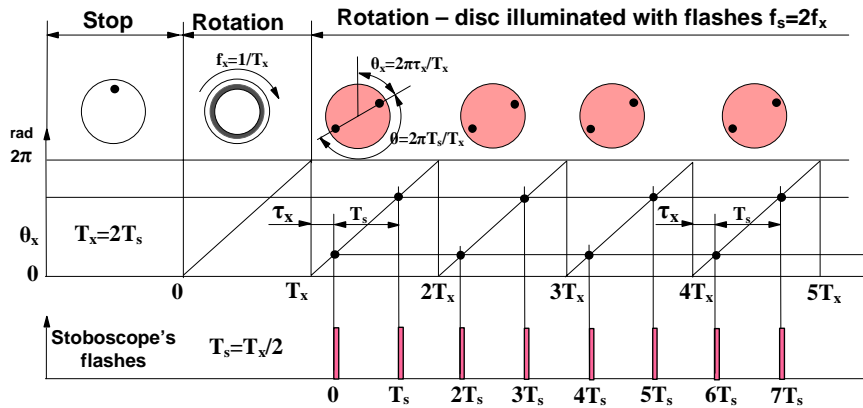


Fig. 4. Stroboscopic effect of one spotted rotating disc in case when rotational frequency $f_x = f_s/2$)

The EVI for demonstration stroboscopic effect is presented in Fig. 5. Using this instrument it is possible to presents the stationary image of rotating one spotted disc in the case $f_s = kf_x$ for $k = 0,5, 1, 2$ and 4 .

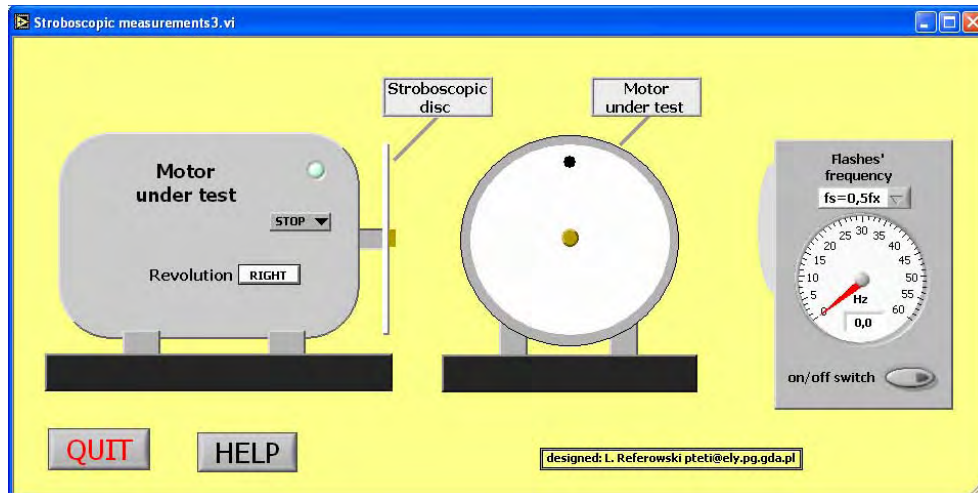


Fig. 5. Educational Virtual Instrument for presentation stroboscopic effect of rotating disc

The successive apparent images for these frequencies are presented in Fig. 6. It is also possible to present apparent image of slowly rotating disc when the frequency stroboscope's flashes f_s is approximately equal to rotational frequency f_x .

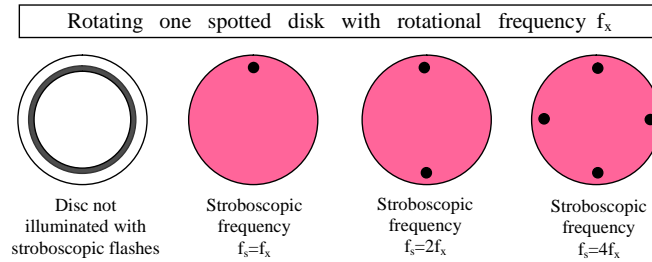


Fig. 6. Images of one dotted disc rotating with frequency f_x illuminated by stroboscopic light with different values of frequency flashes f_s .

3.2. Reed frequency meter for demonstration amplitude and phase characteristic

This reed frequency meter is very useful instrument for demonstration the amplitude and the phase response of the second order transducer with very low value of damping coefficient in the proximity of resonant frequency. For demonstration phase characteristic it is necessary to use a stroboscope. The educational virtual instrument for these purposes is presented in Fig. 7.

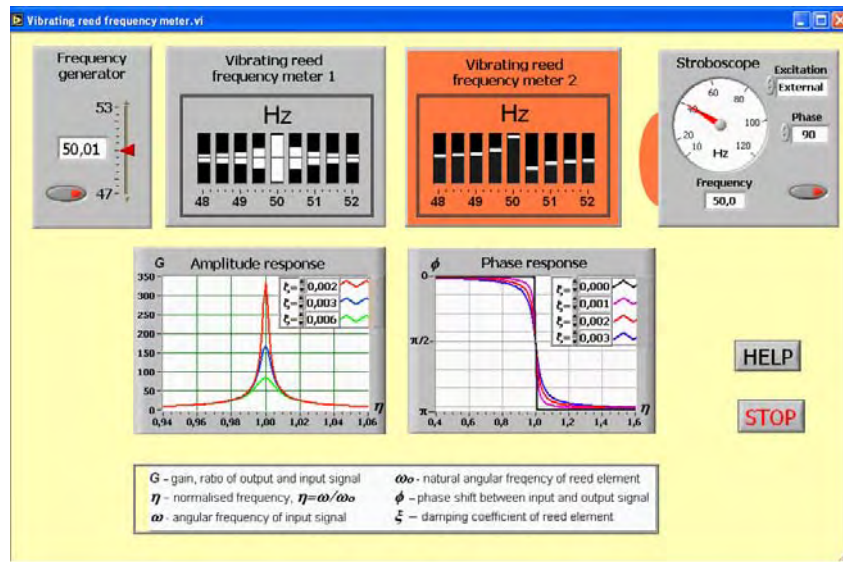


Fig. 7. Educational virtual instrument for demonstration amplitude and phase response of second order transducer with very low value of damping coefficient in proximity of natural frequency. Frequency meter 2 is illuminated with stroboscope flashes

When the frequency of stroboscope flashes is synchronised with frequency of supply voltage the reeds elements of frequency meter 2 seems to be immovable but its image depends of the instant of flashes. In the Fig. 8 the instants of stroboscope flashes correspond to the instants when the current supplying frequency meter gains its maximal value. Then the displacements of reeds with natural frequency lesser than frequency of excitation reach maximal value in opposite to reeds with natural frequency greater than frequency of excitation. They reach the minimal values of displacement as the phase of response shift is about half of period.

In the Fig. 8 the instant of stroboscope flashes correspond to instants when the current supplying frequency meter reaches zero value passing from negative to positive value. In this moment the displacement of every reed elements is zero. For the elements with natural frequency lesser than frequency of excitation it is the instant when displacement of reeds will grow up in direction of maximal displacement, while for the elements with natural frequency greater than frequency of excitation the displacement of reeds will diminish in direction of minimal (negative) displacement.

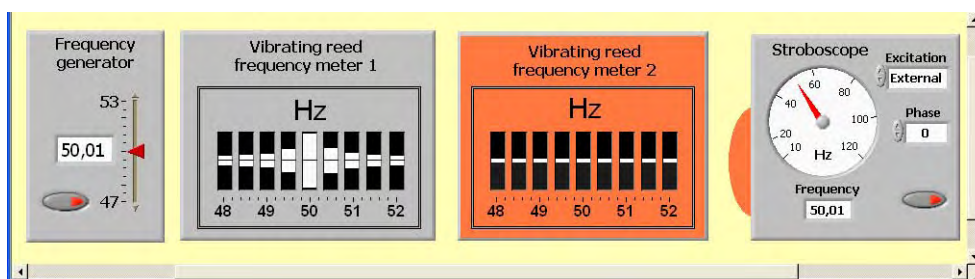


Fig. 8. Educational virtual instrument for demonstration amplitude and phase response of second order transducer with very low damping coefficient in proximity of natural frequency (the instants of stroboscope flashes correspond to instants when the supply current of frequency meter pass through zero)

4. CONCLUSIONS

In the paper are presented only several educational virtual instruments created by the lecturing team of Gdansk University of Technology for educational process of electrical measurements and instrumentations. Basing on our experiences from last years it is worth to underline that these educational tools have very positive influence on didactics process.

The lectures realized with help of virtual instruments are:

- More interesting for students, and easier in realisation for lecturer
- More comprehensible for students because many theorems and phenomena are accompanied at once by experiments which makes it easier to keep lecturing theorem in mind.

Furthermore students can take advantage of the virtual models at home using computers equipped only in operating system. The possibility of using EVIs at home enables better understanding of the lectures and therefore better preparation for final exams.

REFERENCES

- [1] Graf F., Hausding M., An Open Framework for Monitoring Learning Success in WWW-based Training, *Proceedings of 10th EAEEIE Conference*, Napoli (I), 1999, Litografia Libero Nicola, pp. 21-24.
- [2] Halaj M., Kurekova E., Gabko P., Multimedia Tools for Education in Measurement and Metrology, *Proceedings of Symposium "Virtual and Real Tools for Education in Measurement"*, Twente (NL), 2001, P. Regtien (Ed), University of Twente, ISBN 90.365.1664.1, pp. 3-13.
- [3] Hofmann D., Measurement, Instrumentation & Test Management MTM, a Newcomer to Education & Training, *Proceedings of Symposium "Virtual and Real Tools for Education in Measurement"* Twente (NL), 2001, P. Regtien (Ed), University of Twente, ISBN 90.365.1664.1, pp.15-22.
- [4] National Instruments - *LabVIEW-Graphical Programming for Instrumentation*, Edition of National Instruments, January 2004
- [5] Gary W. Johnson – *LabVIEWGraphical Programming*, ISBN 0-07-0327119-X McGraw Hill, New York 1995
- [6] Referowski L., Roskosz R., Swisulski D., Virtual Instruments in the Program of the Electrical Measurements Chair (TUG), *Proceedings of Symposium "Virtual and Real Tools for Education in Measurement"*, Twente (NL), 2001, P. Regtien (ed), University of Twente, ISBN 90.365.1664.1, pp.103-110.
- [7] Gwoździńska A., Kaczmarek J., Methods and Tools for Virtual University Design, *Proceedings of 12th EAEEIE Conference*, Nancy (F), 2001, Université Henri Poincaré, ISBN 2-9519740-0-7, Paper 109, P.1-6.
- [8] Referowski L., Roskosz R., Swisulski D., Transmission of Measurements' Results using DataSocket Technology, *Proceedings of 12th EAEEIE Conference*, Nancy (F), 2001, Université Henri Poincaré, ISBN 2-9519740-0-7, Paper 146, pp. 1-6.
- [9] Referowski L., Swisulski D., Progress in Education of Electrical Measurements, *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 67, no. 3, 2006, pp.25-32.

Symulacja efektów stroboskopowych

Streszczenie: W artykule przedstawiono korzyści wynikające z wykorzystywania edukacyjnych przyrządów wirtualnych nauczaniu metrologii. Dla wykorzystania ich w procesie dydaktycznym konieczne jest użycie projektora multimedialnego i laptopa wyposażonego w środowisko Windows. Proces dydaktyczny realizowany w ten sposób jest bardziej atrakcyjny dla studentów i umożliwia lepsze zrozumienie złożonego procesu pomiarowego, który można obserwować krok po kroku, niejednokrotnie w spowolnionej skali czasowej. Przykładowo przedstawiono edukacyjne przyrządy wirtualne umożliwiające prezentacje techniki pomiarowej z wykorzystaniem stroboskopu.

Słowa kluczowe: metrologia, przyrządy wirtualne.

NOWOCZESNE TENDENCJE ROZWOJOWE W INŻYNIERII MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH

Mariusz NAJGEBAUER, Jan SZCZYGŁOWSKI

*Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Instytut Elektroenergetyki,
42-200 Częstochowa, al. Armii Krajowej 17,
najgebauer@el.pcz.czest.pl, jszczyg@el.pcz.czest.pl*

Modern trends in development of magnetic materials engineering

***Abstract:** This paper presents modern trends in development of magnetic materials engineering on example of amorphous and nanocrystalline alloys, Ni-Fe alloys as well as high-silicon steel sheets. Production technology and magnetic properties of these materials were discussed. Economical and ecological advantages result from their application on transformer cores were also presented.*

***Keywords:** amorphous and nanocrystalline alloys, high-silicon steel sheets, energy saving, environmental protection.*

1. WSTĘP

Materiały magnetycznie miękkie są powszechnie stosowane do budowy obwodów magnetycznych praktycznie we wszystkich urządzeniach elektrycznych. Możliwość ograniczenia strat energii elektrycznej w tych obwodach jest możliwa w wyniku stosowania materiałów magnetycznych o coraz mniejszej stratności oraz większej indukcji magnetycznej. Jest to główną przyczyną dużego zainteresowania ośrodków naukowo-badawczych tym problemem, jak też istotnych nakładów finansowych na rozwój nowych technologii ich wytwarzania materiałów.

Obserwowany w ostatnich latach postęp w inżynierii materiałów magnetycznych dotyczył głównie dobrego opanowania na skalę przemysłową technologii produkcji jakościowo nowych materiałów magnetycznych o strukturze amorficznej oraz nanokrystalicznej, stopów żelaza z nikiem Ni-Fe, jak również poprawy właściwości konwencjonalnych materiałów krystalicznych poprzez znaczący zwiększenie w nich zawartości krzemu oraz uzyskanie struktury mikrokrystalicznej [1-4].

2. NOWOCZESNE TENDENCJE ROZWOJOWE W INŻYNIERII MATERIAŁÓW ELEKTROTECHNICZNYCH

2.1. Stopy o strukturze amorficznej

Stopy amorficzne są materiałami, które charakteryzują brakiem uporządkowania atomów, czyli tzw. strukturą szkła. Struktura taka jest możliwa do uzyskania w wyniku gwałtownego schłodzenia ciekłego stopu metalu, w wyniku czego następuje przejście ze stanu ciekłego do stanu stałego z pominięciem procesu krystalizacji. Stopy amorficzne najczęściej wykorzystywane w praktyce składają się w 80% z pierwiastka metalicznego Fe, Co, Ni, bądź też ich kombinacji. Pozostałe 20 % stanowią pierwiastki niemetaliczne, takie jak B, C, Ge, P lub Si. W zależności od podstawowego składnika stopu, taśmy amorficzne charakteryzują się różnymi właściwościami magnetycznymi:

- stopy, w których podstawowym składnikiem jest żelazo, charakteryzują się dużą indukcją nasycenia $B_S = 1,3-1,5$ T oraz stosunkowo dużą koercją $H_C = 10$ A/m,
- stopy zawierające żelazo i nikiel, charakteryzują się dużą początkową i maksymalną przenikalnością magnetyczną $\mu_i = 15 \cdot 10^3$, $\mu_{\max} = 200-400 \cdot 10^3$,
- stopy, w których głównym składnikiem jest kobalt charakteryzują się najwyższymi wartością przenikalności początkowej i maksymalnej $\mu_i = 100 \cdot 10^3$, $\mu_{\max} = 200-600 \cdot 10^3$, najniższą indukcji nasycenia $B_S = 0,8$. Są one ponadto mało wrażliwe na naprężenia mechaniczne ze względu na niezmiernie małą magnetostrykcję $\lambda_S < 0,2 \cdot 10^{-6}$ [1,2,5-8].

W materiałach amorficznych na skutek nieuporządkowanej struktury nie występuje anizotropia magnetokrystaliczna, dominująca w stopach krystalicznych. W przypadku taśm amorficznych kierunkowe właściwości magnetyczne są uwarunkowane następującymi rodzajami anizotropii:

- anizotropią kształtu rzędu 10^5 J/m³, w wyniku której wektor spontanicznej magnetyzacji przyjmuje kierunek zgodny z osią taśmy i leży w jej płaszczyźnie,
- lokalną anizotropią magnetosprężystą, występującą w przypadku stopów charakteryzujących się stosunkowo dużą magnetostrykcją,
- anizotropią intencjonalnie indukowaną w taśmie, powstającą w wyniku porządkowania par atomów ferromagnetycznych podczas obróbki termicznej prowadzonej w obecności pola magnetycznego. Jej wartość jest niewielka i wynosi kilka J/m³ [8].

Na skalę przemysłową stopy amorficzne produkowane są obecnie metodą ciągłego odlewania, polegającą na gwałtownym schłodzeniu strumienia ciekłego stopu na



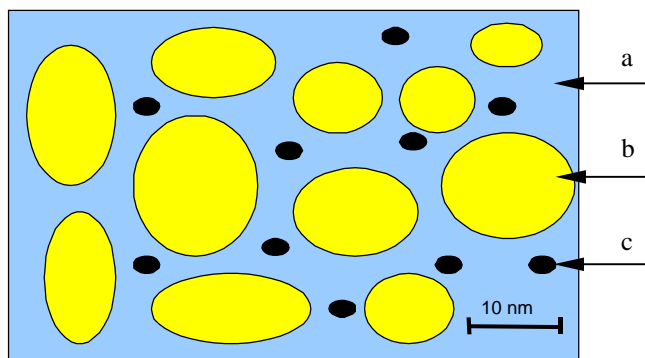
Rys.1. Produkcja taśm amorficznych [9]

zewewnętrznej powierzchni wirującego walce, co przedstawia rysunek 1 [9]. W tym procesie technologicznym uzyskuje się cienkie taśmy amorficzne o grubości 0,02 - 0,08 mm i szerokości 150 -220 mm. Dalsza obróbka technologiczna otrzymanych taśm amorficznych, np. nakładanie powłok izolacyjnych, obróbka cieplna w celu eliminacji naprężeń mechanicznych wewnątrz materiału, jest wykonywana poniżej temperatury krystalizacji T_K , gdyż grozi to zainicjowaniem procesu krystalizacji i zmianą właściwości magnetycznych [1,5-8].

Najbardziej rozpowszechnionymi w praktycznych zastosowaniach taśmami amorficznymi są VITROVAC o składzie chemicznym $(\text{CoFeMnMo})_{77,5}(\text{SiB})_{22,5}$ [9] oraz METGLAS 2605 TCA o składzie chemicznym $\text{Fe}_{78}(\text{SiB})_{22}$ [10].

2.2. Stopy o strukturze nanokrystalicznej

Stopy o strukturze nanokrystalicznej są wytwarzane z taśm amorficznych otrzymywanych omówiona powyżej poprzez kontrolowaną obróbkę termiczną, co prowadzi do częściowej krystalizacji struktury amorficznej najczęściej o składzie FeCuNbSiB . Wynikiem tego procesu jest powstanie dwufazowej struktury, na którą składają się krystality $\alpha\text{-Fe}(\text{Si})$ o wielkościach mniejszych niż 100 nm, umieszczone w matrycy amorficznej, rysunek 2. Uzyskanie takiej struktury jest możliwe dzięki dodaniu do stopu wyjściowego pierwiastków Cu oraz Nb, wykazujących przeciwstawny wpływ na proces wzrostu krystalitów. Atomy miedzi warunkują wzrost ziaren, tworząc centra nukleacji, natomiast atomy Nb, o stosunkowo dużym promieniu, powodują jego hamowanie [1,11].



Rys.2. Struktura materiału nanokrystalicznego
a - matryca amorficzna Fe-Nb-B,
b - krystality $\alpha\text{-Fe}(\text{Si})$, c - klastery Cu [5]

Otrzymany w wyniku omówionego powyżej procesu materiał o strukturze nanokrystalicznej charakteryzuje się doskonałymi właściwościami magnetycznymi:

- natężenie pola koercji jest mniejsze od 1 A/m, a więc jest porównywalne z koercją dla permalaju, który jest najbardziej „miękkim” z konwencjonalnych materiałów magnetycznych. Ta cecha materiału nanokrystalicznego wynika z faktu uśredniania anizotropii kreowanych krystalitów, których rozmiary są mniejsze od odległości korelacji dla ferromagnetycznych oddziaływań. Uśrednienie to prowadzi do zmniejszenia efektywnej anizotropii nawet o kilka rzędów wielkości i w konsekwencji niezmiernie małej koercji,
- praktycznie „zerowa” magnetostrykcja $\lambda_s \approx 1 \cdot 10^{-7}$, wynikająca z wzajemnego kompensowania wpływu „ujemnej” magnetostrykcji pochodzącej od krystalitów $\alpha\text{-Fe}(\text{Si})$ oraz „dodatniej” magnetostrykcji od resztkowej matrycy amorficznej,
- stosunkowo duża indukcja nasycenia $B_s = 1,2 \text{ T}$, największą dla znanych dotychczas materiałów magnetycznych, charakteryzujących się „zerową” magnetostrykcją,
- mała koercja i „zerowa” magnetostrykcja pozwalają na uzyskanie bardzo dużej przenikalności początkowej, nawet rzędu $\mu_i = 100 \cdot 10^3$ dla materiału wytworzonego w optymalnych warunkach obróbki termomagnetycznej [1,5-7,11].

W materiałach nanokrystalicznych, podobnie jak w przypadku taśm amorficznych, można kształtować charakterystykę magnesowania poprzez indukowanie anizotropii magnetycznej, na przykład poprzez obróbkę termiczną materiału w polu magnetycznym lub w polu naprężeń mechanicznych [11]. Na rynku materiałów magnetycznych dostępne są rdzenie produkowane przez firmę Vacuumschmelze GmbH o nazwie handlowej VITROPERM [9] oraz przez firmę Metglas Corp. o nazwie handlowej FINEMET [10].

2.3. Stopy żelazo-niklowe Ni-Fe

Stopy żelazo-niklowe domieszkowane innymi metalami, zwane potocznie permalojami, stanowią alternatywę dla blach elektrotechnicznych w przypadku urządzeń pracujących w wyższych częstotliwościach. Właściwości magnetyczne stopów żelazo-niklowych Ni-Fe silnie zależą od zawartości niklu i dzielą się one na 4 podstawowe grupy:

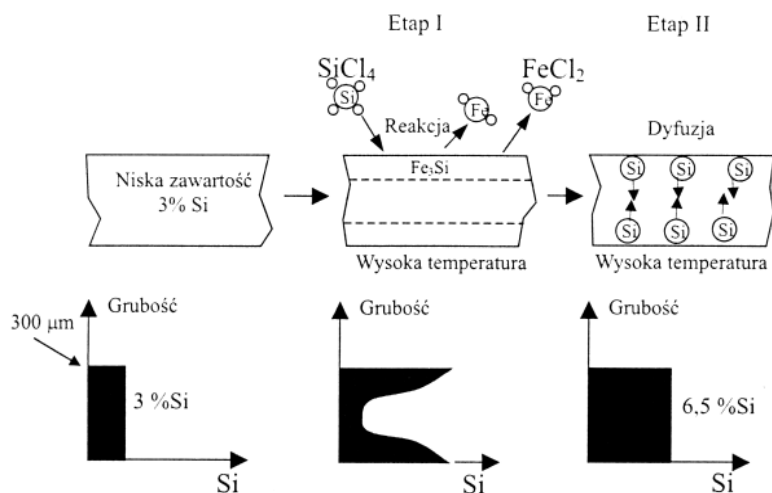
- o zawartości 72-83 % Ni, charakteryzujące się najwyższą początkową przenikalnością magnetyczną $\mu_i = 30-120 \cdot 10^3$, małym natężeniem koercji (wąska pętla histerezy), lecz również stosunkowo niską indukcją nasycenia $B_s = 0,7-0,8$ T i średnią wartością rezystywności,
- o zawartości 54-68 % Ni, charakteryzujące się indukcją nasycenia $B_s = 1,2-1,5$ T,
- o zawartości 45-50 % Ni, wykazujące najwyższą indukcję nasycenia $B_s = 1,5-1,6$ T, średnią wartość przenikalności magnetycznej oraz najniższą rezystywność,
- o zawartości 35-40 % Ni, posiadające największą rezystywnością rzędu $\rho = 7,5 \cdot 10^{-5}$ Ω m, małą przenikalność początkową i maksymalną $\mu_i = 2-3 \cdot 10^3$, $\mu_i = 8-20 \cdot 10^3$ oraz średnią wartość indukcji nasycenia $B_s = 1,3$ T [5-7].

Stopy żelazo-niklowe Ni-Fe produkowane są jako taśmy o grubościach 0,05-0,3 mm, arkusze, pręty oraz druty. Rdzenie wykonane z tych stopów mogą mieć prostokątną, płaską lub zaokrągloną pętlę histerezy a jej kształtowanie może być dokonywane poprzez wprowadzanie różnych domieszek oraz obróbkę termiczną materiału. Obecnie stopy żelazo-niklowe Ni-Fe są wypierane przez stopy o strukturze amorficznej i nanokrystalicznej [7].

2.4. Wysokokrzemowe stale elektrotechniczne o strukturze mikrokryształicznej

Wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne, charakteryzujące się zawartością krzemu rzędu 6,5 %, są przykładem obecnie obserwowanego postępu w rozwoju technologii produkcji konwencjonalnych blach elektrotechnicznych. Ponieważ tradycyjne sposoby zwiększenie zawartości krzemu w blasze powyżej 4 % powodowało znaczą kruchość materiału, opracowano technologię produkcji wysokokrzemowych blach elektrotechnicznych metodą nakrzemiania chemicznego CVD (Chemical Vapor Deposition), rysunek 3. W pierwszym etapie nieorientowana blacha 3 % Si-Fe jest poddana obróbce termicznej w atmosferze SiCl_4 , w wyniku czego na jej powierzchni tworzy się wysokokrzemowa warstwa Fe_3Si . Drugi etap obejmuje długotrwałe wygrzewanie materiału w atmosferze czystego wodoru, w wyniku którego atomy krzemu dyfundują w głąb materiału rozmieszczając się równomiernie w całej jego objętości [3,4,12-15].

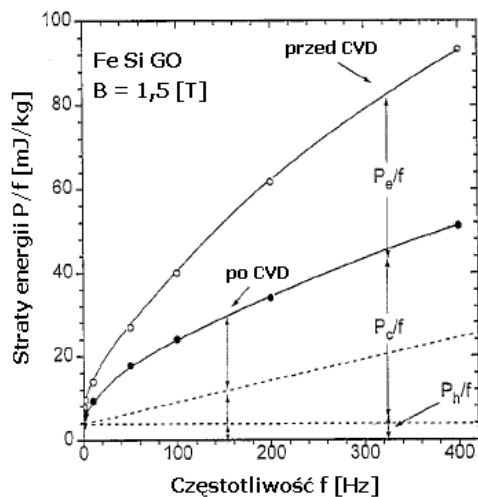
Wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne 6,5 % Si-Fe posiadają strukturę mikrokryształiczną charakteryzującą się ziarnami o wielkościach rzędu 0,1-10 μm , większymi od zasięgu ferromagnetycznych oddziaływań wymiennych (ok. 70 nm) wymuszających równoległe położenie momentów magnetycznych. Jest to przyczyną braku możliwości indukowania w tych materiałach właściwości magnetycznych.



Rys.3. Metoda nakrzemiania chemicznego CVD [6]

Wzrost zawartości krzemu w składzie chemicznym blachy elektrotechnicznej do wartości rzędu 6,5 % znacząco wpływa na jej właściwości magnetyczne:

- prawie 2-krotny wzrost rezystywności, do wartości $0,82 \mu\Omega\text{m}$, w porównaniu z blachą nieorientowaną, dla której rezystywność wynosi $0,48 \mu\Omega\text{m}$, co powoduje znaczące obniżenie strat energii w porównaniu z materiałem wyjściowym, rysunek 4,
- wzrost udziału w materiale pierwiastka nieferromagnetycznego powoduje obniżenie indukcji nasycenia do wartości $B_S = 1,3\text{-}1,8 \text{ T}$,
- wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne charakteryzują się również niemal zerową magnetostrykcją $\lambda_S = 0,1 \cdot 10^{-6}$ [3,4,12-15].



Rys.4. Wpływ procesu nakrzemiania chemicznego CVD na straty energii w blachach elektrotechnicznych [15]

Wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne 6,5 % Si-Fe są produkowane obecnie głównie przez japońską firmę JFE Steel Corporation. Ich wybrane właściwości w porównaniu z innymi materiałami magnetycznymi są przedstawione w tabeli 1.

Tabela 1. Wybrane właściwości magnetyczne wysokokrzemowej blachy 6,5 % Si-Fe produkowanej przez JFE Steel Corporation [16]

Materiał	Grubość [mm]	Rezystywność [$\mu\Omega\text{m}$]	Indukcja nasycenia [T]	Magnetostrykcja [$\times 10^{-6}$]	Straty w rdzeniu [W/kg]		
					W _{10/50}	W _{10/400}	W _{10/1k}
Blacha wysoko-krzemowa 6,5 % Si-Fe	0,10	0,82	1,8	0,1	0,5	5,7	18,7
Blacha orientowana	0,23	0,48	2,03	-0,8	0,3	7,8	35,0
	0,35				0,4	12,2	55,0
Blacha nieorientowana	0,20	0,57	2,03	7,8	0,7	11,0	38,5
	0,35		1,96		0,7	14,4	62,0
Taśma amorficzna na bazie żelaza	0,025	1,30	1,50	27,0	0,1	1,5	5,5

3. KORZYŚCI WYNIKAJĄCE Z ZASTOSOWANIA NOWOCZESNYCH MATERIAŁÓW MAGNETYCZNYCH NA RDZENIE TRANSFORMATORÓW

Wykorzystanie nowoczesnych materiałów magnetycznie miękkich do budowy obwodów magnetycznych urządzeń elektrycznych przynosi wymierne korzyści finansowe, jak również pośrednio wpływa na ochronę środowiska naturalnego. Można to zobrazować na przykładzie transformatorów, w których rdzenie z klasycznych materiałów magnetycznych zostały zastąpione przez rdzenie wykonane ze stopów amorficznych, stopów nanokrystaliczne bądź też wysokokrzemowych blach elektrotechnicznych.

Rdzenie transformatorów wykonane ze stopów amorficznych i nanokrystalicznych charakteryzują się znacznie mniejszymi stratami energii w porównaniu z konwencjonalnymi orientowanymi i nieorientowanymi blachami elektrotechnicznymi [17]. Jednak ze względu na odmienne właściwości magnetyczne, stopy amorficzne znalazły zastosowanie głównie w urządzeniach pracujących przy częstotliwościach sieciowych, podczas gdy stopy nanokrystaliczne przy wysokich częstotliwościach, rzędu 20 kHz lub wyższych.

W USA, Indiach oraz krajach Azji (Japonia, Chiny, Tajlandia) od wielu lat przeznaczane są duże nakłady finansowe na badania oraz na wprowadzenie do eksploatacji transformatorów rozdzielczych z rdzeniami amorficznymi, określanymi mianem AMDTs (Amorphous Metal Distribution Transformers). Dzięki właściwościom magnetycznym oraz małej grubości taśm amorficznych, co ogranicza straty wiropądowe w materiale, starty energii powstające w rdzeniach transformatorów można ograniczyć nawet o 75-80 %, w porównaniu z rdzeniami z konwencjonalnych blach elektrotechnicznych [18]. Biorąc pod uwagę, że straty w transformatorach rozdzielczych stanowią ok. 33 % całkowitych strat

w sieciach elektroenergetycznych, co stanowi ok. 2 % energii wytworzonej w elektrowniach [19], widać, że potencjalne możliwości oszczędzania energii są bardzo duże. Uwzględniając te możliwości, przy założeniu stałego poziomu konsumpcji energii elektrycznej, otrzymuje się znaczącą redukcję ilości spalanej w elektrowniach paliwa, a tym samym ograniczenie ilości szkodliwych zanieczyszczeń emitowanych do atmosfery, co przedstawia tabela 2.

Tabela 2. Potencjalny roczny zakres oszczędności energii i redukcji emisji gazów cieplarnianych dzięki użyciu transformatorów z rdzeniami amorficznymi [18-19]

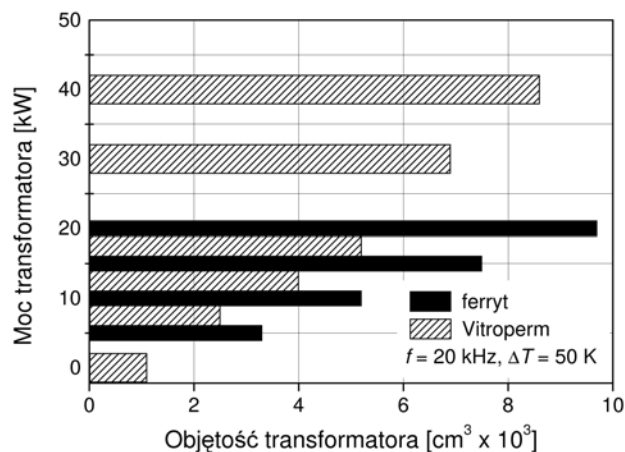
Kraj (Region)	Straty w rdzeniu transformatorów rozdzielczych [TWh]	Potencjalna oszczędność energii przy użyciu AMDTs [TWh]	Redukcja CO ₂ [miliony ton]	Redukcja NO _x [tysiące ton]	Redukcja SO ₂ [tysiące ton]
USA	59	47	35	110	260
Europa	33	26	20	70	160
Chiny	24	19	10	30	75
Japonia	17	14	12	90	210
Indie	6	5	3	22	52

Stopy nanokrystaliczne, jak już wspomniano wcześniej, znalazły szersze zastosowanie w urządzeniach pracujących w wysokich częstotliwościach. Przykładowo, materiał nanokrystaliczny VITROPERM charakteryzuje się znacznie niższymi stratami energii i wyższą indukcją nasycenia w porównaniu do innych materiałów magnetycznych, co przedstawia tablica 3.

Tablica 3. Właściwości materiałów magnetycznych w wysokich częstotliwościach [20]

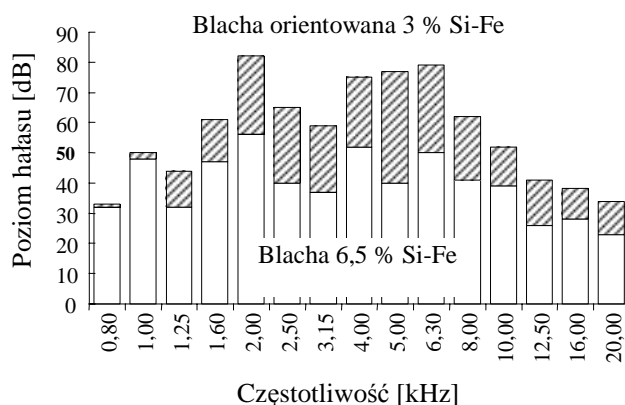
Materiał	Straty energii (25 kHz, 200mT, 100 °C)	Indukcja nasycenia	Temperatura Curie
Ferryty	17 W/Kg	< 0.5 T	220 °C
Permaloj Ni ₈₀ Fe ₂₀ (grubość 30 μm)	14 W/Kg	0.8 T	400 °C
Permaloj Ni ₆₀ Fe ₄₀ (grubość 50 μm)	45 W/Kg	1.2 T	540 °C
Stopy amorficzne	5 W/Kg	0.8 T	480 °C
VITROPERM			
dzisiaj	4 W/Kg	1.2 T	600 °C
w przyszłości	3 W/Kg	1.7 T	600 °C

Zastosowanie VITROPERM-u do budowy obwodów magnetycznych w transformatorach wykorzystywanych w energoelektronice nie tylko obniża straty energii w rdzeniach oraz koszty eksploatacyjne, lecz również pozwala na obniżenie wielkości i wagi tych urządzeń. Transformatory z rdzeniami z VITROPERM-u mogą mieć wielkość mniejszą nawet o 50 % w porównaniu z transformatorami z rdzeniami wykonanymi z ferrytów, rysunek 5.



Rys.5. Porównanie wielkości transformatorów [20]

Wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne, dzięki bliskiej zeru magnetostrykcji, znalazły z kolei zastosowanie do produkcji rdzeni transformatorów w przypadku, gdy wymagane jest ograniczenie poziomu hałasu generowanego przez te urządzenia. Hałas powstaje w transformatorach w wyniku drgań rdzenia spowodowanych zjawiskiem magnetostrykcji. Drgania są następnie przekazywane do ścian kadzi transformatora a następnie transmitowane na zewnątrz. Wykorzystanie wysokokrzemowych blach elektrotechnicznych w znacznym stopniu ogranicza źródło hałasu.



Rys.6. Spektrum częstotliwościowe poziomu hałasu wytwarzanego przez transformator z rdzeniem z blachy orientowanej 3 % Si-Fe i blachy 6,5 % Si-Fe ($f=1$ kHz, $B = 1$ T) [13]

W oparciu o badania przeprowadzone w Japonii wykazano, że zastąpienie orientowanej blachy 3 % Si-Fe przez blachę wysokokrzemową 6,5 % Si-Fe powoduje redukcję hałasu transformatora o 10-25 dB. Redukcja poziomu hałasu jest najbardziej znacząca w zakresie wyższych częstotliwości, co warunkuje wykorzystanie blach wysokokrzemowych 6,5 % Si-Fe w wyższych zakresach częstotliwości 1-10 kHz, rysunek 6 [12-14].

4. WNIOSKI

Nowoczesne tendencje rozwojowe w inżynierii materiałów magnetycznych przebiegają dwutorowo. Część ośrodków naukowo-przemysłowych prowadzi badania nad nowymi jakościowo miękkimi materiałami magnetycznymi – stopami o strukturze amorficznej i nanokrystalicznej. Równolegle opracowywane są nowe procesy technologiczne poprawiające właściwości konwencjonalnych blach elektrotechnicznych. Rezultatem tych badań są wysokokrzemowe blachy elektrotechniczne 6,5 % Si-Fe o strukturze mikrokrystalicznej.

Nowe generacje miękkich materiałów magnetycznych są coraz powszechniej stosowane do budowy obwodów magnetycznych urządzeń elektrycznych. Dzięki ich właściwościom magnetycznym, głównie niskiej stratności, wysokiej indukcji nasycenia oraz bardzo małej magnetostrykcji, można osiągnąć znaczącą redukcję strat energii powstających w magnetowodach urządzeń elektrycznych, ograniczyć ich wymiary i wagę oraz zmniejszyć wytwarzany przez nie hałas. Korzyści wynikające z zastosowania nowoczesnych materiałów magnetycznych mają wymiar zarówno ekonomiczny (zysk finansowy z mniejszych kosztów eksploatacji, mniejszej ilości materiałów użytych do budowy urządzeń), jak również ekologiczny (zmniejszenie ilości gazów cieplarnianych emitowanych do atmosfery).

LITERATURA (REFERENCES)

- [1] McHenry M.E., Williard M.A., Laughlin D.E.: Amorphous and nanocrystalline materials for applications as soft magnets. *Progress in Material Science* 44 (1999), s. 291-433
- [2] Hasegawa R.: Present status of amorphous soft magnetic alloys. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 215-216, 2000, s.240-245.
- [3] Fiorillo F.: Advances in Fe-Si properties and their interpretation. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, No 157/158 (1996), s. 428-431.
- [4] Yamaji T. i in.: Magnetic properties and workability of 6.5% silicon steel sheet manufactured in continuous CVD siliconizing line. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, No 133 (1994), s. 187-189.
- [5] Szczygłowski J.: *Modelowanie obwodu magnetycznego o jednorodnej i niejednorodnej strukturze materiałowej*. Seria Monografie nr 80, Wyd. Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2001
- [6] Soiński M.: *Materiały magnetyczne w technice*. Centralny Ośrodek Szkolenia i Wydawnictw SEP, Warszawa 2001
- [7] Wilczyński W., Krawczyk A., Szczygłowski R., Roman A.: Nowoczesne materiały magnetycznie miękkie w magnetowodach przetworników magnetoelektrycznych.

Materiały konferencyjne International XII Symposium on Micromachines & Servo-drives, Kamień Śląski, 10-14.09.2000, s. 153-159

- [8] Warlimont H., Boll R.: Applications of amorphous soft magnetic materials. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1982, vol. 26, s. 97-105
- [9] www.vacuumschmelze.de
- [10] www.metglas.com
- [11] Kulik T.: *Nanokrystaliczne materiały magnetycznie miękkie otrzymane przez krystalizację szkieł metalicznych*. Prace Naukowe – Inżynieria materiałowa, z. 7 Oficyna Wyd. Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1998.
- [12] Ninomiya H. et al.: Magnetostriction of 6.5% Si steel sheets. *IEEE Transaction on Magnetic in Japan*, Vol. 6, No. 3, 1991, s. 208-213
- [13] Tanaka Y. et al.: Application of 6.5% Si steel sheet to audio frequency transformers. *NNK Technical Review*, No. 60, 1990, s. 9-15
- [14] Najgebauer M., Chwastek K., Szczygłowski J.: *Blachy elektrotechniczne o wysokiej zawartości krzemu – właściwości i zastosowanie*. *Przegląd Elektrotechniczny*, 12/2004, s. 1225-1227.
- [15] Crottier-Combe S. i in.: The magnetic properties of Fe-Si 6.5 wt% alloys obtained by a SiCl₄-based CVD process. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, No 160 (1996), s. 151-153.
- [16] www.jfe-steel.co.jp
- [17] Webster John G. (ed.): *Soft magnetic materials*. Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, Volume 19, John Wiley & Sons, 1998, s. 425-445
- [18] DeCristofaro N.: Amorphous metal in electric power distribution applications. *MRS Bulletin*, Vol. 23, No. 5 (1998), s. 50-56
- [19] *The scope for energy saving in the EU through the use energy-efficient electricity distribution transformers*. European Communities, Belgium, 1999
- [20] Frech M.: *Vitroperm shrink power transformers*. Vacuumschmelze GmbH.

Streszczenie: Artykuł prezentuje nowe tendencje rozwojowe w inżynierii materiałów magnetycznych na przykładzie stopów amorficznych i nanokrystalicznych, stopów żelazo-niklowych Ni-Fe oraz wysokokrzemowych blach elektrotechnicznych. Omówiono technologię wytwarzania tych materiałów oraz porównano ich właściwości z właściwościami konwencjonalnych materiałów magnetycznych. Przedstawiono również korzyści wynikające z wykorzystania omawianych materiałów do budowy rdzeni transformatorów.

Słowa kluczowe: stopy amorficzne i nanokrystaliczne, wysokokrzemowe stopy elektrotechniczne, oszczędność energii, ochrona środowiska.

ANGIOGENEZA JAKO OBIEKT STEROWANIA

Andrzej ŚWIERNIAK¹⁾, Grzegorz, GALA,
Alberto d'ONOFRIO²⁾, Alberto GANDOLFI³⁾

¹⁾ Instytut Automatyki, Politechnika Śląska w Gliwicach,
Akademicka 16, 44-101 Gliwice, andrzej.swierniak@polsl.pl

²⁾ Department of Epidemiology and Biostatistics, European Institute of Oncology,
Department of Epidemiology and Biostatistics

Via Ripamorti 435, 20141 Milano, Italy, Z20263@ieo.it

³⁾ Istituto di Analisi dei Sistemi ed Informatica "A.Ruberti"-CNR
Viale Manzoni 30, Rome, Italy, gandolfi@iasi.rm.cnr.it

Angiogenesis as an object of control

Abstract: A model of tumor growth taking into account its vascularization due to angiogenesis and antiangiogenic cancer chemotherapy is proposed and analysed. The model is a modified Hahnfeldt model and the analysis has two goals: first of all we check stability of the equilibrium point of the model using Lyapunov first and second methods to find conditions leading to tumour eradication, and then we propose an optimization problem and give necessary conditions of its solution basing on the Pontryagin maximum principle.

Keywords: Biomedical modeling, nonlinear control, stability, anticancer therapy

1. Wprowadzenie

Podczas wzrostu nowotworów rozwój sieci unaczyniającej wewnątrz guza jest czynnikiem warunkującym jego rozwój i możliwości przerzutu. Złożony proces, który prowadzi do formowania się nowych naczyń krwionośnych nosi nazwę angiogenezy i jest stymulowany oraz kontrolowany przez aktywatory i inhibitory uwalniane przez nowotwór. Terapia, której celem jest nie bezpośrednio populacja komórek nowotworowych lecz tworząca sieć unaczyniająca guz nosi nazwę antyangiogennej. Idea została po raz pierwszy

przedstawiona przez Folkmana Ponad 30 lat temu [1], [2]. Podstawowe przesłanki były następujące:

- a) pierwotny guz przechodzi przez stadium awaskularne, w czasie którego efektywna średnica nie przekracza 2 mm, a zaopatrzenie w tlen i substancje odżywcze odbywa się drogą dyfuzji
- b) ten mikroskopijny guz może włączyć angiogenezę poprzez uruchomienie rozgałęziania się otaczających go naczyń krwionośnych hosta, które rosną i przenikają masę guza. Stwarzając możliwości do przerzutów
- c) uruchomienie angiogenezy następuje poprzez wytwarzanie czynnika wzrostowego przez komórki nowotworowe
- d) blokując czynniki sprzyjające angiogenezie nowotworów lub po prostu niszcząc nowoutworzoną sieć naczyń krwionośny pośrednio wpływamy na wzrost nowotworu.

Celem terapii antyangiogennej jest zatem redukcja wzrostu nowotworów poprzez uderzenie w strukturę go zaopatrującą w odpowiednie składniki warunkujące jego rozwój. W klasycznej chemioterapii najpoważniejszym czynnikiem ograniczającym jej skuteczność nabywana przez komórki nowotworowe lekooporność. Co ciekawe i zarazem szczególnie pesymistycznie rokujące dla chemioterapii, to fakt, że lekooporność komórek nowotworowych nie idzie w parze z rozwojem lekooporności normalnych tkanek krytycznym np. komórek szpiku. Ta negatywna cecha chemioterapii może jednak być wykorzystana jako zaleta w przypadku terapii, której zadaniem jest uderzenie w pewną grupę komórek normalnych w celu pośredniego oddziaływania na populację nowotworową. Taka właśnie idea przyświeca terapii antyangiogennej, którą Kerbel [3] nazwał terapią oporną na lekooporność. Proces angiogenezy, sposób oddziaływania stymulatorów i inhibitorów, wreszcie efekt antyangiogennych środków terapeutycznych jest bardzo złożony i stąd w literaturze spotykane się rzadko kompleksowe modele tych zjawisk, a jeśli już, to mają skomplikowaną formę umożliwiającą ewentualną symulację [4], ale praktycznie nie dające szansy syntezy protokołów leczenia. Wyjątkiem jest klasa modeli zaproponowana przez Hahnfeldta i in. [5], które opisują wzrost guza poprzez model logistycznego lub Gompertzowskiego typu ze zmienną pojemnością siedliska określoną przez dynamikę wzrostu sieci naczyniowej. Z kolei dynamika ta opisywana jest równaniem różniczkowym, którego prawa strona uwzględnia wpływ stymulatorów i inhibitorów angiogenezy produkowanych przez rozwijający się nowotwór. Tego typu modele, w których dodatkowo wprowadzamy efekt środków antyangiogennych są przedmiotem naszych badań. Tak więc z punktu widzenia teorii sterowania obiektem sterowania jest angiogeneza nowotworu, sterowaniem stosowane środki antyangiogenne, a celem zmniejszenie lub całkowita eliminacja wytwarzanej w procesie angiogenezy sieci naczyniowej i pośrednio samego guza nowotworowego.

W szczególności formujemy warunki stabilności nietrywialnych punktów równowagi tych modeli analizując ich związek z wielkością guza. Odpowiedni dobór dawki leku umożliwi całkowitą anihilację sieci unaczyniającej i pośrednio również guza, przy czym można wykazać, że taki efekt można uzyskać zarówno stosując ciągłą terapię jak i periodyczną, bardziej naturalną z klinicznego punktu widzenia. Rozważamy również problem optymalizacji tego typu terapii, formułując warunki konieczne optymalności sterowania reprezentującego efekt leków antyangiogennych wynikające z zastosowania zasady maksimum Pontriagina oraz analizujemy otrzymane tą drogą wyniki. Optymalizacja jeszcze innej modyfikacji modelu Hahnfeldta była przedmiotem pracy Erguna i współpracowników [6]. Wadą analizowanego w tej pracy modelu było istnienie tylko jednokierunkowego sprzężenia pomiędzy kompartmentami modelującymi wzrost guza i

sieci naczyniowej, co w efekcie prowadzi między innymi do trywialnych warunków stabilności. Ostatnio matematycznie rygorystyczną analizę tego problemu optymalizacyjnego przedstawili Ledzewicz i Schattler [7].

2. Modelowanie wzrostu guza z uwzględnieniem angiogenezy

Najprostszym modelem wzrostu populacji komórek nowotworowych jest model maltuzjański, zakładający wykładniczy w czasie charakter zależności wielkości populacji od czasu. Dynamikę wzrostu opisuje w tym przypadku liniowe równanie o postaci:

$$\dot{N} = aN, N(0) = N_0 \quad (1)$$

co prowadzi do rozwiązania o postaci:

$$N = N_0 e^{at}, a = \ln 2 / PDT \quad (2)$$

gdzie N oznacza liczebność populacji, a jest współczynnikiem wzrostu określonym przez odwrotność średniego czasu życia komórki a PDT oznacza tak zwany potencjalny czas zdwojenia. Podstawową wadą modelu jest nieograniczony wzrost populacji nie uwzględniający tendencji do nasycania się. Wady tej nie ma model Gompertzowski w którym współczynnik wzrostu jest zmienny, a zmienność ta ma charakter wykładniczego zanikania:

$$\begin{aligned} \dot{N} &= a(t)N, N(0) = N_0, \\ \dot{a} &= -\beta a, a(0) = \alpha \Rightarrow \end{aligned} \quad (3)$$

$$N = N_0 e^{\alpha / \beta (1 - e^{-\beta t})} \quad (4)$$

Wzrost określony równaniem (4) jest ograniczony przez wartość:

$$N_\infty = N_0 e^{\alpha / \beta} \quad (5)$$

Zwaną w dynamice populacyjnej pojemnością siedliska. W rzeczywistości współczynnik wzrostu jest nie tyle funkcją czasu co wielkości populacji, co można jednak łatwo osiągnąć korzystając z równoważnej modelowi (3) nieliniowej wersji równania Gomperta zapisanej w jednej z 2 następujących postaci:

$$\begin{aligned} \dot{N} &= \alpha N - \beta N \ln N / N_0, N(0) = N_0, \\ \dot{N} &= -\beta N \ln N / N_\infty \end{aligned} \quad (6)$$

Umożliwia to zdefiniowanie odpowiednika potencjalnego czasu podwojenia w postaci:

$$\dot{N} / N = -\beta \ln N / N_{\infty} \approx 1 / PDT \quad (7)$$

Propozycja Hanfeldta [5] polega na przyjęciu, że pojemność siedliska ograniczająca wzrost populacji nowotworowej nie jest wielkością stałą lecz zmienia się zgodnie ze zmianami wielkości sieci naczyniowej powstającej w procesie angiogenezy:

$$N_{\infty} = K, \quad \dot{N} / N = -\beta \ln N / K \quad (8)$$

Dynamika wzrostu tej pojemności reprezentowana przez jego PDT zależy od czynników stymulujących (SF), inhibitorów wydzielanych przez guz (IF) a także naturalnych czynników śmiertelności komórek (MF):

$$PDT_k = f(MF, SF, IF) \quad (9)$$

W [5] założono, że:

$$1 / PDT_k = MF + SF + IF \quad (10)$$

Spontaniczna utrata funkcjonalności sieci reprezentowana przez MF tzn. przez naturalne czynniki śmiertelności jest przyjęta jako stała ujemna, czynniki stymulujące wytwarzane przez guz reprezentowane przez SF (np. przez czynniki proangiogenne takie jak VEF) mają szybkość wzrostu przyjętą w postaci $K^b N^c$ wolniejszej niż inhibitorów wydzielanych przez poprzednio wygenerowaną sieć naczyniową reprezentowaną przez IF gdzie

$$b+c \sim 2/3 \quad (11)$$

Z drugiej strony analizując równania dyfuzji określające koncentrację stymulatorów i inhibitorów wewnątrz i na zewnątrz guza Hanfeldt zasugerował, że wpływ inhibitor wpływa na docelowe komórki guza w sposób odpowiadający polu powierzchni aktywnego kontaktu guza i sieci naczyniowej, co prowadzi do wniosku, że IF jest proporcjonalny do objętości guza w potęgze $2/3$

Dynamika wzrostu K została w [5] zasugerowana w postaci:

$$\dot{K} / K = \gamma N / K - (\lambda N^{2/3} + \mu) \quad (12)$$

gdzie γ, λ, μ są stałymi parametrami. A zatem wzrostu guza i równocześnie tworzonej sieci naczyniowej ma postać:

$$\dot{N} / N = -\beta \ln N / K \quad (13)$$

$$\dot{K} / K = \gamma - (\lambda N^{2/3} + \mu) \quad (14)$$

W modyfikacji modelu zaproponowanej w [6] spełniającej również założenia Hahnfeldta dane przez (11) przyjęto z kolei, że wpływ stymulatorów i naturalnej śmiertelności jest stały, a wpływ inhibitorów proporcjonalny do powierzchni guza (kwadratu aktywnego promienia):

$$IF \approx CR^2, SF \approx const, MF \approx const, R \approx \sqrt[3]{N}$$

A zatem otrzymujemy:

$$\dot{N}/N = -\beta \ln N/K \quad (15)$$

$$\dot{K}/K = \gamma - (\lambda N^{2/3} + \mu) \quad (16)$$

Różnica między obiema wersjami modelu nie jest dramatyczna, gdyż guz i sieć rosną podobnie. Model ten ma nietrywialny punkt równowagi określony relacjami:

$$\dot{N}/N = \dot{K}/K = 0 \Rightarrow N^* = K^* = ((\gamma - \mu)/\lambda)^{3/2} \quad (17)$$

Dokonując transformacji logarytmicznej:

$$\begin{aligned} x &= \ln N/N^*, y = \ln K/K^*, x^* = y^* = 0, \\ \tau &= \beta t, \mathcal{G} = (\gamma - \mu)/\beta, x' = dx/d\tau, y' = dy/d\tau, \end{aligned} \quad (18)$$

Mamy:

$$x' = y - x, y' = \mathcal{G}(1 - e^{2/3x}) \quad (19)$$

lub

$$z = y - x, x' = z, z' = -z - \mathcal{G}(e^{2/3x} - 1) \quad (20)$$

Korzystając z pierwszej metody Lapunowa łatwo sprawdzić, że model jest lokalnie asymptotycznie stabilny w otoczeniu punktu równowagi. Stabilność globalną można sprawdzić stosując drugą metodę Lapunowa i posługując się funkcją Lapunowa o postaci:

$$V(x, z) = 0.5z^2 + \mathcal{G} \int_0^x (e^{2/3\xi} - 1) d\xi, \quad (21)$$

gdź

$$V' = -z^2 < 0$$

($z=0$ nie jest zbiorem inwariantnym).

oraz $(e^{2/3\xi} - 1)\xi > 0 \Rightarrow V > 0, V \rightarrow \infty, \|z, x\| \rightarrow \infty$.

Przypomnijmy, że

$$x^* = y^* = 0 \Rightarrow N^* = K^*$$

3. Uwzględnienie wpływu terapii antyangiogennej

Zastosowanie terapii antyangiogennej (np. poprzez osłabienie stymulatorów angiogenezy, indukcję apoptozy komórek śródbłónka itp.) można uwzględnić przez wprowadzenie do równania opisującego dynamikę wzrostu sieci unaczyniającej składnika zależnego od dawki leku antyangiogennej w postaci:

$$\dot{K} / K = \gamma - (\lambda N^{2/3} + \mu + \eta u(t)), \quad (22)$$

Gdzie $u(t)$ oznacza przeliczoną na efekt dawkę czynnika antyangiogennej. Jeśli przyjąć, że lek podawany jest w sposób ciągły z tą samą dawką U , to punkty równowagi modelu mają postać:

$$N^* = K^* = ((\gamma - \mu - \eta U) / \lambda)^{3/2} \quad (23)$$

Co zgodnie z poprzednio prowadzoną analizą stabilności prowadzi do wniosku, że dla:

$$\eta U \approx \gamma - \mu \Rightarrow K^* \rightarrow 0 \quad (24)$$

A zatem możliwa jest całkowita likwidacja sieci unaczyniającej a w konsekwencji całego guza. Nieco bardziej złożoną analizę trzeba przeprowadzić w przypadku okresowej terapii antyangiogennej o okresie T .

Oznaczając:

$$U = 1/T \int_0^T u(t) dt, f(t) = u(t) - U, F(t) = \eta \int_0^t f(\tau) d\tau \quad (25)$$

Możemy rozważyć 2 przypadki prowadzące do podobnego wyniku jak w przypadku stałej dawki leku, a mianowicie:

$$a) U > (\gamma - \mu) / \eta \Rightarrow$$

$$\dot{K} = (\gamma - \mu - \eta(f + U) - \lambda N^{2/3})K \Rightarrow \dot{K} \leq (\gamma - \mu - \eta(f + U))K$$

$$0 \leftarrow K(t) \leq K(0)e^{(\gamma - \mu - \eta U)t} e^{-F(t)} \rightarrow 0, t \rightarrow \infty$$

oraz:

$$b) U = (\gamma - \mu) / \eta \Rightarrow \dot{K} = (-\eta f - \lambda N^{2/3})K$$

$$0 \leftarrow K(t) \leq K(0)e^{-\lambda \int_0^t N^{2/3}(\tau) d\tau} e^{-F(t)} \rightarrow 0, t \rightarrow \infty$$

A zatem w obu przypadkach można zapewnić asymptotyczne zanikanie wytworzonej w procesie angiogenezy sieci oraz guza przez nią zasilanego. Wynik ten oznacza, iż terapia może być skuteczna ale pod warunkiem, że jej czas jest dostatecznie długi. Powstaje pytanie czy, stosując skończony, ściśle określony horyzont terapii, można ją zoptymalizować pod kątem jej efektów działania przy ograniczeniach na wielkość skumulowanej dawki guza. W tym celu można zaproponować problem sterowania optymalnego polegający na maksymalizacji prawdopodobieństwa wyleczenia *TCP* (treatment cure probability) prowadzący do równoważnego mu problemu sterowania optymalnego o następującej postaci:

$$\min_u \leftarrow J = N(T_k); \int_0^{T_k} u(t) dt \leq \Xi \quad (26)$$

$$0 \leq u \leq U_m$$

gdzie T_k jest horyzontem terapii, a Ξ ograniczeniem na skumulowaną dawkę dla modelu (15), (16). Izoperymetryczny charakter problemu umożliwia jego przeformułowanie do zadania minimalizacji wskaźnika z wagą r reprezentującą nieokreślony mnożnik Lagrange'a:

$$J = N(T_k) + r \int_0^{T_k} u(t) dt \leq \Xi \quad (27)$$

$$0 \leq u \leq U_m$$

Aproksymacją tego zadania w zmiennych logarytmicznych jest następujący problem kwaziliniowy:

$$I = gx(T_f) + hy(T_f) + r \int_0^{T_f} u(\tau) d\tau, 0 \leq u \leq 1, T_f = T_k \beta \quad (28)$$

$$x' = y - x, y' = \mathcal{G}(1 - e^{2/3x}) + vu, v = -\eta / \beta \quad (29)$$

Wprowadzenie dodatkowego składnika uwzględniającego finalną wielkość sieci naczyniowej pozwala na większą elastyczność zadania. Warunki konieczne optymalności można uzyskać stosując zasadę maksimum Pontriagina [10] dla hamiltonianu i zmiennych sprzężonych zdefiniowanych jako:

$$\begin{aligned} H &= ru + vqu + p(y - x) + q\mathcal{G}(1 - e^{2/3x}) \\ p' &= p + 2/3q\mathcal{G}e^{2/3x}, p(T_f) = g, q' = -p, q(T_f) = h \end{aligned} \quad (30)$$

Co daje linię przełączeń i sterowanie bang-bang o postaci:

$$q = -r/v, u = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases} \Leftarrow \min H \quad (31)$$

Zapisując równania sprzężone w postaci jednego równania drugiego rzędu otrzymujemy:

$$q'' - q' + 2/3q\mathcal{G}e^{2/3x} = 0, q(T_f) = h, q'(T_f) = -g \quad (32)$$

Umożliwia to na rekurencyjne znajdowanie rozwiązania problemu dwugranicznego określonego przez równania stanu i sprzężone ze sterowaniem bang-bang wynikającym z warunków przełączania. Sterowanie to może mieć jeden moment przełączania, ale też może mieć charakter kwaziperiodyczny w zależności od parametrów modelu. Istotnym wynikiem jest tutaj stwierdzenie, że łuki osobliwe [11] nie są nigdy w tym przypadku ekstremalami, gdyż nie ma skończonych przedziałów, na których zmienna sprzężona jest stała. To z kolei oznacza, że pośrednie dawki leku nie są optymalne, a optymalne protokoły zawierają wyłącznie przedziały maksymalnych dawek i braku podawania leku, co różni rozwiązanie od otrzymanego w [7] i [8].

4. UWAGI KOŃCOWE

W pracy przedstawiliśmy analizę modelu wzrostu guza z uwzględnieniem procesu angiogenezy i zastosowania terapii przeciwdziałającej temu procesowi, stanowiącego modyfikację modelu Hahnfeldta. Problem redukcji wielkości guza poprzez likwidację wytworzonej w procesie angiogenezy sieci naczyniowej go zasilającej sprowadziliśmy do problemu stabilności punktu równowagi pokazując, że takie warunki w sensie asymptotycznym można uzyskać zarówno dla stałej jak i periodycznej terapii dostatecznie

długo prowadzonej. Sformułowaliśmy i przedstawiliśmy sposób rozwiązania zagadnienia optymalizacji protokołu terapii antyangiogennej. Terapia antyangiogenna znajduje się ciągle w stadium badań eksperymentalnych i zaledwie kilka doniesień mówi o pierwszych próbach klinicznych. Mamy nadzieję, że nasze prace pozwolą lepiej zrozumieć efekty makroskopowe terapii, jak również wskażą jakościowe przesłanki dotyczące wyboru odpowiedniego protokołu dawkowania leków antyangiogennych. Otrzymane rezultaty można rozszerzyć na problemu równoczesnej terapii antyangiogennej i radioterapii lub chemioterapii. Wówczas należy wprowadzić drugie sterowanie, które działa bezpośrednio na guza. Można też bez znacznej komplikacji zastąpić model wzrostu Gompertzowskiego przez logistyczny, czy też ograniczyć klasę sterowań do protokołów periodycznych dodatkowo uwzględniając efekt farmakokinetyki lub/i farmakodynamiki. Sprawą dyskusyjną jest również przyjęcie określonego horyzontu sterowania. Horyzont ten można traktować nie jako z góry zadany lecz ograniczony dostępnością leku. Wówczas taką rolę spełniać będzie ograniczenie narzucone na całkę sterowania (skumulowana dawka leku) we w problemie optymalizacyjnym (26). Zastosowanie zasady maksimum nie wiele się zmieni poza dodatkowym warunkiem na zerowanie się hamiltonianu, który określi związek pomiędzy wagą r a horyzontem T_f .

5. PODZIĘKOWANIE

Badania były częściowo wspierane w ramach badań statutowych BK/Rau1/2006, a także przez 6PR EC w ramach sieci MRNT-CT-2004-503661.

Literatura

- [1] Folkman J. Tumor angiogenesis:therapeutic implications. *N. Engl. J. Med.* 295, 1971, 1182-1186.
- [2] Folkman J. Antiangiogenesis: new concept for therapy of solid tumors. *Ann. Surg.*, 175, 1972, 409-416.
- [3] Kerbel R.S. A cancer therapy resistant to resistance, *Nature* 390 , 1997, 335-340
- [4] Anderson A.R.A., Chaplain M.A.J., Continuous and discrete mathematical models of tumor induced angiogenesis, *Bull. Math. Biol.* 60(1998), 857-864.
- [5] Hahnfeldt P., Panigraphy D., Folkman J., Hlatky L. . Tumor development under angiogenic signaling: A dynamic theory of tumor growth, treatment response and postvascular dormancy, *Cancer Res.* 59, 1999, 4770-4778.
- [6] d’Onofrio A., Gandolfi A., Tumour eradication by antiangiogenic therapy analysis and extensions of the model by Hahnfeldt et al (1999). *Math. Biosci.* 191, 2004, 159-184.
- [7] Ergun A., Camphausen K., Wein L.M., Optimal scheduling of radiotherapy and angiogenic inhibitors, *Bull. Math. Biol.* 65, 2003, 407-424.
- [8] Ledzewicz U., Schattler H., A synthesis of optimal control for a model of tumour growth, *Proc. 44th IEEE CDC and ECC 2005*, 2005, 934-939.
- [9] La Salle J., Lefschetz S., *Stability by Liapunov’s Direct Method*, Academic Press, New York, 1961
- [10] Pontryagin L.S., Boltyanski V.G., Gamkrelidze R.V., Mishchenko Y.F., *The Mathematical Theory of Optimal Processes*, Mac Millan, New York, 1964.

- [11] Krener A. The high order maximum principle and its application to singular control, *SIAM J. Contr. Optim.*, 15, 1977, 256-293.

Streszczenie: W pracy przedstawiony i przeanalizowany został model terapii skierowanej przeciwko powstającej w procesie angiogenezy nowotworów sieci naczyniowej i tym samym pośrednio umożliwiającej wyleczenie choroby. Dyskutowany jest model zaproponowany przez Hahnfeldta a także pewna jego modyfikacja. Przedstawiona analiza dotyczy warunków stabilności przekładających się na możliwość asymptotycznej anihilacji guza oraz warunków koniecznych optymalizacji protokołów terapii.

Słowa kluczowe: modelowanie biomedyczne, nieliniowe systemy sterowania, stabilność, leczenie nowotworów

DETERMINISTIC MODELS OF CELL SIGNALING PATHWAYS AND THEIR IDENTIFICATION

Krzysztof FUJAREWICZ¹⁾, Marek KIMMEL^{1),2)}, Andrzej ŚWIERNIAK¹⁾

¹⁾*Institute of Automatic Control, Silesian University of Technology,
Akademicka 16, 44-100 Gliwice, Poland,*

²⁾*Department of Statistics, Rice University,
P.O. Box 1892, Houston, TX 77251, USA*

*Email addresses: krzysztof.kujarewicz@polsl.pl, kimmel@rice.edu,
andrzej.awierniak@polsl.pl*

Abstract: *The dynamical behavior of a cell signaling pathway may be described by means of a set of nonlinear ordinary differential equations. The key issue related to the problem of parameter estimation is the type of the data that most often comes from different blotting techniques. The data are collected only at discrete time moments that are relatively rare. Moreover, the data are only semi-quantitative. To overcome the difficulties we propose an approach assuming existence of unknown multipliers (scale factors), one per one blot. Hence, the whole problem of fitting of the mathematical model depends on fitting not only parameters of the model but also the set of weights. In this paper we test the approach on NFκB transcription factor pathway. We show that for analyzed data part of parameters are non-identifiable.*

Keywords: *Cell signaling pathways, nonlinear differential equations, parameter estimation*

1. INTRODUCTION

To understand how biological systems work on cell level model creation and validation is an necessary and very important step. There are many approaches to modeling interactions in cell and cell population on molecular level [1, 2, 3]. They differ in precision and generality. The most detailed approach to manage the behavior of the dynamics of cell signaling pathways are methods taking into account the stochasticity that is important on molecular level. Ordinary differential equations (ODEs) define a deterministic way of cell

signaling pathways description [4]. Under some assumptions it is valid for one cell but in general it describes only averaged behavior of the cell population [5]. The description by means of ODEs involves concentrations of protein, protein complexes and mRNA as variables. Once the model is proposed one can observe the virtual cell signaling pathway and its behavior that depends on values of parameters involved in the model. To bring the model to the reality the parameters of the model have to be set. Part of them are sometimes known but majority of them has to be fitted such that outcome of the model is similar to the real measurements. Recently we proposed an approach to fitting of the mathematical models of cell signaling pathways by using so called adjoint sensitivity analysis [6]. In this paper we have shown how to find the gradient of the performance index defined in the identification task with respect to parameters. We tested the approach on the “artificial” data coming from already fitted model of NFκB transcription factor regulatory module [9]. We assumed that concentration levels are perfectly known. In this sense we have ignored the problem concerned with real data. The real data comes from experiments performed by using so called blotting techniques. The outcome is simply an image where visible bands tells the user about the abundance (concentration) of measured molecules. For dynamic models (ODEs) time-course experiments are performed where different bands correspond to different time moments. Most often the data are only semi-quantitative. It means that the scale of the measurements is unknown. Bigger and darker band means higher concentration but it is hard to find an exact value of the concentration. See Fig. 1.

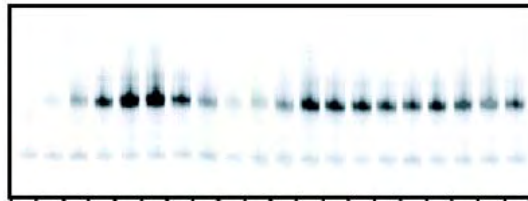


Figure 1. Example of time-course measurements obtained using blotting technique

The only thing that can be done is a comparative analysis between bands from only one blot (time moments for one molecule). It is impossible to compare estimated concentration levels between two different blots. In this paper we show the approach to estimation of these unknown weights and this estimation is done together with estimation of the parameters of the mathematical model.

2. PROBLEM FORMULATION

A cell signaling pathway can be modeled by means of set of nonlinear ordinary differential equations

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), p, t) \quad (1)$$

where $x(t)$ is a vector of concentration levels of proteins, complexes of proteins and mRNA in the cytoplasm and in the nucleus, $u(t)$ is a scalar or vector signal representing

extracellular stimulation, $f(\cdot)$ is a multidimensional nonlinear function, p is a vector of parameters of the model and usually part of them are unknown and they have to be fitted (estimated).

Now, let us assume the ideal situation where one can derive exact concentration levels $x_{exp}(t_n)$ from the run experiment at discrete time instants $t_n, n=1,2,\dots,N$. Then the performance index describing how the model fits the measurements may be defined as follows:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \left(x(t_n) - x_{exp}(t_n) \right)^T Q(n) \left(x(t_n) - x_{exp}(t_n) \right) \quad (2)$$

where $Q(n)$ is a diagonal matrix weighting the impact of particular identification errors. Moreover part of elements of the diagonal of $Q(n)$ may be equal to zero for those elements of $x_{exp}(t_n)$ that are not measured. $Q(n)$ is also time-dependent because for different time moments different signals may be measured.

In practice, one can obtain only semi-quantitative data $y_{exp}(t_n)$ based on blots' images, for example by measuring the density of bands. Hence in practice the performance index has to involve $y_{exp}(t_n)$. To have a possibility to fit signals of the model $x(t_n)$ to estimated data $y_{exp}(t)$ let us introduce a vector of weights w that multiplied by $x(t_n)$ appear in the used performance index:

$$J = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N \left(w^T x(t_n) - y_{exp}(t_n) \right)^T Q(n) \left(w^T x(t_n) - y_{exp}(t_n) \right) \quad (3)$$

Now the problem of fitting of the model (1) to the experimental data may be stated as a problem of finding optimal vectors \hat{p} and \hat{w} such that the performance index (3) is minimized.

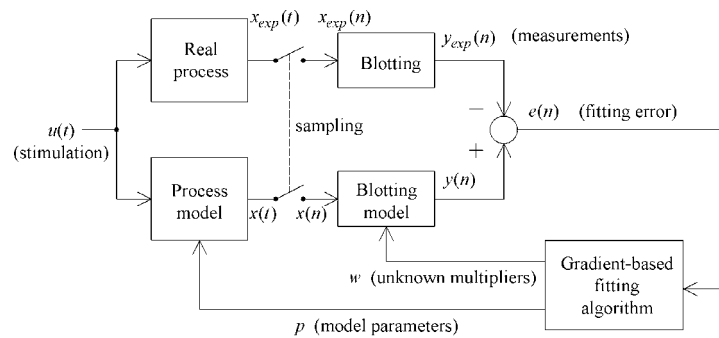


Figure 2. Scheme of identification procedure where both parameters of the model and unknown weights (multipliers) are estimated

If we want to use any gradient-based optimization technique one has to find the gradients of the performance index with respect to w and p :

$$\nabla_p J, \nabla_w J \quad (4)$$

The whole identification scheme is presented in Fig. 2. Samplers represent discrete time measurements.

In paper [6] we fitted only the vector of parameters p based on “artificial” data coming from already fitted model. The gradient $\nabla_p J$ has been obtained using so called Generalized Backpropagation Through Time (GBPTT) algorithm [10] that is especially suitable for hybrid, continuous/discrete-time systems.

3. NUMERICAL RESULTS

To test the approach we fit the model of NF- κ B regulatory module recently proposed in [9]. The transcription factor regulates numerous genes that play important roles in inter- and extracellular signaling. It governs many cell processes such as: cellular stress responses, cell growth, survival and apoptosis. The model takes the form of 15 first order nonlinear differential equations:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= k_{prod} - k_{deg}x_1 - k_1ux_1 \\ \dot{x}_2 &= k_1ux_1 - k_3x_2 - k_2ux_2x_8 - k_{deg}x_2 - a_2x_2x_{10} + t_1x_4 - a_3x_2x_{13} + t_2x_5 \\ \dot{x}_3 &= k_3x_3 + k_2ux_2x_8 \\ \dot{x}_4 &= a_2x_2x_{10} - t_1x_4 \\ \dot{x}_5 &= a_3x_2x_{13} - t_2x_5 \\ \dot{x}_6 &= c_{6a}x_{13} - a_1x_6x_{10} + t_2x_5 - i_1x_6 \\ \dot{x}_7 &= i_1k_vx_6 - a_1x_7x_{11} \\ \dot{x}_8 &= c_4x_9 - c_5x_8 \\ \dot{x}_9 &= c_2 + c_1x_7 - c_3x_9 \\ \dot{x}_{10} &= -a_2x_2x_{10} - a_1x_6x_{10} + c_{4a}x_{12} - c_{5a}x_{10} - i_a x_{10} + e_{1a}x_{11} \\ \dot{x}_{11} &= -a_1x_7x_{11} + i_a k_v x_{10} - e_{1a}k_v x_{11} \\ \dot{x}_{12} &= c_{2a} + c_{1a}x_7 - c_{3a}x_{12} \\ \dot{x}_{13} &= a_1x_6x_{10} - c_{6a}x_{13} - a_3x_2x_{13} + e_{2a}x_{14} \\ \dot{x}_{14} &= a_1x_7x_{11} - e_{2a}k_v x_{14} \\ \dot{x}_{15} &= c_{2c} + c_{1c}x_7 - c_{3c}x_{15} \end{aligned} \quad (5)$$

In the model (5) state variables are concentrations of proteins, complexes of proteins or their transcripts: x_1 - IKK kinase in the neutral state, x_2 - IKK kinase in the active state, x_3 - IKK kinase in the inactive state, x_4 - complexes of proteins (IKKa|IkBa), x_5 -

complexes of proteins (IKK α |IkB α |NF κ B), x_6 - protein NF κ B, x_7 - protein NF κ B in the nucleus, x_8 - protein A20, x_9 - protein A20 transcript, x_{10} - free IkB α protein, x_{11} - free nuclear IkB α protein, x_{12} - IkB α transcript, x_{13} - complexes of proteins (IkB α |NF κ B), x_{14} - nuclear complexes of proteins (IkB α |NF κ B), x_{15} - control gene transcript. All concentrations are specified for cell cytoplasm except those indicated as nuclear. The input signal u is a logical variable 1 or 0 and is equal 1 when the signaling pathway is stimulated by extracellular signal (TNF or IL-1). State variables and input signal are time-dependent which is not indicated in the model to simplify the notation. The rest of variables in the model (5) are parameters. In [9] part of these parameters has been assumed to be known and 10 parameters has been fitted manually on the base of the data from [11] and [12].

In [7] we took “artificial” measurements from the model [9] multiplied by some known factors (weights). All variables were measured. We tried to check whether it is possible to reconstruct values of these weights using the proposed approach. Using GBPTT method we calculated gradients (4) and we used conjugated gradient algorithm. All parameters as well as scale factors were recovered perfectly.

In this paper we show results of similar experiment but. The only difference is the number of variables measured. We assumed that only 6 variables were measured – the same that were measured during real experiments published in [12] and [11].

The value of performance index (3) during the optimization procedure for 200 iterations is presented in Fig. 3.

Figure 4 presents how values of 10 parameters of the model (5) changed during the optimization (the rest were assumed to be known). One can see that not all parameters are convergent to proper values. Nevertheless, the output signals of the model (solid line in Fig. 5) are convergent to the discrete time measurements (dots). Moreover, almost all (except one case) unmeasured variables are convergent to proper signals. It suggest that for analyzed data set the solution in space of parameters is not unique. It means that part of parameters may be non-identifiable. The identifiability of parameters may be checked on more precise way, for example based on the approach proposed in [8].

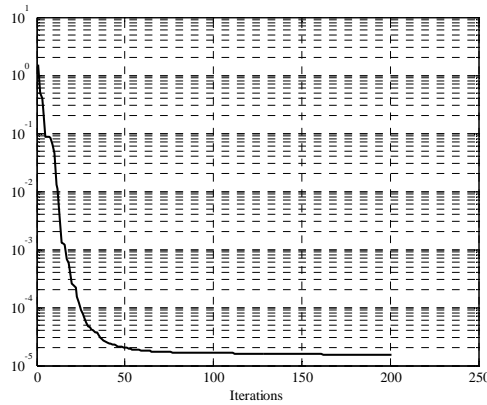


Figure 3. The quadratic performance index value during the optimization procedure

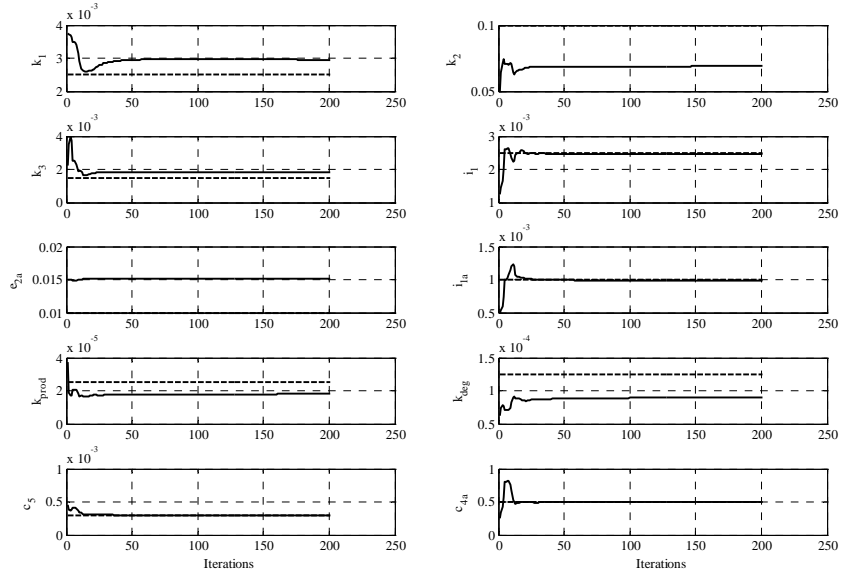


Figure 4. The values of 10 fitted parameters of the model during optimization procedure. Dashed lines present proper (used in the model simulating the experiment) values

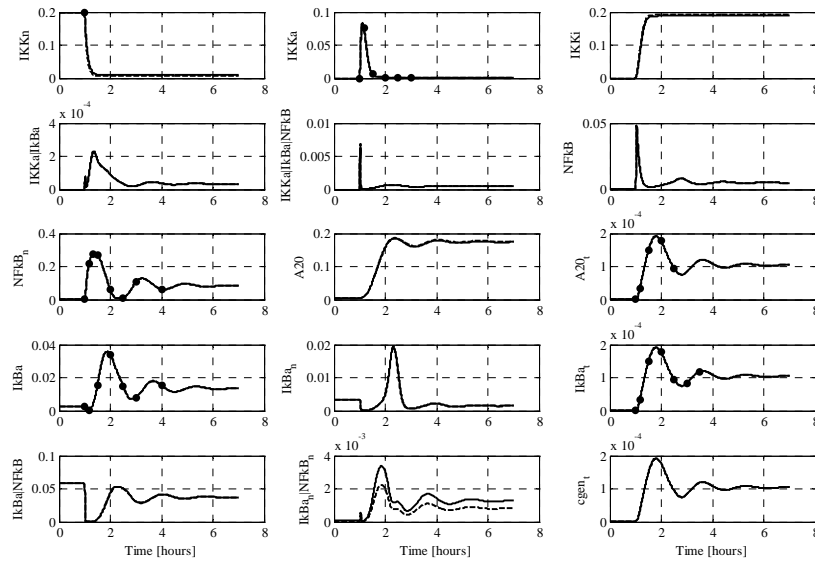


Figure 5. Models outputs under TNF stimulation. Dashed lines represent outputs of the model serving as a real signaling pathway. “Measurements” are presented as dots. Solid lines represents outputs of the fitted model.

3. CONCLUSION

In this paper we deal with the problem of fitting the mathematical models of cell signaling pathways to semi-quantitative data. We introduce of a set of additional weights (scale factors) to overcome the problem related to the data type. The fitting procedure finds not only optimal parameters of the model but also optimal weights (one per one blot). To test the approach we checked if the proposed technique is able to recover values known to us, both parameters and weights. Numerical experiments with mathematical model of NF κ B regulatory module show that all quantities mentioned above are recovered properly in the case when all variables are measured. In more realistic situation, when only part of variables is measured the problem of non-identifiability may arise. In further work we plan check the approach in the situation when the data are noisy and finally test the approach on real data.

Acknowledgements

This work has been supported by Polish Ministry of Education and Science under grant 3T11A 019 29.

REFERENCES

- [1] H. de Jong, Modeling and Simulation of Genetic Regulatory Systems: A Literature Review, *Journal of Computational Biology*, 9(1), 2002, 67–103,
- [2] J. Hastay, D. McMillen, F. Isaacs & J.J. Collins, Computational studies of gene regulatory networks: In numero molecular biology, *Nat. Rev. Genet.* 2, 2001, 268–279.
- [3] P. Smolen, D.A. Baxter & J.H. Byrne, Modeling transcriptional control in gene networks: Methods, recent results, and future directions, *Bull. Math. Biol.* 62, 2000, 247–292.
- [4] J.J. Tyson, K.C. Chen, K.C. & B. Novak, Sniffers, buzzers, toggles and blinkers: dynamics of regulatory and signaling pathway in the cell, *Curr. Opin. Cell Biol.*, 15, 2003, 221–231.
- [5] A. Arkin, J. Ross, & H.A. McAdams,. Stochastic kinetic analysis of developmental pathway bifurcation in phage lambda-infected Escherichia Coli cells, *Genetics*, 149, 1998, 1633–1648.
- [6] K. Fajarewicz, M. Kimmel, & A. Swierniak, On Fitting of Mathematical Models of Cell Signaling Pathways Using Adjoint Systems, *Mathematical Biosciences and Engineering*, 2(3), 2005, 527 –534.
- [7] Fajarewicz K., Kimmel M., Lipniacki T., Świerniak A., Parameter Estimation for Models of Cell Signaling Pathways based on Semi-Quantitative Data, Proc. 24th IASTED International Multi-Conference Biomedical Engineering, February 15-17, Innsbruck, Austria, pp. 306-310, 2006.

- [8] Jacquez, J.A. and Greif, P. 1985. Numerical parameter identifiability and estimability: integrating identifiability, estimability, and optimal sampling design. *Math. Biosci.* 77: 201–227.
- [9] T. Lipniacki, P. Paszek, A.R. Brasier, B. Luxon & M. Kimmel, Mathematical model of NF- κ B regulatory module, *Journal of Theoretical Biology*, 228, 2004, 195–215.
- [10] K. Fajarewicz, & A. Galuszka, Generalized Backpropagation Through Time for Continuous Time Neural Networks and Discrete Time Measurements, *Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag*, 2004, 190–196.
- [11] A. Hoffman., A. Levchenko., M.L. Scott, D. Baltimore, The I κ B-NF- κ B signaling module: temporal control and selective gene activation, *Science*, 298, 2002, 1241-1245.
- [12] E.G. Lee, D.L. Boone, S. Chai, S.L. Libby, M. Chien, J.P. Lodolce & A. Ma, Failure to regulate TNF-induced NF- κ B and cell death responses in A20-deficient mice, *Science*, 289, 2000, 2350-2354.

Modele deterministyczne komórkowych szlaków sygnałowych i ich identyfikacja

Streszczenie: Działanie komórkowych szlaków sygnałowych może być opisane za pomocą nieliniowych równań różniczkowych. Trudność estymacji parametrów takiego modelu związana jest z charakterem danych pomiarowych pochodzących z różnych technik blotowania. Pomiarów zbierane są w stosunkowo rzadkich dyskretnych chwilach czasu. Ponadto pomiary są jedynie półilościowe. Aby rozwiązać problem estymacji parametrów w pracy zaproponowano podejście polegające na istnieniu nieznanymi współczynników skali, po jednym dla każdego blotu. W efekcie identyfikacja modelu polega na wyznaczeniu nie tylko parametrów modelu ale również współczynników skali. Podejście zostało przetestowane na modelu szlaku sygnałowego czynnika transkrypcyjnego NF κ B. Pokazano, że dla analizowanych danych pomiarowych część parametrów jest nieidentyfikowalna.

Słowa kluczowe: komórkowe szlaki sygnałowe, nieliniowe równania różniczkowe, estymacja parametrów.

TOWARDS A HYBRID FUZZY CLUSTERING METHOD

Tomasz PRZYBYŁA

*Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki, Zakład Elektroniki Biomedycznej,
44-100, Gliwice, Akademicka 16, Tomasz.Przybyla@polsl.pl*

Abstract: *A new hybrid clustering method based on fuzzy myriad is presented. Proposed method could be treated as generalization of well known fuzzy c-means method (FCM) proposed by Bezdek. The form of objective function of proposed method allows applying existing modification of the FCM method such as conditional clustering or partial supervised clustering.*

Keywords: *fuzzy clustering, robust method, hybrid method, weighted myriad.*

1. Introduction

The clustering aims at assigning a set of objects to clusters in such a way that objects within the same cluster have a high degree of similarity, while objects belonging to different clusters are dissimilar. The clustering methods can be divided into hierarchical and nonhierarchical (partitioning) methods. In this paper, clustering by minimization of criterion function will be considered. The most traditional clustering methods are "hard" partitioning i.e. every object belongs to one group. Such kind of partition finds sharp boundaries among clusters. However, in practice, the boundaries are not strict but ambiguous. Thus soft partitioning is more suitable in this case. Fortunately, the fuzzy set theory proposed by Zadeh [1] allows to describe soft partitioning. The most popular method of fuzzy clustering is the fuzzy c-means (FCM) method proposed by Bezdek [2]. The main disadvantage of the FCM method is its sensitivity to presence of outliers and noise in clustered data. In real applications, the data are corrupted by noise and assumed models such a Gaussian distribution are never exact. The FCM method is a prototype-based method, where the prototypes are weighted (fuzzy) means. The performance of linear estimation of prototypes is optimal for the Gaussian model of data statistics. The Gaussian model is inadequate in an impulsive environment. Impulsive signals are more accurately modeled by distributions which density functions have heavier tails than the Gaussian distribution [3, 4].

2. Fuzzy C-Myriad clustering method (FCMyr)

2.1. Weighted myriad

Let us consider a set of N independent and identically distributed observations (*iid*), $\mathbf{X}=\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$, and a set of assigned weights $\mathbf{U}=\{u_1, u_2, \dots, u_N\}$. A weighted myriad is a value, $\hat{\Theta}$, that minimizes the weighted myriad objective function defined as follows

$$\hat{\Theta} = \arg \min_{\Theta \in \mathbb{R}} \sum_{k=1}^N \ln [K^2 + u_k (x_k - \Theta)^2] \quad (1)$$

The value of weighted myriad depends on the data set \mathbf{X} , assigned weights \mathbf{U} and the parameter K , called a linearity parameter. Two interesting cases may occur: first, when the K value tends to infinity (i.e. $K \rightarrow \infty$), then value of weighted myriad converges with the weighted mean, that is

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \hat{\Theta}_K = \frac{\sum_{k=1}^N u_k x_k}{\sum_{k=1}^N u_k}, \quad (2)$$

where $\hat{\Theta}_K = \text{myriad} \{u_k \diamond x_k\}_{k=1}^N$. Second case occurs when the value of K parameter tends to zero (i.e. $K \rightarrow 0$), then value of weighted myriad is always equal to one of the most frequent values in the input data set.

2.2. Fuzzy c-Myriad clustering method

The partition of an input data set can be described by a $c \times N$ matrix (where c is the number of clusters, N is the number of objects), called partition matrix, in the following form

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_{11} & \cdots & u_{1k} & \cdots & u_{1N} \\ u_{21} & \cdots & u_{2k} & \cdots & u_{2N} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ u_{c1} & \cdots & u_{ck} & \cdots & u_{cN} \end{bmatrix} = [\mathbf{u}_1 \quad \cdots \quad \mathbf{u}_k \quad \cdots \quad \mathbf{u}_N] \quad (3)$$

For fuzzy clustering methods, the partition matrix is defined as

$$\mathbf{M}_{fcN} = \left\{ \mathbf{U} \in [0,1]^{\infty N} \mid \sum_{i=1}^c u_{ik} = 1, k = 1, 2, \dots, N; \sum_{k=1}^N u_{ik} > 0, i = 1, 2, \dots, c \right\} \quad (4)$$

A set of N objects, $\mathbf{O}=\{o_1, \dots, o_N\}$, is described by a set of N feature vectors, $\mathbf{X}=\{\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N\}$, in a p -dimensional feature space (where p is the number of features describing each object). As the objective function of proposed method, the sum of squared errors has been chosen in following form

$$J_m(\mathbf{U}, \mathbf{V}) = \sum_{i=1}^c \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^p \ln \left[K^2 + u_{ik}^m (x_k(l) - v_i(l))^2 \right] \quad (5)$$

where $\mathbf{U} \in M_{fcN}$, \mathbf{V} is prototype matrix $\forall_{1 \leq i \leq c} \mathbf{v}_i \in \mathfrak{R}^p$, K is the myriad linearity parameter and m is the weighting exponent in $[1, \infty)$. Notation $x_k(l)$ denotes l -th feature from feature vector \mathbf{x}_k .

The partition matrix \mathbf{U} satisfies the following conditions

$$\begin{aligned} u_{ik} &\in [0, 1], \quad 1 \leq i \leq c, \quad 1 \leq k \leq N, \\ \sum_{i=1}^c u_{ik} &= 1, \quad 1 \leq k \leq N, \quad 0 < \sum_{k=1}^N u_{ik} < N, \quad 1 \leq i \leq c. \end{aligned} \quad (6)$$

Using Lagrange multipliers technique, the minimization of (5) can be done only if: for fixed number of clusters c and parameters m and K , are sets defined as

$$\begin{aligned} \forall_{1 \leq k \leq N} \mathfrak{S}_k &= \left\{ 1 \leq i \leq c; \|\mathbf{x}_k - \mathbf{v}_i\|^2 = 0 \right\} \\ \tilde{\mathfrak{S}} &= \{1, 2, \dots, c\} - \mathfrak{S}_k, \end{aligned} \quad (7)$$

the values of partition matrix are described by

$$\forall_{1 \leq i \leq c} \forall_{1 \leq k \leq N} u_{ik} = \begin{cases} \left[\sum_{j=1}^c \left(\frac{\|\mathbf{x}_k - \mathbf{v}_j\|}{\|\mathbf{x}_k - \mathbf{v}_i\|} \right)^{2/(m-1)} \right]^{-1} & \text{if } \mathfrak{S}_k = \emptyset \\ 0 & \text{if } \forall_{i \in \mathfrak{S}_k} \\ 1 & \text{if } \mathfrak{S}_k \neq \emptyset \end{cases} \quad (8)$$

where $\|\bullet\|$ is an Euclidean norm, and \mathbf{v}_i are prototypes $1 \leq i \leq c$.

For fixed number of clusters c , parameters m and K and fixed partition matrix \mathbf{U} , the prototype value minimizing (5) are fuzzy myriad described as follows

$$v_i(l) = \arg \min_{\Theta \in \mathfrak{R}} \sum_{k=1}^N \ln \left[K^2 + u_{ik}^m (x_k(l) - \Theta)^2 \right] \quad (9)$$

where: i is the cluster number ($1 \leq i \leq c$), and l is the component (feature) number ($1 \leq l \leq p$).

2.3 Clustering data with Fuzzy c -Myriad clustering method

The proposed method can be described as follows

1. given the data set $\mathbf{X}=\{\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N\}$ where $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^p$, fix the number of clusters $c \in \{2, \dots, N-1\}$, the fuzzyfier $m \in [1, \infty)$ and the tolerance limit ε . Initialize randomly the partition matrix \mathbf{U} (with respect to condition (6)), fix $l=0$,
2. calculate the prototype values \mathbf{V} , as weighted myriads. A weighted myriad has to be calculated for each feature of \mathbf{v}_i using (1),
3. update the partition matrix \mathbf{U} using (8),
4. if $\|\mathbf{U}^{(l+1)} - \mathbf{U}^{(l)}\| < \varepsilon$ stop the clustering algorithm, otherwise $l=l+1$ and go to (2°).

3 Hybrid fuzzy clustering method (HFCMyr)

In the previous section a fuzzy c-myriad clustering method has been presented. As can be seen, for all clusters (groups) is used the same value of K parameter. On the other hand, clusters can be different each-other (i.e. distributions of features). Hence, FCMMyr clustering method should be modified.

3.1 Modification of objective function

Fuzzy myriad selectivity depends on value of K parameter. Assuming, that for each cluster a different value of K is assigned, the objective function of proposed method (5) can be described as follows:

$$J_m(\mathbf{U}, \mathbf{V}) = \sum_{i=1}^c \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^p \ln \left[K_i^2 + u_{ik}^m (x_k(l) - v_i(l))^2 \right] \quad (10)$$

where K_i^2 is the myriad linear parameter assigned to i -th cluster and $1 \leq i \leq c$.

3.2 K value estimation

The α -stable distribution is a generalization of Gaussian distribution ($\alpha=2$) or a Cauchy distribution ($\alpha=1$). So, methods for evaluating parameters of α -stable distribution can be applied for Gaussian or Cauchy distributions.

Assuming, that \mathbf{x} is α -stable random variable, and $\mathbf{y} = \ln|\mathbf{x}|$, the following dependency can be proofed [5]:

$$Var(\mathbf{y}) = \frac{\pi^2}{6} \left(\frac{1}{\alpha^2} + \frac{1}{2} \right), \quad (11)$$

where $0 \leq \alpha \leq 2$.

For Gaussian distribution ($\alpha=2$), the K value should tends to infinity. In spite of fact that for $K > 50$, differences between fuzzy myriad and fuzzy mean can be omitted. For the $\alpha < 1$, the fuzzy myriad estimator should as selective as possible (K should tends to 0). The following relation between α and K value has been proposed [6]:

$$K = \sqrt{\frac{\alpha}{2-\alpha}}, \quad (12)$$

For the data set \mathbf{X} , the estimation for each cluster can be done in the following way:

1. For i -th cluster, for each feature $1 \leq l \leq p$ of feature vectors belonging to i -th cluster compute the K_l parameter.
2. Finally, value of K_i is compute as $K_i = \min_{1 \leq l \leq p} K_l$.

3.3 Hybrid fuzzy clustering method

The hybrid clustering method can be described as follows

1. given the data set $\mathbf{X}=\{\mathbf{x}_1, \dots, \mathbf{x}_N\}$ where $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^p$, fix the number of clusters $c \in \{2, \dots, N-1\}$, the fuzzyfier $m \in [1, \infty)$ and the tolerance limit ε . Initialize randomly the partition matrix \mathbf{U} (with respect to condition (6)) and fix initial values of K parameter for each cluster, fix $l=0$,
2. calculate the prototype values \mathbf{V} , as weighted myriads. A weighted myriad has to be calculated for each feature of \mathbf{v}_i using (1),
3. update the partition matrix \mathbf{U} using (8),
4. Update $K_i, 1 \leq i \leq c$, based on (12),
5. if $\|\mathbf{U}^{(l+1)} - \mathbf{U}^{(l)}\| < \varepsilon$ stop the clustering algorithm, otherwise $l=l+1$ and go to (2°).

4. Numerical experiments

Two sets have been chosen as test data. The first set is a synthetic containing two realization of random variables with Gaussian distribution and Cauchy distribution. Each realization has 100 points in 2D space. The first data set has been presented on figure (1).

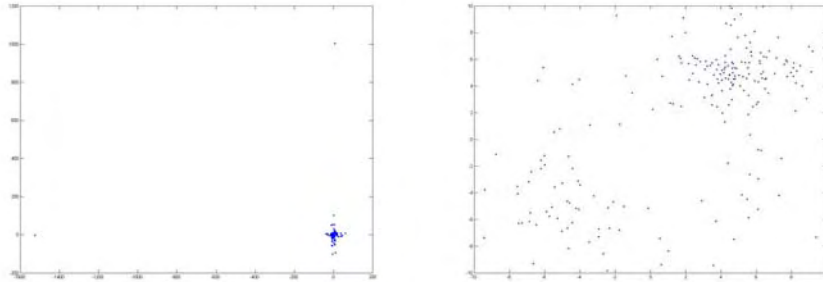


Fig. 1. The first data set.

The centers of generated clusters are: $\mathbf{v}_1 = [-5.0 \ -5.0]^T$, $\mathbf{v}_2 = [5.0 \ 5.0]^T$.

As a reference method has be chosen a familiar FCM.

The following parameters have been fixed:

- number of clusters: $c=2$,
- fuzzyfier: $m=2.0$,
- tolerance limit: $\varepsilon = 10^{-5}$.

The obtaining results are presented in table 1.

Table 1. The value of prototypes from proposed and reference method

	FCM	HFCMyr	K
\mathbf{V}_1	$[-7.6006 \ -6.7342]^T$	$[-3.1394 \ -8.9157]^T$	2
\mathbf{V}_2	$[4.5958 \ 4.1041]^T$	$[4.8655 \ 4.9354]^T$	50

Obtained results from proposed have been presented on figure 2.

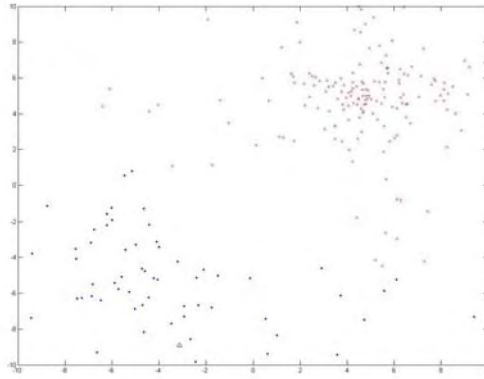


Fig. 2 Two clusters in the test data set.

Results from proposed method and reference method are very similar, hence only from proposed method the test data set separation has been presented.

As the second data Fisher's Iris data set has been chosen. For this data set the following values have been fixed:

- the number of clusters $c=3$,
- the fuzzyfier $m=2$,
- the tolerance limit $\varepsilon=10^{-6}$.

Obtained results are presented in table 2 and 3 for the proposed and the reference methods, respectively.

Table 2. Results for IRIS data set and proposed method

	I	II	III	K
\mathbf{X}_1	50			2.0
\mathbf{X}_2		45	5	2.0
\mathbf{X}_3		7	43	2.0

Table 3. Results for IRIS data set and reference method

	I	II	III
X_1	50		
X_2		47	3
X_3		13	37

5. Conclusions

This paper has dealt with clustering of data corrupted by noise and outliers. Well known methods such as Bezdek's FCM are sensitive on outliers, hence the obtained groups can be different than primary expected. Therefore methods which results are intuitively correct (the same or very similar to expected) are worth searched for.

Results of the proposed method are more accurate than the reference method outputs. A nonlinear estimation of group prototypes has increased robustness of the clustering method. The cost of increased robustness and flexibility is longer computational time.

REFERENCES

- [1] Zadeh L., A., *Fuzzy sets*, Information and Control 8 (1965), 338-353.
- [2] Bezdek, J. C., *Pattern recognition with fuzzy objective function algorithms*, Plenum Press, New York, (1981)
- [3] Arce G. R. Kalluri S., *Fast algorithm for weighted myriad computation by fixed{point search*, IEEE Transactions on Signal Processing 48 (2000), no. 1, 159-171.
- [4] Arce, G. R. Kalluri S., *Robust frequency-selective filtering using weighted myriad filters admitting real-valued weights*, IEEE Transactions on Signal Processing 49 (2001), no. 11, 2721-2733.
- [5] Georgiu, P. G., Tsakalides, P., Kyriakakis C., *Alpha-Stable Modeling of Noise and Robust Time-Delay Estimation in the Presence of Impulsive Noise*, IEEE Transactions on Multimedia 1 (1999), no. 3, 291-301.
- [6] Gonzales, J. G., Arce, G. R., *Optimality of the Myriad Filter in Practical Impulsive-Noise Environments*. IEEE Transactions on Signal Processing 49 (2001), no. 2, 438-441.

Hybrydowa metoda rozmytego grupowania danych

Streszczenie: W niniejszej pracy zaprezentowano nową hybrydową metodę grupowania danych opartą na rozmytych miriadach. Proponowana metoda może być traktowana jako pewne uogólnienie powszechnie znanej metody grupowania danych rozmytych c-średnich zaproponowanej przez Bezdek'a Postać funkcji kosztu proponowanej metody umożliwia bezpośrednio zastosowanie istniejących modyfikacji metody c-średnich takich jak częściowy nadzór nad grupowaniem bądź grupowanie warunkowe.

Słowa kluczowe: rozmyte grupowanie danych, metody odporne, metoda hybrydowa, ważona miriada.

**HAMULEC MAGNETOREOLOGICZNY
O DWÓCH STOPNIACH SWOBODY
- ASPEKTY OBLICZENIOWE I KONSTRUKCYJNE**

Paweł KOWOL¹⁾, Zbigniew PILCH²⁾

*Politechnika Śląska,
Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej, Zakład Mechatroniki
44-100 Gliwice, ul. Akademicka 10a*

¹⁾ *pawel.kowol@polsl.pl*

²⁾ *zbigniew.pilch@polsl.pl*

***Magnetorheological brake with two degrees of mechanical freedom
– calculational and design aspects***

Abstract: *In the paper the magnetorheological fluid is described. The magnetorheological electromechanical devices with one degree of mechanical freedom are described and magnetorheological rotary-linear brake is presented. The results of calculations of linear braking force and braking torque generated by the brake at standstill are presented. In the next part the results of stress and displacement of bearing and shaft are presented.*

Keywords: *unconventional electromechanical devices, field calculations, design.*

1. WSTĘP

W dobie nieustannego rozwoju techniki: narodzin nowych technologii oraz powstawania specjalistycznych gałęzi istniejących już działów przemysłu, działem, który podlega ciągłemu rozwojowi są napędy o kilku stopniach swobody ruchu. Wśród napędów o kilku stopniach swobody ruchu największą grupę stanowią napędy, w których wał porusza się ruchem obrotowo-liniowym – tzw. napędy obrotowo-liniowe. W tej grupie występują zarówno produkowane przemysłowo napędy hydrauliczne i pneumatyczne jak i prototypowe napędy elektryczne.

W związku z przeprowadzanymi w Zakładzie Mechatroniki IETiP Politechniki Śląskiej badaniami teoretycznymi, dotyczącymi silnika indukcyjnego obrotowo-liniowego,

a także w związku planami realizacji prototypu takiego silnika, zaistniała potrzeba realizacji urządzenia (hamulca) umożliwiającego przebadanie silnika obrotowo-liniowego w stanie obciążenia. Wymagania, jakie powinien spełniać hamulec, będący obciążeniem silnika obrotowo-liniowego, były następujące:

- hamulec powinien umożliwiać poruszanie się wału z ruchem liniowym i powinien wytwarzać liniową siłę hamującą F ,
- hamulec powinien umożliwiać poruszanie się wału z ruchem obrotowym i powinien wytwarzać hamujący moment obrotowy T ,
- hamulec powinien umożliwiać poruszanie się wału ze złożonym ruchem liniowo-obrotowym i powinien wytwarzać liniową siłę hamującą F i hamujący moment obrotowy T .
- urządzenie ma umożliwiać zmianę wartości zarówno liniowej siły hamującej F jak i hamujący moment obrotowy T w pełnym zakresie wartości od 0 do F_{\max} i T_{\max} .

Powyższe założenia funkcjonalne stały się zarazem wytycznymi dla realizacji projektu magnetoreologicznego hamulca obrotowo-liniowego, prezentowanego w niniejszym artykule.

2. CIECZ MAGENTOREOLOGICZNA

Ciecze magnetoreologiczna, będąca cieczą magnetyczną, jest zawiesiną drobinek ferromagnetyka w cieczy nośnej, nie posiadającej właściwości magnetycznych. Cechą charakterystyczną cieczy magnetoreologicznej jest jej zachowanie w polu magnetycznym. W zewnętrznym polu magnetycznym ciecz magnetoreologiczna zmienia swoje właściwości: z cieczy o konsystencji zbliżonej do oleju staje się twardą masą niczym zmarznęte masło. Efekt ten wynika ze zmiany struktury cieczy: ferromagnetyczne drobinki zawieszane w cieczy nośnej, stanowiące pojedyncze domeny magnetyczne, pod wpływem zewnętrznego pola magnetycznego ulegają orientacji i koncentracji wzdłuż linii sił pola magnetycznego, tworząc skupiska cząsteczek w postaci łańcuchów. Po zaniku zewnętrznego pola magnetycznego ciecz przyjmuje swoją pierwotną postać. Ferromagnetyczne cząsteczki cieczy dzięki niemagnetycznej powłoce nie skleją się pod wpływem własnego momentu magnetyzacji, lecz podlegając ruchom termicznym, ulegają rozproszeniu po zaniku pola magnetycznego.

Im silniejsze pole magnetyczne – im większa indukcja magnetyczna pola B – tym większe naprężenie łańcuchów utworzonych z ferromagnetycznych cząsteczek cieczy, a tym samym większa lepkość cieczy. Istnieje więc możliwość sterowania lepkością cieczy magnetycznej za pomocą pola magnetycznego.

Zmianę lepkości cieczy magnetycznej, która jest cieczą nienewtonowską, opisuje prawo Bingham'a [1]:

$$\tau = \tau_0(B) + \mu \frac{d\gamma}{dt}, \quad (1)$$

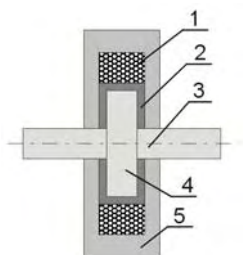
gdzie:

- τ – naprężenia styczne w cieczy,
- $\tau_0(B)$ – graniczne naprężenia styczne,
- μ – lepkość dynamiczna cieczy,
- γ – odkształcenie postaciowe cieczy.

Jeśli naprężenia styczne w cieczy nie przekroczą naprężeń granicznych τ_0 , zależnych od zewnętrznego pola magnetycznego o indukcji B , to ciecz zachowuje się jak ciało sprężyste.

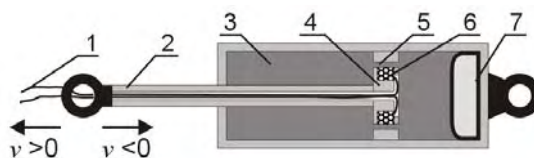
3. PRZETWORNIKI ELEKTROMECHANICZNE Z CIECZĄ MAGNETOREOLOGICZNĄ

Ciecz magnetoreologiczna znalazła zastosowania przede wszystkim w hamulcach i tłumikach, ze względu na możliwość uzyskania dużych naprężeń stycznych w cieczy. Konstrukcje hamulców obrotowych (rys. 1) i tłumików liniowych (rys. 2) umożliwiają wypełnienie cieczą magnetoreologiczną przestrzeni pomiędzy obudową a elementem ruchomym przetwornika, którym w przypadku hamulca obrotowego jest wirnik a w przypadku tłumika liniowego - tłok.



Rys. 1. Hamulec obrotowy z cieczą magnetoreologiczną: 1 - cewka, 2 - ciecz magnetoreologiczna, 3 - wał, 4 - wirnik, 5 - obudowa

Na elemencie ruchomym (rozwiązanie na rysunku 2) lub w obudowie przetwornika (rozwiązanie na rysunku 1), umieszczona jest cewka zasilana prądem. Prąd przepływający przez cewkę wytwarza strumień magnetyczny, przenikający przez warstwę cieczy, znajdującą się pomiędzy obudową, a elementem ruchomym. Zmiana siły hamującej ruch wirnika lub tłoka wynika ze zmiany lepkości cieczy, znajdującej się w szczelinie pomiędzy obudową a elementem ruchomym przetwornika elektromechanicznego. Lepkość cieczy jest sterowana za pośrednictwem pola magnetycznego, wytworzonego przez prąd przepływający przez cewkę.

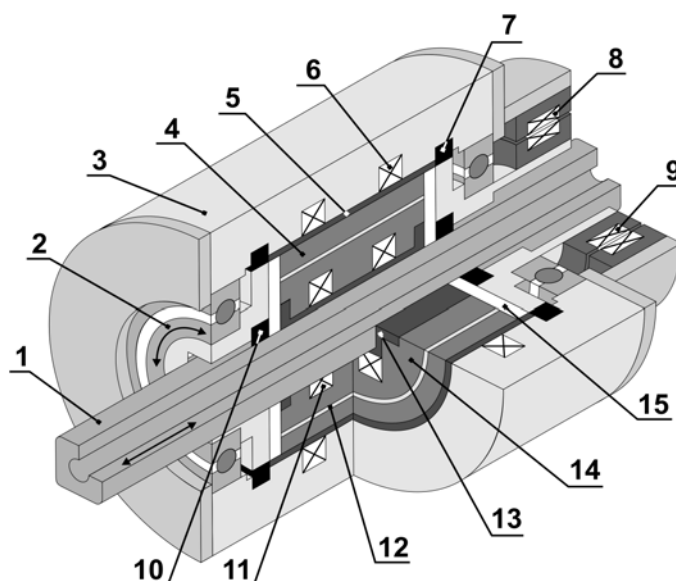


Rys. 2. Tłumik liniowy z cieczą magnetoreologiczną: 1 - przewody zasilające cewkę, 2 - tłocznica, 3 - ciecz magnetoreologiczna, 4 - tłok, 5 - szczeliny w tłoku, 6 - cewka, 7 - akumulator gazowy

4. MAGNETOREOLOGICZNY HAMULEC OBROTOWO-LINIOWY

Istotą konstrukcji magnetoreologicznego hamulca obrotowo-liniowego jest zintegrowanie w jednym urządzeniu magnetoreologicznego hamulca obrotowego i magnetoreologicznego hamulca liniowego.

Ideę konstrukcyjną hamulca [2] oraz wstępny projekt przedstawia rysunek 3.



Rys. 3. Magnetoreologiczny hamulec obrotowo-liniowy: 1 - wał, 2 - łożysko obrotowe, 3 - korpus (rdzeń ferromagnetyczny) hamulca obrotowego, 4 - wirnik hamulca obrotowego, 5 - ciecz magnetoreologiczna, 6 - cewka hamulca obrotowego, 7 - uszczelnienie hamulca obrotowego, 8 - uzwojenie pierwotne transformatora obrotowego zasilającego cewki hamulca liniowego, 9 - uzwojenie wtórne transformatora obrotowego zasilającego cewki hamulca liniowego, 10 - uszczelnienie hamulca liniowego, 11 - cewka hamulca liniowego, 12 - warstwa niemagnetyczna z miedzi, 13 - ciecz magnetoreologiczna, 14 - korpus (rdzeń ferromagnetyczny) hamulca liniowego, 15 - prowadnice wału

W proponowanym przetworniku elektromechanicznym można wyróżnić moduł wytwarzający moment hamujący w ruchu obrotowym (MHO) oraz moduł wytwarzający siłę hamującą w ruchu liniowym (MHL).

MHO – moduł wytwarzający moment hamujący w ruchu obrotowym jest typową konstrukcją hamulca obrotowego z cieczą magnetoreologiczną o wirniku walcowym i z cewkami umieszczonymi w obudowie. Wirnik modułu obrotowego stanowi obudowę modułu liniowego.

Wirnik modułu liniowego jest połączony mechanicznie z korpusem modułu liniowego. Pomiędzy wirnikiem modułu obrotowego a korpusem modułu liniowego umieszczona jest warstwa niemagnetyczna z miedzi, mająca za zadanie zmniejszenie oddziaływania magnetycznego pomiędzy modułami.

MHL – moduł wytwarzający siłę hamującą w ruchu liniowym jest konstrukcją odmienną od spotykanych w literaturze oraz od dostępnych na rynku semi-aktywnych magnetoreologicznych tłumików liniowych. Jego budowa nawiązuje do konstrukcji hamulca obrotowego i stanowi liniowe rozwinięcie tej konstrukcji. MHL posiada wał w kształcie prostopadłościanu (o przekroju kwadratowym) o sfazowanych krawędziach bocznych. W module liniowym źródłem pola magnetycznego stanowi prąd, przepływający przez dwie cewki umieszczone nad dwoma przeciwległymi bokami wału. Przestrzenie pomiędzy dwoma pozostałymi bokami wału i korpusem modułu stanowią kanały wyrównujące różnice ciśnienia cieczy pomiędzy końcami modułu, które to różnice ciśnień

powstają na skutek poruszania się tłoka. Cewki modułu liniowego są zasilane poprzez transformator obrotowy, którego uzwojenie pierwotne jest przymocowane do korpusu modułu obrotowego, natomiast uzwojenie wtórne – zasilające cewki modułu liniowego – jest przymocowane do korpusu modułu liniowego.

Dzięki zastosowaniu wału w kształcie prostopadłościanu moment obrotowy, działający na wał, jest przekazywany na obudowę modułu liniowego – do wirnika modułu obrotowego.

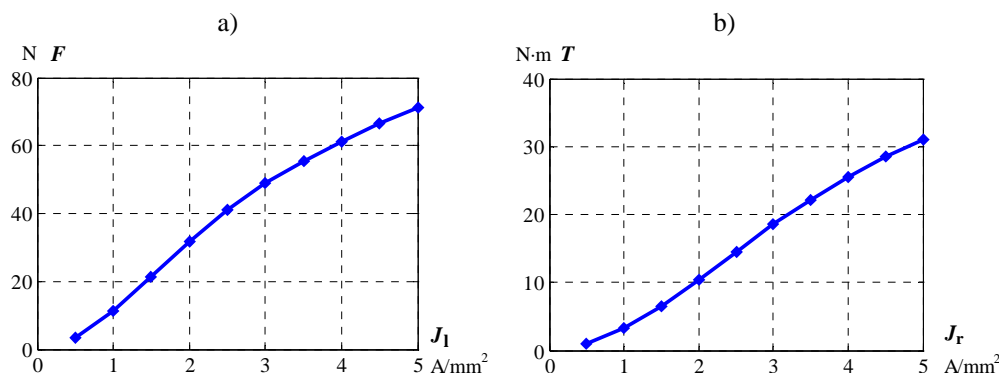
Magnetoreologiczny hamulec obrotowo-liniowy umożliwia zmianę zarówno momentu hamującego w ruchu obrotowym, siły hamującej w ruchu liniowym, jak i momentu hamującego i siły hamującej w złożonym ruchu obrotowo-liniowym.

5. OBLICZENIA SIŁ WYTWARZANYCH PRZEZ HAMULEC

Z magnetycznego modelu 3D polowego wyznaczono rozkłady pola magnetycznego: przy zasilaniu cewki hamulca liniowego oraz przy zasilaniu cewki hamulca obrotowego [3].

Na podstawie wyznaczonych rozkładów pola magnetycznego w hamulcu, w oparciu o funkcję $\tau_0(B(x,y,z))$ [4] opisującą relacje pomiędzy granicznymi naprężeniami stycznymi τ_0 w cieczy a indukującym je polem magnetycznym o indukcji B , obliczono wartości maksymalnej liniowej siły hamującej F i maksymalnego momentu hamującego T - wytwarzanych przez hamulec w stanie bezruchu. Hamulec jest w stanie bezruchu, jeśli działające na niego siły nie przekroczą obliczonych wartości sił – naprężenia τ w cieczy nie przekroczą wartości τ_0 .

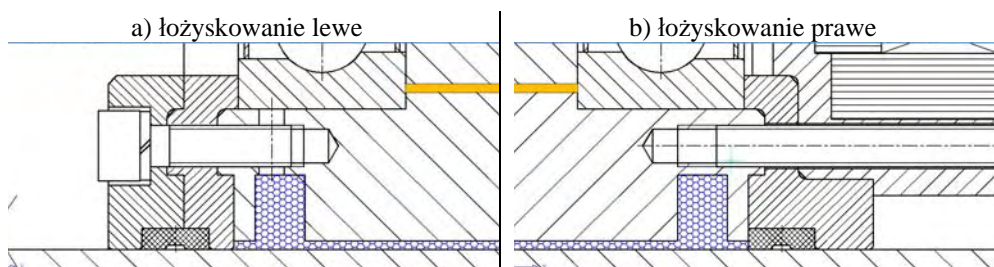
Możliwość obliczenia wartości maksymalnej liniowej siły hamującej F i maksymalnego momentu hamującego, wytwarzanych przez hamulec w stanie bezruchu, umożliwiły dobór wymiarów hamulca w celu uzyskania założonego zakresu siły F i momentu T . Zakres siły F i momentu T wynika z konieczności dostosowania magnetoreologicznego hamulca obrotowo-liniowego do współpracy z indukcyjnym silnikiem obrotowo-liniowym realizowanym w Zakładzie Mechatroniki IETiP Politechniki Śląskiej [5]. Dla dobranych wymiarów hamulca wyznaczono wartości maksymalnej liniowej siły hamującej F i maksymalnego momentu hamującego T - wytwarzanych przez hamulec w stanie bezruchu (rys. 4).



Rys. 4. Maksymalna liniowa siła hamująca F – a), oraz maksymalny moment hamujący T – b), wytwarzane przez magnetoreologiczny hamulec obrotowo-liniowy w stanie bezruchu

Na podstawie przeprowadzonych elektromagnetycznych i przepływowych obliczeń polowych oraz przeprowadzonego procesu konstrukcyjnego, popartego odpowiednimi obliczeniami z zakresu mechaniki i wytrzymałości materiałów, opracowano ostateczny projekt konstrukcji hamulca magnetoreologicznego o dwóch stopniach swobody.

Jednym z największych problemów, które należało rozwiązać na etapie projektowym było rozwiązanie węzłów łożyskowo-uszczelniających wokół wału o przekroju kwadratowym i wymiarze 36x36 mm. Postać konstrukcyjna łożyskowań wraz z uszczelnieniami hamulca przedstawiona została na rys. 5.

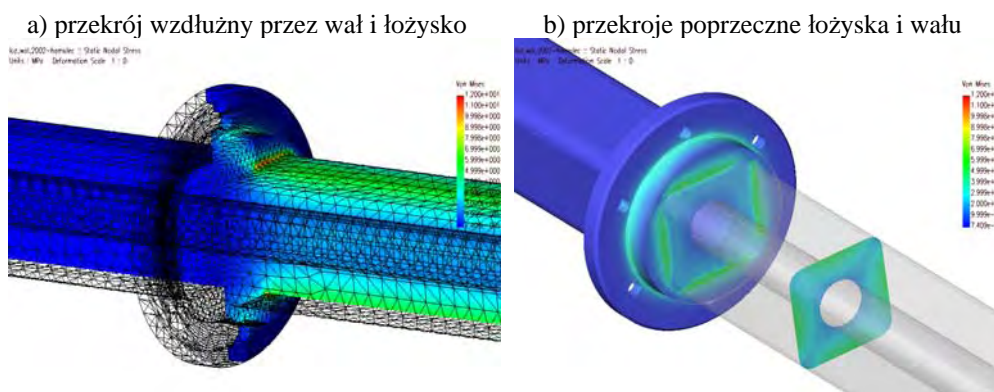


Rys. 5. Postać konstrukcyjna łożyskowań oraz uszczelnień projektowanego hamulca magnetoreologicznego.

Obliczenia przeprowadzono z wykorzystaniem metod polowych, obciążając elementy łożyskowania siłami grawitacji oddziałującymi na wał hamulca oraz wartością nominalną momentu skręcającego oddziałującego na wał $T_{nom}=30$ Nm., jaki będzie wytwarzany przez współpracujący z hamulcem silnik indukcyjny o 2DOF (two degrees of freedom). W obliczeniach nie uwzględniono obciążeń wynikających z naciągu wału hamulca wynikających z nieosiowego połączenia układu silnik 2DOF-hamulec 2DOF.

Dla obliczeń przyjęto uśrednione wartości własności materiałowych: stali dla wału hamulca oraz brązu dla segmentów łożysk.

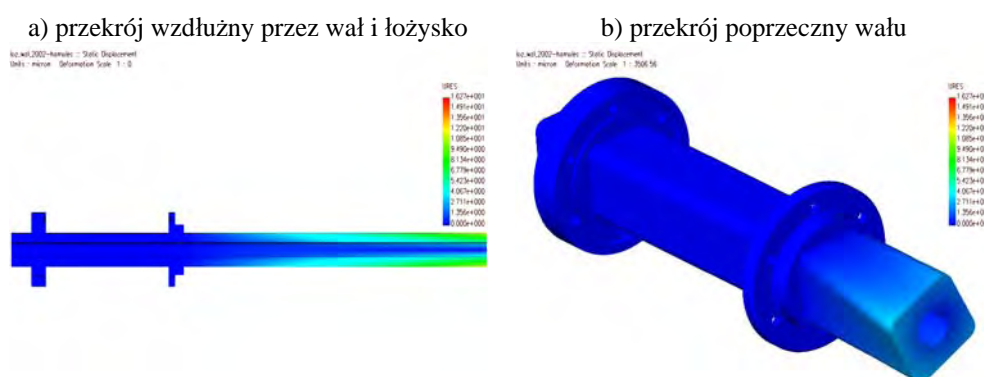
Wyniki obliczeń, prezentujące rozkład naprężeń w łożyskach i wale hamulca przedstawiono na rys. 6.



Rys. 6. Rozkład naprężeń zredukowanych w prawym łożysku hamulca (rys.5b) oraz w wale hamulca

Na podstawie przeprowadzonych obliczeń można odczytać maksymalną wartość naprężeń redukowanych w łożysku i wale hamulca. Dla przyjętych wartości obciążeń, maksymalna wartość naprężeń wynosi około 12 MPa.

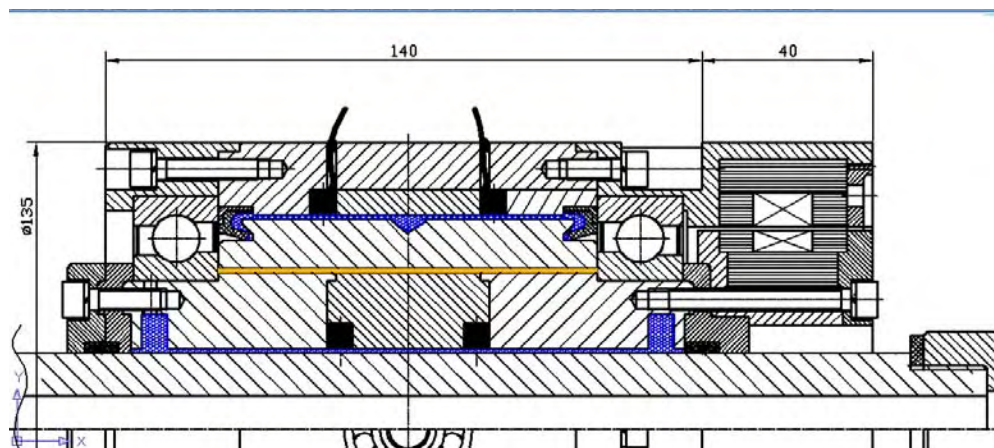
Na rys. 7 prezentowane są wartości odkształceń wału i łożyska pod wpływem zadanych sił.



Rys. 7. Wartości odkształceń w łożyskach hamulca oraz w wale hamulca.

Na rys. 7 odkształcenia wyrażone są w μm , a ich maksymalna wartość wynosi około 16 μm . Jest to wartość przemieszczenia na końcu wału, w miejscu przyłożenia momentu skręcającego.

Przeprowadzony szereg obliczeń oraz prac projektowych dał podstawy do określenia ostatecznej postaci konstrukcyjnej urządzenia, która wraz z podstawowymi wymiarami gabarytowymi prezentowana jest w przekroju wzdłużnym na rys. 8.



Rys. 8. Przekrój wzdłużny hamulca magnetoreologicznego o dwóch stopniach swobody.

5. PODSUMOWANIE

Projektowanie nowoczesnych urządzeń mechatronicznych, w których wykorzystywane są materiały o niekonwencjonalnych właściwościach, wymaga stosowania szeregu różnorodnych narzędzi obliczeniowych.

W trakcie projektowania hamulca magnetoreologicznego o dwóch stopniach swobody przeprowadzono zarówno obliczenia analityczne, jak i obliczenia polowe z zakresu:

- elektromagnetyzmu (rozkład pola magnetycznego w hamulcu),
- wytrzymałości materiałów (wyznaczenie stanu odkształceń i naprężeń w kluczowych elementach konstrukcyjnych urządzenia).

Efektem przeprowadzonych prac jest projekt prototypu hamulca. Dalszą etapem prac będzie zbudowanie prototypu i przeprowadzenie pomiarowych badań laboratoryjnych.

LITERATURA

- [1] Ławniczak A., Milecki A., *Ciecze elektro- i magnetoreologiczne oraz ich zastosowania w technice*, Politechnika Poznańska, Poznań 1999.
- [2] Kowol P., Szczygieł M., Kluszczyński K.: Przetworniki elektromechaniczne z cieczą magnetoreologiczną, *Przegląd Elektrotechniczny* 9'2004, s. 830-833.
- [3] Kowol P.: Zastosowanie modelu polowego w procesie projektowania magnetoreologicznego hamulca obrotowo-liniowego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 12'2005, 22-24.
- [4] Materiały informacyjne firmy Lord Corporation: www.rheonetic.com
- [5] Szczygieł M.: Induction motor with two degrees of mechanical freedom - design methodology, *4th International symposium on Automatic Control*, Wismar, 22-23 September 2005

Streszczenie: W artykule zamieszczono opis cieczy magnetoreologicznej. Przedstawiono przetworniki elektromechaniczne o jednym stopniu swobody z cieczą magnetoreologiczną oraz zaprezentowano magnetoreologiczny hamulec obrotowo-liniowy. Zamieszczono wyniki obliczeń maksymalnej liniowej siły hamującej i maksymalnego momentu hamującego, wytwarzanych przez hamulec w stanie bezruchu. W dalszej części przedstawiono wyniki obliczeń stanu odkształcenia i naprężenia dla elementów węzłów łożyskowych modułu hamulca wytwarzającego siłę hamującą w ruchu liniowym (MHL). Obliczenia wykonano z wykorzystaniem metody elementów skończonych MES.

Słowa kluczowe: niekonwencjonalne przetworniki elektromechaniczne, obliczenia polowe, projektowanie

Praca jest realizowana w ramach projektu badawczego 3T10A 063 28
Ministerstwa Nauki i Szkolnictwa Wyższego

KSZTAŁTOWANIE ENERGII UKŁADU DYNAMICZNEGO W STANIE OKRESOWYM NIESINUSOIDALNYM

Zdzisław TRZASKA

Politechnika Warszawska,
Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Pomiarowych Systemów Informacyjnych,
00-662 Warszawa, ul. Koszykowa 75
e-mail: zdzislaw.trzaska@netlandia.pl

Studies of energies of dynamical systems in periodic nonsinusoidal states

Abstract: *In the paper a unified representation of composite periodic non-sinusoidal waveforms without any use of Fourier series is proposed. Hysteresis loops representing one-period energy on an energy phase plane are demonstrated and proved. Basic properties of the hysteresis loops of one-period energy are discussed in details. The general idea is to connect information obtained from examination of shapes of applied forcing waveforms and structures of the differential equations with estimates of the one-period energy of a given system. This leads to related quantity to "close in on" or approximate energies that behave in a controlled (i.e., bounded, continuous, etc.) way. Application examples are shown to confirm the validity and practicability of the new approach.*

Keywords: *one-period energy, periodic non-sinusoidal state, exact analysis, novel approach*

1. WSTĘP

Wskutek poznawczych i sprawczych wysiłków ludzkości w minionym stuleciu, które skierowane zostały na postęp naukowy w obrębie nauk specjalistycznych z obszaru przyrodoznawstwa, techniki, gospodarki, informatyki, zarządzania itp. oraz na postęp techniczny objawiający się wynalazczością i racjonalizacją technologii i wytwórczości powstała współczesna cywilizacja naukowo-techniczna. Dla pełnego zaspokojenia zarówno potrzeb wytwórczych, jak i rozwoju kulturowego społeczeństwa zbudowany został w kraju system elektroenergetyczny, który działając nieprzerwanie stanowi bardzo ważny element ogólnego bogactwa narodowego i powinien stale zapewniać wystarczającą ilościowo, a bardzo

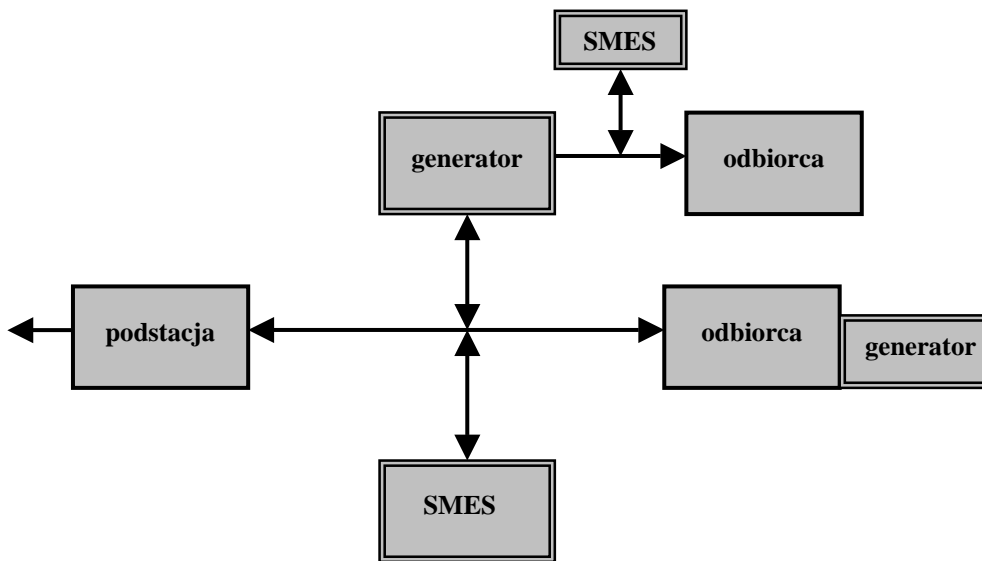
dobrą jakościowo energię dla jej użytkowników. Ze względu na swą rolę jako dobra wyższej użyteczności publicznej niezawodne działanie systemu powinno być sprawą priorytetową w codziennych przedsięwzięciach na wszystkich szczeblach decyzyjnych władz i to zarówno terenowych, jak i szczebla centralnego [1].

Stojąc aktualnie przed trudnymi zadaniami w sektorze elektroenergetycznym, wynikającymi z niekonsekwentnie wdrażanego wcześniej procesu zmian organizacyjnych, postępującej degradacji technicznej urządzeń wytwórczych, sieci przesyłowych i dystrybucyjnych, nieskutecznej polityki regulacyjnej, w obliczu rosnącego zapotrzebowania na energię elektryczną, a także wobec konieczności wypełnienia zobowiązań ograniczenia emisji zgodnie z Traktatem Akcesyjnym, niezbędne są dalsze intensywne badania, których wyniki określą szansę rozwoju dla tego sektora. Mając to na uwadze wiele instytucji energetycznych opracowało i już realizuje programy stawiające sobie za cel zachęcenie odbiorców energii elektrycznej do inwestowania w urządzenia i sposoby efektywniejszego niż dotąd zaspokajania swoich potrzeb energetycznych, które powinny prowadzić do optymalnego zużycia energii elektrycznej oraz do poważnej redukcji zanieczyszczenia środowiska naturalnego. Dla skutecznego procesu realizacji takich przedsięwzięć solidny fundament stanowią nanotechnologie, które pozwalają maksymalizować sprawność wytwarzania, przesyłania i gromadzenia energii pod różnymi jej postaciami.

Wytwarzanie energii elektrycznej ze źródeł odnawialnych (OZE) jest jednym ze sposobów ograniczenia negatywnego oddziaływania energetyki na środowisko. Aby wytworzona energia z tych źródeł osiągnęła udział 7,5 % w krajowym zużyciu energii elektrycznej brutto w 2010 r., wobec 2,6 % uzyskanego w 2005 r., konieczny jest znaczny wzrost mocy wytwórczej OZE [1]. W takich przypadkach najczęściej występuje odwoływanie się do zwiększenia bezpośredniego przetwarzania energii słonecznej, energii geotermalnej, energii z biomasy, energii tzw. pływów morskich, energii wiatru, energii spadku wody, czy też energii wodorowej. Z drugiej strony bardzo często wskazuje się odbiorcom energii elektrycznej na możliwości bardziej racjonalnego jej zużywania poprzez wdrożenie odpowiednich sposobów zarówno sterowania urządzeniami przetwarzającymi poszczególne nośniki energii, jak i odpowiedniego nimi gospodarowania. Stosowanie właściwych procedur zarządzania czasem użytkowania poszczególnych urządzeń i stopniem wykorzystania ich zdolności przetwórczych prowadzi do różnorodnych możliwości zaspokojenia wszystkich potrzeb energetycznych odbiorcy przy jednoczesnym ograniczeniu zużycia energii a w konsekwencji do zminimalizowaniu kosztów i należnych opłat.

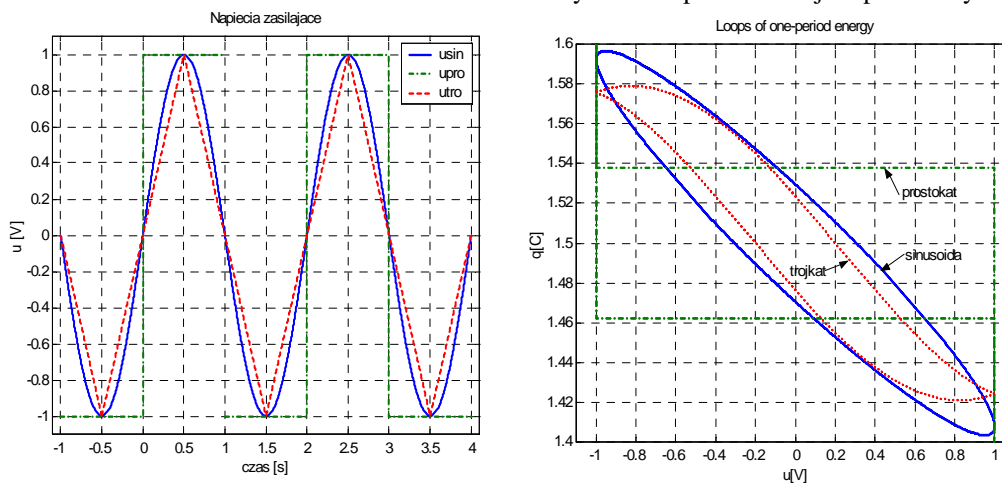
2. ENERGETYKA ROZPROSZONA I JEJ ZNAMIONA

Każdy proces przekształcania energii w scentralizowanym systemie elektroenergetycznym związany jest zarówno z określonymi korzyściami, jak też i odpowiednimi kosztami oraz stratami. Alternatywnym rozwiązaniem może być instalowanie małych i modułowych generatorów energii elektrycznej możliwie blisko jej użytkownika, co prowadzi do znacznego zmniejszenia kosztów dostawy energii i do poprawy jej jakości przy równoczesnym zminimalizowaniu negatywnych skutków dla środowiska naturalnego. Taki system energetyczny zwany energetyką rozproszoną umożliwia zmniejszenie obciążenia - a tym samym zmniejszenie strat przesyłowych - w tradycyjnych liniach przesyłowych, które zazwyczaj rozpościerają się na odległościach kilkuset kilometrów, a do tego dochodzi jeszcze, praktycznie biorąc, prawie całkowita eliminacja strat energii w bardzo krótkich liniach łączących generatory rozproszone z odbiorcami energii. Schemat ilustrujący możliwą strukturę w obszarze energetyki rozproszonej jest podany na rys.1.

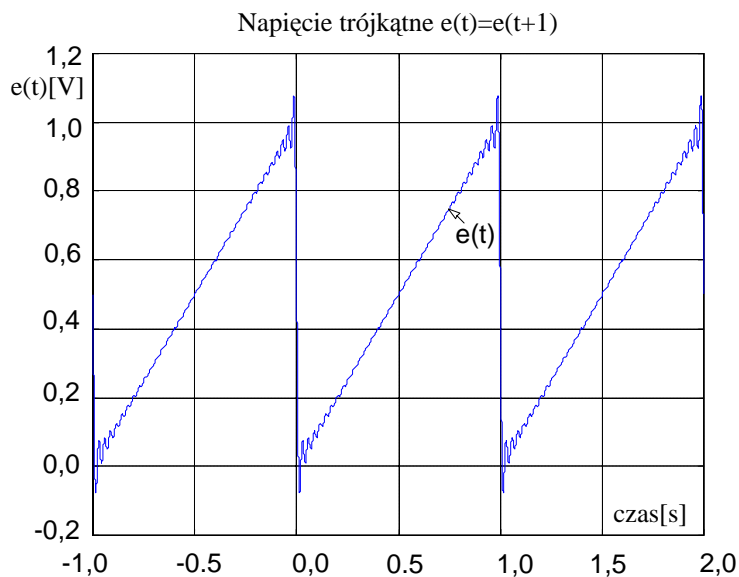


Rys. 1. Ilustracja koncepcji rozproszonej generacji z możliwością wytwarzania energii w pobliżu odbiorcy; SMES – System Magazynowania Energii Suplementarnej

Wynika stąd, że główne wpływy energii rozproszonej na działanie systemu elektroenergetycznego, jako jednostki związanej lub generującej moc bierną, są poza kontrolą operatora systemu. Należy jednakże podkreślić, że efektywne wytwarzanie i przesyłanie energii elektrycznej jest tylko jednym ze sposobów poprawy jej jakości i niezawodności dostaw. Alternatywnym rozwiązaniem może być odważniejsze niż dotąd odstępianie od klasycznego systemu prądów i napięć sinusoidalnych oraz wdrożenie do praktyki efektywniejszego wytwarzania i przetwarzania energii elektrycznej. Przykładowe porównanie jest podane na rys. 2.



Rys. 2. Wpływ kształtu napięcia na energię układu R,L



Rys.3. Efekt Gibbsa w przypadku napięcia o przebiegu trójkątnym

Analiza oparta na aproksymacji danego okresowego sygnału niesinusoidalnego za pomocą szeregu Fouriera i wynikająca z niego koncepcja harmonicznych wprowadza znaczne błędy a zwłaszcza, gdy przebiegi charakteryzują się nieciągłościami w obrębie okresu. Występuje wówczas tzw. efekt Gibbsa, którego ilustrację w przypadku sygnału trójkątnego przedstawia rys. 3. Zatem ustalenie metody, która zapewnia dokładną analizę a zwłaszcza w przypadku sygnałów z nieciągłościami w czasie stanowi bardzo aktualne wyzwanie badawcze [2]. Odpowiedź na takie wyzwanie jest przedstawiona w następnym rozdziale.

3. PODSTAWY DOKŁADNEJ METODY OBLICZANIA STANU NIESINUSOIDALNEGO OKRESOWEGO

W celu wyeliminowania uciążliwości oraz małej dokładności metody opartej na szeregu Fouriera i dla ustalenia przyjaznej w praktycznych rozważaniach metody dokładnego obliczania układów dynamicznych w okresowym stanie niesinusoidalnym (rys. 4) przedstawiamy teraz podstawowe etapy efektywnego rozwiązania przedmiotowego zagadnienia. Niech napięcie $u(t)$ oraz prąd $i(t)$, które są związane z wybraną parą zacisków w układzie spełniają warunek okresowości o postaci

$$u(t) = u(t+T) \quad \text{oraz} \quad i(t) = i(t+T) \quad (1)$$

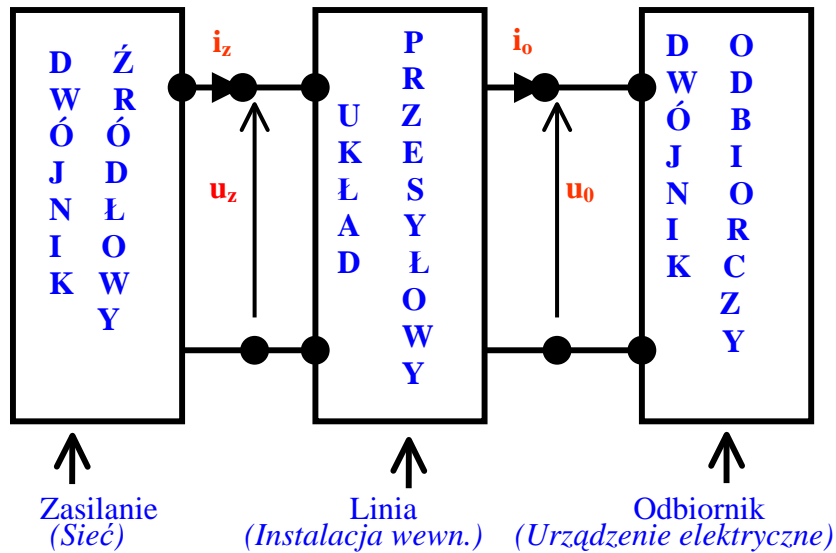
Przyjmując $\Delta t = nT$ możemy określić energię jako

$$\Delta W = nW_T \quad (2)$$

gdzie W_T oznacza energię jedno-okresową [3-4].

Biorąc pod uwagę przedział czasu równy okresowi T otrzymujemy

$$W_T = \int_0^T u(t)i(t)dt = \int_{q(0)}^{q(T)} u(t)dq(t) = \int_{\psi(0)}^{\psi(T)} i(t)d\psi(t) \quad (3)$$



Rys.4. Blokowy schemat układu z przesyłem energii ze źródła do odbiornika

Z wyrażenia (3) wynika, że energię dwójnika źródłowego a także energię odbiornika w stanie okresowym przedstawia powierzchnia pętli wyznaczonej na płaszczyźnie o współrzędnych $(q(t), u(t))$ lub $(\psi(t), i(t))$, gdzie $q(t)$ oraz $\psi(t)$ oznaczają, odpowiednio, ładunek oraz strumień magnetyczny, które są związane określonymi zależnościami całkowymi z sygnałami danej pary zacisków. Zastosowanie określonej płaszczyzn z tych dwóch możliwych zależy często od odpowiednich ułatwień obliczeniowych wnoszonych przez ustalone postaci poszczególnych wielkości. Nabiera też to istotnego znaczenia w przypadku, gdy wymuszenia charakteryzują się nieciągłymi zmianami w czasie. Wówczas nawet nieskończona liczba wyrazów odpowiedniego szeregu Fouriera nie odzwierciedla dokładnie tych zmian skokowych danego sygnału [5].

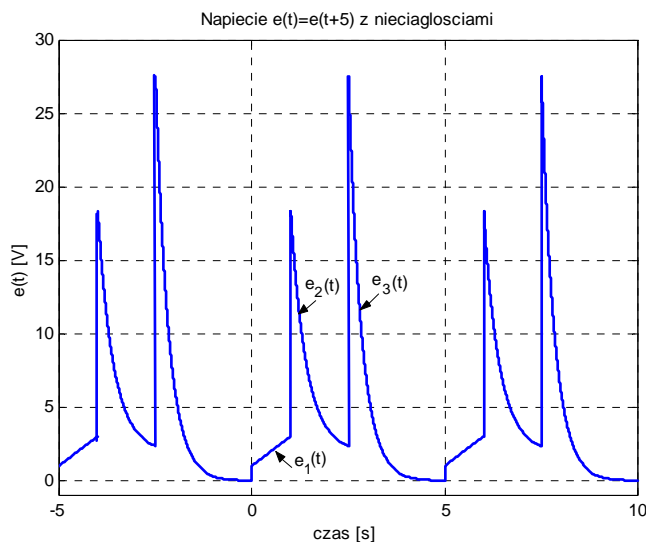
W przypadku sygnałów charakteryzujących się w ciągu okresu nieciągłościami w przebiegu możemy je przedstawić jako superpozycję przedziałami ciągłych sygnałów a w punktach nieciągłości odpowiednio je ze sobą złączyć. Ilustracja takiej procedury „zszywania” sygnałów cząstkowych jest przedstawiona na rys. 5. Okresowy sygnał niesinusoidalny $e(t) = e(t+5)$ stanowi odpowiednią kompozycję sygnałów cząstkowych o postaci

$$\begin{aligned} e_1(t) &= 1 + 2t, & 0 \leq t \leq 1; & & e_2(t) &= 2 + 200e^{-2.5t}, & 1 \leq t \leq 2,5; \\ e_3(t) &= 50000e^{-3t}, & 2,5 \leq t \leq 5 \end{aligned} \quad (4)$$

Sygnał rzeczywisty dla $t \in (-5, 10)$ przedstawiamy za pomocą wyrażenia

$$e(t) = e_1(p) + H_1 \cdot (e_2(p) - e_1(p)) + H_2 \cdot (e_3(p) - e_2(p)) \quad (5)$$

gdzie $p = p(t)$ oznacza sygnał zwany okresownikiem a $H_1 = H_1(p)$ oraz $H_2 = H_2(p)$ oznaczają okresowe funkcje Heaviside'a opóźnione, odpowiednio, o $\tau_1 = 1s$ oraz $\tau_2 = 2,5s$. Wyznaczanie odpowiedzi dynamicznego układu liniowego na dany okresowy sygnał wymuszenia z nieciągłościami w ciągu okresu dokonujemy dla poszczególnych ciągłych sygnałów



cząstkowych jako superpozycję odpowiedzi swobodnej i ustalonej odpowiedzi wymuszonej. Jeśli odpowiedź układu na wymuszenie cząstkowe $e_k(t)$ oznaczmy jako $y_k(t)$, dla $k = 1, 2, \dots, n$, to otrzymujemy

$$y_k(t) = A_k e^{s_1 t} + B_k e^{s_2 t} + y_{kwy}(t) \quad (6)$$

gdzie s_1 i s_2 są częstotliwościami uogólnionymi układu (miejsca zerowe

Rys.5. Złączanie ciągłych sygnałów cząstkowych i periodyzacja sygnału wynikowego

równania charakterystycznego) a stałe A_k , oraz B_k i składową $y_{kwy}(t)$ należy, odpowiednio, obliczyć. Warto tu podkreślić, że tylko dla uproszczenia zapisów, bez utraty ogólności rozważania tutaj ograniczamy do układów 2-go rzędu. Jednakże przez bezpodległą analogię przedstawiona analiza rozciąga się na przypadek układów wyższego rzędu.

W celu wyznaczenia stałych „całkowania” A_k , oraz B_k należy wpierw określić składową wymuszoną odpowiedź $y_{kwy}(t)$, która ma taki sam kształt przebiegu, jaki ma wywołujące ją wymuszenie cząstkowe. Ustalono jest to następującym twierdzeniem [5].

Twierdzenie 1. Jeżeli uogólnione częstotliwości własne danego układu charakteryzują się ujemnymi częściami rzeczywistymi a ciągły lub odcinkami ciągły sygnał wymuszenia zmienia się (niesinusoidalnie) z okresem T , to w układzie tym występuje jedyny stan ustalony i T jest jego okresem.

Dowód tego twierdzenia wynika z ogólnej postaci rozwiązania równania różniczkowego i zaniku składowej przejściowej wraz z upływem czasu wskutek ujemnych części rzeczywistych uogólnionych częstotliwości własnych.

Zatem w stanie ustalonym wszystkie sygnały w układzie zmieniają się z tym samym okresem a prądy w cewkach i napięcia na kondensatorach są ciągłe. Ponadto spełnione są warunki następnego twierdzenia.

Twierdzenie 2. Jeżeli odpowiedź $y(t)$ danego układu 2-go rzędu z wymuszeniami jest okresowa, to spełnione są warunki: $y(0) = y(T)$ oraz $y'(0) = y'(T)$, gdzie symbol ‘ oznacza pochodną względem czasu.

Dowód powyższego twierdzenia można przeprowadzić poprzez wykazanie, że ustalone warunki prowadzą do rozwiązania okresowego po zamianie zmiennej t na nową zmienną $s+T$.

Kolejne twierdzenie ustala kształt zmian w czasie składowej wymuszonej sygnału odpowiedzi.

Twierdzenie 3. Jeżeli sygnał wymuszenia $e(t)$ jest odwzorowany względem zmiennej t za pomocą wielomianu o postaci $\sum_{k=0}^q a_k t^k$, gdzie $d_k, k = 0, 1, \dots, q$ są stałymi współczynnikami, to składową wymuszoną odpowiedzi określa również wielomian o postaci $\sum_{k=0}^q D_k t^k$ dla którego stałe współczynniki $D_k, k = 0, 1, 2, \dots, q$ wyznaczone są przez podstawienie do równania różniczkowego opisującego dany układ dynamiczny i przyrównania do siebie odpowiednich wyrazów.

Dowód tego twierdzenia wynika z bezpośredniego podstawienia założonej odpowiedzi do równania i wykonania odpowiednich obliczeń.

Znając składową $y_{kwy}(t)$ możemy przystąpić do obliczania stałych A_k oraz B_k . W tym celu wykorzystujemy następną własność poszukiwanej odpowiedzi wynikowej, a mianowicie okresowość oraz ciągłość zmian w czasie i to zarówno tej odpowiedzi, jak i jej pochodnej po czasie. Biorąc pod uwagę otrzymujemy równanie macierzowe o postaci

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 0 & \dots & -e^{s_1 T} & -e^{s_2 T} \\ s_1 & s_2 & \dots & 0 & \dots & -s_1 e^{s_1 T} & -s_2 e^{s_2 T} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & e^{s_1 t_k} & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & -e^{s_1 t_{n-1}} & -e^{s_2 t_{n-1}} \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & -s_1 e^{s_1 t_{n-1}} & -s_2 e^{s_2 t_{n-1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ \dots \\ A_k \\ \dots \\ A_n \\ B_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{nwy}(T) - y_{1wy}(0) \\ y'_{nwy}(t) - y'_{1wy}(0) \\ \dots \\ y_{kwy}(t_k) - y_{k-1wy}(t_k) \\ \dots \\ y_{nwy}(t_{n-1}) - y_{n-1wy}(t_{n-1}) \\ y'_{nwy}(t_{n-1}) - y'_{n-1wy}(t_{n-1}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

W przypadku układu o uogólnionych częstotliwościach własnych z ujemnymi częściami rzeczywistymi macierz współczynników w (7) jest nieosobliwa i możemy powyższe równanie rozwiązać a tym samym wyznaczyć poszukiwane stałe „całkowania” A_k oraz $B_k, k = 1, 2, \dots, n$.

Wynikową odpowiedź tworzymy „zszywając” kolejne odpowiedzi cząstkowe zgodnie z wyrażeniem

$$y(t) = y_1(p) + H_1 \cdot (y_2(p) - y_1(p)) + \dots + H_{n-1} \cdot (y_n(p) - y_{n-1}(p)) \quad (8)$$

gdzie $p = p(t)$ oznacza sygnał okresownika a $H_k = H_k(p)$, oznaczają okresowe funkcje Heaviside'a opóźnione o $\tau_k, k = 1, 2, \dots, n-1$.

4. TWIERDZENIE BPR-N I KRYTERIUM OSZACOWANIA ENERGII UKŁADU

W układach energetyki rozproszonej bardzo często występuje problem ustalenia zakresu zmian i oszacowania jedno-okresowej energii źródła lub odbiornika przy określonych zmianach wartości okresowego niesinusoidalnego sygnału wymuszającego. Biorąc pod uwagę wyrażenia (3) i przyjmując granice górną i dolną zmian wartości chwilowych poszczególnych sygnałów możemy zastosować twierdzenie Biernackiego – Pidka – Ryll-Nardzewskiego, które zostało przedstawione w publikacji [6] i dla skrócenia zapisu zostało oznaczone jako twierdzenie BPR-N. .

Twierdzenie BPR-N [6]. Jeśli funkcje $f(x)$ oraz $g(x)$ są całkowalne w sensie Riemanna w przedziale (a, b) i ponadto $m_1 \leq f(x) \leq M_1$ oraz $m_2 \leq g(x) \leq M_2$, gdzie m_1, M_1, m_2, M_2 są stałymi, to spełniona jest nierówność

$$\left| \frac{1}{b-a} \int_a^b f(x)g(x)dx - \frac{1}{(b-a)^2} \int_a^b f(x)dx \int_a^b g(x)dx \right| \leq \frac{1}{4} (M_1 - m_1)(M_2 - m_2) \quad (9)$$

i przy tym współczynnik $\frac{1}{4}$ jest najmniejszy.

Stosunkowo prosty ale efektywny dowód tego twierdzenia podany jest w publikacji [7].

Odnosząc twierdzenie BPR-N do wyrażenia (3) określającego energię jedno-okresową układu działającego w stanie okresowym niesinusoidalnym otrzymujemy kryterium jej oszacowania w postaci wyrażenia

$$\left| W_T - \frac{1}{T} \int_0^T u(t)dt \int_0^T i(t)dt \right| \leq \frac{T}{4} (u_{\max} - u_{\min})(i_{\max} - i_{\min}) \quad (10)$$

gdzie przez u_{\max} , u_{\min} , i_{\max} oraz i_{\min} oznaczone zostały wartości maksymalna i minimalna, odpowiednio, napięcia i prądu związanych z zaciskami danego układu.

W przypadku, gdy jeden z sygnałów układu, bądź to napięcie $u(t)$, bądź to prąd $i(t)$ charakteryzuje się zerową składową stałą (zerowa wartość średnia za okres), to wyrażenie (10) możemy przekształcić do postaci

$$W_T \leq \frac{T}{4} (u_{\max} - u_{\min})(i_{\max} - i_{\min}) \quad (11)$$

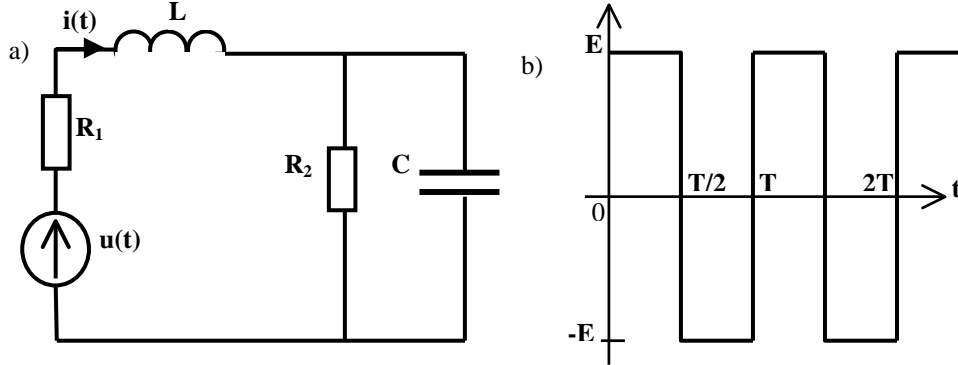
W szczególnym przypadku, gdy układ znajduje się w stanie sinusoidalnym z amplitudami napięcia oraz prądu, odpowiednio, $|U_m|$ oraz $|I_m|$, to zastosowanie wzoru (11) prowadzi do relacji $W_T \leq T|U_m| \cdot |I_m| = 2T|S|$, gdzie $|S| = |U| \cdot |I|$ oznacza moduł mocy pozornej. Wynik ten jest całkowicie zgodny z fizyczną stroną tego rodzaju zagadnienia, gdyż wówczas mamy $W_T = TP = T|U| \cdot |I| \cos\varphi = T|S| \cos\varphi$, przy tym $\cos\varphi$ oznacza współczynnik mocy [8].

Zauważmy, że w przypadku ogólnym wyrażenie (10) a w szczególnym - wyrażenie (11), pozwalają oszacować wartość energii jedno-okresowej układu na podstawie znajomości granicznych wartości napięcia oraz prądu w danym układzie. Nie występuje potrzeba obliczania wartości chwilowych w całym okresie ich zmian w czasie. Zatem w oparciu o przedziały zmian ich wartości chwilowych jesteśmy w stanie oszacować wartość maksymalną energii jedno-okresowej. Pojawia się przy tym pytanie, jak w oparciu o strukturę danego układu i parametry jego elementów oraz znajomość przebiegu wymuszenia można oszacować graniczną wartość energii jedno-okresowej w tym układzie? Chodzi w takim przypadku o wyeliminowanie niekiedy uciążliwego procesu rozwiązywania odpowiedniego równania różniczkowego, które opisuje dany układ w stanie okresowym niesinusoidalnym. W przypadku ogólnym problem jawi się jako bardzo trudny i definitywnej odpowiedzi, jak dotąd, nie ma. Jednakże w szczególnych przypadkach udaje się taki problem rozwiązać. Jeden z takich przypadków jest przedstawiony w następnym rozdziale.

5. UKŁAD Z WYMUSZENIEM PROSTOKĄTNYM PRZEMIENNYM

W celu zobrazowania efektywności zastosowania kryterium oszacowania energii jedno-

okresowej układu w stanie ustalonym niesinusoidalnym rozpatrzmy reprezentatywny układ, który jest przedstawiony na rys.6a.



Rys. 6. Układ dynamiczny w stanie ustalonym niesinusoidalnym: a) schemat, b) przebieg napięcia zasilania

Rozpatrujemy stan ustalony w układzie a szczegółowe rozważania odniesiemy na przedział czasu równy jednemu okresowi. Zastosowanie okresownika $p(t)$ pozwoli odwzorować wszystkie sygnały w obwodzie na dowolny przedział czasu większy od okresu T . W celu oszacowania energii jedno-okresowej oddawanej przez źródło do odbiornika należy ustalić przedziały zmian zarówno napięcia, jak i prądu źródła. Przedziały zmian napięcia źródła są znane i wynoszą: $u_{max} = E$ oraz $u_{min} = -E$. Dla ustalenia granic, w których zmieniają się wartości prądu źródła w ciągu jednego okresu dokonamy analizy możliwych przypadków i podamy szczegółowe zależności określające amplitudy tego prądu.

Równanie charakterystyczne układu możemy przedstawić w postaci

$$s^2 + 2bs + \omega_0^2 = 0 \quad (12)$$

gdzie $2b = \frac{R_2}{L} + \frac{1}{R_1 C}$ oraz $\omega_0^2 = \frac{R_1 + R_2}{LCR_1}$.

W przypadku ogólnym pierwiastki równania (12) wynoszą

$$s_1 = \alpha + j\omega \quad \text{oraz} \quad s_2 = \alpha - j\omega \quad (13)$$

przy tym $\alpha = -b < 0$ a $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - b^2} \geq 0$.

Zauważmy, że w pierwszej połowie okresu, czyli gdy $t \in (0, T/2)$, napięcie zasilające jest stałe w czasie i równe E . Składową wymuszoną przez to napięcie oznaczmy przez $I_0 = E/(R_1 + R_2)$ a składową swobodną przez $i_{sw} = i_{sw}(t) = A \cdot \exp(\alpha t) \cdot \cos(\omega t + \psi)$. Zatem otrzymujemy

$$i_{(1)}(t) = I_0 + A_1 e^{s_1 t} + B_1 e^{s_2 t} = I_0 + |I_m| e^{-bt} \cos(\omega t + \psi) \quad (14)$$

Natomiast w drugiej połowie okresu, tzn. gdy $t \in (T/2, T)$ napięcie zasilające $u(t) = -E$, gdyż wskutek przełączenia zmienia ono znak na przeciwny i staje się ujemne ale o tej samej wartości bezwzględnej jak w pierwszym półokresie. Stąd też otrzymujemy

$$i_{(2)}(t) = -I_0 + A_2 e^{s_1 t} + B_2 e^{s_2 t} = -I_0 - |I_m| e^{-bt} \cos(\omega t + \psi) \quad (15)$$

W dowolnej chwili $t \in (0, T)$ w ciągu całego okresu prąd wynikowy źródła określamy wyrażeniem

$$i(t) = i_{(1)}(t) + H \cdot (i_{(2)}(t) - i_{(1)}(t)) \quad (16)$$

gdzie $H=H(t)$ oznacza funkcję Heaviside'a opóźnioną o $\tau = T/2$.

W powyższych wyrażeniach nieznane są stałe A_1, B_1, A_2 oraz B_2 , które możemy wyznaczyć biorąc pod uwagę szczególne własności jakie musi spełniać prąd wynikowy $i(t)$, a mianowicie prąd ten musi być okresowy oraz ciągły. Te same własności musi spełniać napięcie na kondensatorze. Uwzględniając te własności obliczamy

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \\ A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -e^{s_1 T} & -e^{s_2 T} \\ e^{s_1 T/2} & e^{s_2 T/2} & -e^{s_1 T/2} & -e^{s_2 T/2} \\ -(R_1 + s_1 L) & -(R_1 + s_2 L) & (R_1 + s_1 L) \cdot e^{s_1 T} & (R_1 + s_2 L) \cdot e^{s_2 T} \\ -(R_1 + s_1 L) \cdot e^{s_1 T/2} & -(R_1 + s_2 L) \cdot e^{s_2 T/2} & (R_1 + s_1 L) \cdot e^{s_1 T/2} & (R_1 + s_2 L) \cdot e^{s_2 T/2} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} -2I_o \\ -2I_o \\ -2E + 2R_1 I_o \\ -2E + 2R_1 I_o \end{bmatrix} \quad (17)$$

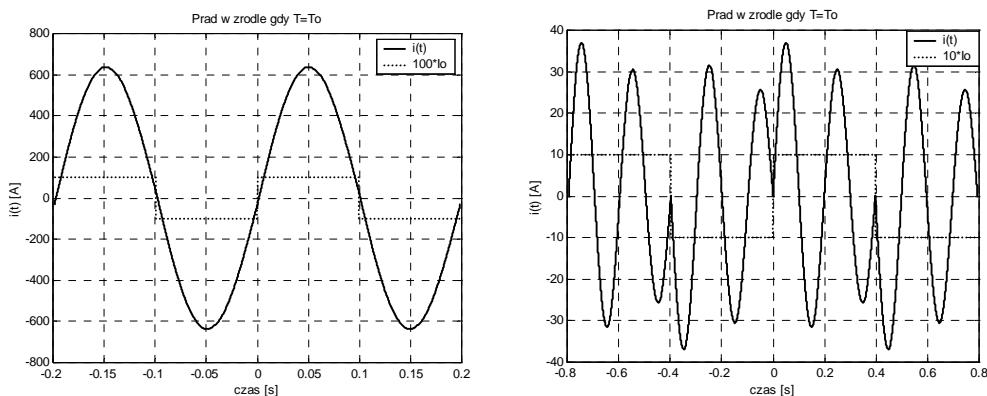
Uwzględnienie rozwiązania (17) w wyrażeniach (14) i (15) pozwala jednoznacznie określić przebieg prądu wynikowego w źródle, który dany jest relacją (16). Podkreślić należy, że przebieg prądu $i(t)$ przy danym źródle zależy od wzajemnej relacji między okresem napięcia wymuszającego a okresem drgań swobodnych oraz ich tłumieniem. Przykładowe ilustracje uzyskanego prądu wynikowego, które zostały wyznaczone za pomocą komputerowych symulacji są przedstawione na rys.7.

Interesujący jest przypadek, w którym okres napięcia wymuszającego jest bardzo bliski okresu drgań swobodnych w układzie, czyli, gdy $T \approx T_0$. W porównaniu z innymi przypadkami układ działający przy takich przełączeniach napięcia charakteryzuje się bardzo dużą amplitudą prądu, którego kształt jest bardzo bliski do sinusoidalnego. Ponadto zauważmy, że w każdej połowie okresu maksymalna różnica prądu chwilowego względem prądu stałego wynosi $|I_m| - I_0$, podczas, gdy dla napięcia kondensatora taka różnica wynosi kolejno $|U_m| + U_0$ oraz $|U_m| - U_0$. Taka zmiana wartości dokonuje się wskutek występowania tłumienia w układzie i pojawia się po upływie czasu równego połowie okresu. Stąd otrzymujemy relację

$$(|U_m| + E)e^{-bT/2} = |U_m| - E \quad (18)$$

W przypadku układu z małym relatywnie tłumieniem, czyli gdy spełniony jest warunek $b \ll \omega_0$ mamy wówczas relację $bT_0 \ll 1$ oraz $\exp(-bT/2) \approx 1 - bT/2$. Biorąc to pod uwagę na podstawie wyrażenia (18) otrzymujemy oszacowanie

$$|I_m| \approx \frac{2\pi}{(bT_0/2)^2} I_0 = \frac{8}{\pi} Q^2 I_0 \quad (19)$$



Rys.7. Przykładowe przebiegi prądu w źródle: a) $T = T_0$, b) $T = 4T_0$

gdzie $Q = \omega_0 / 2b$ oznacza dobroć danego układu. Na przykład dla układu przedstawionego na rys. 6a przy parametrach elementów $R_1 = 0,1 \Omega$, $R_2 = 100 \Omega$, $L = 0,1 H$ oraz $C = 10 mF$ mamy $2b = 2 s^{-1}$, $\omega_0 = \sqrt{1001} rad/s$ otrzymujemy $Q^2 \approx 250$ a w konsekwencji na podstawie (19) obliczamy $|I_m| \approx 638,62 \cdot I_0$. Taki właśnie przypadek jest przedstawiony na rys.7a, gdy $I_0 = 1 A$. Zauważmy również, że dla $T = 4T_0$ prąd w źródle osiąga znacznie mniejsze wartości i w przybliżeniu jego amplituda jest tylko dwadzieścia razy większa od I_0 (rys.7b).

Biorąc powyższe wyniki pod uwagę możemy podać oszacowanie energii jedno-okresowej w układzie zasilanym napięciem prostokątnym przemiennym o okresie bliskim okresowi drgań swobodnych, a mianowicie

$$W_T \leq \frac{T}{4} 2E \cdot 2 |I_m| = TE / I_m \quad / = \frac{4TQ^2}{\pi} EI_0 = \eta W_0 \quad (20)$$

gdzie $W_0 = TEI_0$ oznacza energię zużytą przez dany układ w przypadku zasilania go napięciem stałym $u(t) = E$ w czasie równym jednemu okresowi a $\eta = 4Q^2 / \pi$ może być traktowane jako wzmocnienie energii spowodowane przemiennym przełączaniem napięcia źródła z okresem równym okresowi drgań własnych danego układu. W przypadku układu z rys.6a dla parametrów podanych wyżej otrzymujemy ponad 600-krotny wzrost energii jedno-okresowej, w porównaniu do prądu stałego. Z obliczeń liczbowych otrzymujemy $W_T = 8064,05 J$ a z kryterium oszacowania wynika, że $W_T \leq TE / I_m = 12676,92 J$.

W oparciu o analogiczne do powyższych rozważania możemy ustalić wzmocnienie energii dla innych relacji, np. wielokrotnych, między okresem zmian napięcia przemiennego a okresem drgań własnych układu. Szczegóły w tym zakresie wykraczają poza ramy tego referatu ze względu na ograniczenia objętościowe ustalone dla prezentacji tematu.

6. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Zagadnienia związane z jak najlepszym zaopatrzeniem odbiorcy w dobrej jakości energię elektryczną jawią się aktualnie jako niezmiernie ważne w obliczu upowszechniania się energetyki rozproszonej i różnorodnych przekształtników nieliniowych. Wyłania się przy tym problem kryterium oszacowania energii dostarczanej do układu przy zasilaniu napięciem okresowym wykazującym nieciągłości w swoim przebiegu. Dotychczasowe meto-

dy, które wykorzystują w swej koncepcji aproksymację za pomocą szeregu Fouriera nie pozwalają na dokładną ocenę efektów energetycznych przy przebiegach niesinusoidalnych. Przedstawiona w referacie metoda prowadzi do dokładnych wyników i umożliwia podanie kryterium pozwalającego oszacować górną granicę wartości energii jedno-okresowej, jaką można uzyskać w danym układzie. Kryterium to wykorzystuje odpowiednie relacje ustalone przez twierdzenie *BPR-N*. Wyniki symulacji komputerowych dla reprezentatywnego układu potwierdziły celowość upowszechnienia tej nowej metody do rozwiązywania zagadnień praktycznych. Znaczenia nabierają nowe wielkości charakteryzujące energię układu.

LITERATURA

- [1] Zimny J. (red.), *Wybrane Problemy Energetyki Zasobów Odnawialnych*, AGH, Kraków, 2004.
- [2] Trzaska Z., Efektywna analiza układów dynamicznych w niesinusoidalnym stanie okresowym bez stosowania szeregu Fouriera, *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok LXXX, nr 11, 2004, str. 1170-1174
- [3] Trzaska Z., A new approach to shaping one-period energies of dynamical systems operating in non-sinusoidal states, *Archives of Electrical Engineering*, vol. LIV, no. 3, 2005, pp. 265-287.
- [4] Trzaska Z., Straightforward method for studies of periodic non-harmonic states of linear systems. *Archives of Electrical Engineering*, vol. LIII, no.2, 2004, pp. 191-215
- [5] Borelli R. L., Coleman C.S., *Differential Equations. A Modeling Perspective* (2nd ed.), J. Wiley, New York, 2004.
- [6] Biernacki M., Pidek H., Ryll-Nardzewski C., Sur une inégalité entre des intégrals définies, *Annales Univers. Mariae Curie-Skłodowska, Lublin, Sectio A*, vol. IV, no. 1, 1950, pp. 1-4
- [7] Feng Qi, Zong-Li Wei, Qiao Yang, Generalizations and refinements of Hermite-Hadamard's inequality. *RGMIA Research Report Collection*, Vol.5, No.2, 2002, str. 337-345
- [8] Yan Xu, Tolbert L. M., Fang Z. Peng, Chiasson J. N., Jianqing Chen, Compensation-Based on Non-Active Power Definition, *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 1, No. 2, June 2003, pp. 45-51

Streszczenie: W pracy przedstawiona jest analityczna metoda służąca do dokładnego obliczania układów liniowych w stanie okresowym przy wymuszeniach wykazujących zmiany skokowe w czasie. Eliminuje ona potrzebę stosowania szeregów Fouriera do wyznaczania przybliżonej odpowiedzi danego układu. Wykazane zostało, że metoda ta pozwala na dokładne wyznaczenie energii układu na płaszczyźnie o współrzędnych $(q(t), u(t))$ lub równoważnie $(\Psi(t), i(t))$. Wykorzystując twierdzenie *BPR-N* możliwe jest oszacowanie energii bez obliczania wartości chwilowych odpowiedzi. Podane są też energetyczne charakterystyki sygnałów okresowych niesinusoidalnych, które stanowią alternatywę dla dotychczas powszechnie stosowanych wartości średniej i skutecznej. Wyniki odpowiednich symulacji są również podane.

Słowa kluczowe: energia jedno-okresowa, dokładna analiza w stanie niesinusoidalnym, oszacowanie energii, energetyczne charakterystyki sygnałów okresowych.

RACJONALNE GOSPODAROWANIE ENERGIĄ ELEKTRYCZNĄ W PIECACH JARZENIOWYCH

Ryszard Niedbała

*Politechnika Warszawska, Instytut Elektroenergetyki
00-661, Warszawa, Koszykowa 75, Ryszard.Niedbala@ien.pw.edu.pl*

Rational use of electric energy at glow discharge furnaces

Abstract: *Advanced technologies of materials treatment, for instance surface engineering, are accomplished usually in fluid media with excited or ionized molecules. Satisfying results obtained in technologies using the glow discharge processes, played down the global constructional solutions of installations and planning of processes from the point of view of rational use of energy.*

In the paper the features of abnormal glow discharge, applied to nitriding parts of various shapes, are presented. The observed relations between energy characteristics of glow discharge and heat losses were given. On the ground of experiments was determined the cooperation of supply units with different constructions of furnaces, that could make possible the saving of electric energy used at longlasting technological processes.

Keywords: *glow discharge, thermo-chemical treatments, plasma nitriding, cathodic potential.*

1. WPROWADZENIE

Technologie materiałów oparte na inżynierii powierzchni odgrywają doniosłą rolę i są ciągle rozwijane. Do nich zaliczane są obróbki cieplno-chemiczne, a wśród nich wyróżniające się jakościowymi parametrami, z aktywacją plazmową lub wyładowaniem jarzeniowym [1]. Technologie te czynią, że materiały z grupy żelazowej zaczynają cechować twarda warstwa wierzchnia odporna na obciążenia i zużycie, a także zyskująca odporność na korozję.

W szczególnie interesujących technologiach CVD na powierzchniach obrabianych materiałów uzyskiwanie komponentu o wymienionych cechach wymaga dużej dyscypliny, aby wytworzone warstwy były jednorodnymi na wszystkich fragmentach powierzchni niezależnie od kształtu produktu i nie stawały się kruchymi podatnymi na odpadanie od podłoża. O wyborze technologii realizowanej w jednym z przedstawionych urządzeń często decyduje nie tylko jakość otrzymywanego komponentu, lecz także czasochłonność i liczba operacji przygotowawczych i wykończeniowych oraz złożoność i powtarzalność procesów, a nade wszystko brak uszkodzeń powierzchni.

Technologie CVD są kwalifikowane do powierzchniowych, ale z energetycznego punktu wykonywane są jako objętościowe – w ustalonych temperaturach w czasach od pojedynczych do kilkudziesięciu godzin. Jeśli uwzględnić fakt, że z całkowitej liczby cząstek aktywnych wytworzonych w atmosferach technologicznych tylko niewielka ich liczba jest zabudowywana w strukturach wierzchnich warstw to procesy te należy zaliczyć do kategorii mało efektywnych i energochłonnych.

Dążeniom do stworzenia warunków intensyfikujących prawidłowe wykorzystanie aspektów energetycznych najbardziej podatne wydają się być metody z udziałem wyładowania jarzeniowego. Za tymi technologiami przemawia również ich uniwersalność, możliwość prowadzenia kompletnego cyklu technologicznego od oczyszczania po wykańczanie w jednym urządzeniu.

2. TRANSPORT ENERGII I MASY W WYŁADOWANIU

W wyładowaniu jarzeniowym istnieje ukierunkowane przenoszenie substancji. Z obszaru przykatodowego elektrony i ujemne jony częściowo przepływają do kolumny dodatniej, natomiast jony dodatnie do katody. Odwrotne kierunki strumieni masy są całkowicie niemożliwe. Efektywność tych procesów zależy w głównej mierze od fizykochemicznych procesów na granicy faz ciała stałego i gazowego, w tym od stopnia aktywności pobudzonej i zjonizowanej atmosfery wytworzonej poprzez wyładowanie jarzeniowe.

Zasugerowana została dotychczas pewna liczba możliwych mechanizmów prowadzących do przepływu masy z atmosfery technologicznej. Jednakże żadna teoria nie zyskała sobie priorytetu. Wczesne domniemania sugerowały, że to naładowane cząstki są odpowiedzialne za skutki azotowania [2]. Późniejsze skłaniały się do stwierdzenia, że za transfer azotu odpowiedzialne są neutralne atomy i wzbudzone jego cząstki. Zwolennicy tej teorii wyjaśniają ją na podstawie energetycznej związanej z wymianą ciepła [3] lub wyników badań spektrometrii optycznej emisji [4, 5].

Wychodząc z założenia, że elektron w zderzeniu z atomem traci nadwyżkę energii, którą uzyskał w polu elektrycznym na wzbudzenie, jonizację cząsteczek lub zmianę pędu i jeśli średnia kinetyczna energia nie wzrasta to w rezultacie cała tracona przez drobiny energia jest przeznaczona na przyrost ciepła lub kompensację jego strat:

$$dQ = U \cdot dq \quad (1)$$

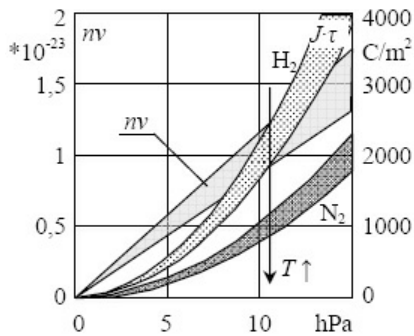
Utożsamiając katodowy spadek napięcia U_k z napięciem zasilającym U oraz przyjmując, że w tej strefie o grubości δ_k i powierzchni katody F_k wytwarzany jest cały ładunek:

$$qc(p, T) = nv(p, T) \cdot e \cdot \eta \cdot \delta_k(p) \cdot F_k \quad (2)$$

przy czym: η – współczynnik jonizacji, nv - liczba cząsteczek w jednostce objętości

$$nv(p,T) = \frac{N_A \cdot \gamma}{M_A} \cdot \frac{T_0}{T} \cdot \frac{p}{p_0} = \frac{p}{k \cdot T} \quad (3)$$

gdzie: $N_A = 6,022 \cdot 10^{23}$ drobin/mol – liczba Avogadry, γ [g/m³] – masa właściwa substancji w warunkach normalnych przy $T_0=273$ K, $p_0=101300$ Pa, M_A [g/mol] – masa atomowa, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K – stała Boltzmanna.



Rys.1. Liczba cząsteczek nv w jednostce objętości i potencjalnego ładunku w strefie spadku katodowego w wodorze H_2 i azocie N_2 .

Liczbę cząsteczek w jednostce objętości w zakresie ciśnień do 15 hPa i temperatur 400÷600°C podano na rysunku 1. I chociaż liczba ta jest niezależna od rodzaju substancji, to potencjalna liczba ładunków w strefie katodowego spadku napięcia rośnie wraz z jej grubością. Podane wartości potencjalnego ładunku odpowiadają maksymalnej gęstości prądu jaka zaistniałaby w chwili, gdyby wszystkie cząsteczki w strefie przykatodowej uległy jonizacji. Porównując osiągnięte gęstości prądu można stwierdzić, że stopień jonizacji przestrzeni maleje wraz ze wzrostem ciśnienia i jest różny dla różnych gazów. Wysoki stopień jonizacji uzyskiwany jest tylko w najniższych ciśnieniach do 1 hPa ($\eta \geq 0,2$). Przy ciśnieniach wyższych od 10 hPa spada poniżej $\eta < 0,01$, co świadczy o dużych jeszcze rezerwach energetycznych przestrzeni wyładowczej.

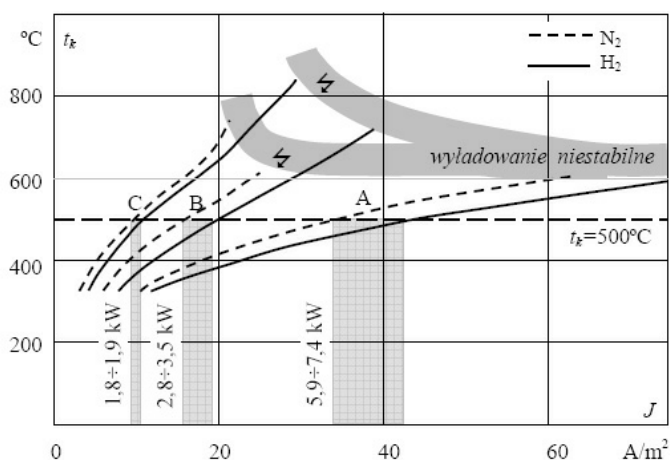
Uwzględniając, ale nie opierając się jedynie na elementarnych (mikroskopowych) procesach występujących na powierzchni katody można dość wiarygodnie określić efekty obróbek cieplno-chemicznych na podstawie globalnych (makroskopowych) wartości, pod warunkiem znajomości związków istniejących pomiędzy kontrolowanymi wielkościami. Do ich wyznaczania niezbędne jest często gromadzenie informacji z wielu realizowanych procesów technologicznych co do wartości energetycznych wielkości (gęstości prądu, napięcia, temperatury) przy określonym ciśnieniu i składzie gazów roboczych oraz odpowiadających im uzyskanych rodzajach związków chemicznych i ich stężeniu w modyfikowanych warstwach. Jednak od momentu użycia wyładowania jarzeniowego do obróbek cieplno-chemicznych większe zainteresowanie skierowane było na końcowy efekt technologiczny niż na pogłębianie poznawania niezmiernie trudnych do podejrzenia zachowań cząsteczek w polu elektrycznym. Wcześniej pojawiły się komercyjne technologie z udziałem wyładowania jarzeniowego. Otrzymywane zadawalające rezultaty spychały na dalszy plan całościowe rozwiązania urządzeniowe i planowanie procesów energetycznych.

3. URZĄDZENIA DO OBRÓBEK CIEPLNO-CHEMICZNYCH

Początkowo, procesy realizowano w komorach próżnioszczelnych w sposób bezpośredni, przykładając napięcie jednokierunkowe do elektrod: katody-wsadu i anody-obudowy. W urządzeniach tych doprowadzana energia głównie była spożytkowana na skompensowanie strat ciepła ze wsadu i wielokrotnie przekraczała potrzeby energetyczne aktywacji atmosfer technologicznych. Udział wytworzonej energii w stosunku do

przenoszonej masy był zbyt wysoki, co powodowało że technologie realizowane w warunkach wyładowania jarzeniowego były kosztowne zarówno inwestycyjnie jak i eksploatacyjnie. Konkurencyjność metod pokrewnych spowodowała konieczność poczynienia oszczędności drogiej energii wyładowania jarzeniowego. Zaczęto wprowadzać do komór próżniowych izolacje cieplne i dodatkowe dogrzewanie rezystancyjne skracające czas nagrzewania detali zmniejszając tym samym moce źródeł zasilania.

O skali ograniczenia strat ciepłych świadczą wyniki badań przeprowadzonych na poziomej komorze próżniowej: nieizolowanej cieplnie (A), izolowaną ekranami radiacyjnymi (B) i włóknami chromitowymi (C). Otrzymane charakterystyki energetyczne odniesione do gęstości prądu na powierzchni wsadu przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Charakterystyki statyczne temperatury wsadu w funkcji gęstości prądu w komorze nieizolowanej i izolowanej cieplnie

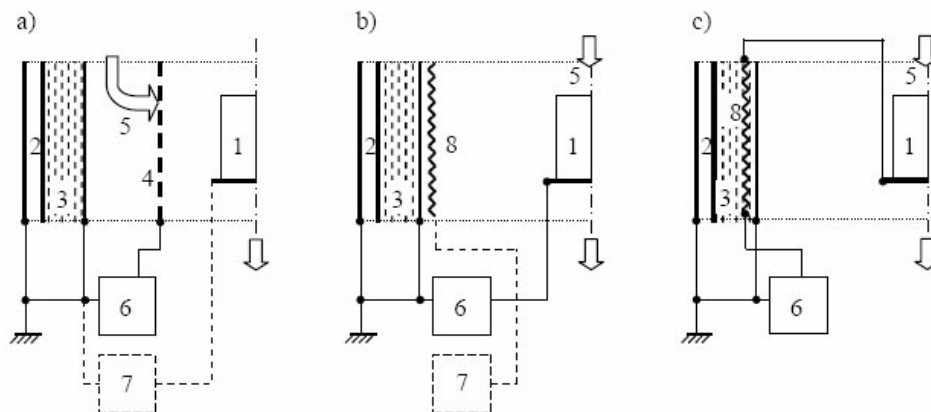
Wprowadzenie chociażby niewielkiej izolacji cieplnej obniża znacznie moce tracone, co przy wielogodzinnych procesach prowadzi do dużych oszczędności energii. W badanej komorze tak w przypadku B jak i C izolacja zajmowała 3 cm, a zużyta energia zmalała 2÷3 krotnie. Odpowiedzi na pytanie „jak dalece możliwe jest zmniejszanie liczby jonów docierających do wsadu bez ujemnych skutków technologicznych” należy upatrywać w osiągniętych parametrach tworzonych struktur w nowatorsko prowadzonych warunkach wymagających nierzadko specjalizowanych urządzeń.

Brak jednej teorii transferu azotu z atmosfery do powierzchni wsadu tłumaczy różnorodność form pobudzenia przestrzeni wyladowczej w procesach CVD. Ma to również wpływ na konstrukcje komór podciśnieniowych, w których realizowane są technologie z udziałem przepływu prądu w gazach. Podstawowymi typami źródeł energii elektrycznej wykorzystywanymi w piecach jonowych są:

- jarzeniowe stałoprądowe P_j ,
- jarzeniowe stałoprądowe z dogrzewaniem rezystancyjnym $Pe = P_j + Pr$,
- jarzeniowe impulsowe P_i ,
- jarzeniowe impulsowe z dogrzewaniem rezystancyjnym $Pe = P_i + Pr$.

Rozwój zasilaczy był znacznie intensywniejszy od postępu rozwiązań konstrukcyjnych komór pieców jonowych. Dopiero w okresie późniejszym powstały konstrukcje, w których

wyładowanie jarzeniowe wykorzystuje się na wiele sposobów, w tym także pośrednio. Spośród wielu konstrukcji godne zwrócenia uwagi przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 3. Sposoby przenoszenia energii i masy z wyładowania jarzeniowego:

- a) – pośredni, b) – bezpośredni z niezależnym dogrzewaniem, c) – bezpośredni z posobnym dogrzewaniem. 1 - wsad, 2 - obudowa chłodzona wodą, 3 - izolacja cieplna, 4 - ekran aktywny (wyładowczy), 5 - przepływ gazu, 6 - zasilacz podstawowy, 7 - zasilacz pomocniczy, 8 - element rezystancyjny.

Pośredni sposób powstał na skutek zdarzających się uszkodzeń powierzchni produktów i błędów obsługi. W tym przypadku wyładowanie jarzeniowe sprowadzono do generatora zjonizowanych i wzbudzonych cząstek [6]. Są one unoszone wraz z cząstkami przepływającego gazu i obmywają powierzchnię wsadu, który znajduje się na swobodnym potencjale (rys. 3a). Jednorodność takiego oddziaływania jest trudna do uzyskania, a staje się niemożliwą w przypadku gęsto załadowanego pieca detalami o złożonej geometrii. W takich przypadkach, jak i podczas oczyszczania powierzchni wsadu poprzez „wyiskrzanie” wymagane jest użycie drugiego pomocniczego źródła zasilania „7” niezbędnego do wytworzenia potencjału katodowego utrzymującego równomierny transfer masy i energii.

W rzeczywistości metoda ta upodabnia się do metody bezpośredniej z rezystancyjnym dogrzewaniem (rys. 3b). W tym klasycznym rozwiązaniu też używa się dwóch źródeł, przy czym element rezystancyjny służy jedynie do wytwarzania ciepła oddciążając roboczy obwód wyładowania jarzeniowego, analogicznie jak w metodzie pośredniej. Urządzenia z ekranem aktywnym lub dogrzewaniem rezystancyjnym wyposażane są w dwa obwody grzejne. W obu rozwiązaniach zużywa się więcej energii, ponieważ wyższe temperatury występują na rozwiniętych powierzchniach zlokalizowanych bliżej obudowy.

Bardziej uniwersalne okazuje się zaproponowane przez autora rozwiązanie, w którym elektrody przestrzeni wyładowania jarzeniowego zasilane są poprzez elementy oporowe (rys. 3c). Posiada ono kilka zalet, a mianowicie: jedno źródło zasilania, ograniczenie prądów – samogaszenie powstających wyładowań łukowych, dodatkowe źródło ciepła. Wadą może być podwyższone napięcie zasilające. Ważnym założeniem doboru rezystora szeregowego w metodzie posobnej jest oszacowanie zakresu zmian składu i ciśnienia gazu determinujących zastępczą rezystancję powierzchniową wyładowania jarzeniowego [7]. Stosując odpowiednie rezystancje elementów grzejnych można wpływać na udział dogrzewania od kilunastu do kilkudziesięciu procent energii wyładowania [8].

4. WYŁADOWANIE STAŁOPRĄDOWE I IMPULSOWE

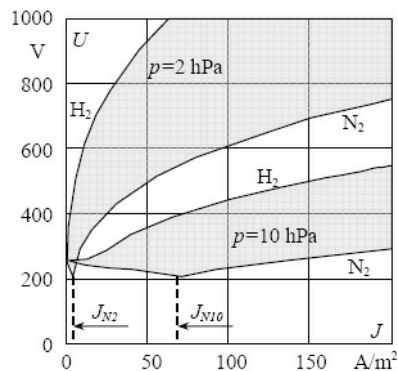
W procesach cieplno-chemicznych wykorzystuje się praktycznie obszar wyładowania przykatodowego, w którym istnieje niezrównoważona liczba ładunków dodatnich i ujemnych. Strefie tej towarzyszy katodowy spadek napięcia o wartości bliskiej napięciu międzyelektrodowemu. Obserwując spektralne widmo promieniowania poszczególnych stref wyładowania oraz rozkład potencjału należy stwierdzić, że wszystkie podstawowe procesy prowadzące do formowania i podtrzymania wyładowania jarzeniowego są skoncentrowane bezpośrednio przy powierzchni katody. W tym obszarze występuje najsilniejsze rozproszenie energii dzięki wzajemnym zderzeniom elektronów, jonów dodatnich i cząstek neutralnych, co powoduje największe nagrzewanie się środowiska. Znaczna część ciepła przekazywana jest do katody, podwyższając jej temperaturę. Przykatodowy wzrost temperatury prowadzi także do zmniejszenia gęstości gazu, której niejednorodność jest przyczyną powstawania strumieni gazu pogarszających stabilizację wyładowania.

4.1. Wyładowanie jarzeniowe stałoprądowe

Koncentracja ładunków w strefie przykatodowej, która jest zależna od przyłożonego napięcia, ciśnienia, składu gazu, temperatury, rodzaju elektrod, określa formę wyładowania. Granice stosowalności wyładowania jarzeniowego w procesach CVD wyznaczają:

- minimalna wartość napięcia odpowiadająca normalnemu katodowemu spadkowi napięcia,
- maksymalna wartość napięcia odpowiadająca przejściu wyładowania jarzeniowego w łukowe nie jest jednoznacznie wyznaczalna, ponieważ w każdym procesie katodę stanowi zupełnie inny wsad (obrabiany produkt).

Normalny katodowy spadek napięcia, stanowiący ponad 80% napięcia zasilającego, występuje w bardzo małej przestrzeni. Jego grubość jest tym mniejsza im ciśnienie większe. Cecha ta ma ogromne znaczenie przy obróbce wsadów z powierzchniami wklęsłymi i otworami, gdyż jest przyczyną przegrzewania (katody wnękowe) lub gaszenia wyładowania jarzeniowego w tych fragmentach. Aby zobrazować jaki wpływ mają parametry środowiska na charakterystyki elektryczne wyładowania jarzeniowego na rysunku 4 przedstawiono dwie grupy krzywych tworzących zaciemnione pola. Odnoszą się



Rys. 4. Charakterystyki elektryczne wyładowania jarzeniowego stałoprądowego.

one do ciśnień 2 hPa i 10 hPa. Wzrost ciśnienie gazów wywołuje pozytywny skutek, gdyż grubość katodowego spadku napięcia maleje i przy 5 hPa wynosi 2,4 mm dla wodoru oraz 1,1 mm dla azotu oraz negatywny, ponieważ przy tej samej mocy produkowana jest znacznie większa liczba jonów (krzywe stają się bardziej płaskie) z tendencją do tworzenia się niszczącego działania wyładowania łukowego. Maleje także zakres regulacji gęstości ładunków, który zmienia się wraz z kwadratem ciśnienia. Gęstość prądu powinna być większa od $J_N/p^2=0,54$ lub $3 \text{ A}/(\text{m}\cdot\text{hPa})^2$ odpowiednio dla H_2 i N_2 , aby utrzymać wyładowanie jarzeniowe nadnormalne. W idealnych warunkach udaje się uzyskać gęstości prądu J_{AN} sięgające tysięcy A/m^2 , jednak w urządzeniach technologicznych wartości

te nie przekraczają 100 A/m^2 . Zbyt silne rozpylenie materiału katody tworzy lokalne kanały inicjujące przechodzenie wyładowania jarzeniowego w wyładowanie łukowe. Powstawanie wyładowania łukowego nie udaje się jednoznacznie wyznaczyć, toteż z wielu punktów krzywej napięciowo-prądowej może ono nastąpić.

Wyładowanie jarzeniowe stałoprądowe, mimo że jest najłatwiejsze do uzyskania, posiada wiele wad. Do najistotniejszych należy jego duża energochłonność w zakresach wyższych ciśnień oraz podatność na rozwijanie się wyładowań łukowych, które są trudno usuwalne ze względu na energię zgromadzoną w obwodach wyjściowych źródeł zasilania.

4.2. Wyładowanie jarzeniowe impulsowe

Pobudzając przestrzeń wyładowczą impulsami o częstościach powyżej setek Hz uzyskuje się wyładowanie samopodtrzymujące o cechach różniących go od wyładowania stałoprądowego, ponieważ w każdym okresie elektryczne pole przyspieszające przyjmuje wartości maksymalne i zerowe. Jeśli kształt impulsu będzie bliski prostokątnemu to czasy przejścia poprzez poszczególne formy wyładowania zmierzają do zera, a jedynie amplituda impulsu wyznaczać będzie punkt pracy na charakterystyce elektrycznej.

Najważniejszą cechą impulsowego wyładowania jarzeniowego jest uwolnienie silnego związku charakterystyk elektrycznych od ciśnienia. Nie obserwuje się porównywalnego z wyładowaniem stałoprądowym wzrostu gęstości ładunków, przez co powiększa się zakres stabilnego wyładowania. Przy opadających zboczach napięcia ładunki w dłuższym czasie ulegają rekombinacji niż jonizacji i stąd krzywe narastające i opadające nie pokrywają się w tych obszarach. Kolejną zaletą impulsowego wyładowania jarzeniowego jest możliwość dozowania energii nie tylko poprzez wartości amplitudowe, lecz również przez zmianę współczynnika wypełnienia impulsu. Oznacza to, że produkowane jony w tych samych warunkach środowiskowych mogą posiadać mocno różniące się właściwości energetyczne.

W objętości opisanej iloczynem powierzchni katody F_k i grubości katodowego spadku napięcia δ_k wytwarzana jest prawie cała energia. Chwilowa jej wartość przypadająca na jednostkę objętości aktywnego energetycznie obszaru przykatodowego wynosi:

$$pv = E \cdot J \cdot w. \quad (4)$$

Każdy z powyższych czynników pełni istotną rolę w oddziaływaniu na zjonizowaną przestrzeń, w której formowane są niemalże wszystkie procesy fizyko-chemiczne, i tak:

- natężenie pola elektrycznego $E=U/\delta_k$ przyspiesza jon o ładunku q do prędkości przed

zderzeniem:
$$v_j = \sqrt{\frac{2 \cdot E \cdot q}{m_j}}, \quad (5)$$

- gęstość prądu J określa wprost liczbę jonów n_j przypadającą na jednostkę powierzchni

katody F_k w jednostce czasu τ :
$$n_j = \frac{J \cdot F_k \cdot \tau}{q}, \quad (6)$$

- współczynnik wypełnienia w jest regulatorem liczby jonów dostarczanych do katody. Średnia wartość n_j jest największa przy zasilaniu stałoprądowym, lecz o mniejszej energii niż przy zasilaniu impulsowym.

Szybkość dostosowywania się struktury wyładowania jarzeniowego do częstości powtarzania impulsów elektrycznych generowanych nawet z częstotliwością dziesiątków kiloherców jest natychmiastowa. Impulsowe pobudzanie przestrzeni wyładowczej pozwala na zwiększanie zakresu parametrów środowiskowych, w których utrzymywane jest stabilne wyładowanie nadnormalne [9].

4.3. Modelowanie procesów w wyładowaniu jarzeniowym

W dotychczasowej literaturze jedynie fragmentarycznie rozważane są procesy zachodzące w strefie przykatodowej, w której występują niezrównoważone elektrycznie ładunki. Stosowanie modeli plazmowych do tego obszaru jest pewną niekonsekwencją, pomijając już fakt że nieokreślalne są warunki brzegowe, a dane materiałowe nie mogą być wprost przekładane z laboratoryjnych badań wyładowania w obniżonych ciśnieniach z płaskimi elektrodami. Z takiego opisu molekularnego trudno otrzymać wytyczne do doboru elementów konstrukcyjnych komór próżniowych, w tym izolacji cieplnej, zmiennej geometrii wsadu i z nią związanych stanów energetycznych wyładowania. W związku z powyższym przyjęto, że podstawą do wyznaczania danych procesowych będą obliczenia energetyczne i cieplne.

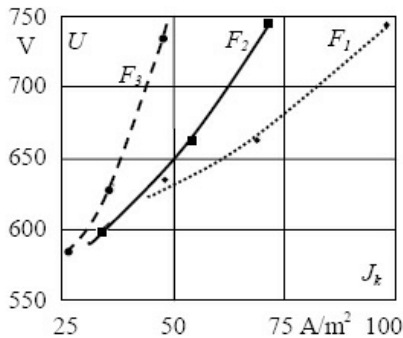
Urządzenia jarzeniowe są odbiornikami rezystancyjnymi nieliniowymi. O zastępczej rezystancji decyduje wartość rezystancji przykatodowej. Zależy ona od wielu czynników. Do najistotniejszych należą: gęstość prądu, ciśnienie, temperatura, skład atmosfery, czas; czyli $R_F = f(J, p, t, s, \tau)$. Wyznaczenie zależności rezystancji od zmiennych parametrów wyładowania jest trudne i wymaga dokonania wielu serii pomiarów. Dla potwierdzenia słuszności poczynionych ustaleń przytoczono wyniki pomiarów elektrycznych dla różnych powierzchni wsadu (rysunek 5). Na podstawie analiz tych charakterystyk nie tylko izolacja cieplna lecz także wielkość powierzchni ma wpływ na liczbę jonów docierających do powierzchni wsadu, co przedstawiono na rysunku 6.

Jedyną wielkością pozwalającą uogólnić przepływ jonów do katod jest stosunek napięcia do gęstości prądu reprezentowany przez rezystancję powierzchniową (odniesioną do jednostkowej powierzchni katody):

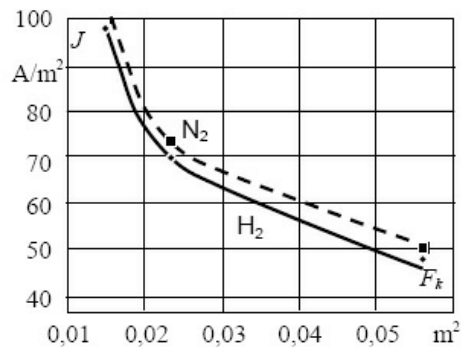
$$R_F = \frac{U}{J} = \frac{U}{I} \cdot F_k \quad [\Omega \cdot \text{m}^2] \quad (7)$$

Zależność rezystancji powierzchniowej od gęstości prądu układa się w jedną zależność, dającą aproksymować się wzorem:

$$R_F = k_r \cdot J^{aj} \quad (8)$$



Rys. 5. Charakterystyki wyładowania jarzeniowego dla wsadów o powierzchniach $F1=0.015$, $F2=0.024$, $F3=0.056 \text{ m}^2$ dla H_2 w zakresie temp. $t_k \approx 300 \dots 500 \text{ }^\circ\text{C}$.



Rys. 6. Gęstość prądu na powierzchni wsadu w funkcji jej rozmiaru.

Przyjmując czysto rezystancyjny charakter wyładowania jarzeniowego, moce elektryczne zapisano następującymi zależnościami:

$$P_s = J_s^2 \cdot F \cdot R_{Fs} \quad \text{lub} \quad P_i = J_i^2 \cdot F \cdot R_{Fi} \cdot w, \quad (9)$$

przy czym: P_s, P_i - moce przy zasilaniu stałoprądowym i impulsowym, J_s, J_i - gęstości prądów im odpowiadające, F - powierzchnia wsadu, $R_s \approx R_i$ - rezystancje wyładowania jarzeniowego, w - współczynnik wypełnienia.

Zakładając konstrukcję pieca wyposażoną w izolację cieplną i dogrzewanie rezystancyjne zdefiniowano składowe udziały w wymianie ciepła [10], z których wynika że utrzymując stałą temperaturę wsadu moc doprowadzana do katody wynosi:

$$Pd_k = P_k + P_{jk} = P_{wj} \cdot kk, \quad (10)$$

gdzie: P_k – moc na katodzie, P_{jk} – część mocy z przestrzeni wyładowania docierająca do katody, kk – udział całkowitej moc wyładowania P_{wj} .

Po uwzględnieniu w zależności (9) wzoru (8) moc wyładowania jarzeniowego wynosi:

$$P_{wj} = J^{2+aj} \cdot kr \cdot F_k \cdot w \quad (11)$$

a moc strat ciepłych z katody

$$Ps_k = \varepsilon \cdot \sigma_0 \cdot F_k \cdot (T_k^4 - T_a^4) \quad (12)$$

gdzie: ε - emisyjność (łatwo wykazać, że dla $F_a \gg F_k$ $\varepsilon \approx \varepsilon_k$), $\sigma_0 = 5,67 \cdot 10^{-8}$ W/(m²·K⁴) – stała Stefana, T_k, T_a – temperatury katody i anody w K.

Z występującej równości (11) i (12) wyznaczono temperaturę katody:

$$t_k = \sqrt[4]{\frac{J^{2+aj} \cdot r_F \cdot w \cdot kk}{\varepsilon_k \cdot \sigma_0} + (t_a + 273)^4} - 273 \quad (13)$$

która nie zależy od wymiaru powierzchni F_k tylko dla komór typu A. Natomiast dla komór typu B cała moc wyładowania $P = P_{wj} = P_k + P_j + P_a$, a dla komór typu C dodatkowo moc dogrzewania rezystancyjnego P_r ($P = P_{wj} + P_r$) jest tracona do obudowy posiadającej temperaturę $t_0 = \text{const}$ poprzez izolację cieplną. Jeśli przyjąć, że wyładowanie jarzeniowe stanowi kp całkowitej mocy ($kp = P_{wj}/P$) to temperaturę anody określa zależność:

$$t_a = \frac{J^{2+aj} \cdot r_F \cdot F_k \cdot w \cdot gi}{kp \cdot \lambda \cdot F_a} + t_0, \quad (14)$$

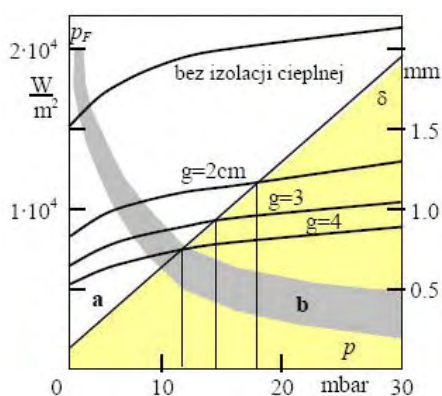
która jest już funkcją wymiaru powierzchni katody, a zatem zgodnie z zależnością (13) na temperaturę katody wpływ ma wielkość powierzchni $t_k = f(F_k)$.

Do utrzymania temperatury wsadu (katody) na wymaganym poziomie gęstość prądu może być wyznaczona z:

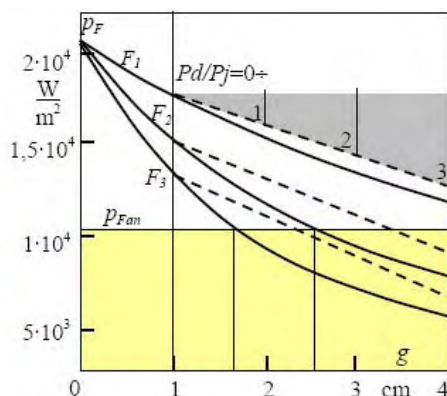
$$J = \left[\frac{(t_a - t_0) \cdot \lambda \cdot F_a \cdot kp}{r_F \cdot F_k \cdot gi \cdot w} \right]^{\frac{1}{2+aj}} \text{ lub } = \left[\frac{\varepsilon_k \cdot \sigma_0 \cdot (T_k^4 - T_a^4)}{r_F \cdot w \cdot kk} \right]^{\frac{1}{2+aj}} \quad (15)$$

Izolacja cieplna efektywnie zmniejszając straty ciepła powoduje także malenie mocy wyładowania jarzeniowego, co może prowadzić do nierównomiernej gęstości prądu na powierzchni wsadu. Związek ten przedstawiono na rysunku 7. Maksymalną grubość izolacji cieplnej zależną od ciśnienia gazu wyznacza porównanie gęstości mocy na katodzie z mocą wyładowania jarzeniowego anormalnego. Jedynie w komorach nie izolowanych można prowadzić technologię w pełnym zakresie ciśnieniowym. W komorach izolowanych należy stosować zmienny skład atmosfery (z dużym udziałem wodoru) lub nieciągły sposób dostarczania energii. Na rysunku 7 podano również grubość katodowego spadku napięcia.

Jeszcze silniejsze skutki na moc wyładowania wywiera dogrzewanie rezystancyjne. Zaciemniony trójkąt na rysunku 8 ilustruje ubytek mocy wyładowania jarzeniowego przy stosowaniu dogrzewania rezystancyjnego o różnej krotności.

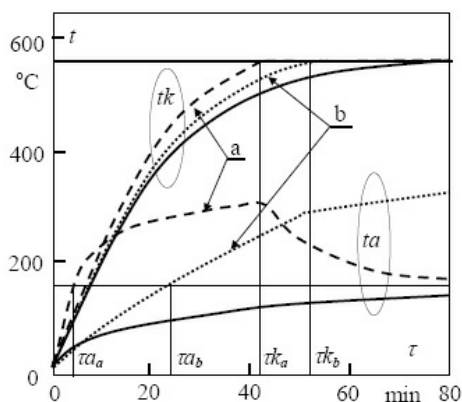


Rys. 7. Jednostkowa moc powierzchniowa w funkcji grubości izolacji cieplnej i ciśnienia azotu. a - graniczna moc wyładowania jarzeniowego anormalnego w azocie, b - grubość katodowego spadku napięcia



Rys. 8. Moc na powierzchni wsadu w komorze izolowanej cieplnie (linie ciągłe) i dogrzewanej rezystancyjnie (linie przerywane) dla różnych rozmiarów wsadów.

Stosowanie dogrzewania jako dynamicznej zmiany grubości izolacji ma swoje zalety, lecz jest bardzo energochłonne i powinno być ograniczane tylko do fazy nagrzewania wsadów. Może mieć ujemne skutki na dalszy proces wówczas, gdy zostaje wyłączone dopiero po osiągnięciu przez wsad temperatury technologicznej. Anoda i izolacja pieca są wtedy mocno przegrzane, a nadmiar zgromadzonej energii w tych elementach znacząco zmniejsza moc wyładowania jarzeniowego w pierwszej fazie technologicznej. Zupełnie inaczej jest w piecach dobrze izolowanych (rysunek 9), w których stałe czasowe są znacznie dłuższe niż stałe czasowe wsadów i moc wolno maleje do wartości stanu ustalonego. Nadmierne izolowanie komory jest nie wskazane, gdyż może prowadzić do wyładowania jarzeniowego normalnego nie pokrywającego poświatą całej powierzchni wsadu. Lepiej mogą być



Rys. 9. Przebieg temperatur nagrzewania katody i anody w komorze z:
 a- dogrzewaniem rezystancyjnym ($Pd=3 \cdot Pj$),
 b- izolacją cieplną ($gi=4\text{mm}$)

ciśnieniowo-temperaturowych jest zależny od złożoności procesu i dlatego powinien być łączony z odpowiednim sposobem zasilania.

5. PODSUMOWANIE

Szereg procesów testowych azotowania wykonywanych w warunkach wyładowania jarzeniowego stałoprądowego i impulsowego wykazało, że nie ma bezpośredniego związku pomiędzy gęstością prądu na powierzchni obrabianej a twardością i strukturą tworzonych warstw komponentu. To oznaczałoby, że wyładowanie jarzeniowe jest przede wszystkim aktywatorem w procesach ciepłno-chemicznych. Fakt ten upoważnia do stwierdzenia, że procesowe parametry energetyczne wyładowania determinowane są stanem cieplnie ustalonym pieca, czyli geometrią wsadu znajdującego się w komorze próżniowej w określonej atmosferze aktywowanej stałoprądowo lub impulsowo.

Cechą wyładowania jarzeniowego jest jego podatność na parametry środowiska. Szczególnie ciśnienie wpływa na prawdopodobieństwo rozwijania się wyładowań łukowych. Stąd większość procesów chętnie realizowana jest przy niskich ciśnieniach i dużym udziale gazu obojętnego (H_2 lub Ar). Podwyższanie ciśnienia zawęża grubość katodowego spadku potencjału wokół wsadu, co znacznie eliminuje powstawanie wnęk katodowych, lecz ułatwia inicjalizację niszczącego działania łuku.

Minimalizacja energii wyładowania jarzeniowego w procesach ciepłno-chemicznych realizowanych w szerokich zakresach temperaturowo-ciśnieniowych wymaga impulsowego sposobu zasilania. Tym bardziej, że należy także kompensować niekorzystny wpływ wzrostu rozmiarów powierzchni wsadów na zmniejszanie się gęstości strumienia jonów dodatnich. Wyładowanie impulsowe lepiej wnika we wklęsłe fragmenty produktu.

Projektując komorę pieca należy najpierw dokonać wyboru rodzaju i grubości izolacji cieplnej na podstawie analizy charakterystyk statycznych urządzenia dla określonej klasy procesów z pewnym niedowymiarowywaniem. Następnie do zaizolowanej komory dobiera się moc rezystancyjnych elementów grzejnych. Dobra konstrukcja komory pozwala na racjonalne wykorzystanie energii i prowadzi do obniżenia mocy zasilaczy. Czyni również łatwiejsze sterowanie mocami zlokalizowanymi w wielu obszarach pieca jonowego, co

izolowane komory zasilane impulsowo, ponieważ skracanie czasu trwania impulsu podwyższa jego amplitudowe wartości prądowe i napięciowe. Przy kształcie impulsu zbliżonym do prostokątnego cała powierzchnia wsadu poddana jest działaniu jonowemu mimo niewielkich energii pobieranych ze źródeł zasilania.

Uwzględniając szeroki zakres właściwości materiałów izolacyjnych i współczynników wymiany ciepła w atmosferach o obniżonych ciśnieniach od składu gazu, ciśnienia i temperatury sterowanie obróbkami w piecu jonowym tylko ze względów energetycznych staje się procesem wieloparametrycznym. A wybór komory pieca do realizacji tych technologii w szerokich zakresach

umożliwia ciągłą kontrolę liczby jonów docierających do powierzchni wsadu determinującą w znacznym stopniu modyfikowanie i dyfuzję wierzchnich warstw obrabianego wsadu.

LITERATURA

- [1] Burakowski T., Wierzchoń T., *Surface engineering of metals - principles, equipment, Technologies*, CRC Press, Boca Raton, London, New York, 1999.
- [2] Edenhofer B., Physical and metallurgical aspects of Ionitriding, *Heat Treatment of Metals* 1974, n.1, 23-28 i 1974, n.2.
- [3] Marciniak A., Karpinski T., Comparative studies on energy consumption in Installations for ion and gas nitriding, *Industrial Heating* Apr. 1980, Vol.47, n.4.
- [4] Ricard A., Deschamps J., Godard J. L., Falk L., Michel H., *Materials Science and Engineering* 1991, A 139.
- [5] Bougdira J., Henrion G., Fabry M., Cussenot J. R., *Materials Science and Engineering* 1991, A 139.
- [6] Li C. X., Georges J., Li X. Y., Active Screen Plasma Nitriding of Austenitic Stainless Steel, *Surface Engineering* 2002, Vol. 18, n.6.
- [7] Wierzchoń T., Rudnicki J., Hering M., Niedbała R., Formation and properties of nitrided plasma at a frequency between 10 and 60 kHz, *Vacuum* 48 (1997), n. 6.
- [8] Niedbała R., Procesy cieplno-chemiczne w piecach z wyładowaniem jarzeniowym, *Konferencja Postępy w Elektrotechnice*, Kościelisko 1999.
- [9] Niedbała R., Rudnicki J., Wierzchoń T., Hering M., Impulsowe i stałoprądowe azotowanie jarzeniowe, *Konferencja Naukowo-Techniczna „Nowe Materiały – Nowe Technologie Materiałowe w Przemśle Okrętowym i Maszynowym”*. Szczecin-Świnoujście `98.
- [10] Niedbała R., Heat Exchange in Glow-Discharge Chambers. *Seminar Heat Transfer in Electroheat, UIE - Education and Reserch on Electroheat Study Comitee*. Łódź 1991.

Streszczenie: Zaawansowane obróbki materiałów, do których zalicza się inżynieria powierzchni, realizowane są zazwyczaj w środowiskach płynnych z udziałem wzbudzonych lub zjonizowanych cząsteczek. Zadawalające rezultaty uzyskiwane w technologiach z udziałem wyładowania jarzeniowego spychały na dalszy plan całościowe rozwiązania urządzeń i planowanie procesów energetycznych.

W referacie przedstawiono cechy wyładowania jarzeniowego anormalnego w aspekcie procesów azotowania detali o różnorodnej geometrii. Podano dostrzeżone związki pomiędzy charakterystykami energetycznymi wyładowania jarzeniowego a stratami cieplnymi. Na podstawie zebranych doświadczeń określono wzajemne współdziałanie układów zasilających z odpowiednimi konstrukcjami pieców, które mogą przyczynić się do oszczędnego gospodarowania energią elektryczną podczas długotrwałych procesów technologicznych.

Słowa kluczowe: wyładowanie jarzeniowe, obróbki cieplno-chemiczne, azotowanie plazmowe, potencjał katodowy.

PREDYKCYJNY REGULATOR PRĄDU W FALOWNIKACH DO ZASTOSOWAŃ NAPĘDOWYCH

Adam RUSZCZYK¹⁾, Andrzej SIKORSKI²⁾

*Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny,
Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych,
15-815 Białostocka, ul. Wiejska 45A,
¹⁾e-mail: ruszczyk@pb.bialystok.pl
²⁾e-mail: sikorski@pb.bialystok.pl*

The Predictive Current Controller of Inverters for Motor Drive Applications

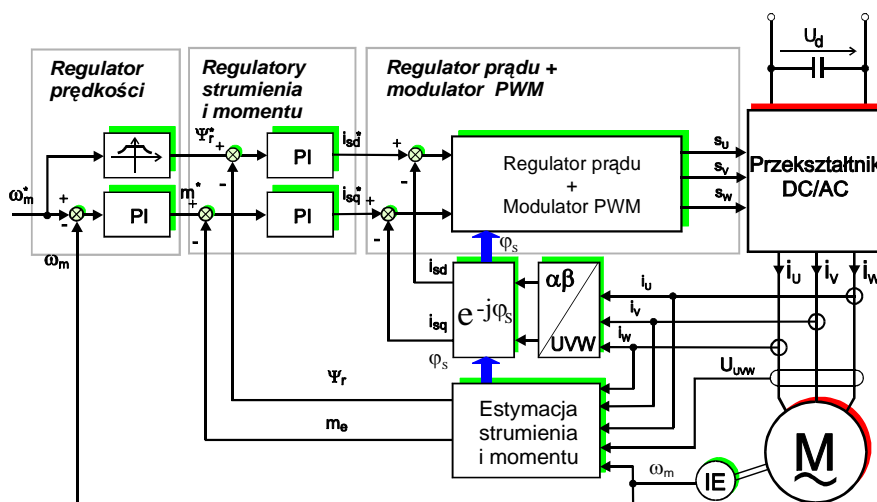
Abstract: *The modern drive systems with AC motor characterized by high dynamic of torque creation are fed by a voltage converters controlled using FOC method. This control method enables at the same time the motor flux and torque change. The drive system dynamic properties depend mainly on the current controller. The non-linear current controllers enable the shorter time of the system response on the command signal changes, but its classical realization (hysteresis, delta-modulation) have some disadvantages. The non-linear predictive current controller is proposed in the article. This controller thank to converter states analyze minimizes the current error and the converter transistors switching number and at the same time ensures a good dynamic of the current shaping.*

Keywords: *predictive current controller, nonlinear current control, three phase DC/AC inverter*

1. WSTĘP

W układach napędowych z silnikami indukcyjnymi gdzie wymagana jest regulacja prędkości kątowej i momentu do zasilania silnika wykorzystuje się falowniki napięcia. Właściwości układu falownik-silnik zależą w dużym stopniu od przyjętego sposobu sterowania falownikiem [1], [3]. Sterowanie z zamkniętą pętlą regulacji prądu pozwala na wymuszanie zadanej wartości prądu stojana silnika. Tak realizowane sterowanie zapewnia

bardzo dobrą dynamikę kształtowania momentu w szerokim zakresie zmian prędkości kątowej silnika [2]. Polowo zorientowane sterowanie ze sprzężeniem prądowym pozwala na niezależne wymuszanie składowych prądu odpowiedzialnych za wytworzenie strumienia i momentu (rys.1). Oznacza to, że sposób realizacji toru regulacji prądu będzie w głównej mierze decydował o parametrach dynamicznych całego napędu. Jeżeli jednym z warunków koniecznych pracy całego systemu jest uzyskiwanie największej możliwej dynamiki kształtowania momentu, to do realizacji regulatorów prądu wykorzystuje się regulatory nieliniowe (komparatory z histerezą lub stałym okresem próbkowania).



Rys.1. Kaskadowa struktura wektorowego sterowania przekształtnika DC/AC (FOC) z regulatorem prędkości, strumienia i momentu oraz regulatorem prądu

Jednakże klasyczne rozwiązania regulatorów nieliniowych mają dobrze znane i opisywane w literaturze wady [7], [8]. Sposobem na eliminację wad regulatorów nieliniowych, przy jednoczesnym zachowaniu bardzo dobrych właściwości dynamicznych jest wykorzystanie nieliniowego, predykcyjnego regulatora prądu (rys.2).

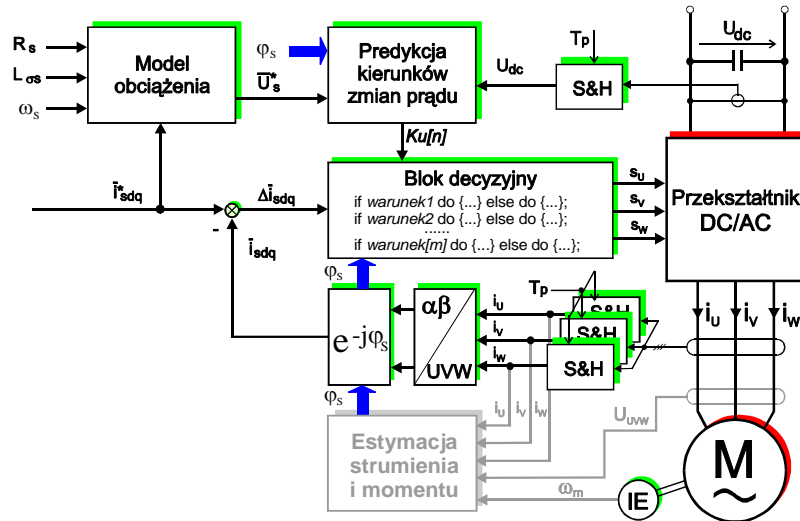
2. STRUKTURA PREDYKCYJNEGO REGULATORA PRĄDU

Regulator predykcyjny (z przewidywaniem) realizowany jest mikroprocesorowo, co oznacza pracę ze stałym okresem próbkowania. Istotą predykcyjnego regulatora prądu jest wybór optymalnej konfiguracji łączników przekształtnika, która najlepiej spełnia postawione kryterium optymalizacji. W regulatorze realizowanym cyfrowo podstawowe kryteria optymalizacji to:

- w stanie statycznym – zachowanie minimalnego uchybu wektora prądu na wyjściu przekształtnika przy możliwie najmniejszej liczbie zmian konfiguracji przewodzących łączników przekształtnika,
- w stanach przejściowych – uzyskiwanie możliwie najkrótszych czasów potrzebnych na przemieszczenie wektora prądu rzeczywistego w pobliże nowej wartości zadanej, w odpowiedzi na jej skokową zmianę.

W każdym kroku próbkowania, na podstawie modelu silnika indukcyjnego (na rys.2,

blok - „Model obciążenia”) oraz znajomości wektorów wymuszeń (konfiguracje łączników przeksztaltnika) obliczane są przewidywane kierunki zmian wektora prądu (pochodne $\frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}$) (na rys.2, blok - „Predykcja kierunków zmian prądu”).



Rys.2. Struktura predykcyjnego, nieliniowego regulatora prądu

Wychodząc z równania przeksztaltnika zasilającego silnik indukcyjny, zapisanego w wirującym układzie współrzędnych dq można wyznaczyć równanie określające kierunek i szybkość zmian wektora prądu wyjściowego przeksztaltnika [6]:

$$L_{\sigma s} \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}[n] = -\bar{U}_s^* + \bar{U}_d[n] = \bar{K}u[n] \quad (1)$$

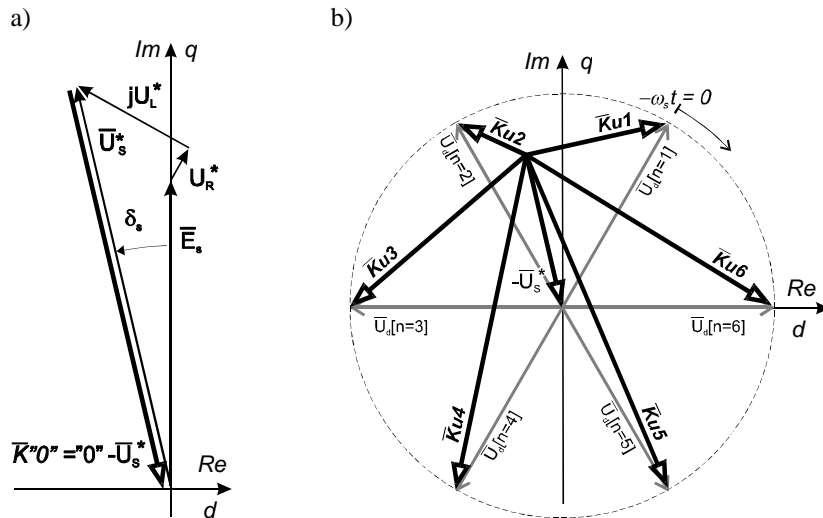
gdzie:

$$\bar{U}_s^* = \bar{E}_s + R_s \bar{i}_{sdq}^* + j\omega_s L_{\sigma s} \bar{i}_{sdq}^* = U_d^* + jU_q^* \quad (2)$$

jest zadany wektorem pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego przeksztaltnika, które wymusza przepływ prądu stojana bliski wartości zadanej \bar{i}_{sdq}^* , a

$$\bar{U}_d[n] = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} \cdot e^{j[(n-1)\frac{\pi}{3} - \omega_s t]} & : \text{dla } n = \langle 1, 2, 3, 4, 5, 6 \rangle \\ 0 & : \text{dla } n = \langle 0, 7 \rangle \end{cases} \quad (3)$$

jest wektorem napięcia kształtowanego przez przeksztaltnik DC/AC, zależnym od stanu łączników n .



Rys.3. Graficzna ilustracja kierunków zmian wektora prądu, opisanych równaniem (1)

Możliwość wyznaczenia przewidywanych kierunków zmian wektora prądu jest podstawą prowadzenia analizy związanej z minimalizacją pola uchybu.

3. BLOK DECYZYJNY REGULATORA PRĄDU

Układ sterowania wybiera taki wektor napięcia wyjściowego przekształtnika, który wymusi zmianę prądu w kierunku wartości zadanej. Zmiana powinna odbywać się z możliwie najmniejszą prędkością, po najdłuższej drodze. W ten sposób zapewniany jest najmniejszy możliwy uchyb w następnym kroku próbkowania. Minimalizacja uchybu zmniejsza zawartość wyższych harmonicznych w kształtowanym prądzie, a w konsekwencji, straty w zasilanej przez przekształtnik maszynie indukcyjnej. Okazuje się, że niekiedy wybrany wektor jest wciąż optymalny przez kilka kolejnych kroków (zwłaszcza przy małych prędkościach kątowych silnika). W takim przypadku dodatkowo minimalizuje się częstotliwość łączeń przekształtnika, a w efekcie zmniejsza strat w łącznikach energoelektronicznych.

Od bloku decyzyjnego w głównej mierze zależy działanie całego regulatora predykcyjnego prądu. Zastosowane kryterium optymalizacji decydują o jakości pracy regulatora predykcyjnego [4]. Kryterium tym może być: minimalna częstotliwość przełączeń, minimalne zniekształcenia prądu, minimalne tętnienia momentu lub minimalne pole uchybu przy stałej częstotliwości próbkowania (charakterystycznej dla realizacji mikroprocesorowej) [5].

Podstawą działania regulatora predykcyjnego jest identyfikacja kierunków zmian rzeczywistego wektora prądu w odpowiedzi na wybraną konfigurację łączników przekształtnika. Przewidywane położenie wektora prądu \vec{i}_{dq} w następnym kroku $[p+1]$ wynika z położenia wektora prądu w kroku $[p]$ i jego zmiany wywołanej pochodną prądu wyznaczoną z zależności (1) w czasie T_p , równym okresowi próbkowania:

$$\bar{i}_{sdq}[p+1, n] = \bar{i}_{sdq}[p] + \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}[n] \cdot T_p \quad (4)$$

Przewidywanie takie realizowane jest dla wszystkich kombinacji łączników przekształtnika (7 położenia wektora napięcia). Dla każdej kombinacji łączników może być też obliczony przewidywany wektor uchybu prądu (5).

$$\Delta \bar{i}_{sdq}[p+1, n] = \bar{i}_{sdq}[p+1, n] - \bar{i}_{sdq}^* \quad (5)$$

Za optymalną konfigurację łączników przekształtnika uważa się taką, która daje najkrótszy z możliwych uchyb wektora prądu. Metoda ta wymaga obliczenia siedmiu przewidywanych wektorów uchybu (dla sześciu wektorów aktywnych i jednego „zerowego”), wyznaczenia ich długości (6) oraz wyboru jednej z siedmiu kombinacji przekształtnika, dla której przewidywany uchyb prądu jest najmniejszy.

$$|\Delta \bar{i}_{sdq}[p+1, n]|_{\min} = \sqrt{(\Delta i_{sd}[p+1, n])^2 + (\Delta i_{sq}[p+1, n])^2} \quad (6)$$

Dla predykcyjnego regulatora prądu analizującego wszystkie możliwe konfiguracje łączników, kryterium to jest prawdziwe zarówno w stanie statycznym jak i dynamicznym.

Głównym celem regulatora prądu jest możliwie najwierniejsze śledzenie za wartością zadaną. Przyjmuje się, że jest to podstawowe kryterium oceny wszystkich regulatorów prądu. Na podstawie opisanego zachowania predykcyjnego regulatora prądu można zaryzykować stwierdzenie, że przedstawiony, predykcyjny regulator prądu jest najlepszym rozwiązaniem spośród nieliniowych regulatorów prądu.

Przedstawiony algorytm z pełną predykcją położenia wektora prądu może być podstawą do budowania algorytmów ograniczających predykcję do wybranych wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika. Algorytmu z ograniczoną predykcją położenia wektora prądu mają na celu umożliwienie praktycznej realizacji sterowania predykcyjnego przy ograniczonych możliwościach obliczeniowych systemów mikroprocesorowych. Jednakże, bardzo szybki postęp w technice mikroprocesorowej przynosi nowe wydajne narzędzia. Dzięki nim możliwa jest realizacja pełnej predykcji w ograniczonym czasie próbkowania T_p .

3. BADANIA LABORATORYJNE

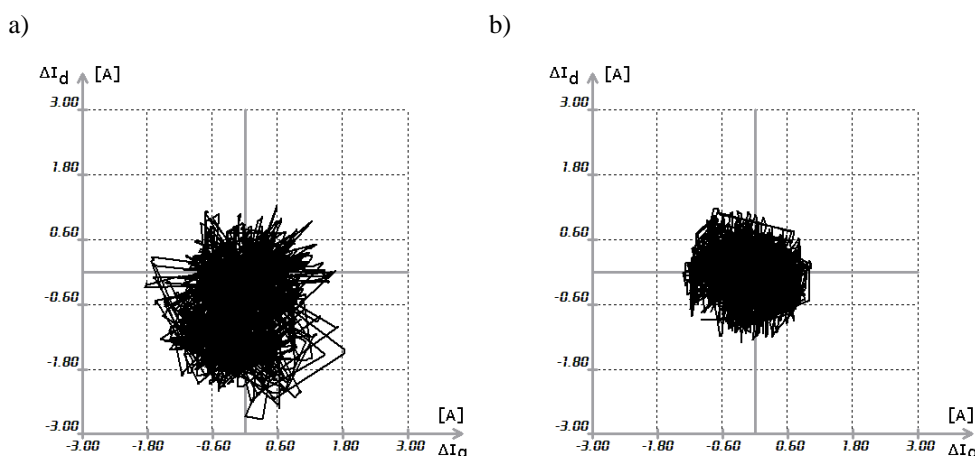
Badania laboratoryjne przeprowadzono w układzie napędowym z silnikiem indukcyjnym o mocy znamionowej $P_n=3\text{kW}$, liczbie par biegunów $p=2$, prędkości znamionowej $n_n=1415\text{min}^{-1}$ i prądzie znamionowym $I_n=6,9\text{A}$. Indukcyjność rozproszenia stojana $L_{os}=11\text{mH}$, rezystancja stojana $R_s=1,9\Omega$. Mikroprocesor realizował sterowanie typu FOC silnika indukcyjnego. W celu oceny jakości pracy zaproponowanego, predykcyjnego regulatora prądu, w torze regulacji prądu wykorzystano predykcyjny regulator prądu na zmianę z regulatorem z delta-modulacją.

W wyniku zastosowania zaproponowanej, oryginalnej metody sterowania uzyskano minimalizację amplitudy wektora uchybu prądu o około 45%. Wynik taki uzyskano przy jednoczesnym zmniejszeniu średniej częstotliwości łączeń w regulatorze predykcyjnym w porównaniu do układu z delta-modulacją. W przekształtniku z regulatorem predykcyjnym średnia częstotliwość łączeń jest mniejsza o około 14% przy znamionowej prędkości kątowej.

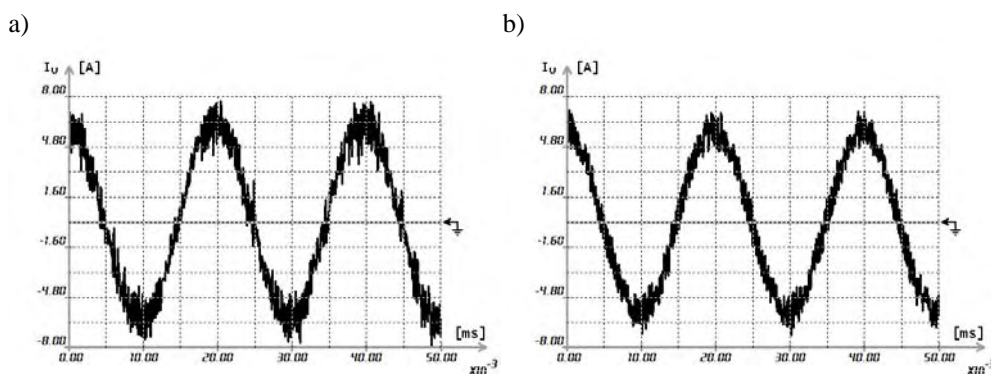
wej (ok. 1450 obr/min.) i o około 95% niższa przy prędkości $\omega_m/\omega_{mN} = 0,02$ (ok. 30 obr/min.) niż w regulatorze z delta-modulacją.

Minimalizacja pola uchybu wektora prądu kształtowanego przez przekształtnik powoduje zmniejszenie tętnień w prądzie zasilającym maszynę, a więc poprawę warunków zasilania silnika indukcyjnego. Zmniejszenie średniej częstotliwości łączeń powoduje zmniejszenie strat łączeniowych przekształtnika, a więc zwiększenie sprawności przekształtnika.

Na przedstawionych poniżej oscylogramach wyraźnie widać zmniejszenie pola uchybu wektora prądu kształtowanego na wyjściu przekształtnika wtedy, gdy wykorzystywany jest regulator predykcyjny.



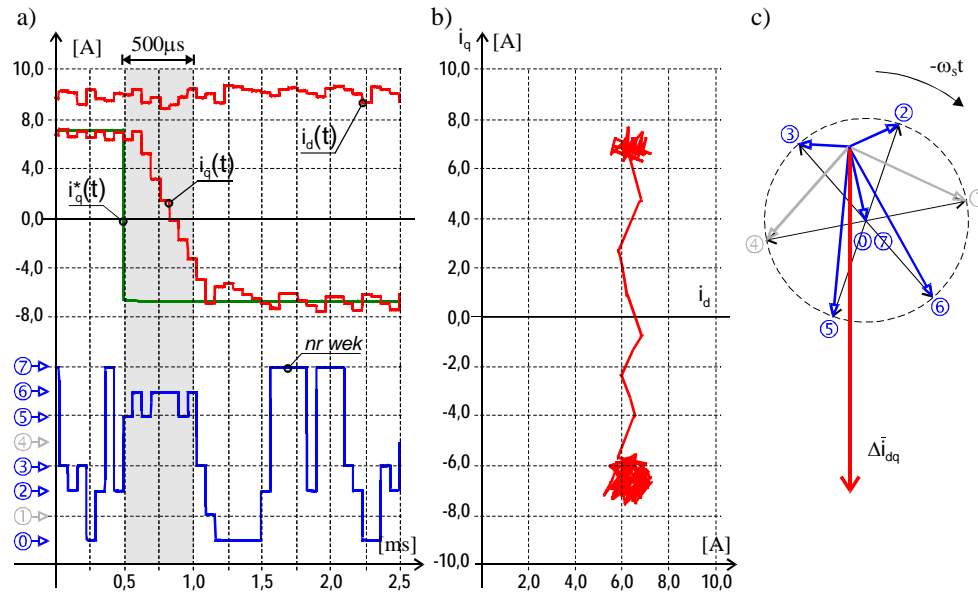
Rys.4. Trajektoria wektora uchybu prądu $\Delta \bar{i}_{sdq}$ przekształtnika DC/AC z regulatorem prądu z delta-modulacją (a) oraz regulatora predykcyjnego (b)



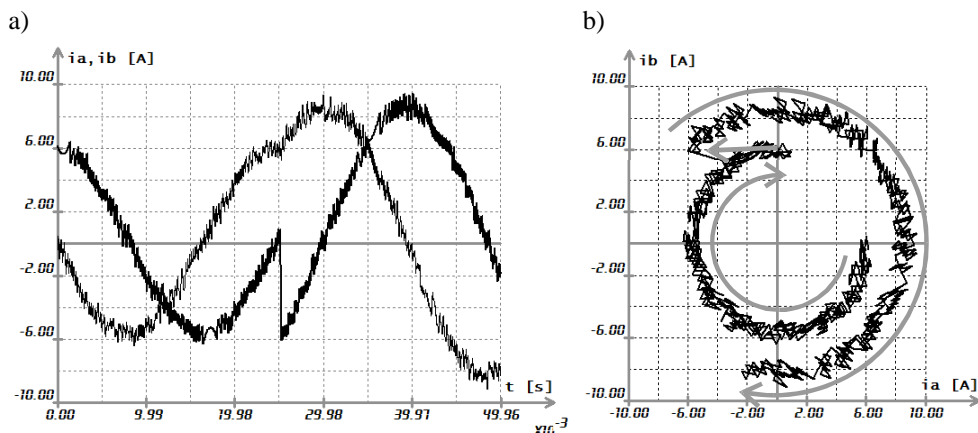
Rys.5. Prąd fazowy falownika sterowanego regulatorem z delta-modulacją (a) oraz prąd falownika sterowanego regulatorem z pełną predykcją (b)

Zmniejszenie pola uchybu prądu oraz zmniejszenie średniej częstotliwości łączeń łączników przekształtnika jest ważnym kryterium poprawy jakości pracy falownika w stanach statycznych. Jednakże, nie wpływa to na pogorszenie dynamiki odpowiedzi regulatora prądu na zmianę wartości zadanej. Na rysunku 6 przedstawiono odpowiedź regulatora prądu

du na skokową zmianę jednej ze składowych wektora prądu. Składowa ta odpowiada za kształtowanie momentu elektromagnetycznego w silniku indukcyjnym. Czas odpowiedzi układu regulacji jest ograniczony wyłącznie przez wartość indukcyjności rozproszenia stojana $L_{\sigma s}$ oraz napięcia U_{dc} w obwodzie pośredniczącym. Czas odpowiedzi regulatora oraz numery wybieranych wektorów wyjściowych falownika jest taki sam w przypadku wykorzystania regulatora predykcyjnego i regulatora z delta-modulacją.



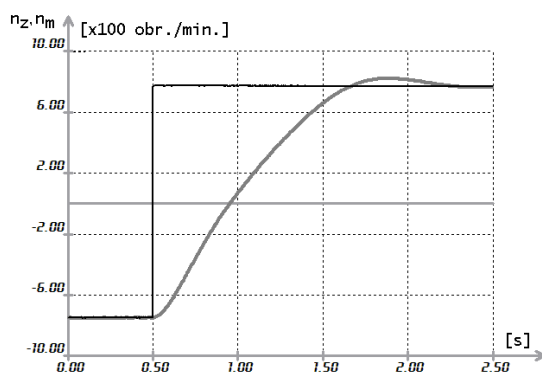
Rys.6. Zmiana wartości składowych wektora prądu \bar{i}_{sdq} (a), trajektorii wektora prądu \bar{i}_{sdq} (b) oraz numery wykorzystywanych wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika DC/AC (c) w odpowiedzi na skokową zmianę wartości zadanej składowej $i_{sq}^*(t)$



Rys.7. Zmiana składowych $i_{s\alpha}$ $i_{s\beta}$ prądu stojana w odpowiedzi na skokową zmianę wartości zadanej składowej i_{sq}^* odpowiedzialnej za kształtowanie momentu

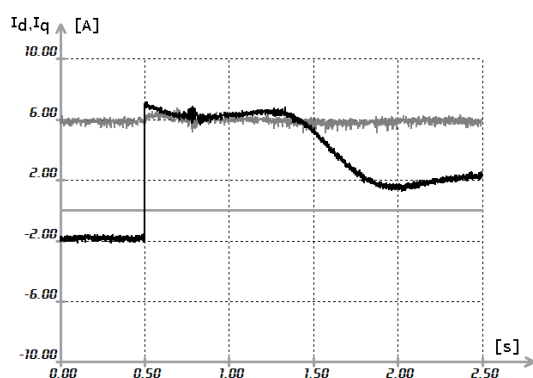
Zmiana zadanego momentu (składowej i_{sq} prądu) wymusza zmianę amplitudy i fazy prądu falownika zasilającego silnik (rys. 8). Zmiana ta powinna być dokonana w możliwie najkrótszym czasie.

Rysunek 8 pokazuje zmianę prędkości kątowej silnika (nawrót) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej. Charakter odpowiedzi zmiany prędkości zależy od zewnętrznej pętli regulacji prędkości z regulatorem typu PI. Przed zmianą prędkości zadanej silnik pracuje pod obciążeniem z prędkością równą $-0.5\omega_{mn}$. W tym stanie, składowa prądu i_{sq} – odpowiedzialna za wytworzenie momentu ma wartość ujemną bliską $-2[A]$ (rys. 9). Skok prędkości zadanej do wartości $+0.5\omega_{mn}$ powoduje szybkie zmniejszenie wartości składowej i_{sq} prądu do zera, a następnie zwiększenie do wartości równej zadanej. Na rysunku 9 stan przejściowy w chwili $t=500ms$ jest praktycznie niewidoczny. Oznacza to, że dynamika układu napędowego ograniczona jest zewnętrzną (w stosunku do regulatora prądu) pętlą regulacji. Czas nawrotu zespołu maszynowego wynosi ok. $1,2[s]$.



Rys.8. Zmiana prędkości kątowej wału silnika (nawrót) w odpowiedzi na skokową zmianę prędkości zadanej od $-0.5\omega_{mn}$ do $+0.5\omega_{mn}$

Badania (rys. 9) potwierdzają, że w stanie przejściowym wymuszenie szybkiej zmiany składowej prądu odpowiedzialnej za moment (ciemniejszy przebieg) praktycznie nie wpływa na kształt składowej prądu odpowiedzialnej za strumień (przebieg jaśniejszy).



Rys.9. Składowe wektora prądu \bar{i}_{sdq} w trakcie skokowej zmiany prędkości kątowej silnika

Szybkość zmiany momentu ograniczona jest jedynie możliwością wymuszenia odpowiedniej wartości pochodnej prądu $\frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}$ przy określonej parametrach maszyny indukcyjnej wartości indukcyjności rozproszenia stojana L_{σ} .

5. WNIOSKI KOŃCOWE

Powszechne wykorzystanie mikroprocesorów do realizacji struktur sterowania otworzyło drogę do wykorzystywania nowych, adaptacyjnych lub predykcyjnych realizacji regulatorów. Zaproponowany i opisany predykcyjny regulator prądu wykorzystuje dyskretny charakter pracy systemu mikroprocesorowego do obliczania przewidywanej odpowiedzi obiektu sterowanego (falownik-silnik indukcyjny) w następnym kroku próbkowania na wymuszenie jednym z wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika. Przewidywanie (predykcja) pozwala na wcześniejsze „sprawdzenie” wybranych konfiguracji łączników falownika i wybór tej, która najlepiej spełnia postawione kryterium optymalizacji. Współcześnie stosowane systemy mikroprocesorowe z jednostkami obliczeniowymi o wydajności liczonej w setkach lub tysiącach MIPS pozwala na sprawdzenie oddziaływania wszystkich możliwych konfiguracji łączników przekształtnika jeden a nawet kilka kroków do przodu. Nieliniowy regulator prądu działający w oparciu o przewidywanie zachowania obiektu daje gwarancję, że w aktualnej chwili wybierany jest najlepszy z możliwych wektorów napięcia. Zaprezentowany predykcyjny regulator prądu zapewnia najwyższą możliwą dynamikę kształtowania prądu (taką samą jak regulator komparatorowy z modulacją typu delta) przy jednoczesnym zmniejszeniu pola uchybu kształtowanego prądu (mniejsze THD_I prądu zasilającego stojan silnika) oraz zmniejszeniu średniej częstotliwości łączeń (mniejsze straty łączeniowe). Zachowanie to potwierdzono wynikami z badań eksperymentalnych regulatora prądu w stanach statycznych i dynamicznych

Praca finansowana ze środków na realizację projektów na badania własne PB (W/WE/5/05)

LITERATURA

- [1] Bose K. Bimal: Power electronics and variable frequency drives: technology and applications, Piscataway: IEEE Press, 1997
- [2] Kaźmierkowski M. P., Malesani L.: *Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 5, s. 691-703, October 1998
- [3] Kaźmierkowski M.P., Krishan R., Blaabjerg F.: *Control in Power Electronics – Selected Problems*, Academic Press Amsterdam 2002
- [4] Ruszczyk A.: Nowe algorytmy predykcyjnych metod regulacji prądów przekształtników AC/DC i DC/AC, Politechnika Białostocka, Rozprawa doktorska, Białystok 2005
- [5] Ruszczyk A.: *Vectorial output current control of DC/AC converter with improving current waveform quality*, International Scientific Conference: Energy Savings in Electrical Engineering, Warsaw, 14th-15th May, 2001, pp. 356-360
- [6] Sikorski A.: *Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku*

AC/DC/AC - PWM zasilającym maszynę indukcyjną. Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Rozprawy naukowe nr 58

- [7] Tuttas C.: *Voltage-Source Inverter Fed Asynchronous Machine with Hysteresis Control of Rectified Currents*, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'95 Sevilla, Spain 1995, Vol. 1, pp. 1.695-1.700
- [8] Yao Quying and Holmes D.G.: *A Simple, Novel Method for Variable-Hysteresis-Band Current Control of a Three Phase Inverter with Constant Swithing Frequency*, IAS 93, Vol. 3, IEEE 1993

Streszczenie: *W nowych układach napędowych z silnikami indukcyjnymi gdzie wymagana jest duża dynamika kształtowania momentu wykorzystuje się falowniki napięcia sterowane metodą FOC. Ten sposób sterowania zapewnia kontrolę strumienia i momentu elektromagnetycznego silnika. Dobra dynamika kształtowania momentu zależy głównie od regulatora prądu. Nieliniowe regulatory prądu zapewniają najkrótszy czas odpowiedzi na zmianę sygnału zadanego ale klasyczne rozwiązania (histerezyowe, delta-modulacja) posiadają ogólnie znane wady. W artykule zaproponowano nieliniowy predykcyjny regulator prądu. Regulator ten na podstawie analizy wszystkich konfiguracji łączników przekształtnika dokonuje minimalizacji uchybu prądu oraz minimalizacji liczby przełączeń przy zachowanej maksymalnej dynamiki kształtowania prądu.*

Słowa kluczowe: *predykcyjny regulator prądu, nieliniowy regulator prądu, trójfazowy falownik napięcia*

STRUKTURY MIKROPROCESOROWE ARM I MOŻLIWOŚCI ICH IMPLEMENTACJI W UKŁADACH ENERGEOELEKTRONICZNYCH

Henryk SUPRONOWICZ, Andrzej OLSZEWSKI, Hubert GAWIŃSKI

*Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej
Zakład Elektroniki Przemysłowej*

The ARM Microprocessors Architecture and Applications in Power Electronics

Abstract: *The ARM architecture is 32-bits RISC microprocessor architecture that is most common in embedded applications. This paper describes a brief history of ARM Ltd. – the inventor, main features of the architecture and a few chips for industrial applications based on ARM core. The main features of the platform are low power consumption, high performance code portability. Advanced microprocessor bus architecture (AMBA) allows combining ARM core with various peripherals and realize System-on-a-Chip idea. This paper presents also a design of a unified power flow controller UPFC based on ARM microcontroller.*

Keywords: *Microprocessor, ARM architecture, UPFC*

1. WSTĘP

Powszechnie stosowane elektroniczne układy przemysłowe w tym układy energoelektroniczne są najczęściej związane z implementacją algorytmów kontrolno-obliczeniowych o różnej skali złożoności. Skomplikowane obliczenia wymagają wydajnych systemów mikroprocesorowych lub programowalnych struktur logicznych. Coraz częściej możliwe staje się wykorzystanie mikrokontrolera z uwagi ich rosnącą wydajność obliczeniową na co składa się przede wszystkim częstotliwość taktowania oraz długość przetwarzanego słowa cyfrowego. Nie bez znaczenia jest również integracja w jednym elemencie wielu układów peryferyjnych. Pomysł ten jest coraz częściej rozszerzany o możliwość konfiguracji wbudowanych układów peryferyjnych, a nawet tworzenia zupełnie nowych dzięki wbudowanej logice programowalnej. Pozwala to na zbudowanie

kompletnego systemu mikroprocesorowego w jednej kości – SoC (System-on-a-Chip), dostosowanego do potrzeb danej aplikacji.

Rozpatrując mikroprocesory do celów przemysłowych najszybciej rozwijają się układy 32-bitowe i te są najbardziej korzystne z punktu widzenia wydajności i dokładności obliczeń. Do tej grupy należą układy z rdzeniem ARM wywodzące się z pierwszych komercyjnie stosowanych struktur RISC (Reduced Instruction Set Computer). Ich historia sięga roku 1985, kiedy to firma Acorn Computer Limited opracowała mikroprocesor ARM1 – pierwszy układ o architekturze RISC. Rozwiązanie wówczas rewolucyjne polegało na ograniczeniu ilości rozkazów zaimplementowanych w strukturze mikroprocesora. Wyniki badań pokazały, że większość wykonywanych instrukcji to przesłania danych oraz instrukcje sterujące, tylko kilkanaście procent stanowią operacje arytmetyczne i logiczne. Skomplikowane rozkazy w strukturach CISC (Complex Instruction Set Computer) są wykorzystywane bardzo rzadko. Implementacja mniejszej liczby rozkazów, tym samym uproszczenie automatu dekodowania instrukcji pozwoliło na uproszczenie jednostki centralnej. Przekłada się to dalej na niewielkie gabaryty struktury krzemowej, mniejszy pobór mocy i przede wszystkim większą wydajność obliczeniową dzięki większej możliwej częstotliwości taktującej rdzeń.

Kolejny mikroprocesor – ARM2 produkowany od 1987r. w stosunku do pierwowzoru posiadał dodatkowo mnożarkę sprzętową. Był to również układ 32-bitowy, taktowany z częstotliwością 8MHz, składał się z 30 tys. tranzystorów. ARM3 został rozszerzony o jednostkę zmiennoprzecinkową oraz 4kB pamięci podręcznej. Taktowanie rdzenia zwiększono do 25MHz.

Pierwsze odmiany układów ARM (1985-1990r.) znalazły zastosowanie przede wszystkim w komputerach domowych. Komputery Acorn RISC PC posiadały własny „okienkowy” system operacyjny, który z powodzeniem mógł konkurować z ówczesnymi wersjami Windows.

W 1990r. nastąpiło połączenie firmy Acorn z VLSI oraz Apple, z czego powstała firma Advanced RISC Machines, przemianowana później na ARM Ltd. Zadaniem nowo powstałej organizacji był rozwój i promowanie mikroprocesorów RISC. Po wprowadzeniu nowego mikroprocesora szybko okazało się, że bardziej opłacalne od produkcji samych układów krzemowych jest sprzedaż licencji na używanie dobrze zaprojektowanych rdzeni mikroprocesorów RISC.

2. ARCHITEKTURA

Obecnie dostępne rdzenie ARM można podzielić na kilka grup w zależności od wyposażenia i wydajności, co przekłada się na ich możliwe zastosowania. Wszystkie dostępne podrodziny są zgodne z podstawowym modelem rdzenia oferując ponadto dodatkowe funkcje, np. jednostki zmiennoprzecinkowe, DSP, obsługę Javy, dodatkowe systemy magistralowe, kilka jednostek centralnych, szyfrowanie danych, zarządzanie poborem mocy podczas wykonywania kodu. Struktury ARM są kompatybilne „w dół”, co oznacza, że napisane programy można uruchamiać w nowszych układach. W tabeli 2.1 przedstawiono najważniejsze właściwości rdzeni ARM.

Ze względu na zastosowania struktury ARM można podzielić na trzy kategorie:

- rdzenie dla systemów użytkowych (Application Cores) – telefony, palmtopy, palmofony, komputery,
- rdzenie dla systemów wbudowanych (Embedded Cores) – zastosowania przemysłowe, układy sterowania, motoryzacja, urządzenia medyczne, przetwarzanie obrazu, nawigacja satelitarna,

- rdzenie dla systemów szyfrowania danych (Secure Cores) – terminale płatnicze, nośniki pamięci, klucze elektroniczne.

Tab.2.1. Właściwości rdzeni ARM

Rdzeń	Wersja	Pamięć cache	Zarządzanie pamięcią	System magistral	Thumb/DSP/Jazelle	Wydajność [MIPS]
Rdzenie do zastosowań w aplikacjach użytkowych						
ARM720T	v4	8k	MMU	AHB	+/-/-	90
ARM920T	v4	16k/16k	MMU	AHB	+/-/-	275
ARM922T	v4	8k/8k	MMU	AHB	+/-/-	275
ARM926EJ-S	v5	Zmienna	MMU	2xAHB	+/+/+	290
ARM1020E	v5	32k/32k	MMU	2xAHB	+/+/-	430
ARM1022E	v5	16k/16k	MMU	2xAHB	+/+/-	430
ARM1026EJ-S	v5	Zmienna	MMU lub MPU	2xAHB	+/+/+	430
ARM1136J(F)-S	v6	Zmienna	MMU	5xAHB	+/+/+	675
ARM1176JZ(F)-S	v6	Zmienna	MMU+TrustZone	4xAXI	+/+/+	675
ARM11MPCore	v6	Zmienna	MMU	1(2)xAXI	+/+/+	2600
ARM Cortex-A8	v7	Zmienna	MMU+TrustZone	AXI	+/+/+	2000
Rdzenie do zastosowań w systemach wbudowanych						
ARM7TDMI-S	v4	-	-	+	+/-/-	120
ARM7EJ-S	v4	-	-	+	+/+/+	120
ARM946E-S	v5	Zmienna	MPU	AHB	+/+/-	230
ARM966E-S	v5	-	-	AHB	+/+/-	275
ARM968E-S	v5	-	DMA	AHB-Lite	+/+/-	300
ARM996HS	v5	-	MPU	2xAHB	+/+/-	275
ARM1026EJ-S	v5	Zmienna	MMU lub MPU	2xAHB	+/+/+	430
ARM1156T2(F)-S	v6	Zmienna	MPU	3xAXI	+/+/-	675
ARM Cortex-M3	v7	-	MPU	+	+/-/-	120

Układy ARM operują na 32-bitowych danych wykorzystując przy tym 32-bitowe instrukcje (lub 16-bitowe w trybie Thumb). Są zgodne z architekturą RISC, najprostszą wersję 4 rdzenia wyposażono w 30 rozkazów. Bardziej zaawansowane struktury mają obszerniejszy zestaw instrukcji. Układy ARM (podobnie jak większość struktur RISC) mogą wykonywać działania tylko na danych zapisanych w rejestrach. Brak jest rozkazów wykonujących działania na danych zapisanych w pamięci, do której mają dostęp tylko rozkazy załaduj i zapisz (architektura określana jako LOAD-STORE). Występuje więc potrzeba dostępu do większej liczby rejestrów niż w układach CISC. Struktury ARM posiadają 31 rejestrów 32-bitowych ogólnego przeznaczenia na których można wykonywać wszystkie operacje z listy rozkazów oraz 6 rejestrów systemowych. Podczas normalnego wykonywania programu do dyspozycji jest 15 rejestrów ogólnego przeznaczenia (r0-r14), licznik programu (r15) i rejestr systemowy CPSR. Pozostałe rejestry są dostępne jedynie w trybach ochrony związanymi m.in. z obsługą przerw, błędami adresowania.

Wszystkie struktury ARM przetwarzają instrukcje z wykorzystaniem tzw. potoku w celu zwiększenia wydajności obliczeń. W najprostszych układach (ARM7) występują trzy potoki dzięki czemu układy te w tym samym momencie mogą wykonywać trzy rozkazy w różnych fazach (wykonywanie aktualnego, dekodowanie następnego i pobieranie kolejnego). W zależności od wersji struktury występuje różna liczba potoków, w bardziej zaawansowanych strukturach najczęściej jest ich 5 (ARM9), ale spotyka się też 6 (ARM10), a nawet 9 (ARM11). Zwiększenie długości potoku przekłada się na ilość instrukcji wykonywanych w jednostce czasu. W przypadku struktur ARM7 jest to około 0,9MIPS (Million Instructions Per Second), a dla struktur ARM11 – 2,1MIPS. Potok działa najefektywniej kiedy program jest wykonywany sekwencyjnie i nie ma rozgałęzień. W

przypadku skoków do podprocedur potok musi być oczyszczony i zapełniony nowymi instrukcjami wydłuża czas wykonywania programu.

Układy ARM dysponując 32-bitowym licznikiem programu (r15) mogą zaadresować 4GB pamięci. Pamięć (programu raz danych) jest adresowana liniowo od adresu 0 do $2^{32}-1$ i może przechowywać dane w postaci bajtów, słów 16 oraz 32-bitowych. Są one tworzone zawsze z przylegających bajtów. Dane mogą być zapisywane w pamięci w dwóch formatach: najbardziej znaczący bajt znajduje się na początku (big-endian) lub na końcu (little-endian) słowa.

Struktury ARM są wyposażone w dwa zestawy instrukcji: ARM – instrukcje 32-bitowe oraz Thumb – instrukcje 16-bitowe. Rozkazy 16-bitowe operują na danych 32-bitowych. Tryb Thumb charakteryzuje się większą gęstością upakowania kodu programu, za cenę szybkości wykonywania. Program składający się z instrukcji 16-bitowych zajmuje średnio 65% typowego programu (instrukcje 32-bitowe) i jest wykonywany wolniej o około 40%. Instrukcje Thumb są „w locie” dekodowane do trybu 32-bitowego i dalej wykonywane. Kod 16 i 32-bitowy może być dowolnie łączony, co zapewnia m.in. efektywniejsze wykonywanie krytycznych czasowo procedur w trybie Thumb.

Projektanci układów ARM wyposażyli je w kilka trybów pracy, które można podzielić na dwie kategorie: tryb użytkownika (*user mode*) w którym wykonywany jest kod programu oraz tryby uprzywilejowane (*privileged mode*). Dostępnych jest sześć trybów uprzywilejowanych – ochrony, każdy z nich jest uruchamiany przez mikroprocesor w momencie wystąpienia odpowiedniego wyjątku. Na tryby ochrony składają się:

- tryb przerywania szybkiego (*Fast Interrupt*) FIQ – uruchamiany dla przerw krytycznych czasowo,
- tryb przerywania (Interrupt) – IRQ – wykorzystywany do obsługi przerw zwykłych,
- Supervisor – wykorzystywany przez system operacyjny,
- Abort Mode – uruchamiany jeśli pojawi się instrukcja odwołująca się do nieistniejącego obszaru pamięci,
- tryb systemu operacyjnego (System Mode) – wykorzystywany przez system operacyjny,
- Undefined Mode – tryb ten jest uruchamiany jeśli pojawi się nieznaną instrukcją.

Zmiana trybu ochrony jest realizowana przez mikroprocesor i następuje jeśli pojawi się sytuacja wyjątkowa. Nie jest to możliwe podczas normalnego trybu pracy. Zmiana trybu jest związana z częściowym bankowaniem rejestrów, każdy z trybów uprzywilejowanych wprowadza własne rejestry w miejsce istniejących, co umożliwia np. niezależne adresowanie stosu w każdym z trybów. Wprowadzenie dodatkowych trybów pracy daje możliwość lepszego oprogramowania możliwych błędów systemu mikroprocesorowego i w efekcie większą niezawodność działania.

2.1. Organizacja rejestrów

Na rysunku 2.1 przedstawiono blok rejestrów w strukturach ARM, składający się z 37 rejestrów 32-bitowych. W trybie użytkownika do dyspozycji jest 15 rejestrów ogólnego przeznaczenia r0-r14, licznik programu – r15 oraz rejestr systemowy CPSR (*Current Program Status Register*). Rejestry r0-r12 mogą być dowolnie wykorzystywane, podobnie jak r13 i r14, które pełnią najczęściej specjalne funkcje.

(Negative), Z (Zero), C (Carry), V (Overflow), które są zmieniane pod wpływem wykonywanych operacji arytmetycznych i logicznych. Znaczniki I, F blokują przyjmowanie przerw odpowiednio IRQ i FIQ. Bit T określa jaki typ wykonywanych instrukcji (ARM/Thumb). Pięć najmłodszych bitów M4-M0 określa tryb pracy.

2.2. Tryby pracy oraz wyjątki

Wyjątki mogą być generowane przez sygnały zewnętrzne, jak również przez samą strukturę mikroprocesora, zasada działania podobna jest do przerw. W momencie pojawienia się wyjątku wykonywany program jest przerywany, następuje skok do procedury obsługi wyjątku. W strukturach ARM może zaistnieć siedem różnych wyjątków, każdy z nich ma odpowiedni priorytet i tryb pracy. W tabeli 2.2 przedstawiono możliwe wyjątki.

Tab.2.2. Wyjątki

Wyjątek	Priorytet	Tryb pracy	Adres wektora
Reset	1 (najwyższy)	Supervisor	0x00000000
Nieznana instrukcja	6	Undefined	0x00000004
Przerwanie programowe (SWI)	6	Supervisor	0x00000008
Błąd pobierania instrukcji	5	Abort	0x0000000C
Błąd odczytu danej	2	Abort	0x00000010
Przerwanie IRQ	4	IRQ	0x00000018
Przerwanie FIQ	3	FIQ	0x0000001C

Wszystkie wyjątki są obsługiwane tylko w trybie ARM, jeśli wykonywany program wykorzystywał instrukcje 16-bitowe, mikroprocesor automatycznie przechodzi w tryb ARM w momencie pojawienia się wyjątku, uruchamiając również właściwy tryb ochrony. Procedura obsługi wyjątku jest następująca: do rejestru LR (r14) zapisywany jest adres kolejnej instrukcji, skopiowanie rejestru CPSR do odpowiedniego SPSR, ustawienie flag odpowiednio dla trybu ochrony, do licznika programu PC (r15) wpisywany jest adres wektora danego wyjątku. Kolejność przyjmowania zgłoszeń wyjątków jest określona przez priorytet każdego z nich.

Możliwe są następujące sytuacje kiedy następuje zgłoszenie wyjątku:

- Przerwanie szybkie FIQ (Fast Interrupt) – sygnał wewnętrzny na linii nFIQ z kontrolera przerw,
- Przerwanie IRQ (Interrupt) – sygnał wewnętrzny na linii nIRQ,
- Błąd pobierania – pobierana instrukcja jest nieprawidłowa,
- Błąd odczytu danej – odwołanie się do nieistniejącego obszaru pamięci. Mechanizm ten umożliwia implementację pamięci wirtualnej przez system operacyjny,
- Przerwanie programowe SWI – wyjątek ten jest wywoływany programowo instrukcją SWI,
- Nieokreślona instrukcja – instrukcja nieistniejąca w zestawie rozkazów mikroprocesora, wykorzystywany do emulacji instrukcji koprocessora,
- Reset – wykonywany przy uruchamianiu systemu.

2.3. Instrukcje mikroprocesora

Mikroprocesory ARM zostały wyposażone w dwa zestawy instrukcji: 32-bitowe ARM oraz 16-bitowe Thumb. Zastosowanie architektury Load-Store – wszystkie operacje

arytmetyczne i logiczne są wykonywane tylko na rejestrach wprowadza jasny podział dostępnych instrukcji:

- Instrukcje przesyłające dane pomiędzy rejestrami i pamięcią. Oprócz typowych rozkazów transferujących dane (LDR, STR) zaimplementowano instrukcje do blokowego przesyłania danych. Przesyłany może cały zestaw rejestrów lub tylko wybrane (LDM, STM). Zaimplementowano też instrukcję SWAP do zamiany miejscami zawartości dwóch rejestrów.
- Instrukcje sterujące – porównania i skoki,
- Instrukcje przetwarzające dane – operacje arytmetyczne i logiczne.

Wszystkie rozkazy w jakie wyposażono mikroprocesory ARM mają możliwość warunkowego wykonywania (w innych układach jest możliwe tylko dla instrukcji skoku). Wykonanie danej operacji zależy od ustawień bitów N, Z, C, V w rejestrze systemowym. Instrukcje warunkowe są realizowane przez dodanie kodu warunku do danej instrukcji. W tabeli 2.3 przedstawiono 15 możliwych warunków.

Tab.2.3. Warunki instrukcji ARM

EQ	=	MI	ujemny	HI	> (liczba bez znaku)	GT	>
NE	≠	PL	dodatni lub zero	LS	≤ (liczba bez znaku)	LE	≤
CS	≥ (liczba bez znaku)	VS	przepełnienie	GE	≥	AL	zawsze
CC	< (liczba bez znaku)	VC	brak przepełnienia	LT	<		

Struktury ARM wyposażono w rozkazy 3-adresowe. Instrukcje arytmetyczne składają się z dwóch niezależnych argumentów i wyniku. Pierwszy argument musi być rejestr, drugi może być rejestr albo wartością stałą. Drugi operand może być dodatkowo poddany przesunięciu logicznemu do 32 bitów w rejestrze przesuwym. Wprowadzenie warunku dla instrukcji jak też przesunięcie logiczne nie zajmuje dodatkowych cykli zegara i jest realizowane w czasie wykonania normalnej instrukcji.

Przykład:

Jeśli spełniony jest warunek Z=1, to powinno zostać wykonane działanie:

$$R1=R2+(R3*4)$$

Operacja ta może być zrealizowana za pomocą rozkazu

ADDSEQ R1, R2, R3, LSL #2

w jednym cyklu zegarowym.

2.4. Mikroprocesory ARM

Przedstawiona charakterystyka struktur ARM dotyczy tylko jednostki centralnej oraz układu magistral. Elementy te jako model IP są implementowane w strukturach krzemowych przez większość producentów układów scalonych bardzo dużej skali integracji. Wykorzystując gotowy rdzeń pozostaje dołączenie pamięci programu i danych oraz niezbędnych elementów peryferyjnych.

Produkowane układy ARM, występują pod postacią mikroprocesorów, mikrokontrolerów, a także kombinacji samego rdzenia ARM (lub mikroprocesora) i logiki programowalnej. To ostatecznie rozwiązanie umożliwia realizację koncepcji SoC – kompletnego systemu mikroprocesorowego w jednym układzie. Logika programowalna daje możliwość tworzenia elementów peryferyjnych jak liczniki/timery, układy

interfejsowe, itd. dostosowane do potrzeb danej aplikacji. Dzięki dużej elastyczności konfiguracji mikroprocesora jak i mnogości dostępnych rozwiązań układy ARM znajdują zastosowanie w wielu dziedzinach od przenośnych urządzeń telekomunikacyjnych, komputerów mobilnych po motoryzację i zastosowania przemysłowe. W tabeli 2.3 przedstawiono zestawienie parametrów wybranych struktur mikrokontrolerów dla aplikacji przemysłowych.

Tab.2.3. Wybrane mikrokontrolery z rdzeniem ARM

	ADuC7026	STR730FZ2	LPC2148	DCIC9907
Typ rdzenia	ARM7TDMI	ARM7TDMI	ARM7TDMI	2xARM946E
Wydajność	40MIPS@45MHz	32MIPS@36MHz	54MIPS@60MHz	280MIPS @128MHz
Pamięć RAM	16kB	16kB	40kB	96kB
Pamięć FLASH	62kB	256kB	512kB	-
Przerwania	23xIRQ (4 zewn.) 4xFIQ	64xIRQ (16zewn.) 2xFIQ	16xIRQ (4zewn.)	16IRQ
Liczniki/Timery	2x16-bit 2x32-bit	13x16-bit	2x32-bit	+
PWM	3-fazowy	3-fazowy	3-fazowy	3-fazowy
Interfejsy komunikacyjne	UART 2xI ² C, SPI	4xUART, 3xSPI 2xI ² C, 3xCAN	2xUART, 2xI ² C SPI, SSP, USB2.0	UART, 2xCAN SSI, Ethernet
Przetworniki A/C	12-bit, 12wejsć 1us, 0...3,3V	10-bit, 16wejsć 3us, 0...5V	2x10-bit, 2x8wejsć 2,44us, 0...3V	+
Przetworniki C/A	4x12-bit	-	10-bit 1us, 0...3V	+
Linie We/Wy	40	112 (5V)	45	109
Temp. pracy	-40...125°C	-40...105°C	-40...85°C	
Obudowa	LQFP80	TQFP144	PQFP64	BGA305

3. SYSTEM FILTRACJI UPFC Z UKŁADEM ARM

Powszechne stosowanie odbiorników nieliniowych w sieciach elektrycznych niskich napięć powoduje, że z sieci pobierane są prądy niesinusoidalne a tym samym odkształcane jest napięcie w linii. Aby temu przeciwdziałać stosuje się układy filtracji kompensujące niepożądane składowe napięć i prądów. Wykorzystywane są zarówno bierne filtry LC jak również układy aktywne składające się z filtru szeregowego lub (i) filtru równoległego do kompensacji niepożądanych składowych napięć i prądów. Połączenie filtrów szeregowego i równoległego znane jest również jako sterownik przepływu mocy UPFC (Unified Power Flow Controller).

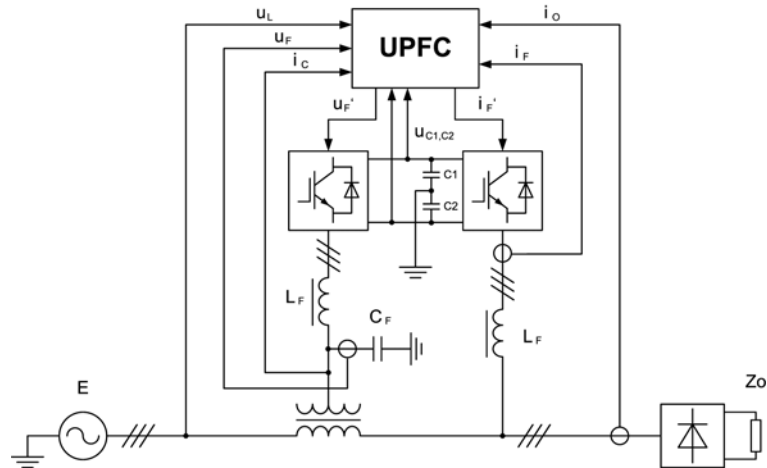
Na rysunku 3.1 przedstawiono jedno z możliwych rozwiązań systemu UPFC.

Przedstawiony układ umożliwia:

- kompensację składowych biernych prądu odbiornika,
- kompensację wyższych harmonicznnych pobieranych przez odbiornik,
- symetryzację obciążenia widzianego z zacisków sieci,
- regulację napięcia w linii zasilającej,
- filtrację wyższych harmonicznnych napięcia na zaciskach odbiornika.

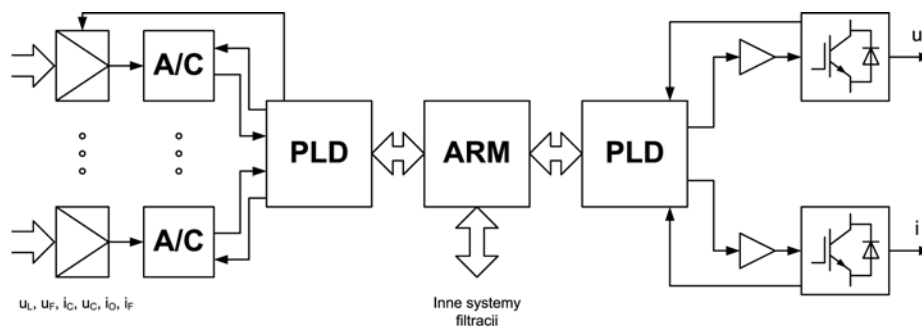
Zaproponowany system filtracji aktywnej składa się z filtrów napięciowego i prądowego pracujących w układzie otwartym. Źródła napięcia i prądu dodatkowego pełnią falowniki napięcia ze wspólnym obwodem pośredniczącym C1, C2. Układ wyznaczania wzorcowych przebiegów prądów i napięć, jak również modulatory sterujące pracą

tranzystorów realizuje układ sterowania US. W praktyce może być on zbudowany z wykorzystaniem mikrokontrolera ARM LPC2138. Zastosowanie metody całkowej do wyliczania wzorcowych napięć i prądów kompensujących pozwala na przetworzenie przynajmniej 500 cykli obliczeniowych algorytmu dla każdej fazy.



Rys.3.1. Schemat blokowy systemu UPFC

Na rysunku 3.2 przedstawiono schemat blokowy układu sterowania systemem filtracji UPFC. Układ można podzielić na trzy części: pomiarową, kontrolno-obliczeniową oraz sterującą przekształtnikiem. Przy dużej ilości mierzonych sygnałów, w tym przypadku 17, staje się korzystne zastosowanie dedykowanego układu do zarządzania cyklem pomiarowym i realizacji transmisji. Realizacja tego bloku na bazie cyfrowych struktur programowalnych PLD, umożliwia realizację specjalizowanego bloku szybkiej transmisji szeregowej z izolacją galwaniczną. Układ transmisji z wykorzystaniem skrętki dwuprzewodowej i transoptorów po stronie nadawczej i odbiorczej zapewnia szybkość transmisji do 20Mb/s. Przy założeniu, że przesyłane są 12-bitowe dane z 8 źródeł (przetworniki A/C), możliwy jest transfer 1600 pomiarów w okresie napięcia sieciowego 50Hz.



Rys.3.2. Schemat blokowy układu sterowania systemem filtracji UPFC

Wybrany mikrokontroler ARM realizuje algorytm wyznaczania napięć i prądów kompensujących, które są dalej przekształcane na sygnały sterujące łącznikami falownika w zewnętrznym układzie logiki programowalnej. W celu rozbudowy systemu filtracji układ ARM powinien zapewniać też komunikację z innymi systemami tego typu.

LITERATURA

- [1] Dileep B., Douglas W.C., *Performance from Architecture: Comparing a RISC and a CISC with Similar Hardware Organization*
- [2] Furber S., *System-on-a-Chip Architecture*, Addison-Wesley, 2000
- [3] Seal D., *ARM Architecture Reference Manual*, Addison-Wesley, 2000
- [4] Strzelecki R., Supronowicz H., *Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2000

Streszczenie: Struktury mikroprocesorowe ARM należą do grupy 32-bitowych układów RISC, są najdynamiczniej rozwijającą się grupą układów tego typu dedykowanych dla aplikacji zarówno konsumenckich i przemysłowych. Wyróżniają się przede wszystkim niskim poborem mocy, dużą wydajnością i przenośnością kodu w ramach tej rodziny. Specyfikacja ARM określa sposób organizacji rdzenia oraz zaawansowanych systemów magistralowych, co umożliwia dalej tworzenie dedykowanych systemów mikroprocesorowych w jednej kości SoC. W artykule przedstawiono krótką historię układów ARM, ich główne właściwości jak również przykłady implementacji.

Słowa kluczowe: architektura ARM, UPFC

**ANALIZA SPRZĘŻONYCH ZJAWISK CIEPLNO
– ELEKTROMAGNETYCZNYCH W PRZETWORNIKACH
O RUCHU LINIOWYM**

Rafał WOJCIECHOWSKI

*Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej
ul. Piotrowo 3a, 60 – 965 Poznań, e-mail: rafal.f.wojciechowski@doctorate.put.poznan.pl*

*Analysis of coupled thermal and electromagnetic phenomena
in transducer of linear movement*

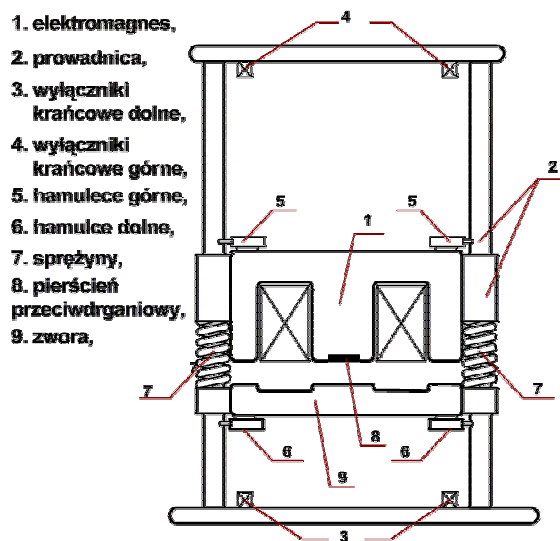
Abstract: *The paper presents the model of coupled electromagnetic, thermal and motion phenomena in transducer of linear movement. In the paper the algorithm for the field–circuit analysis of the system is discussed. The proposed mathematical model includes: (a) finite element (FE) equations for electromagnetic field, (b) finite element equations of thermal field, (c) circuit equations that define the winding connections and the supply system. Moreover, the field and circuit equations are coupled through the electromagnetic force with the equations of motion. In the proposed algorithm these equations are solved simultaneously and the time stepping method is applied. Selected examples of the application of proposed algorithm are presented.*

Keywords: *transducer, the coupled phenomena*

1. WSTĘP

W algorytmach projektowych przetworników elektromagnetycznych ważną rolę spełniają obliczenia cieplne. Bardzo często stosuje się uproszczone metody analityczne lub wprowadza się ograniczenie dotyczące wartości gęstości prądu, przy którym projektowany układ nie ulegnie przegrzaniu. Obecnie z uwagi na rozwój metod numerycznych i technik obliczeniowych coraz częściej w obliczeniach projektowych stosuje się numeryczne metody obliczeń cieplnych. Zwykle upraszcza się zagadnienie i zakłada się, że w równaniach dyfuzji ciepła wartości współczynników przewodności cieplnej nie zależą od rozkładu temperatury.

W artykule, autor przedstawia algorytm obliczania sprzężonych zjawisk ciepło – elektromagnetycznych na przykładzie przetwornika o ruchu liniowym. Jako przykład rozpatrzono układ przedstawiony na rysunku 1.



Rys.1. Rozpatrywany przetwornik o ruchu liniowym

Przyjęto, że w układzie pole elektromagnetyczne i pole ciepłne można rozpatrywać dwuwymiarowo. Połączenia czołowe uzwojeń potraktowano zerowymiarowo jako elementy skupione o zadanej indukcyjności i rezystancji. W obliczeniach symulacyjnych uwzględniono prądy wirowe w pierścieniu przeciwdrganiowym, nieliniowość magnetyczną i ciepłą materiałów oraz rozpatrzono mechaniczne procesy dynamiczne w sprężynach. W rozważaniach pominięto zjawiska związane z występowaniem prądów wirowych w rdzeniu. Równania przedstawionego modelu polowo –obwodowego rozwiązywano metodami polegającymi na dyskretyzacji czasu i przestrzeni. Zastosowano metodę elementów skończonych oraz schemat numeryczny z parametrem wagowym ϑ . Równania MES sprzężonych zagadnień dla pola temperaturowego, pola elektromagnetycznego oraz równania równowagi mechanicznej rozwiązywano metodą relaksacji blokowej w powiązaniu z metodą Newtona.

2. MODEL ZJAWISK CIEPLNO–ELEKTROMAGNETYCZNYCH W PRZETWORNIKACH O RUCHU LINIOWYM

3.1. Model matematyczny zjawisk

Z uwagi na złożoną budowę przetworników elektromechanicznych i nieliniowe właściwości materiałów pod względem magnetycznym i ciepłym, rozwiązanie analityczne równań modelu polowo–obwodowego i ciepłego jest niemożliwe. W tym celu wykorzystuje się metody numeryczne. W opisywanym modelu do analizy pola

magnetycznego oraz temperaturowego w przetwornikach elektromechanicznych zastosowano metodę elementów skończonych. W wyniku dyskretyzacji obszaru i minimalizacji funkcjonału energetycznego dla pola elektromagnetycznego uzyskano układ równań różniczkowych zapisany w następującej formie macierzowej [1, 4]:

$$\begin{bmatrix} S + G(1 - k)p & -z \\ z^T p & (R + pL) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ u \end{bmatrix}, \quad (1)$$

gdzie: poszukiwanymi wielkościami są wyrazy wektora Φ strumieni oczkowych oraz prąd i w uzwojeniu głównym. S jest macierzą reluktancji, G – diagonalną macierzą konduktancji, z – wektorem opisującym uzwojenie w przestrzeni elementów ścianowych, L – indukcyjnością połączeń czołowych, R – rezystancją uzwojenia; u – napięciem na zaciskach uzwojenia, $p = d/dt$ – operatorem różniczkowania. W obszarze uzwojeń wykonanych z cienkich przewodów oraz w obszarze rdzenia złożonego z blach magnetycznych $k = 1$, natomiast dla obszaru z pierścieniem przeciwdrganiowym macierz k transformuje potencjał Φ w strumień skojarzony z tym pierścieniem.

Układ równań (1) jest uogólnioną formą zapisu równań pola dla układu zdyskretyzowanego i równania napięciowego. Rozwiązując ten układ należy uwzględnić, że wyrazy macierzy sztywności S odnoszące się do obszaru z ferromagnetykiem zależą od Φ , a wyrazy odnoszące się do szczeliny powietrznej są funkcją położenia elementów ruchomych ξ i Φ , tj. $S = S(\Phi, \xi)$ [1,5].

Przedstawiony powyżej układ równań (1) opisujący rozkład pola elektromagnetycznego w badanym przetworniku, należy rozwiązywać równocześnie z równaniem równowagi mechanicznej

$$M \frac{d^2 \xi}{dt^2} + F_o(\xi) = F_e(\Phi, \xi), \quad (2)$$

gdzie: M jest masą poruszających się elementów przetwornika, $F_e(\Phi, \xi)$ – elektromagnetyczną siłą przyciągania, a $F_o(\xi)$ – siłą obciążenia.

Siła elektromagnetyczna w zależności (2) jest wyznaczona na podstawie rozkładu pola magnetycznego. Zastosowano metodę tensora naprężeń Maxwella dla układu zdyskretyzowanego. Sposób wyznaczania siły przedstawiono w [1]. W użytej metodzie ruch środowisk odwzorowano metodą polegającą na zmianie wymiarów elementów w szczelinie powietrznej, w której utworzono pasmo o ściskanych elementach. Liczba elementów w paśmie nie ulegała zmianie. Siłę obciążenia w omawianym układzie stanowiła siła sprężyn oraz siła ciężkości elementów ruchomych.

W obliczeniach symulacyjnych uwzględniono, że rozpatrywany przetwornik jest niejednorodny pod względem cieplnym. Zawiera on bowiem wewnętrzne źródła ciepła, które oddziałują na siebie. Przy projektowaniu przetworników elektromechanicznych, zwykle należy się skoncentrować nad temperaturą uzwojeń, której graniczna wartość wynika z wytrzymałości cieplnej izolacji. Rozkład temperatury w stanie cieplnie nieustalonym jest opisany równaniem dyfuzji. W wyniku dyskretyzacji obszaru i minimalizacji funkcjonału energetycznego dla pola temperaturowego uzyskano układ

równań różniczkowych opisujących przebiegi temperatury θ w węzłach siatki dyskretyzującej. Równania te można zapisać w następującej formie macierzowej [3, 5]

$$(S_c + pC)\theta = P. \quad (3)$$

Przy czym: S_c – macierz przewodności cieplnych, C – macierz akumulacji ciepła podobszarów w otoczeniu węzłów siatki, P – wektor źródeł cieplnych w otoczeniu węzłów, θ – wektor poszukiwanych temperatur węzłów siatki dyskretyzujących.

W celu rozwiązania równań różniczkowych (1) ÷ (3) zastosowano metodę polegającą na dyskretyzacji czasu z stałym krokiem czasowym Δt . W obliczeniach przyjęto schemat numeryczny z parametrem wagowy ϑ . W rezultacie zadanie rozwiązań równań (1),(3) zastąpiono zadaniem rozwiązywania równań algebraicznych o postaci:

$$\begin{bmatrix} \vartheta S_n + \frac{1}{\Delta t} G_n (1 - k) & -\vartheta z \\ \frac{1}{\Delta t} z^T & \vartheta R_n + \frac{1}{\Delta t} L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_n \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vartheta u_n \end{bmatrix} -$$

$$- \begin{bmatrix} (1-\vartheta)S_{n-1} - \frac{1}{\Delta t} G_{n-1} (1-k) & -(1-\vartheta)z \\ -\frac{1}{\Delta t} z^T & (1-\vartheta)R_{n-1} - \frac{1}{\Delta t} L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{n-1} \\ i_{n-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (1-\vartheta)u_{n-1} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\left[\vartheta S_{c_n} + \frac{1}{\Delta t} C_n \right] \theta_n = - \left[(1-\vartheta)S_{c_{n-1}} + \frac{1}{\Delta t} C_{n-1} \right] \theta_{n-1} + \vartheta P_n + (1-\vartheta)P_{n-1}. \quad (5)$$

W powyższych równaniach indeksem n oznaczono wielkości dla chwili czasowej $t = t_n$, a indeksem $n-1$ wielkości związane z chwilą t_{n-1} . Uwzględniono również, że $S_n = S(\varphi_n, \xi_n)$, $G_n = G(\theta_n)$, $R_n = R(\theta_n)$, $F_{en} = F(\varphi_n, \xi_n)$ oraz $P_n = P(p\varphi)_n, i_n$. W rozpatrywanym przykładzie przyjęto, że parametr wagowy $\vartheta = 1$.

Sprzężenie pomiędzy polem cieplnym a elektromagnetycznym wynika z zależności źródła pola temperaturowego od prądu w uzwojeniu głównym i prądu indukowanego w pierścieniu przeciwdrganiowym. Natomiast sprzężenie pomiędzy polem elektromagnetycznym a cieplnym wynika z zależności rezystancji uzwojenia i pierścienia od wartości temperatury.

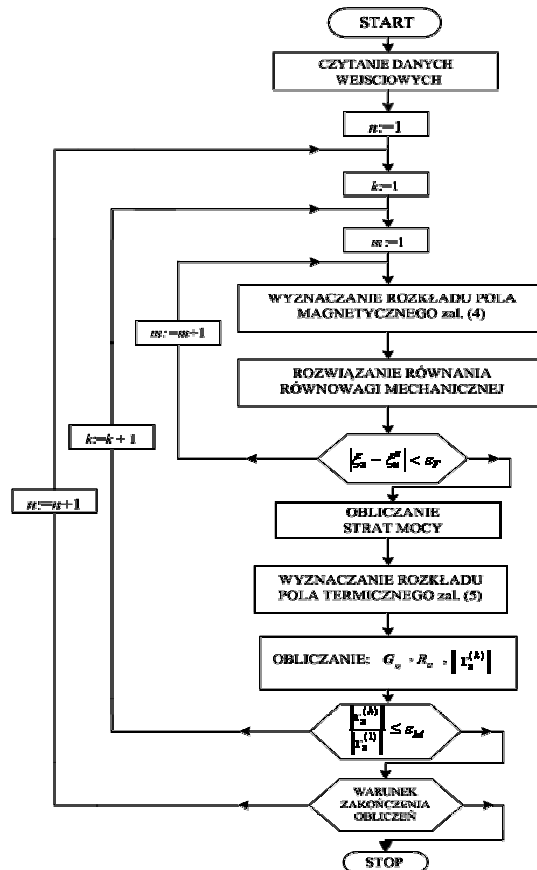
Do rozwiązywania równania różniczkowego (2) zastosowano niejawną schemat numeryczny o postaci:

$$M \frac{\xi_n - 2\xi_{n-1} + \xi_{n-2}}{(\Delta t)^2} + \frac{1}{4}(F_{on} + 2F_{on-1} + F_{on-2}) = \frac{1}{4}(F_{en} + 2F_{en-1} + F_{en-2}). \quad (6)$$

Schemat ten jest bezwarunkowo stabilny, ale jego stosowanie znacznie wydłuża ilość obliczeń. W kolejnych krokach czasowych położenie ξ_n wyznacza się w sposób iteracyjny.

3.2. Algorytm rozwiązywania sprzężonych zagadnień ciepło elektromagnetycznych w przetwornikach o ruchu liniowym

Strukturę algorytmu rozwiązywania sprzężonych zagadnień ciepło – elektromagnetycznych przedstawiono na rysunku 2:



Rys. 2. Struktura logiczna algorytmu obliczeniowego

Do obliczeń ciepło–elektromagnetyczne w badanym przetworniku elektromechanicznym wykorzystano metodę relaksacji blokowej. Wyróżniono trzy bloki nadrzędne: blok z równaniami pola termicznego, blok z równaniami pola elektromagnetycznego oraz blok z równaniem równowagi mechanicznej. Równania modelu rozwiązywano przy zadanych warunkach początkowych. W kolejnych krokach czasowych realizowano operacje zgodnie z następującym schematem. Najpierw w bloku „wyznaczanie rozkładu pola magnetycznego” zakłada się wstępną wartość szerokości szczeliny powietrznej ξ_n^z . Następnie rozwiązuje się równania opisujące potencjały φ_n i prąd i_n . Na podstawie rozkładu φ_n oblicza się siłę elektromagnetyczną F_{en} . Po podstawieniu F_{en} do równania (6) znajduje się nową wartość szczeliny powietrznej ξ_n . Tę wartość porównuje się z wartością założoną. Jeżeli różnica pomiędzy tymi wartościami jest większa od założonego błędu, koryguje się założoną wartość szczeliny powietrznej (zastosowano metodę siecznych)

i ponownie rozwiązuje się układ równań (4). W przypadku gdy, różnica jest mniejsza od założonego błędu, przystępuje się do obliczania strat mocy i źródeł ciepła P_n w równaniu (5). Następnie rozwiązywany jest układ równań opisujący rozkład temperatury θ_n . Po zakończeniu procesu, koryguje się wartość rezystancji R_n uzwojenia oraz wartości wyrazów macierzy konduktancji G_n pierścienia tłumiącego. Następnie oblicza się normę wektora reszt dla równań pola elektromagnetycznego. Obliczenia dla n -tej chwili czasowej kończy się jeśli względna wartość normy wektora reszt jest mniejsza od zadanej dokładności. W przeciwnym wypadku, rozpoczyna się obliczenia dla kolejnego kroku iteracyjnego, nadrzędnej iteracyjnej w metodzie relaksacji blokowej. Obliczenia te odbywają się dla skorygowanych wartości R_n i G_n .

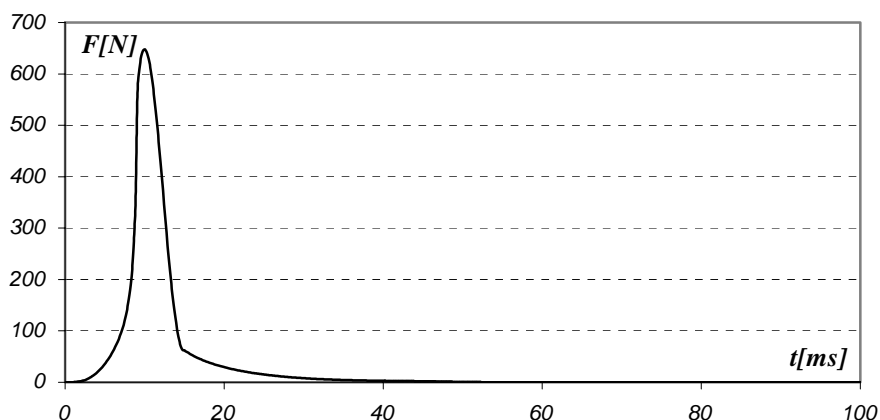
3. PRZYKŁAD

Na podstawie algorytmu opracowano program do symulacji stanów pracy przetworników elektromechanicznych. Przeprowadzono, analizę pracy układu z rys. 1 podczas jego przemieszczania się „w górę”. Obliczeń dokonano w temperaturze otoczenia w temperaturze otoczenia $T_o = 25^\circ C$. Przyjęto, że uzwojenie przetwornika podłączono do sterowanego źródła napięcia. Sposób zasilania przetwornika przedstawiono w [5].

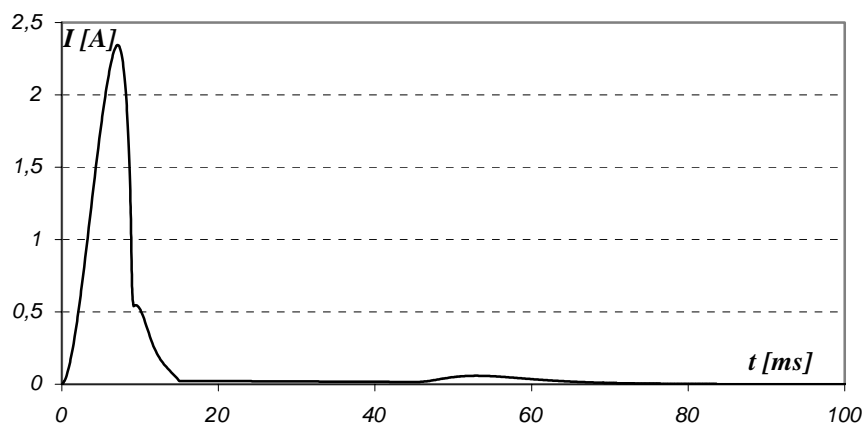
Na rysunkach 3÷6 przedstawiono uzyskane w symulacji przebiegi: siły $F(t)$ prądu $i(t)$ oraz szerokość szczeliny powietrznej $\delta(t)$ i $\xi(t)$ dla pojedynczego cyklu pracy. Pojedynczy cykl pracy obejmował następujące okresy:

- okres pomiędzy załączeniem napięcia zasilania i odblokowaniem dolnych hamulców 6, a przyciągnięciem zwory elektromagnesu 9 (rys.1) do stopy,
- okres pomiędzy „zablokowaniem” hamulców 6, a „zwolnieniem” hamulców górnych 5. W tym czasie wyłączone zostaje napięcie zasilania. W chwili wyłączenia napięcia uzwojenie elektromagnesu jest zwierane przez diodę zwrotną o określonej wartości rezystancji,
- okres po „odblokowaniu” górnych hamulców 5, w którym przemieszcza się rdzeń elektromagnesu z uzwojeniem, ruch ten jest wywołany przez siłę sprężystości i trwa do momentu, aż cała energia potencjalna zgromadzona w sprężynach zmaleje do zera,

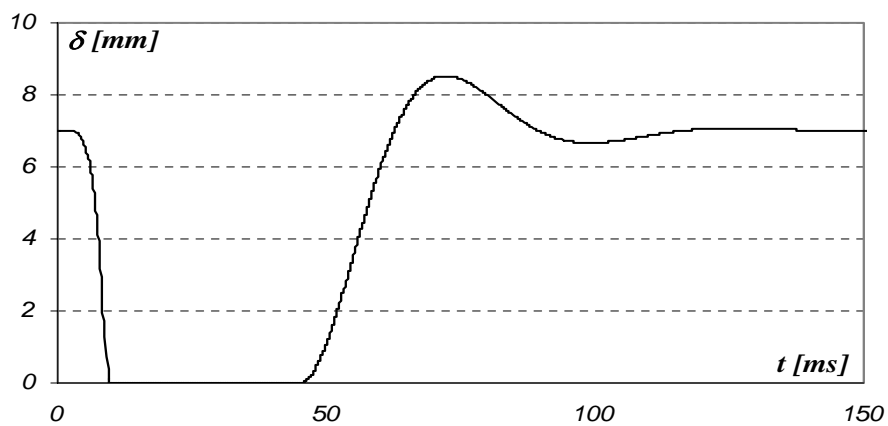
Cykl kończy się w chwili „zablokowania” górnych hamulców 5.



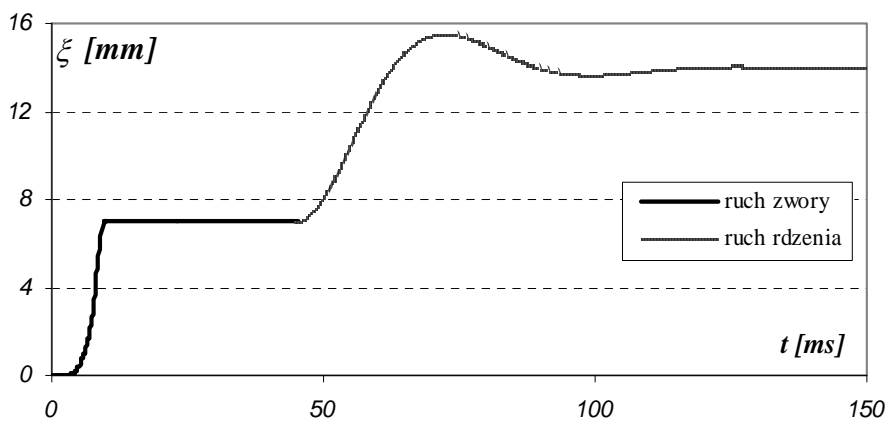
Rys. 3. Przebieg siły $F_e(t)$



Rys. 4. Przebieg prądu $i(t)$ w uzwojeniu głównym



Rys. 5. Szerokość szczeliny powietrznej $\delta(t)$



Rys. 6. Przemieszczenie się elementów ruchomych $\xi(t)$

4. WNIOSKI

W artykule przedstawiono algorytm i polowo-obwodowy model zjawisk ciepłno–elektromagnetycznych w przetwornikach o ruchu liniowym. W odróżnieniu od wcześniejszych zwykle stosowanych algorytmów w oprogramowaniach komercyjnych do rozwiązywania równania równowagi mechanicznej zastosowano bezwarunkowo stabilny niejawny schemat numeryczny. Badania symulacyjne wykazały, że tego typu schemat powinno stosować się w układach ze sprzężeniami. Schemat jawny jest tylko warunkowo stabilny. Badane stabilności schematu jawnego przedstawiono w pracy [4]. W układach ze sprzężeniami w celu zapewnienia stabilności należy znacznie skrócić długość kroku czasowego Δt . Wyraźnie zwiększając przy tym liczbę chwil czasowych dla których poszukuje się rozwiązania. W związku z tym, przy zastosowaniu schematu niejawnego konieczne jest wykonanie dodatkowych iteracji. Całkowity czas obliczeń może okazać się krótszy od czasu obliczeń dla schematu jawnego. Istotnym elementem opracowanego oprogramowania jest połączenie obliczeń elektromagnetycznych z cieplnymi. Dzięki czemu program obliczeniowy można wykorzystywać w obliczeniach projektowych.

LITERATURA

- [1] A. Demenko, W. Łyskawiński, L. Nowak, W. Szelaż "Zastosowanie metody elementów skończonych do wyznaczania siły elektromagnetycznej w układach o symetrii osiowej", *Zeszyty naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka*, no. 43, 1994.
- [2] J. Driesen, R. Belmans and K. Hameyer, "Finite element modelling of thermal contact resistances and insulation layers in electrical machines", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 37, pp. 15-20, Jan./Feb. 2001.
- [3] Z. Badics, R. Belmans and K. Hameyer, "Methodologies for coupled transient electromagnetic–thermal finite element modelling of electrical energy transducers", *IEEE Trans. Magnet.*, vol. 38, no.5 pp.1244-1250, Sep./Oct. 2002.
- [4] L. Nowak, *Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nie ustalonych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1999.
- [5] R. Wojciechowski „Polowo-obwodowy model specjalnego przetwornika o ruchu liniowego”, in *VII Międzynarodowe Warsztaty Doktoranckie OWD’2005*, vol.2 pp.257-262, 21-24.11.2005 Wisła.

Streszczenie: W artykule przedstawiono algorytm i procedury obliczeniowe do analizy sprzężonych zjawisk ciepłno–elektromagnetycznych w przetwornikach o ruchu liniowym. Prezentowany algorytm powstał na podstawie modelu matematycznego, który zawiera: równania metody elementów skończonych (MES) dla pola elektromagnetycznego i pola termicznego, równania napięciowe uzwojeń i gałęzi układu zasilającego oraz równanie równowagi mechanicznej. W artykule skoncentrowano się na metodzie rozwiązywania sprzężonych równań MES z uwzględnieniem ruchu i nieliniowości materiałowej. Do rozwiązania równań zastosowano metodę relaksacji blokowej w powiązaniu z metodą Newtona. Rozpatrzono wybrany układ przetwornika o ruchu liniowym. Podano wybrane wyniki obliczeń symulacyjnych.

ANALIZA ZJAWISK SPRĘŻONYCH W PRZETWORNIKACH ELEKTROMAGNETYCZNYCH Z CIECZĄ MAGNETOREOLOGICZNĄ O SYMETRII OSIOWEJ

Cezary JĘDRYCZKA

Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej,
ul. Piotrowo 3a, 60 - 965 Poznań, cezary.jedryczka@doctorate.put.poznan.pl

Analysis of coupled phenomena in axial symmetry magnetorheological transducers

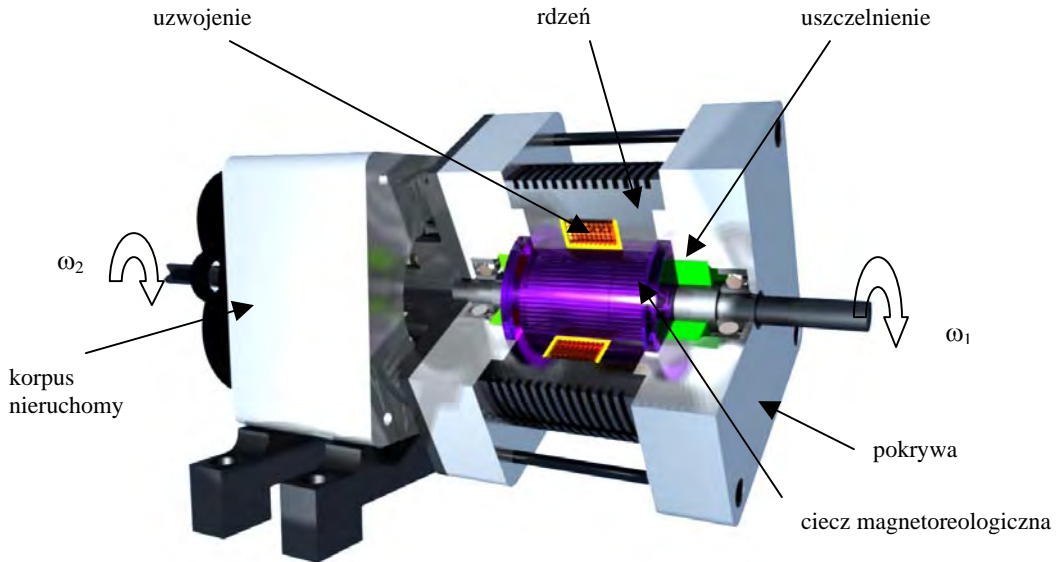
Abstract: *The paper discusses a model of coupled electromagnetic, fluid dynamic and mechanical motion phenomena in magnetorheological fluid transducers with axial symmetry. The governing equations of these phenomena are presented. The numerical implementation of the mathematical model is based on the finite element method and a step-by-step algorithm. A computer program based on this algorithm was used to simulate the electromagnetic field and the fluid velocity field in a magnetorheological clutch. The results of the calculations are presented and compared with the results of experiment.*

Keywords: *magnetorheological fluids, clutch.*

1. WSTĘP

W ostatnich latach wzrasta zapotrzebowanie na elektromagnetyczne elementy wykonawcze o coraz lepszych parametrach funkcjonalnych charakteryzujących zarówno ustalone jak i dynamiczne stany ich pracy. W celu sprostania tym wymaganiom opracowuje się przetworniki o nowych strukturach, stosuje się nowe materiały magnetyczne. Prowadzone są także prace nad wykorzystaniem cieczy magnetoreologicznych (MR), których właściwości fizyczne zmieniają się pod wpływem pola magnetycznego. Ciecze te znajdują coraz szersze zastosowanie we współczesnych przetwornikach elektro-magnetycznych. Wykorzystuje się je głównie w układach rozpraszających energię takich jak sterowalne hamulce, czy inteligentne tłumiki drgań. Dla potrzeb projektowania takich przetworników trzeba opracować modele jak najdokładniej odwzorowujące zachodzące w nich zjawiska. Opisywane w literaturze modele obwodowe takich przetworników są mało dokładne,

dlatego w artykule podjęto próbę wykorzystania do tego celu ujęcia połowego. Rozpatrywano zjawiska zachodzące w sprzęgle z cieczą MR przedstawionym na rys. 1.



Rys. 1. Model analizowanego obiektu –sprzęgło MR

2. POŁOWO-OBWODOWY MODEL ZJAWISK ELEKTROMAGNETYCZNYCH

Do opisu zjawisk elektromagnetycznych w przetwornikach o symetrii osiowej dogodnie jest wykorzystać cylindryczny układ współrzędnych r, z, ϑ . Wówczas równanie pola elektromagnetycznego można zapisać w postaci [6]

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu} \frac{1}{l} \frac{\partial \varphi}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu} \frac{1}{l} \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) = -J_{z\vartheta} - J_{i\vartheta} \quad (1)$$

gdzie: $l = 2\pi r$, $\varphi = lA_\vartheta$, A_ϑ - składowa obwodowa wektorowego potencjału magnetycznego, μ - przenikalność magnetyczna, $J_{z\vartheta} = \gamma \text{grad}V_e$, V_e - skalarny potencjał elektryczny, $J_{i\vartheta} = \frac{\gamma}{l} \frac{\partial \varphi}{\partial t}$.

W większości urządzeń z obwodami magnetycznymi mamy do czynienia z układami zasilanymi ze źródła napięcia. Ze względu na obecność elementów nieliniowych w takich układach przebieg prądów w uzwojeniach nie jest znany a priori. Dlatego w modelu matematycznym trzeba uwzględnić równania napięciowe dla uzwojeń przetwornika i obwodów elektrycznych układu zasilającego. Równania te można zapisać w postaci [6, 7]

$$\mathbf{u} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi} + \mathbf{L}_z \frac{d}{dt} \mathbf{i} \quad (2)$$

gdzie: \mathbf{u} - wektor napięć zasilających, \mathbf{i} - wektor prądów w uzwojeniach, \mathbf{R} - macierz rezystancji uzwojeń i elementów układu zasilającego, \mathbf{L}_z - macierz indukcyjności obwodu zasilającego, Ψ - obliczany na podstawie rozkładu pola wektor strumieni skojarzonych z uzwojeniami przetwornika.

3. POŁOWA ANALIZA STANÓW NIEUSTALONYCH W CIECZY MAGNETOREOLOGICZNEJ

Do analizy stanów nieustalonych w cieczy magnetoreologicznej zastosowano podejście fenomenologiczne, zaproponowane w pracy [7]. W ujęciu tym ciecz MR traktuje się jako makroskopowy, nie przewodzący prądu i nieściśliwy ośrodek ciągły, którego własności opisuje: gęstość, temperatura, lepkość dynamiczna i przenikalność magnetyczna [7]. W rozważaniach przyjęto, że przepływ płynu nieściśliwego jest laminarny [2, 7]. Założono ponadto, że energia wewnętrzna i temperatura cieczy są stałe. Przy takich założeniach równanie ciągłości przepływu przyjmuje postać [4]

$$\operatorname{div} \mathbf{v} = 0 \quad (3)$$

a wynikające z zasady zachowania pędu równanie różniczkowe przepływu

$$\frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} + \mathbf{v} \operatorname{grad} \mathbf{v} = \frac{1}{\rho} \operatorname{div} \boldsymbol{\tau}_w \quad (4)$$

gdzie: \mathbf{v} - wektor prędkości, ρ - gęstość płynu, $\boldsymbol{\tau}_w$ - tensor naprężeń o elementach zależnych od wielkości opisujących pole ciśnień, pole prędkości oraz pole magnetyczne.

W celu wprowadzenia do równania przepływu własności cieczy magnetoreologicznych konieczne jest powiązanie tensora naprężeń stycznych $\boldsymbol{\tau}_w$ z ciśnieniem p , z tensorem naprężeń $\boldsymbol{\tau}$ wynikającym z niejednorodności pola prędkości oraz wpływu indukcji magnetycznej B [7]

$$\boldsymbol{\tau}_w = -p\mathbf{I} + \boldsymbol{\tau} \quad (5)$$

gdzie \mathbf{I} jest macierzą jednostkową.

Przyjęto, że w prezentowanym modelu zjawisk zależność między tensorem naprężeń $\boldsymbol{\tau}$ a naprężeniami indukowanymi w cieczy przez pole magnetyczne oraz tensorem prędkości deformacji \mathbf{D} jest opisana przez model Bingham'a [1, 7]

$$\boldsymbol{\tau} = \boldsymbol{\tau}_y(B) + \eta_p \mathbf{D} \quad (6)$$

gdzie $\boldsymbol{\tau}_y(B)$ jest naprężeniem stycznym spowodowanym polem magnetycznym, a prędkość deformacji [2, 7, 4]

$$\mathbf{D} = \frac{1}{2} \left[(\operatorname{grad} \mathbf{v}) + (\operatorname{grad} \mathbf{v})^T \right] \quad (7)$$

Równanie różniczkowe przepływu (4), po uwzględnieniu zależności (5) oraz (6) uzyskuje postać [3, 7]

$$\frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} + \mathbf{v} \operatorname{grad} \mathbf{v} = -\operatorname{grad} p + \operatorname{div} (\xi_z \mathbf{D}) \quad (8)$$

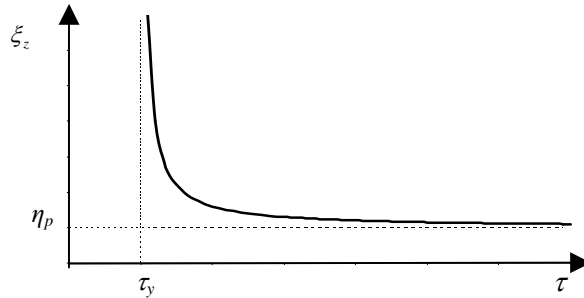
w której przez $\xi = \sigma/\rho$ oznaczono lepkość kinematyczną cieczy.

Wynikająca z modelu Bingham'a zastępcza lepkość nazywana także lepkością pozorną [1] cieczy i wyraża się zależnością

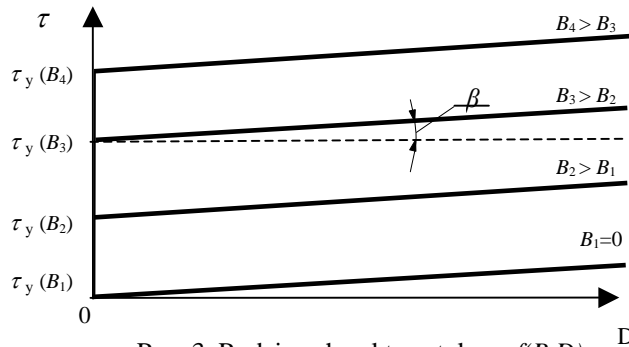
$$\xi_z = \eta_p + \tau_y(B)/\|\mathbf{D}\| \quad \text{dla } \|\boldsymbol{\tau}\| > \tau_y(B) \quad (9)$$

$$\xi_z = \infty \quad \text{dla } \|\boldsymbol{\tau}\| \leq \tau_y(B) \quad (10)$$

Na rys.2 przedstawiono wynikającą z modelu Bingham'a charakterystykę zastępczej lepkości dynamicznej od naprężeń stycznych. Rysunek 3. przedstawia wynikającą z własności reologicznych cieczy MR rodzinę charakterystyk $\tau = f(B,D)$



Rys. 2. Zależność zastępczej lepkości dynamicznej od naprężeń stycznych



Rys. 3. Rodzina charakterystyk $\tau = f(B,D)$

Występujące w zależnościach (9) i (10) normy tensora naprężeń i tensora prędkości deformacji oblicza się dla ogólnego przypadku trójwymiarowego z zależności [3]

$$\|\mathbf{D}\| = \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 D_{ij}^2 \right)^{0,5}, \quad \|\boldsymbol{\tau}\| = \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^3 \sum_{j=1}^3 \tau_{ij}^2 \right)^{0,5} \quad (11)$$

Uwzględniając symetrię osiową układu, wprowadzając zastępczą prędkość cieczy $\phi = 2\pi r v_\phi$ oraz uwzględniając (3) otrzymuje się równanie różniczkowe opisujące rozkład prędkości cieczy

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\xi_z}{l} \frac{\partial \phi}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{\xi_z}{l} \frac{\partial \phi}{\partial z} \right) = \frac{\rho}{l} \frac{\partial \phi}{\partial t} \quad (12)$$

4. RÓWNANIA DYNAMIKI SPRZĘGŁA

Analizując stany pracy przetworników elektromechanicznych z cieczą magnetoreologiczną równania opisujące zjawiska elektromagnetyczne i hydrodynamiczne należy rozwiązywać łącznie z równaniami dynamiki jego elementów ruchomych. Dla rozpatrywanego sprzęgła przyjmują one postać

$$\begin{cases} T_{nap} - T_S - \text{sgn}(\omega_1)T_{opr} = J_{r1} \frac{d\omega_1}{dt} \\ T_S - \text{sgn}(\omega_2)T_{odb} - \text{sgn}(\omega_2)T_{opr} = J_{r2} \frac{d\omega_2}{dt} \end{cases} \quad (13)$$

przy czym: J_{r1} - moment bezwładności widziany od strony układu napędowego; J_{r2} - moment bezwładności widziany od strony układu napędzanego; ω_1 - prędkość kątowna wirnika napędowego; ω_2 - prędkość kątowna urządzenia napędzanego; T_S - wytwarzany w przetworniku moment sprzęgający; T_{nap} - moment obrotowy napędowy; T_{odb} - moment obrotowy oporowy; T_{opr} - pasożytniczy moment obrotowy związany z tarciem w łożyskach i uszczelnieniach sprzęgła.

Moment sprzęgający T_S jest funkcją prędkości kątowych ω_1 i ω_2 oraz napięcia u_z sterującego pracą sprzęgła. Główną przyczyną powstania momentu sprzęgającego są naprężenia styczne w cieczy oraz działające na element ruchomy siły ponderomotoryczne. Siły te oblicza się na podstawie tensora τ_e naprężeń powierzchniowych Maxwella [6, 7]. Wypadkowy moment oporowy działający w kierunku obwodowym można zatem wyrazić za pomocą zależności

$$T_S = \oint_S r(\tau_\theta + \tau_{e,\theta}) ds \quad (14)$$

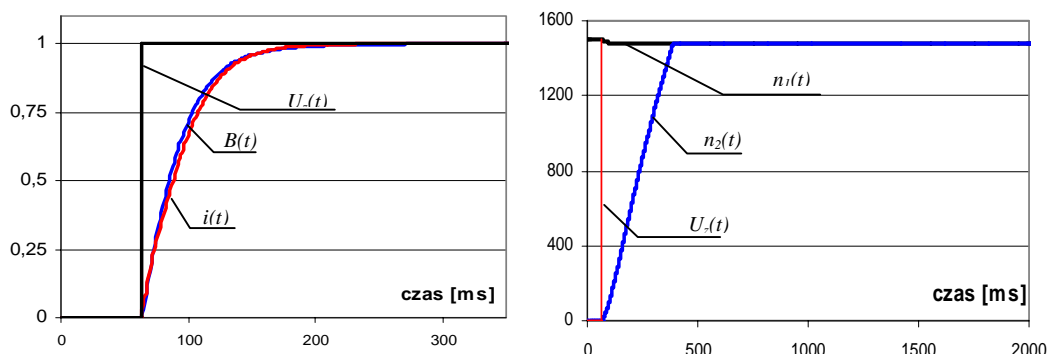
W powyższej zależności tensory τ_θ , $\tau_{e,\theta}$ opisują odpowiednio naprężenia w cieczy oraz naprężenia natury elektromagnetycznej działające w kierunku θ , stycznym do powierzchni zewnętrznej wirników sprzęgła. Występujący we wzorze (14) tensor $\tau_{e,\theta}$, ze względu na symetrię osiową układu oraz jednorodność pola magnetycznego w kierunku ruchu, jest równy zeru. W opracowanym programie do symulacji i wizualizacji stanów pracy sprzęgła do obliczania zależności (14) zastosowano metodę całkowania dyskretnego uwzględniając wartości węzłowe zastępczego potencjału prędkości cieczy, tj. wartości prędkości cieczy w węzłach siatki dyskretyzującej uzyskanej w metodzie elementów skończonych.

5. WYNIKI SYMULACJI WYBRANYCH STANÓW PRACY SPRZĘGŁA

W oparciu o metodę wariacyjną Eulera dla pola elektromagnetycznego oraz metodę residuów ważonych Galerkin dla pola prędkości cieczy uzyskano równania metody elementów skończonych pierwszego rzędu. Po dokonaniu dyskretyzacji czasu uzyskuje się równania opisujące pola sprzężone w rozpatrywanym sprzęgle z cieczą magnetoreologiczną. Do rozwiązywania uzyskanych układów równań zaproponowano algorytm relaksacji blokowej przedstawiony między innymi w pracach [8,9]. Na podstawie opracowanego algorytmu napisano w języku *Object Pascal* program obliczeniowy „Symulator MR”. Program ten powstał jako narzędzie do wspomagania procesów projektowania i optymalizacji przetworników elektromechanicznych z cieczą magnetoreologiczną o symetrii osiowej. Opracowany program umożliwia analizę statycznych i dynamicznych stanów pracy rozpatrywanego sprzęgła z uwzględnieniem:

- charakterystyk mechanicznych układu napędowego i napędzanego,
- nieliniowości obwodu magnetycznego,
- nieliniowych własności reologicznych cieczy MR,
- oczkowych równań obwodu elektrycznego.

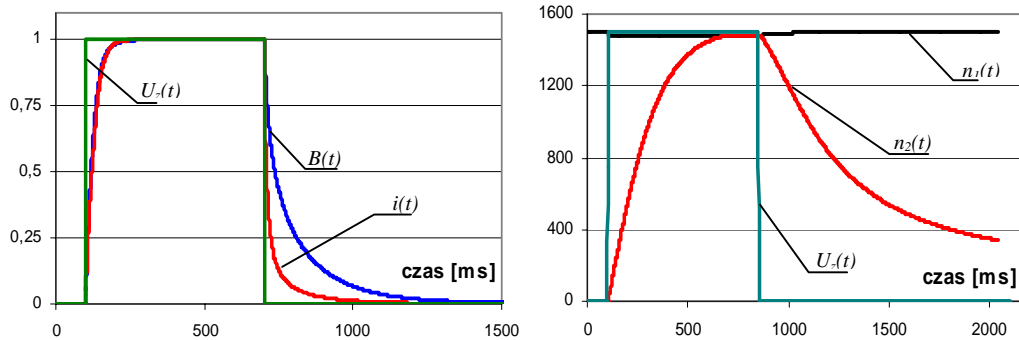
Rozpatrzono stan przejściowy po załączeniu napięcia na uzwojenie wzbudające pole magnetyczne w sprzęgle. Uzwojenie ma parametry: liczba zwojów $z = 540$, rezystancja $R = 14 \Omega$. Symulację wykonano dla obciążenia pasywnego o charakterystyce wentylatorowej. Założono liniową charakterystykę mechaniczną układu napędowego. Uzyskano maksymalny moment sprzęgający $T_S = 1,15 \text{ Nm}$. Otrzymane przebiegi prądu $i(t)$, indukcji średniej w szczelinie roboczej $B(t)$ oraz napięcia zasilającego $U_z(t)$ w jednostkach względnych przedstawiono po lewej stronie rys. 4. Uzyskano wartości maksymalne przebiegów: $U_{zmax} = 10,8 \text{ V}$; $B_{avmax} = 0,53 \text{ T}$; $I_{max} = 0,77 \text{ A}$. Przebiegi prędkości obrotowych układu napędowego $n_1(t)$ i napędzanego $n_2(t)$ przedstawiono po prawej stronie rys. 4 – wykres wyskalowano w [Obr/min].



Rys.4. Przebiegi indukcji $B(t)$ i prądu $i(t)$ oraz przebiegi prędkości obrotowych napędu $n_1(t)$ i urządzenia napędzanego $n_2(t)$ po załączeniu napięcia zasilania U_z

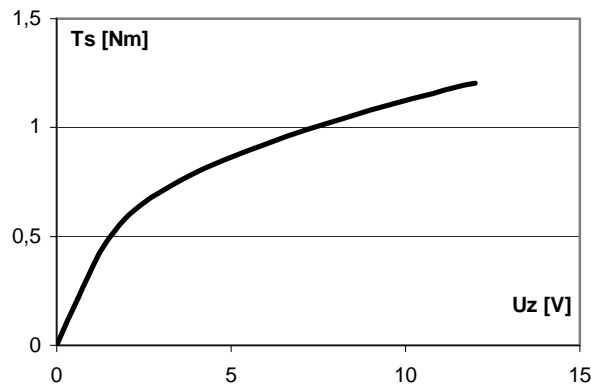
W rozważaniach rozpatrywano także stan przejściowy po załączeniu i wyłączeniu zasilania cewki sprzęgła. Celem symulacji była analiza dynamiki procesu wysprzęglania. Otrzymane przebiegi $B(t)$ oraz $i(t)$ zamieszczono po lewej stronie rys. 5. Przy czym: $B_{avmax} = 0,53 \text{ T}$;

$I_{max} = 0,77$ A; $U_{zmax} = 10,8$ V. Uzyskano, tak jak w poprzednim przypadku, maksymalny moment sprzęgający $T_s = 1,15$ Nm. Symulację wykonano dla obciążenia pasywnego o charakterystyce wentylatorowej. Przebiegi prędkości obrotowych napędu $n_1(t)$ i urządzenia napędzanego $n_2(t)$ przedstawiono po prawej stronie rys. 5 – wykres wyskalowano w [Obr/min].



Rys.5. Przebiegi indukcji $B(t)$ i prądu $i(t)$ oraz przebiegi prędkości obrotowych napędu $n_1(t)$ i urządzenia napędzanego $n_2(t)$ po załączeniu i wyłączeniu napięcia zasilania U_z

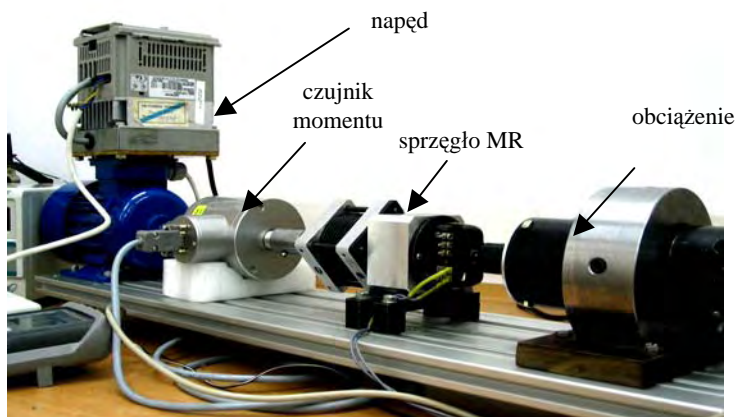
W celu określenia możliwości sterowania momentem sprzęgającym wyznaczono pokazaną na rys. 6 statyczną charakterystykę regulacyjną. Symulację przeprowadzono przy założeniu pracy hamulcowej sprzęgła, tj. przy zatrzymanym wirniku napędzanym $n_2=0$



Rys.6. Charakterystyka regulacyjna $T_s=f(U_z)$

6. WNIOSKI

W celu zweryfikowania przedstawionego modelu matematycznego i opracowanego oprogramowania do symulacji zjawisk w przetwornikach z ciecżą magnetoreologiczną, rozpatrywane w artykule sprzęgło zostało zaprojektowane i zbudowane w Zakładzie Maszyn Elektrycznych Politechniki Poznańskiej. Stanowisko do badania statycznych charakterystyk sprzęgła MR przedstawiono na rys 8.

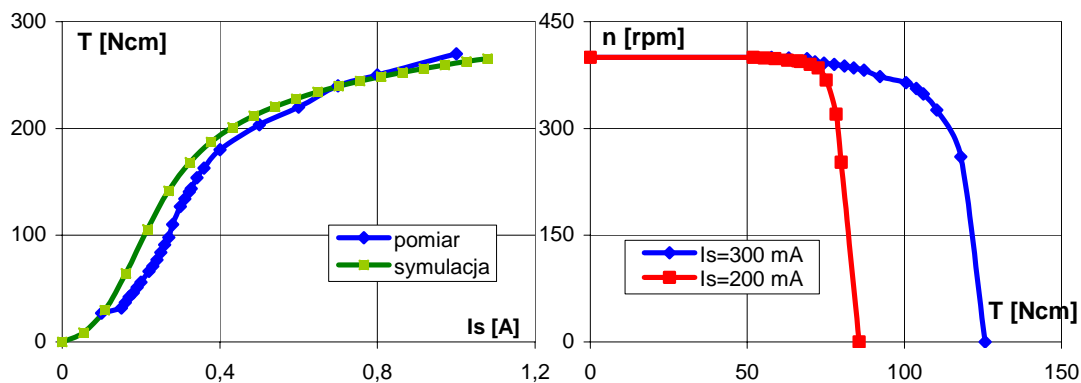


Rys.7. Układ pomiarowy

Pomiarów dokonano dla dwóch konfiguracji układu pomiarowego, w których obciążenie stanowił:

- przedstawiony na rys. 7 silnik prądu stałego,
- hamulec cierny Prony'ego.

Zmierzone charakterystyki regulacyjne $T_s(I_s)$ oraz zewnętrzne charakterystyki mechaniczne sprzęgła $n_2(T_o)$ dla różnych wartości prądu cewki sterującej I_s pokazano na rys. 8. Podczas pomiarów prędkość obrotowa układu napędowego w stanie jałowym była równa 400 obr/min.



Rys.8. Charakterystyki regulacyjne $T_s = f(I_s)$, oraz charakterystyki mechaniczne sprzęgła $n_2(T_o)$

7. WNIOSKI

W pracy przedstawiono polowy model zjawisk sprzężonych w przetwornikach elektromechanicznych z cieczą magnetoreologiczną o symetrii osiowej. Zaprezentowano opracowany algorytm rozwiązywania równań modelu oraz program komputerowy do symulacji zjawisk sprzężonych w sprzęgłach magneto-reologicznych. Zaprezentowane wyniki pomiarów zbudowanego w Zakładzie Maszyn Elektrycznych Politechniki Poznańskiej sprzęgła MR pozwalają stwierdzić, iż zaproponowany model matematyczny z dużą dokładnością odzwierciedla zjawiska w przetwornikach z cieczą magnetoreologiczną o symetrii osiowej.

Widoczne rozbieżności pomiędzy rezultatami pomiarów, a wynikami symulacji dla małych wartości prądu sterującego wynikają, zdaniem autora, z nieuwzględnienia zjawiska histerezy magnetycznej materiałów ferromagnetycznych. Natomiast przy bardzo dużych wartościach prądu sterującego, obserwowane różnice spowodowane są zmianą parametrów cieczy MR pod wpływem temperatury. Prawdopodobną przyczyną ze względu na stałe czasowe obserwowanych procesów zdaje się być także koncentracja drobin ferromagnetycznych cieczy w obszarach silnie nasyconych. Podsumowując autor stwierdza, że przeprowadzone badania symulacyjne potwierdziły przydatność zaprezentowanego modelu zjawisk sprzężonych oraz wdrożonego oprogramowania do analizy i wizualizacji nieustalonych stanów pracy sprzęgła magnetoreologicznego.

Na podstawie uzyskanych wyników symulacji można stwierdzić, że przetworniki z cieczą magnetoreologiczną charakteryzują się dobrymi parametrami funkcjonalnymi. Przy rosnącym zapotrzebowaniu na przetworniki specjalne i rozwoju efektywnych metod ich projektowania i sterowania w niedługim czasie będą one coraz powszechniej stosowane w technice.

LITERATURA

- [1] Bębenek B.: *Przepływy w układzie krwionośnym*, Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej, Kraków 1999.
- [2] Bird R. B., Stewart W.E., Lightfoot E.N.: *Transport phenomena*, John Wiley & Sons, 1960, New York
- [3] Chung T.J.: *Finite Element Analysis in Fluid Dynamics*, McGraw-Hill, 1978.
- [4] Gryboś R.: *Podstawy mechaniki płynów*, t. 2, Wydawnictwo Naukowe PWN 1998.
- [5] Ławniczek A., Milecki A.: *Ciecze elektro- i magnetoreologiczne oraz ich zastosowania w technice*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej 1999.
- [6] Nowak L.: *Modele polowe przetworników elektromechanicznych w stanach nieustalonych*, Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1999.
- [7] Szelaż W., Sujka P., Walendowski R.: Field-circuit transient analysis of a magnetorheological fluid brake, *COMPEL*, Vol. 23 No. 4, 2004
- [8] R. Wojciechowski, C. Jędrzycka, W. Pietrowski, FE analysis of coupled thermal and electromagnetic field In linear actuator, *EMF'2006, 19-22.06.2006, Aussios, France*
- [9] C. Jędrzycka, R. Wojciechowski, Analysis of Coupled Phenomena in MRF Cluth, *Sixth International Conference on Computation in Electromagnetics, CEM 2006, Aachen, Germany*

Streszczenie: Przedstawiono polowo-obwodowy model zjawisk elektromagnetycznych, równania opisujące rozkład prędkości cieczy magnetoreologicznej oraz równania dynamiki części ruchomych przetwornika. Do rozwiązania równań modelu wykorzystano metodę elementów skończonych oraz metodę kolejnych kroków czasowych. Opracowano algorytm rozwiązywania uzyskanych w wyniku dyskretyzacji przestrzeni i czasu nieliniowych równań z wykorzystaniem metody relaksacji blokowej. Na podstawie omówionego algorytmu napisano program do symulacji i wizualizacji stanów pracy rozpatrywanego przetwornika. Zaprezentowano wybrane wyniki symulacji. W celu weryfikacji zaproponowanej metody analizy zjawisk rezultaty obliczeń porównano z wynikami badań eksperymentalnych.

Słowa kluczowe: ciecze magnetoreologiczne, sprzęgło.

OCENA NIEZAWODNOŚCI GŁÓWNYCH PUNKTÓW ZASILAJĄCYCH (GPZ) 110/15 kV

Jan STĘPIEŃ

*Politechnika Świętokrzyska, Wydział Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki
Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki
25-314 Kielce, Al. Tysiąclecia Państwa Polskiego 7,
e-mail: jstepien@eden.tu.kielce.pl*

Reliability evaluation of 110/15 kV power electric supply stations

***Abstract:** Investigations of basic reliability quantities of 110/15 kV power electric supply stations, which are main supplying points of medium voltage distribution network, are presented in the paper. The seasonal fault analysis, fault duration and interruption in user supply time analysis have been performed. The consequences of station failure have been analysed from the undelivered power and failure removal cost points of view. The results are presented in numerical and graphical form.*

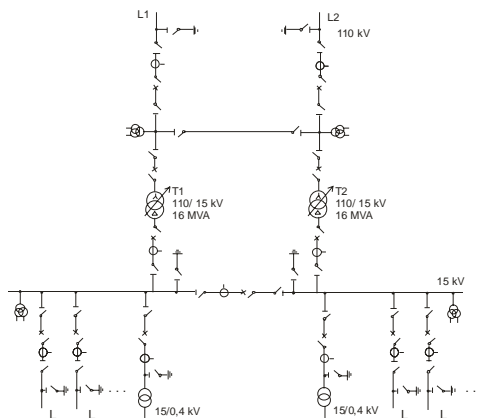
***Keywords:** reliability, power electric systems, power electric stations.*

1. WSTĘP

W krajowym systemie elektroenergetycznym główne punkty zasilające (GPZ) są rozdzielniami, z których zasilane są sieci dystrybucyjne średniego napięcia, najczęściej o napięciu 15 kV. Górne napięcie zasilające GPZ-ty wynosi 110 kV. Parametry niezawodnościowe tych rozdzielni decydują o poziomie niezawodności zasilania sieci dystrybucyjnej.

Najczęściej spotykanym układem połączeń głównych punktów zasilających jest układ połączeń typu H, który po stronie wysokiego napięcia posiada dwustronne zasilanie liniami 110 kV połączonymi z dwoma transformatorami pracującymi na dwie odrębne sekcje rozdzielni średniego napięcia 15 kV. W celu zwiększenia niezawodności, przez rozbudowę struktury stacji, zarówno rozdzielnia po stronie 110 kV jak również 15 kV są sekcjonowane, poprzez wykonanie połączeń i wyłączników sekcyjnych, które w czasie normalnej pracy są (zazwyczaj) otwarte.

Przykład takiego układu stacji 110/15 kV przedstawiono na rys. 1.



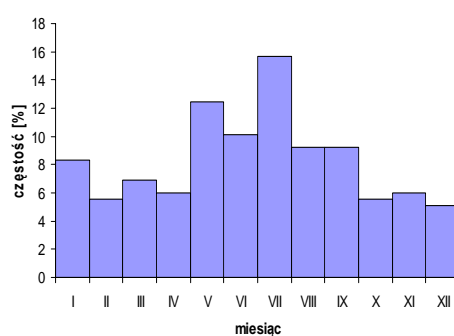
Rys. 1. Schemat strukturalny typowej stacji 110/15 kV w układzie H [1,2]

Badaniami niezawodności objęto 51 głównych stacji zasilających, których praca analizowana była przez okres 9 lat. W tym czasie wystąpiło 265 awarii, z których 152 awarii (57,4%) nie powodowało ograniczeń w dostawie energii elektrycznej dla odbiorców natomiast 113 awarii (42,6%) powodowało ograniczenia w dostawie energii.

Wszystkie analizowane stacje były stacjami typu napowietrznego, stąd należało wykonać analizę sezonowości awarii w okresie roku. Wyniki częstości awarii w poszczególnych miesiącach przedstawiono w tabelicy 1 oraz zilustrowano na rys. 2.

Tabelica 1. Częstość awarii analizowanych GPZ w poszczególnych miesiącach

miesiąc	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII	IX	X	XI	XII
Częstość awarii [%]	8,29	5,53	6,91	5,99	12,44	10,14	15,67	9,22	9,22	5,53	5,99	5,07



Rys. 2. Częstość awarii analizowanych GPZ w poszczególnych miesiącach

Jak wynika z wyników przedstawionych w tabelicy 1 i na rys. 2 podwyższona częstość awarii GPZ 110/15 kV występuje przede wszystkim w miesiącach letnich.

W dalszej części referatu przeanalizowane zostaną takie wielkości niezawodnościowe jak czas trwania awarii, czas przerwy w zasilaniu odbiorców, wartość energii elektrycznej nie dostarczonej dla odbiorców oraz koszty usuwania awarii.

Wszystkie te wielkości mają charakter losowy i dlatego będą określane za pomocą metod statystycznych [3,4,5,6].

Najczęściej stosowanymi estymatorami określającymi statystyczną próbę losowa są wartości średnia arytmetyczna \bar{x} oraz odchylenie standardowe s z próby, wyznaczane za pomocą wzorów [3,4]:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

$$s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2} \quad (2)$$

gdzie: n – liczba elementów próby, x_i – wartość i -tej zmiennej losowej.

Ponad to w estymacji przedziałowej wyznacza się odpowiednio pewien przedział liczbowy, który z pewnym, z góry założonym prawdopodobieństwem, zawiera prawdziwą wartość szacowanego parametru. Przedział ten, zwany przedziałem ufności dla średniej, wyznacza się ze wzoru:

$$P\left\{\bar{x} - u_\alpha \cdot \frac{s}{\sqrt{n}} < m < \bar{x} + u_\alpha \cdot \frac{s}{\sqrt{n}}\right\} = 1 - \alpha \quad (3)$$

gdzie: \bar{x} - obliczona wartość średnia z próby, $1 - \alpha$ - przyjęty z góry współczynnik ufności, u_α - wartość zmiennej losowej U , standaryzowanego rozkładu normalnego $N(0,1)$, której wartość, dla danego współczynnika ufności $1 - \alpha$, wyznacza się z tablic dystrybuanty rozkładu normalnego $N(0,1)$ aby spełniona była relacja $P\{-u_\alpha < u < u_\alpha\} = 1 - \alpha$.

Dla analiz technicznych przyjmuje się zazwyczaj przedział ufności dla średniej $1 - \alpha = 0,95$ co znaczy, że do określenia dolnej i górnej granicy przedziału liczbowego przyjmuje się 95% wszystkich wyników.

Dla określenia i scharakteryzowania własności próby losowej stosuje się również opisowe statystyki pozycyjne do których między innymi należą:

- najmniejsza statystyka pozycyjna,
- największa statystyka pozycyjna,
- rozstęp.

Najmniejsza statystyka pozycyjna jest to najmniejsza wartość cechy z próby:

$$X_{(1)} = \min(X_1, X_2, \dots, X_n) \quad (4)$$

Największa statystyka pozycyjna jest największą wartością badanej cechy z próby:

$$X_{(n)} = \max(X_1, X_2, \dots, X_n) \quad (5)$$

Rozstęp jest różnicą pomiędzy wartościami $X_{(n)}$ oraz $X_{(1)}$ i wyraża zakres wartości elementów próby losowej.

$$R = X_{(n)} - X_{(1)} \quad (6)$$

gdzie: X_1, X_2, \dots, X_n – wartości (realizacje) badanej cechy próby losowej.

Następnym rodzajem analiz będzie weryfikacja nieparametryczna polegająca na określeniu typu rozkładu badanej wielkości niezawodnościowej. Służą do tego nieparametryczne testy istotności, które weryfikują hipotezę dotyczącą rozkładu badanej cechy w populacji generalnej, nie precyzując wartości rozkładu. Są to testy zgodności [3,4] które polegają na sprawdzeniu hipotezy, że populacja generalna ma określony rozkładu, na z góry założonym poziomie istotności. Należą do ich, między innymi, użyte go analiz przedstawionych w tym referacie, testy λ Kolmogorowa i χ^2 Pearsona [3,4,5].

2. OCENA CZASU TRWANIA AWARII

Czas trwania awarii t_a , nazywany czasem odnowy, definiowany jest jako okres od momentu powstania awarii, czyli zaniku napięcia do momentu zakończenia naprawy z jednoczesną możliwością przesłania wymaganej przez odbiorców mocy elektrycznej [5,6]. Czas trwania awarii jest, obok funkcji niezawodności, podstawowym parametrem niezawodnościowym określającym zakres awarii i jakość eksploatacji systemu elektroenergetycznego.

Liczność próby statystycznej czasu trwania awarii_a badanych GPZ wynosiła 136. Na podstawie wykonanej analizy w tablicy 2 przedstawiono podstawowe estymatory z próby.

Tablica 2. Podstawowe estymatory próby losowej czasu trwania awarii GPZ [h]

Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Przedział ufności dla $\alpha=0,05$		Wartość próby		Rozstęp
		dolny	górnny	minimalna	maksymalna	
0,36	0,42	0,29	0,43	0,016	1,98	1,96

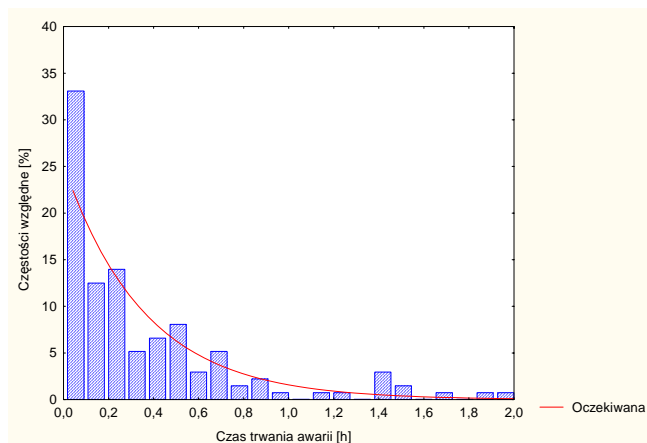
Weryfikację hipotezy o rozkładzie zmiennej losowej czasu trwania awarii przeprowadzono za pomocą dwóch testów zgodności χ^2 Pearsona i λ Kolmogorowa, na poziomie istotności $\alpha = 0,05$. W wyniku przeprowadzonych obliczeń brak jest podstaw do odrzucenia hipotezy o wykładniczym rozkładzie czasu odnowy o parametrze $\lambda = 2,77$.

Funkcja gęstości rozkładu prawdopodobieństwa zmiennej losowej o rozkładzie wykładniczym ma ogólną postać [4]:

$$f(x) = \lambda \exp(-\lambda x) \quad (7)$$

gdzie: λ – parametr rozkładu wykładniczego.

Na rys. 3 przedstawiono przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby losowej czasu trwania awarii GPZ 110/15 kV.



Rys. 3. Przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby losowej czasu trwania awarii GPZ 110/15 kV.

3. CZAS PRZERWY W DOSTAWIE ENERGII

Czas przerwy w dostawie energii t_p jest to czas od chwili powstania awarii w zasilaniu do chwili wznowienia zasilania odbiorców. Dzięki odpowiedniej strukturze niezawodnościowej stacji, działaniu zabezpieczeń i urządzeń automatyki sieciowej czas przerwy w zasilaniu odbiorców jest wielokrotnie mniejszy od czasu trwania awarii.

W tabelicy 3 przedstawiono wartości podstawowych estymatorów próby losowej czasu przerwy w dostawie energii przy awariach występujących w GPZ, której licznosc wynosiła 165 elementów.

Tabela 3. Podstawowe estymatory próby losowej czasu przerwy w dostawie energii [h]

Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Przedział ufności dla $\alpha=0,05$		Wartość próby		Rozstęp
		dolny	górný	minimalna	maksymalna	
0,07	0,19	0,04	0,10	0,0007	1,993	1,99

Jak wydać z otrzymanych wyników czas przerwy w zasilaniu odbiorców jest pięciokrotnie mniejszy od czasu trwania awarii. W przedziale czasu do 0,1 h zawiera się 137 przypadków czasu przerwy w zasilaniu odbiorców. Stanowi to 83% całej licznosci próby i wynika z czasów działania automatyki sieciowej.

4. ENERGIA NIE DOSTARCZONA DO ODBIORCÓW

Następstwem przerwy w zasilaniu jest nie dostarczona do odbiorców energia. Jej określenie ma zasadnicze znaczenie przy wyznaczaniu skutków ekonomicznych awarii przez możliwość wyznaczenia korzyści utraconych przez dystrybutora energii elektrycznej, ze względu na brak sprzedaży energii, oraz strat gospodarczych u odbiorców przemysłowych i komunalnych. Zagadnienie to związane jest z wyznaczeniem równoważników nie dostarczonej energii elektrycznej [5,6] i nie będzie tutaj rozpatrywane.

Wartości nie dostarczonej energii elektrycznej wyznaczone zostały na podstawie wyznaczonych wartości czasów przerw w zasilaniu oraz przewidywanych lub zamówionych grafików obciążeń poszczególnych GPZ-tów wykonywanych przez dystrybutora energii elektrycznej.

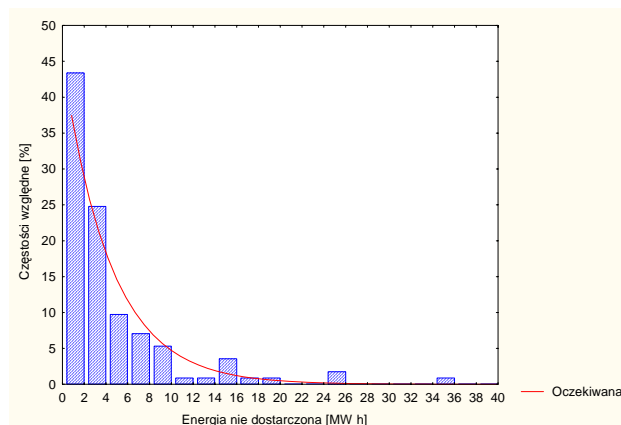
W tabelicy 4 przedstawiono podstawowe estymatory próby losowej energii nie dostarczonej na skutek awarii głównych stacji zasilających.

Tabela 4. Podstawowe estymatory próby losowej energii nie dostarczonej [MW·h]

Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Przedział ufności dla $\alpha=0,05$		Wartość próby		Rozstęp
		dolny	górnny	minimalna	maksymalna	
5,14	5,39	4,10	6,17	0,40	25,20	24,8

Jak widać, pomimo krótkich czasów przerwy w zasilaniu, średnia wartość nie dostarczonej energii elektrycznej wynosi 5,14 MW·h, co związane jest z dużymi mocami przesyłanymi przez GPZ-ty. W wyniku przeprowadzonej weryfikacji nieparametrycznej brak jest podstaw do odrzucenia hipotezy o wykładniczym rozkładzie energii nie dostarczonej do odbiorców, o parametrze $\lambda = 0,195$.

Na rys. 4 przedstawiono przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby losowej energii elektrycznej nie dostarczonej podczas awarii GPZ 110/15 kV.



Rys. 4. Przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby losowej energii nie dostarczonej podczas awarii GPZ 110/15 kV.

5. KOSZTY USUWANIA AWARII

Następnym, analizowanym parametrem służącym do wyznaczania ekonomicznego poziomu niezawodności, są koszty usuwania awarii. Na wartość kosztów usuwania awarii składają się między innymi koszty robocizny, pracy sprzętu technicznego oraz materiałów i urodzeń.

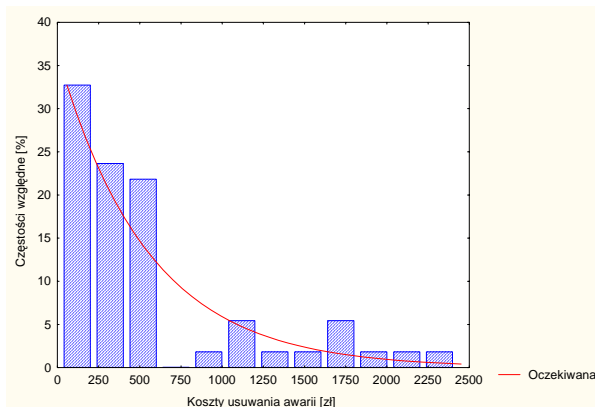
W tabelicy 5 przedstawiono podstawowe estymatory próby losowej kosztów usuwania awarii GPZ-tów 110/15 kV.

Tablica 5. Podstawowe estymatory próby losowej kosztów usuwania awarii [zł]

Wartość średnia	Odchylenie standardowe	Przedział ufności dla $\alpha=0,05$		Wartość próby		Rozstęp
		dolny	górnny	minimalna	maksymalna	
550,0	588,0	391,0	709,0	36,0	2379,0	2343,0

W wyniku przeprowadzonej weryfikacji nieparametrycznej stwierdzono, że brak jest podstaw do odrzucenia hipotezy o wykładniczym rozkładzie kosztów usuwania awarii, o parametrze $\lambda = 0,0018$.

Na rys. 5 przedstawiono przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby kosztów usuwania awarii GPZ-tów 110/15 kV.



Rys. 5. Przebiegi wartości empirycznych i teoretycznych próby kosztów usuwania awarii

6. PODSUMOWANIE

Rola głównych punktów zasilających w systemie elektroenergetycznym jest niezwykle ważna, ponieważ stacje te stanowią źródła energii elektrycznej dla sieci dystrybucyjnej średniego napięcia. Prawidłowa praca każdej takiej stacji elektroenergetycznej ma duże znaczenie ponieważ zakłócenia i awarie tam wstępujące dotyczą często znacznych grup użytkowników i wytwórców energii elektrycznej. Niezawodność stacji elektroenergetycznych zależy w dużym stopniu od struktury układu połączeń stacji oraz własności niezawodnościowych poszczególnych elementów stacji jak również od prawidłowego działania urządzeń automatyki sieciowej. Szczególnie te własności stacji powodują to, że aż 57,4%

awarii stacji nie powodowało ograniczeń w dostawie energii elektrycznej dla odbiorców oraz, że czas przerwy w dostawie energii elektrycznej jest pięciokrotnie mniejszy od czasu trwania awarii. Pomimo tego, przy niektórych awariach występują znaczne wartości nie dostarczonej energii, ponieważ stacje przesyłają duże wartości mocy.

Dalsze badania prowadzone w tym zakresie będą zmierzać do wyznaczenia syntetycznych wskaźników charakteryzujących niezawodność głównych punktów zasilających.

LITERATURA

- [1] Beldowski T., Markiewicz H., *Stacje i urządzenia elektroenergetyczne*. WNT, Warszawa 2002,
- [2] *Poradnik inżyniera elektryka*, WNT, Warszawa, 2005,
- [3] Bobrowski D., Maćkowiak-Lybacka K., *Wybrane metody wnioskowania statystycznego*. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej. Poznań 1982.
- [4] Firkowicz S., *Statystyczne badanie wyrobów*. WNT, Warszawa 1975.
- [5] Sozański J., *Niezawodność i jakość pracy systemu elektroenergetycznego*. WNT, Warszawa 1990.
- [6] Kowalski Z., *Niezawodność zasilania odbiorców energii elektrycznej*. Wydawnictwa Politechniki Łódzkiej, Łódź 1992.

Streszczenie: W referacie przedstawiono badania podstawowych wielkości niezawodnościowych stacji elektroenergetycznych 110/15 kV, które są głównymi punktami zasilającymi sieć dystrybucyjną średniego napięcia. Wykonano analizę sezonowości awarii, czasu trwania awarii oraz przerwy w zasilaniu energią elektryczną u odbiorców. Przeanalizowano także skutki awarii stacji analizując wartość nie dostarczonej energii elektrycznej oraz koszty usuwania awarii. Wyniki przedstawiono w formie liczbowej i wykresów.

Słowa kluczowe: niezawodność, systemy elektroenergetyczne, stacje elektroenergetyczne.

**SYMULACYJNA METODA ODSZUKIWANIA
OPTYMALNYCH POAWARYJNYCH KONFIGURACJI
ZŁOŻONYCH UKŁADÓW SIECI
ELEKTROENERGETYCZNYCH SN**

Sylwester Filipiak

*Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki
25-314, Kielce, Al. Tysiąclecie Państwa Polskiego nr 7, filipiak@tu.kielce.pl*

***Simulating method of optimization of configuration
distribution network after breakdown***

Abstract: *Simulation method, using evolutionary algorithm for evaluation of optimal electrical energy distribution tracks, taking into account the reliability, energy transfer costs, has been presented in the paper. The elaborated method and the calculation procedure allow finding optimal supply track for the user with determined demanded power. The application of the method is performing calculations for municipal medium voltage network.*

Keywords: *optimization, distribution network, evolutionary algorithm.*

1. WSTĘP

Awarie elementów sieci elektroenergetycznych mogą powodować przerwy w zasilaniu wielu odbiorców, co może być przyczyną znacznych kosztów strat gospodarczych. W układach sieci wielokrotnie zamkniętych (np. miejskie sieci SN) powiązania strukturalne pomiędzy elementami tych sieci umożliwiają stosunkowo szybkie przywrócenie odbiorcom zasilania.

Podstawowym zadaniem przedstawionej metody i opracowanego na jej podstawie programu komputerowego jest szybkie odszukiwanie w sytuacjach awarii w złożonym układzie elektroenergetycznym (np. miejska sieci elektroenergetyczna SN), optymalnych poawaryjnych konfiguracji sieci, przy uwzględnieniu istotnych kryteriów dotyczących minimalizacji strat technicznych i kosztów eksploatacyjnych układów dystrybucyjnych energii elektrycznej.

2. CHARAKTERYSTYKA ALGORYTMU EWOLUCYJNEGO ZASTOSOWANEGO DO ODSZUKIWANIA POAWARYJNYCH KONFIGURACJI SIECI SN

Algorytmy ewolucyjne odróżniają się od algorytmów genetycznych bogatszym zbiorem danych, oraz wykorzystaniem dostosowanych do określonego problemu operatorów genetycznych. Teoretyczne podstawy algorytmów genetycznych opierają się na reprezentacji rozwiązań za pomocą łańcuchów binarnych i na pojęciu schematów [1,2,3]. Twierdzenie o schematach mówi, iż schematy oceniane powyżej średniego przystosowania populacji, w procesie reprodukcji uzyskują wykładniczo rosnącą liczbę ciągów w następnych pokoleniach. Natomiast z hipotezy o blokach budujących wynika, że algorytm genetyczny poszukuje optymalnego rozwiązania poprzez zestawianie krótkich, niskiego rzędu schematów o dużej wydajności działania [1,2,3].

W procesie symulowanej ewolucji wykorzystywane są najczęściej operatory krzyżowania i mutacji, umożliwiające ukierunkowaną, ale jednocześnie losową wymianę informacji genetycznej, celem tych działań jest odszukanie rozwiązania optymalnego lub bardzo zbliżonego do optymalnego. W niniejszym punkcie przedstawiono algorytm zastosowany do odszukiwania optymalnych poawaryjnych konfiguracji sieci SN.

Początkowym krokiem jest utworzenie populacji startowej, umożliwiającej wykonanie symulowanej ewolucji osobników reprezentujących wariantowe rozwiązania problemu.

W celu **zakodowania osobników** ch_i reprezentujących różne warianty konfiguracji sieci w postaci grafu typu drzewo przyjęto zapis w postaci wektora struktury inwersyjnej.

$$ch_i = INV_i \quad (1)$$

Każda składowa wektora inwersji, odpowiadająca numerowi danego węzła w drzewie, jest równa numerowi węzła zasilającego go [6].

Tworzenie populacji początkowej polegało na tworzeniu kolejnych wektorów struktury inwersyjnej poprzez zapisywanie w nich konfiguracji sieci po wystąpieniu awarii, a następnie wprowadzając do niej zmiany wynikające z wygenerowanych zastępczych torów zasilania dla węzłów pozbawionych w skutek awarii zasilania.

Jako metodę selekcji wykorzystano znaną w literaturze metodę selekcji wyboru losowego wg. reszty z powtórzeniami. W algorytmie wykorzystano także metodę skalowania liniowego przystosowania osobników w kolejno tworzonych populacjach.

W celu tworzenia nowych rozwiązań w algorytmie zastosowano dwa **specjalizowane operatory rekonfiguracji**.

Operator wykorzystujący zaobserwowany w przyrodzie mechanizm krzyżowania umożliwia konstruowanie nowych wariantów konfiguracji sieci według procedury:

- 1) wybór dwóch wektorów określających różne warianty konfiguracji sieci z populacji bieżącej,
- 2) wybór węzła z listy węzłów pozbawionych zasilania,
- 3) przepisanie z wybranych w punkcie 1) dwóch wektorów konfiguracji sieci, tras zasilania węzła wybranego w kroku 2), do dwóch tablic (trasa 1, oraz trasa 2),
- 4) losowy wybór węzła z trasy 1,
- 5) jeżeli wybrany węzeł lub któryś z jego węzłów sąsiednich ma krawędzie łączące go z trasą 2 (uwzględniając strukturę sieci), to następuje losowy wybór jednej z nich i tworzony jest nowy wariant trasy, zapis tej trasy do pierwszej z wybranych w kroku 1) konfiguracji skutkuje utworzeniem nowego wariantu konfiguracji sieci,

- 6) jeżeli nie było możliwości utworzenia nowej trasy, algorytm przechodzi do punktu (5) i rozpatruje kolejny węzeł z trasy 1, to postępowanie jest przerywane jeżeli kolejnym węzłem trasy 1 będzie jeden z węzłów zasilający sieć.

Operator mutacji umożliwia wprowadzanie losowych zmian do konfiguracji sieci, według następującej procedury:

- 1) wybór z bieżącej populacji wariantu konfiguracji sieci (zapisanej w wektorze inwersji), do której ma być wprowadzona losowa zmiana,
- 2) wybór węzła z listy węzłów pozbawionych zasilania,
- 3) przepisanie z wybranej w punkcie 1) konfiguracji sieci, trasy zasilania węzła wybranego w kroku 2) do pomocniczej tablicy,
- 4) losowy wybór węzła z tablic utworzonej w poprzednim kroku,
- 5) rozpatruje się węzły sąsiednie nie pozbawione zasilania, spośród tych węzłów następuje losowy wybór jednego z nich, ten węzeł następnie zapisuje się w wektorze inwersji konfiguracji sieci, jako węzeł zasilający węzeł wybrany w poprzednim kroku.

Według literatury dotyczącej zastosowań algorytmów genetycznych i ewolucyjnych [1,2,3] należy przyjmować stosunkowo duże prawdopodobieństwo stosowania operatora krzyżowania oraz niewielkie prawdopodobieństwo stosowania operatora mutacji.

Na podstawie przeprowadzonych badań stwierdzono, iż zastosowany algorytm ewolucyjny charakteryzuje się wysoką efektywnością przy $p_k=0,95$, oraz $p_m=0,15$, przy liczebności populacji $n=40$ [4,5]. W algorytmie wykorzystano elitarystyczną strategię polegającą na włączaniu do kolejnych tworzonych populacji najlepszych dotychczasowych rozwiązań. Do obliczeń przyjęto następujące warunki ograniczające:

- nie przekroczenie maksymalnych prądów przesyłowych odcinków linii,

$$0 \leq P_j \leq c_j \quad j = 1, 2, \dots, n \quad (2)$$

gdzie: P_j - moc czynna przepływająca przez łuk j sieci,
 c_j - pojemność łuku równa jego przepustowości.

- nie przekroczenie w trasach zasilania węzłów sieci dopuszczalnych spadków napięcia,

$$\Delta U_i \leq \Delta U_{dopi} \quad i = 1, 2, \dots, k \quad (3)$$

gdzie: ΔU_i - obliczony spadek napięcia w torze zasilania i -tego węzła sieci,

ΔU_{dopi} - dopuszczalny spadek napięcia zasilani i -tego węzła sieci.

3. OCENA POAWARYJNYCH KONFIGURACJI SIECI SN

Straty spowodowane awariami występują tylko w okresie ich trwania, czyli przez np. 3-5 h, w zależności od zaistniałych w sieci uszkodzeń. Natomiast do analizy należy przyjąć straty za pewien okres. W niniejszym opracowaniu rozważono odszukiwanie poawaryjnych konfiguracji miejskich sieci kablowych, przy uwzględnieniu minimalizacji rocznych kosztów eksploatacyjnych. Przyjęte założenie wynikało z próby sprawdzenia, czy

zastosowany algorytm będzie odszukiwał konfiguracje sieci minimalizujące koszty eksploatacyjne, przy przyjęciu dłuższego okresu, niż wynikało by to z czasu potrzebnego na usunięcie skutków awarii. Przyjęcie okresu rocznego pozwoliło także, na wyciągnięcie wniosków dotyczących wpływu konfiguracji sieci na szacowaną wartość kosztów rocznych wynikających z zawodności elementów analizowanej sieci.

Jeżeli pominie się, w zależności określającej koszty strat technicznych sieci SN straty jałowe, oraz uwzględni duży stopień kompensacji mocy biernej, zależność na koszty strat technicznych można zapisać w postaci [6,7,8]:

$$K_{st} = R \cdot \left(\frac{S}{U_n} \right)^2 \cdot (k_p + \tau_o \cdot k_a) \cdot 10^{-3} \quad (4)$$

przy czym:

τ_o - czas trwania maksymalnych strat, [h/a],

k_p - jednostkowy koszt strat mocy, (założono $k_p = 2,5$ zł/kW·a) [8],

k_a - jednostkowy koszt strat energii (założono $k_a = 0,22$ zł/kW·h) [8],

R - rezystancja elementu sieci, [Ω],

S - obciążenie pozorne elementu sieci, [kV·A],

U_n - napięcie znamionowe sieci [kV].

Koszty ponoszone przez dystrybutora związane z naprawami poawaryjnymi, oraz z stratami związanymi z niesprzedaną energią można określić zależnością [6,7,8]:

$$K_{zaw} = k_{na} \cdot \frac{q \cdot T_r}{t_a} + k_{oa} \cdot \Delta A_n = K_{na} + K_{ne} \quad (5)$$

gdzie:

k_{na} - średni koszt naprawy pojedynczego uszkodzenia (założono 1500 zł) [8],

t_a - średni czas trwania odnowy w liniach kablowych, [h],

q - wskaźnik zawodności elementu sieci,

T_r - planowany w ciągu roku czas pracy elementu sieci [h/a],

k_{ao} - średni koszt utraty zysku z jednostki energii niesprzedanej odbiorcy,

ΔA_n - nie dostarczona odbiorcom energia elektryczna,

K_{na} - koszty napraw poawaryjnych,

K_{ne} - koszty nie dostarczonej energii.

W przyjętej do obliczeń funkcji celu F , oceniającej konfigurację sieci uwzględniono koszty strat mocy i energii, oraz koszty zawodności:

$$\begin{aligned} \min F &= K_{st} + K_{zaw} = \\ &= \sum_{j=1}^n (k_p + \tau_j \cdot k_a) \cdot R_j \cdot \left(\frac{S_j}{U_n} \right)^2 \cdot 10^{-3} + \sum_{i=1}^k \left(k_{oa} \cdot q_i \cdot P_{sri} \cdot T_i + k_{na} \cdot \frac{q_i \cdot T_i}{t_a} \right) \quad (6) \end{aligned}$$

przy czym:

n - liczba odcinków sieci,

k - liczba węzłów sieci,

j - indeks łuków sieci,

i - indeks węzłów sieci,

R_j - rezystancja j -tego odcinka sieci, [Ω],

P_{sri} - średnie obciążenie i -tego węzła sieci [kW],

q_i - wskaźnik zawodności trasy zasilania i -tego węzła sieci.

4. OBLICZENIA DLA WYBRANEGO UKŁADU SIECI SN

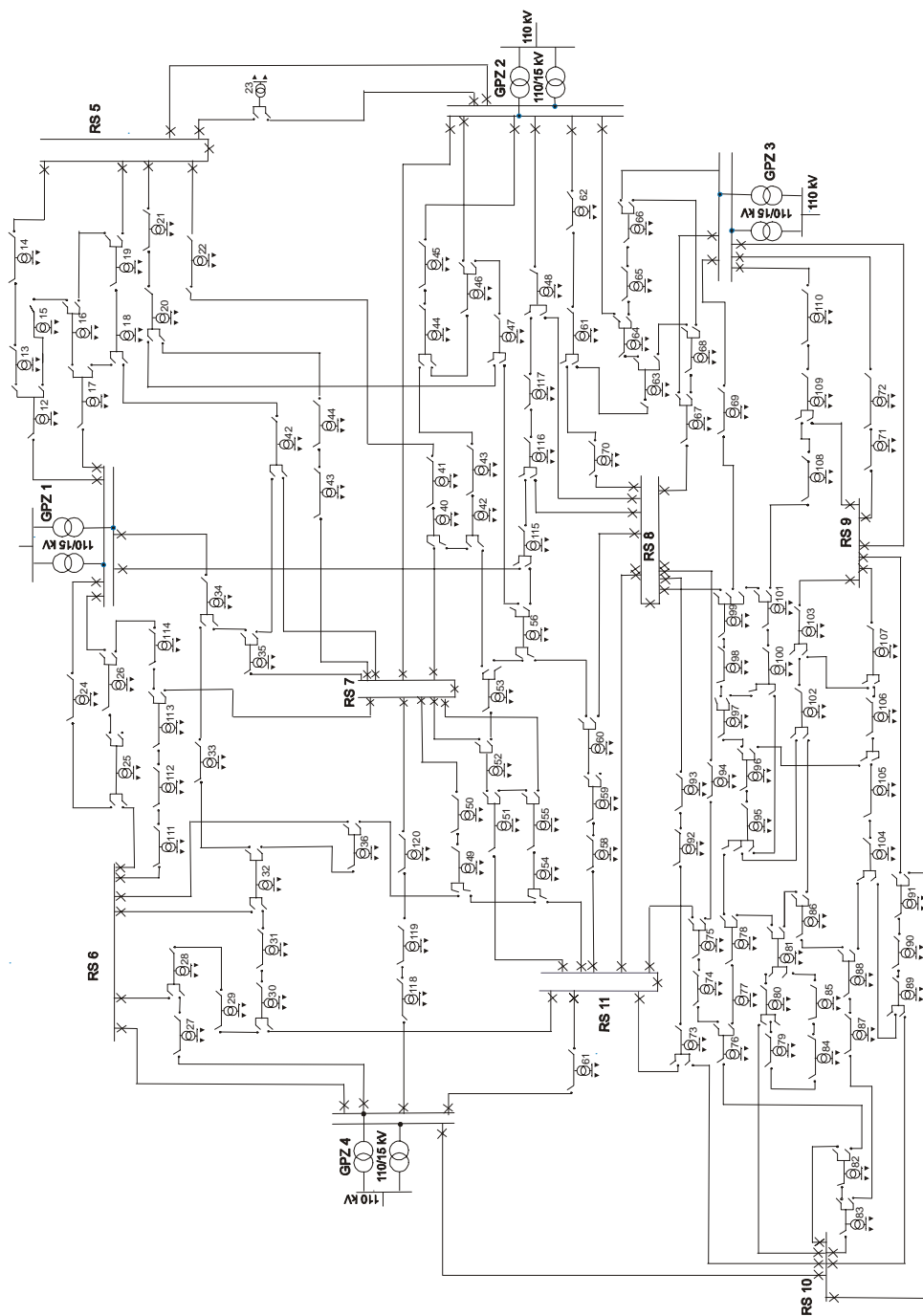
Obliczenia wykonano dla układu miejskiej sieci średniego napięcia, przedstawionego na rysunku 1. W tabelach 1 i 2 (ze względu na ograniczenia co do wielkości referatu) zawarto tylko wybrane przykładowe informacje o parametrach technicznych i niezawodnościowych elementów analizowanej sieci elektroenergetycznej.

Tabela 1. Wybrane parametry techniczne i niezawodnościowe odcinków analizowanej sieci

Węzeł początkowy - końcowy	Współczynnik niezawodności łącznika 1	Współczynnik niezawodności łącznika 2	I _{dd} [A]	Współczynnik niezawodności p	R _j [Ω /km]	Długość \acute{c} [km]
1-12	0,9999945	0,9999948	145	0,99994	0,369	2,47
1-17	0,9999948	0,9999945	170	0,99993	0,41	0,03
1-24	0,9999946	0,9999946	132	0,99992	0,298	2,07
1-26	0,9999947	0,9999946	135	0,99994	0,424	0,06
1-34	0,9999945	0,9999946	154	0,99993	0,203	0,31
14-5	0,9999946	0,9999947	162	0,99995	0,264	1,36
19-5	0,9999947	0,9999946	150	0,99993	0,229	0,69
21-5	0,9999946	0,9999945	150	0,99992	0,338	5,02
...
119-118	0,9999945	0,9999946	135	0,99993	0,308	1,11

Tabela 2. Dane o węzłach odbiorczych sieci (stacje 15/0,4 kV)

Numer węzła	P _s [kW]	P _{sr} [kW]	p
1	136	68	0,99986
2	83	41,5	0,99984
3	200	100	0,99985
4	130	65	0,99984
5	148	74	0,99987
...
118	121	60,5	0,99986
119	157	78,5	0,99984
120	135	67,5	0,99985

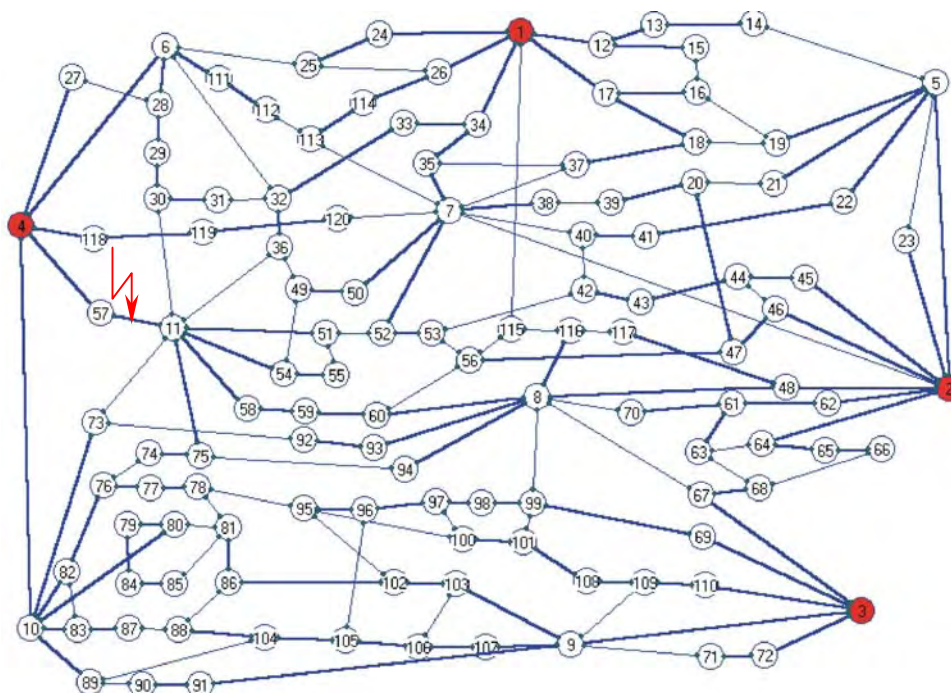


Rys. 1. Schemat analizowanego układu miejskiej sieci elektroenergetycznej

Na rysunku 2 przedstawiono graf analizowanej sieci SN. Na prezentowanym grafie wypełnione węzły symbolizują główne punkty zasilające. Natomiast pogrubione łuki grafu symbolizują elementy biorące udział w przenoszeniu obciążenia.

W przedstawionym układzie sieci SN założono awarie odcinka linii kablowej pomiędzy węzłami 57-11, wskutek tej awarii pozbawione zasilania zostały węzeł rozdzielczy 11 i węzły odbiorcze 51, 52, 54, 74, 75.

Celem wykonanych z wykorzystaniem algorytmu ewolucyjnego obliczeń było odszukanie optymalnej (pod względem przyjętych kryteriów) poawaryjnej konfiguracji sieci. Uzyskiwane w procesie obliczeniowym alternatywne konfiguracje sieci oceniano wykorzystując funkcje kryterialną określoną przez zależność (6).



Rys. 2. Graf analizowanej sieci średniego napięcia

W początkowej części obliczeń generowana jest w sposób losowy początkowa populacja rozwiązań. Populacja ta będąca punktem startowym do obliczeń z algorytmem ewolucyjnym, zawiera alternatywne rozwiązania możliwych zmian w konfiguracji sieci.

W tabelach 2 i 3 zawarto dane dotyczące przykładowej poawaryjnej konfiguracji sieci z populacji startowej.

W tabeli 2 zestawiono zastępcze tory zasilania węzłów 11, 51, 54, 55, 75, 74. Natomiast w tabeli 3 przedstawiono obliczenia kosztów dla tej konfiguracji.

Przystosowanie P poszczególnych osobników populacji ze względu na specyfikę zastosowanej metody selekcji obliczano jako odwrotność funkcji celu pomnożoną przez współczynnik skali 10^7 .

Każda składowa wektora inwersji (określającego konfiguracje sieci), odpowiadająca numerowi danego węzła w drzewie, jest równa numerowi węzła zasilającego go.

Tabela 2. Odszukane trasy zasilania węzłów 11, 51, 54, 55, 75, 74

Numer węzła	Trasa
11	4, 10, 73, 11
51	4, 10, 73, 11, 51
54	1, 34, 35, 7, 50, 49, 54
55	1, 34, 35, 7, 50, 49, 54, 55
75	3, 67, 8, 94, 75
74	3, 67, 8, 94, 75, 74

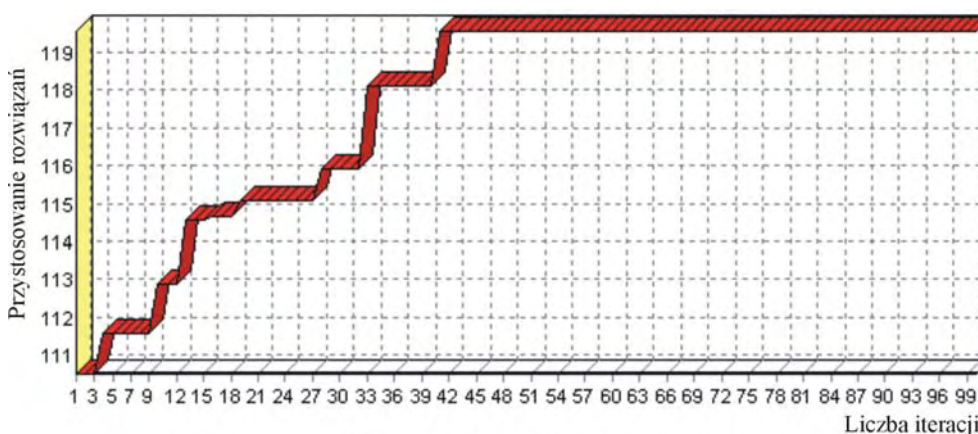
Poniżej przedstawiono wektor struktury inwersyjnej dla przykładowej konfiguracji sieci z populacji startowej (w miejsce numerów węzłów zasilających, dla węzłów źródeł sieci czyli GPZ-tów wpisano liczbę 5555):

$ch_{\text{przyk}} = INV_{\text{przyk}} = [5555, 5555, 5555, 5555, 2, 4, 35, 67, 3, 4, 73, 1, 12, 13, 12, 17, 1, 17, 5, 47, 5, 5, 2, 1, 24, 1, 4, 6, 28, 29, 30, 33, 34, 1, 34, 32, 18, 7, 20, 41, 22, 43, 44, 45, 2, 2, 46, 2, 50, 7, 11, 7, 52, 49, 54, 47, 4, 59, 60, 8, 62, 2, 61, 2, 64, 65, 3, 67, 3, 61, 72, 3, 10, 75, 94, 82, 76, 77, 80, 10, 80, 10, 10, 79, 84, 102, 83, 104, 10, 91, 9, 93, 8, 8, 96, 97, 98, 99, 69, 101, 108, 103, 9, 105, 106, 107, 9, 109, 110, 3, 6, 111, 114, 26, 116, 8, 48, 4, 118, 119]$

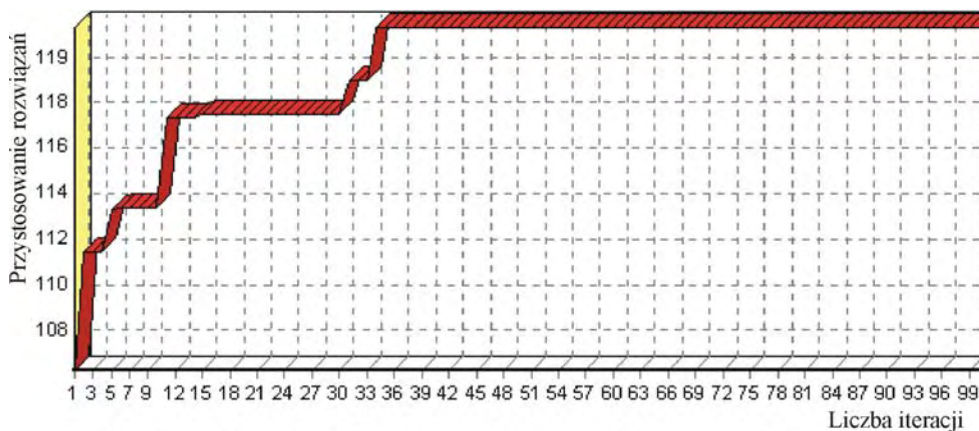
Tabela 3. Obliczenia kosztów dla odszukanej poawaryjnej konfiguracji sieci

Obliczane wielkości	Jednostka	Wyniki
Koszty strat technicznych - K_{st}	[zł]	74 503
Koszty napraw poawaryjnych - K_{na}	[zł]	13 571
Koszty nie dostarczonej energii - K_{ne}	[zł]	1 280
Funkcja celu (koszty eksploatacyjne) - F	[zł]	89 354
Przystosowanie wariantu rozwiązania - P	-	111,92

Na rysunkach 3 i 4 zobrazowano przebieg zmian najlepszego rozwiązania w trakcie procesu obliczeniowego. Z rysunku 3 można zauważyć, że w 40 iteracji algorytm odnalazł rozwiązanie, które w dalszych iteracjach nie zostało już poprawione. Natomiast z rysunku 4 wynika że w że podczas kolejnego procesu obliczeniowego algorytm odnalazł najlepsze rozwiązanie w 34 iteracji.



Rys. 3. Przebieg zmian najlepszego w kolejnych iteracjach



Rys. 4. Przebieg zmian najlepszego rozwiązania w trakcie procesu obliczeniowego

W tabelach 4 i 5 zawarto rezultaty dotyczące odszukanej optymalnej (pod względem przyjętych kryteriów) poawaryjnej konfiguracji sieci. W tabeli 4 zestawiono zastępcze tory zasilania węzłów 11, 51, 54, 55, 75, 74. W tabeli 5 przedstawiono obliczenia kosztów dla tej konfiguracji.

Tabela 4. Odszukane trasy zasilania węzłów 11, 51, 54, 55, 75, 74

Numer węzła	Trasa
11	4, 27, 28, 29, 30, 11
51	1, 34, 35, 7, 52, 51
54	1, 34, 35, 7, 50, 49, 54
55	1, 34, 35, 7, 50, 49, 54, 55
75	3, 67, 8, 94, 75
74	4, 10, 83, 82, 76, 74

Dla odszukanej optymalnej poawaryjnej konfiguracji sieci wektor struktury inwersyjnej ma postać:

$ch_{\text{opty}} = INV_{\text{opty}} = [5555, 5555, 5555, 5555, 2, 4, 35, 67, 3, 4, 30, 1, 12, 13, 12, 17, 1, 17, 5, 47, 5, 5, 2, 1, 24, 1, 4, 27, 28, 29, 30, 33, 34, 1, 34, 32, 18, 7, 20, 41, 22, 43, 44, 45, 2, 2, 46, 2, 50, 7, 52, 7, 52, 49, 54, 47, 4, 59, 60, 8, 62, 2, 61, 2, 64, 65, 3, 67, 3, 61, 72, 3, 10, 76, 94, 82, 76, 77, 80, 10, 80, 83, 10, 79, 84, 102, 83, 104, 10, 91, 9, 93, 8, 8, 96, 97, 98, 99, 69, 101, 108, 103, 9, 105, 106, 107, 9, 109, 110, 3, 6, 111, 114, 26, 116, 8, 48, 4, 118, 119]$

Tabela 5. Obliczenia kosztów dla odszukanej poawaryjnej konfiguracji sieci

Obliczane wielkości	Jednostka	Wyniki
Koszty strat technicznych - K_{st}	[zł]	68 175
Koszty napraw poawaryjnych - K_{na}	[zł]	13 911
Koszty nie dostarczonej energii - K_{ne}	[zł]	1 306
Funkcja celu (koszty eksploatacyjne) - F	[zł]	83 393
Przystosowanie wariantu rozwiązania - P	-	119,91

Czas obliczeń dotyczący odszukiwania zastępczych poawaryjnych konfiguracji sieci jest uzależniony m.in. od liczby węzłów sieci, struktury sieci, liczby węzłów pozbawionych zasilania, miejsca wystąpienia awarii.

Dla rozważonej awarii w analizowanym układzie sieci, przy wykorzystaniu algorytmu ewolucyjnego zaimplementowanego w programie na PC klasy Pentium IV 1200 MHz, 255 MB RAM, czas odszukiwania poawaryjnych konfiguracji sieci wynosił ok. 22 s.

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeprowadzonych badań i symulacji komputerowych, można stwierdzić, iż zastosowany algorytm ewolucyjny umożliwia w sytuacjach awarii szybkie i skuteczne odszukiwanie poawaryjnych konfiguracji sieci przy uwzględnieniu założonych kryteriów poszukiwania. Dotychczasowe rezultaty posłużą do dalszych badań, nad opracowaniem systemu doradczego wspomagającego podejmowanie decyzji przez operatorów układów elektroenergetycznych, w sytuacjach awarii elementów systemów dystrybucyjnych energii elektrycznej.

LITERATURA

- [1] Glodberg D. E.: *Algorytmy genetyczne i ich zastosowania*. Warszawa, WNT 1998.
- [2] Michalewicz Z: *Algorytmy genetyczne + struktury danych = programy ewolucyjne*, WNT, Warszawa, 1999.
- [3] Rutkowska D., Piliński M., Rutkowski L.: *Sieci neuronowe, algorytmy genetyczne i systemy rozmyte*. PWN, Warszawa, 1997.
- [4] Filipiak S.: *Ocena niezawodności złożonych układów elektroenergetycznych sieci rozdzielczych z zastosowaniem zmodyfikowanego algorytmu genetycznego*, V Konferencja Naukowo-Techniczna, Elektroenergetyczne Sieci Rozdzielcze, Wrocław 16-17 września 2004, s. 309-316
- [5] Filipiak S.: *Identyfikowanie optymalnych tras przesyłu energii w złożonych układach elektroenergetycznych przy użyciu algorytmu ewolucyjnego*. Konferencja Naukowo Techniczna, Optymalizacja w Elektroenergetyce, Jachranka 29-30 września 2005, s. 147-154.
- [6] Kujaszczyk S.: *Elektroenergetyczne sieci rozdzielcze* PWN, Warszawa, 1994.
- [7] Sozański J.: *Niezawodność zasilania energią elektryczną*. WNT, Warszawa, 1992.
- [8] Billinton R., Wang P.: *Distribution system reliability cost/worth analysis using analytical and sequential simulation techniques*. *IEEE Transactions on Power Systems*, November 1998, s. 1245-1250.

Streszczenie: W referacie przedstawiono metodę odszukiwania optymalnych poawaryjnych konfiguracji złożonych układów elektroenergetycznych, przy wykorzystaniu algorytmu ewolucyjnego. W referacie zawarto opis zaproponowanego algorytmu obliczeniowego, scharakteryzowano opracowane do rozważanego problemu procedury obliczeniowe realizujące zadania operatorów rekombinacji. W końcowej części referatu przedstawiono przykładowe obliczenia dla wybranego układu sieci SN.

Słowa kluczowe: optymalizacja, konfiguracja sieci SN, algorytm ewolucyjny.

METODY OCENY NIEZAWODNOŚCI STRUKTURALNEJ STACJI TRANSFORMATOROWO – ROZDZIELCZYCH SN/NN

Andrzej Ł. CHOJNACKI

*Politechnika Świętokrzyska w Kielcach, Wydział Elektrotechniki, Automatyki
i Informatyki, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki, 25-314 Kielce, Al. Tysiąclecia
Państwa Polskiego 7, e-mail: a.chojnacki@tu.kielce.pl*

Methods in Structural Reliability Assessment of Low-Voltage / Medium-Voltage Transformer-Distribution Stations

Abstract: *Operational reliability of MV distribution stations is of utmost significance in the process of supplying power to a great number of end-users. The most important objective of assessment of reliability of power distribution stations is selection of such a structure of stations and parameters of installed gear to ensure the best possible power supply continuity in particular circumstances. Concurrently, determination of resultant reliability parameters of a station allows for considering it as an integrated element in the power system whose failures and reliability parameters are very important on account of technical consequences introduced to the power system by unreliability of a station. The issue of reliability of MV transformer-distribution stations have not been examined in a comprehensive manner yet.*

Keywords: *reliability, failure frequency, power systems, power distribution stations.*

1. WSTĘP

W rozumieniu teorii niezawodności, jeżeli zbiór obiektów ma wykonać określone zadanie, a niezawodność można rozpatrywać łącznie dla całego zbioru, lub też w danym obiekcie można wyróżnić części, których niezawodność rozpatrywana oddzielnie ma wpływ na niezawodność obiektu, obiekt taki nazywa się systemem, a poszczególne części składowe – jego elementami. W przypadku pierwszym system tworzy zbiór obiektów,

a elementami są poszczególne obiekty, natomiast w przypadku drugim systemem jest sam obiekt, a elementami - jego wyróżnione części. Jeżeli parametry niezawodnościowe elementów oraz ich wzajemne powiązania wyznaczają jednoznacznie niezawodność całego systemu, wówczas określona jest tzw. struktura niezawodnościowa systemu.

Strukturę niezawodnościową systemu należy odróżniać od innych struktur tego systemu, np. od jego struktury funkcjonalnej, która dotyczy sposobu współdziałania elementów przy wykonywaniu zadań nałożonych na system. Struktura niezawodnościowa określa warunki pracy systemu w warunkach uszkodzenia jednego lub wielu elementów. I tak system o szeregowej strukturze niezawodnościowej jest w stanie zdatności tylko wówczas, gdy wszystkie jego elementy znajdują się w stanie zdatności, natomiast system o równoległej strukturze niezawodnościowej jest w stanie zdatności wówczas, gdy chociaż jeden jego element znajduje się w stanie zdatności.

Skutki zawodności układów elektroenergetycznych można scharakteryzować poprzez określenie trzech podstawowych parametrów [7]:

- czasów oraz liczby przerw w zasilaniu odbiorców energii elektrycznej,
- ograniczenia mocy,
- ograniczenia zapotrzebowanej energii elektrycznej.

Do najważniejszych metod analiz niezawodnościowych należą [3,7,10,11]:

- metoda współczynników zawodności,
- metoda średniej intensywności i średniego czasu trwania awarii,
- metoda oparta na skończonych procesach Markowa,
- metoda oparta na sieciach Petriego,
- metoda oparta na algorytmach genetycznych.

2. METODA WSPÓŁCZYNNIKÓW ZAWODNOŚCI

Metoda współczynników zawodności oparta jest na znajomości współczynników zawodności poszczególnych elementów składowych badanego obiektu. Współczynnik zawodności q oraz niezawodności p opisane są zależnościami [3,6,7,10]:

$$q = \frac{T_a}{T_r} \quad (1)$$

oraz

$$p = \frac{T_{pr}}{T_r} = \frac{T_r - T_a}{T_r} \quad (2)$$

gdzie: T_a – łączny czas awarii w planowanym okresie ruchu T_r (bardzo często jako T_r przyjmuje się liczbę godzin rocznych $T_r = 8760$ h), T_{pr} – łączny czas pracy w planowanym okresie ruchu T_r .

Suma współczynników jest równa jedności:

$$p + q = \frac{T_r - T_a}{T_r} + \frac{T_a}{T_r} = \frac{T_r}{T_r} = 1 \quad (3)$$

Dlatego też, znając jeden współczynnik, istnieje możliwość wyznaczenia drugiego.

Wypadkowy współczynnik niezawodności dla zgrupowania szeregowego, w strukturze badanego obiektu wyznacza się z zależności [3,7,8,11]:

$$p_w = \prod_{i=1}^n p_i = \prod_{i=1}^n (1 - q_i) \quad (4)$$

gdzie: p_w – wypadkowy współczynnik niezawodności zgrupowania, p_i – współczynnik niezawodności i -tego elementu w zgrupowaniu, q_i – współczynnik zawodności i -tego elementu w zgrupowaniu.

Zależność powyższa wyprowadzona została na podstawie właściwości zgrupowania szeregowego, iż układ jest sprawny tylko wtedy, gdy wszystkie jego elementy są sprawne (są w stanie zdadności).

Ponieważ suma współczynników p i q wynosi 1, współczynnik q_w wyznaczamy z zależności [3,7,8,11]:

$$q_w = 1 - p_w = 1 - \prod_{i=1}^n p_i = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - q_i) \approx \sum_{i=1}^n q_i \quad (5)$$

W przypadku zgrupowania równoległego do zdadności wystarczy zdadność tylko jednego elementu. Prawdopodobieństwo, iż w strukturze równoległej n -elementowej uszkodzeniu ulegnie k elementów wynosi [3,7,8,11]:

$$q_k = \prod_{i=1}^k q_i \cdot \prod_{i=k+1}^n p_i = \prod_{i=1}^k q_i \cdot \prod_{i=k+1}^n (1 - q_i) \quad (6)$$

gdzie: q_i oraz p_i – odpowiednio współczynniki zawodności i niezawodności elementu o numerze i , przy czym elementy o numerach od $i = 1$ do $i = k$ są elementami uszkodzonymi (są w stanie niezadadności), natomiast elementy o numerach od $i = k+1$ do $i = n$ są elementami sprawnymi (są w stanie zdadności).

Z powyższej zależności dla przypadku uszkodzenia się wszystkich elementów ($k = n$) wypadkowy współczynnik zawodności zgrupowania równoległego będzie równy [3,7,8,11]:

$$q_w = \prod_{i=1}^n q_i \quad (7)$$

3. METODA ŚREDNIEJ INTENSYWNOŚCI I ŚREDNIEGO CZASU TRWANIA AWARII

Metoda średniej intensywności oraz średniego czasu trwania awarii wymaga znajomości dwóch parametrów, a mianowicie \bar{N} i \bar{t}_a każdego elementu, rozpatrywanego zgrupowania [3,7]. Jako wynik otrzymuje się parametry \bar{N} , \bar{t}_a i q , odnoszące się do całego rozpatrywanego zgrupowania.

Dla zgrupowania szeregowego korzystamy z zależności [3,7]:

$$\bar{N}_w = \bar{N}_1 + \bar{N}_2 + \bar{N}_3 + \dots + \bar{N}_n = \sum_{i=1}^n \bar{N}_i \quad (8)$$

$$\bar{t}_{aw} = \frac{\bar{N}_1 \bar{t}_{a1} + \bar{N}_2 \bar{t}_{a2} + \bar{N}_3 \bar{t}_{a3} + \dots + \bar{N}_n \bar{t}_n}{\bar{N}_1 + \bar{N}_2 + \bar{N}_3 + \dots + \bar{N}_n} \quad (9)$$

$$q_w = \frac{\bar{N}_1 \bar{t}_{a1} + \bar{N}_2 \bar{t}_{a2} + \bar{N}_3 \bar{t}_{a3} + \dots + \bar{N}_n \bar{t}_n}{T_r} = \frac{\bar{N}_w \bar{t}_{aw}}{T_r} \quad (10)$$

Dla zgrupowania równoległego dwóch elementów korzystamy z następujących zależności [3,7]:

$$\bar{N}_w = \bar{N}_1 \cdot \frac{\bar{N}_2 \cdot \bar{t}_{a2}}{T_r} + \bar{N}_2 \cdot \frac{\bar{N}_1 \cdot \bar{t}_{a1}}{T_r} \quad (11)$$

$$\bar{t}_{aw} = \frac{\bar{t}_{a1} \cdot \bar{t}_{a2}}{\bar{t}_{a1} + \bar{t}_{a2}} \quad (12)$$

$$q_w = \frac{\bar{N}_1 \cdot \bar{N}_2 \cdot \bar{t}_{a1} \cdot \bar{t}_{a2}}{T_r^2} = \frac{\bar{N}_w \bar{t}_{aw}}{T_r} \quad (13)$$

Dla zgrupowania równoległego złożonego z więcej niż dwóch elementów zależności te przyjmują postać bardziej skomplikowaną.

Dzięki zastosowaniu tej metody obliczeniowej uzyskuje się jako wynik końcowy wypadkową intensywność awarii, wypadkowy średni czas awarii, współczynnik zawodności oraz współczynnik niezawodności zgrupowania. Jest to metoda dająca znacznie większą liczbę informacji na temat badanego obiektu niż metoda współczynników zawodności.

4. METODA OPARTA NA SKOŃCZONYCH PROCESACH MARKOWA

Parametry otrzymane w wyniku zastosowania powyższych metod określają prawdopodobieństwo zdatności obiektu oraz jego odnowy w bardzo długim przedziale czasowym. Dla przedziałów czasowych krótkich, dla których rozkłady czasów zdatności oraz czasów odnowy mogą być przedstawione za pomocą rozkładów wykładniczych (rozkład o stałej intensywności), a także dla czasów długich w przypadku, gdy rozkłady odpowiednich czasów spełniają powyższy warunek, możliwe jest zastosowanie do obliczania parametrów niezawodnościowych procesu Markowa [3,11].

W modelu procesu Markowa proces stochastyczny ma skończoną liczbę stanów 0, 1, 2, ..., n. Znane są intensywności przejścia obiektu pomiędzy poszczególnymi stanami: $\lambda_{01}, \lambda_{02}, \lambda_{03}, \dots, \lambda_{0n}, \lambda_{10}, \lambda_{12}, \lambda_{13}, \lambda_{14}, \dots, \lambda_{1n}, \dots, \lambda_{n0}, \lambda_{n1}, \lambda_{n2}, \dots, \lambda_{n,n-1}$.

Jeżeli prawdopodobieństwo znajdowania się obiektu w danym stanie zostanie oznaczone odpowiednio przez $P_0(t)$, $P_1(t)$, $P_2(t)$, $P_3(t)$, ..., $P_n(t)$, wówczas równanie macierzowe opisujące proces Markowa przyjmuje postać [3,6,11]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} P_0(t) \\ P_1(t) \\ P_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ P_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_{00} & \lambda_{01} & \lambda_{02} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{0n} \\ \lambda_{10} & \lambda_{11} & \lambda_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{1n} \\ \lambda_{20} & \lambda_{21} & \lambda_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \lambda_{n0} & \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{nn} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_0(t) \\ P_1(t) \\ P_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ P_n(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

przy czym spełnione muszą być warunki:

$$\sum_{j=0}^n \lambda_{ji} = 0 \quad (15)$$

oraz

$$\sum_{j=0}^n P_j(t) = 1 \quad (16)$$

Z powyższych zależności można wyznaczyć intensywność zdarzenia polegającego na pozostaniu obiektu w danym stanie:

$$\lambda_{ii} = - \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^n \lambda_{ji} \quad (17)$$

Ogólne rozwiązanie przedstawionego równania macierzowego (14) polega na rozwiązaniu równania charakterystycznego:

$$\begin{vmatrix} \lambda_{00} - r & \lambda_{01} & \lambda_{02} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{0n} \\ \lambda_{10} & \lambda_{11} - r & \lambda_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{1n} \\ \lambda_{20} & \lambda_{21} & \lambda_{22} - r & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{2n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \lambda_{n0} & \lambda_{n1} & \lambda_{n2} & \cdot & \cdot & \cdot & \lambda_{nn} - r \end{vmatrix} = 0 \quad (18)$$

gdzie: r – parametr wyznaczany z równania charakterystycznego (równanie ma tyle rozwiązań r , ile jest stanów w jakich może znaleźć się obiekt).

$$\langle A, T, F, \mu_0, R \rangle \quad (22)$$

gdzie: A – zbiór wszystkich miejsc ($A = S \cup L$); S – miejsca elementarne; L – miejsca decyzyjne; T – zbiór przejść; F – relacje sąsiedztwa ($F \subset A \times T \cup T \times A$); μ_0 – początkowe znakowanie sieci; R – zbiór rejestrów sieci.

Elementy S nazywane są miejscami elementarnymi. Pełnią one funkcję oznaczania warunku. Jeżeli miejsce jest puste, to oznacza, iż warunek nie jest spełniony. Gdy w miejscu znajduje się znacznik, to warunek jest spełniony. Miejsca L , zwane decyzyjnymi, opisują związki pomiędzy przejściem a wartościami rejestrów sieci Petriego. Stan miejsca równy jedności oznacza spełnienie warunku (*true*), natomiast równy zero niespełnienie warunku (*false*). Przejścia T zawierają logiczne warunki funkcjonowania sieci i sterują ruchem znaczników. Z każdym przejściem $t_i \in T$ związana jest pewna procedura ρ_i , opisująca modyfikację wartości rejestrów sieci.

Aby nastąpiło wzbudzenie przejścia musi być spełniony warunek:

$$\forall A_j \in I(t_i): \mu(A_j) \neq 0 \quad (23)$$

gdzie:

$$I(t_i) = \{A_j / A_j \in A \wedge (A_j, t_i) \in F\} \quad (24)$$

oraz

$$\mu(A_j) = \begin{cases} 0, & \text{gdy } A_j \in S \text{ i miejsce jest puste} \\ & \text{lub } A_j \in L \text{ i nie jest spełniony warunek miejsca decyzyjnego} \\ \neq 0, & \text{w wypadku przeciwnym} \end{cases} \quad (25)$$

przy czym: $I(t_i)$ – zbiór miejsc wejściowych; $\mu(A_j)$ – stan miejsca A_j .

W przypadku aktywizacji przejścia t_i następuje zmiana znakowania sieci według następującej zasady:

$$\forall S_j \in I(t_i): \mu(S_j)^* = \mu(S_j) - 1 \wedge \forall S_k \in O(t_i): \mu(S_k)^* = \mu(S_k) + 1 \quad (26)$$

gdzie: $\mu(S_n)^*$, $\mu(S_n)$ – znakowanie pozycji S_n przed i po aktywacji przejścia t_i ; $O(t_i)$ – zbiór miejsc wyjściowych przejścia t_i , przy czym:

$$O(t_i) = \{S_k / S_k \in S \wedge (t_i, S_k) \in F\} \quad (27)$$

Wzbudzenie przejścia powoduje wykonanie związanej z nim procedury. Rejestry sieci są komórkami pamięci przechowującymi wartości zmiennych dostępnych ze wszystkich przejść sieci.

Model oceny strukturalnej niezawodności oparty na rozszerzonych sieciach Petriego jest bardzo wygodny do analizy, zwłaszcza złożonych i rozbudowanych układów

sieciowych. Pozwala on na wyznaczenie wielu parametrów niezawodnościowych, jak [3,4,13,14]:

- rozkłady czasów poprawnego działania poszczególnych elementów układu,
- rozkłady czasów awarii poszczególnych elementów,
- rozkłady czasów przestoju poszczególnych elementów w wyniku awarii innych,
- rozkłady czasów zasilania odbiorców energii elektrycznej,
- rozkłady czasów i liczby przerw w zasilaniu odbiorców energii elektrycznej.

Tak szerokiej informacji niezawodnościowej nie daje praktycznie żadna metoda analityczna. Należy zwrócić uwagę, iż model oparty na sieciach Petriego umożliwia analizę niezależnie od typów rozkładów funkcji niezawodności oraz funkcji odnowy poszczególnych elementów składowych rozpatrywanego układu.

Inną metodą symulacyjną jest metoda oparta na algorytmach genetycznych. Oprócz podstawowej analizy niezawodnościowej pozwala ona uwzględniać także inne właściwości obiektów, jak na przykład ich struktura czy obciążenie.

Algorytmy genetyczne są to procedury przeszukiwania oparte na mechanizmach doboru naturalnego i dziedziczenia. Znajdują one zastosowanie do rozwiązywania wielu różnorodnych problemów optymalizacyjnych, co przyczynia się do powstawania modyfikacji klasycznego algorytmu genetycznego.

Proces ewolucyjny zachodzący w populacji chromosomów jest odpowiednikiem przeszukiwania przestrzeni potencjalnych rozwiązań. Takie przeszukiwanie wymaga pogodzenia pewnych sprzecznych celów, jakimi są: korzystanie z najlepszych dotychczasowych rozwiązań i szerokie badanie przeszukiwanej przestrzeni [3,5].

Algorytmy genetyczne są klasą ogólniejszych metod przeszukiwania, w których utrzymuje się możliwie jak najlepszą równowagę między szerokim badaniem przestrzeni, a korzystaniem z wcześniejszych wyników.

Działanie algorytmów genetycznych zaczyna się od generacji populacji początkowej n chromosomów, tzn. zerowyjedynekowych ciągów kodowych, następnie dokonuje się ich selekcja uprzywilejowująca ciągi kodowe o wyższym przystosowaniu. Selekcja ciągów kodowych jest zdeterminowana przez wartość wskaźników przystosowania poszczególnych chromosomów. Kolejnym krokiem jest poddanie ciągów kodowych operacjom genetycznym, które powodują wymianę fragmentów ciągów wybranych drogą selekcji oraz z określonym prawdopodobieństwem mutację niektórych bitów. Mutacja polega na zachodzącej z niewielkim prawdopodobieństwem przypadkowej zmianie wartości elementu ciągu kodowego (jedyński na zero lub odwrotnie), stosowana oszczędnie wraz z reprodukcją i krzyżowaniem, umożliwia dokładniejsze przeszukiwanie obszaru rozwiązań dopuszczalnych [3,5].

Pierwsze prace nad zaadaptowaniem algorytmów genetycznych dla potrzeb niezawodności układów elektroenergetycznych prowadzone były w Samodzielnym Zakładzie Podstaw Energetyki Politechniki Świętokrzyskiej w Kielcach. Opracowany tam program obliczeniowy pozwala na ocenę optymalnego toru zasilania odbiorcy energii elektrycznej, w przypadku awarii jego zasilania podstawowego, z uwzględnieniem struktury sieci zasilającej, współczynników niezawodnościowych oraz obciążenia poszczególnych elementów toru, strat powstających podczas przesyłu energii elektrycznej jak również spadków napięcia [3,5].

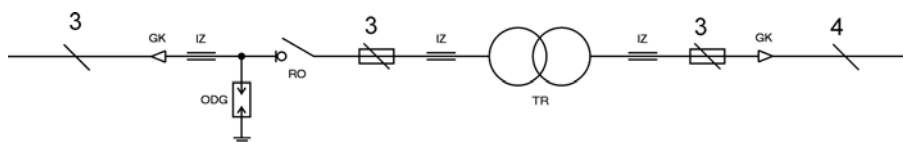
6. ANALIZA NIEZAWODNOŚCI STACJI TRANSFORMATOROWO-ROZDZIELCZYCH SN/NN

W niniejszym rozdziale przeprowadzona została analiza niezawodności napowietrznych stacji transformatorowo – rozdzielczych SN. Są one podstawowym typem stacji elektroenergetycznych SN w terenach wiejskich.

Obserwacja zawadności stacji napowietrznych SN obejmuje okres 10 lat, na terenie dwóch dużych zakładów energetycznych w kraju. Na początku obserwacji, w roku 1993, istniało w tych zakładach łącznie 5906 stacji. Na koniec obserwacji, w roku 2002, liczba ta wynosiła 6761.

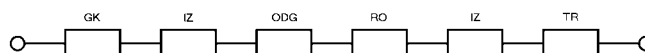
Na podstawie przeprowadzonych badań w [3] wyznaczone zostały parametry niezawodnościowe urządzeń stacji elektroenergetycznych SN. Parametry te pozwoliły na określenie wypadkowych współczynników niezawodnościowych stacji trzema metodami badawczymi: metodą współczynników zawadności, metodą średniej intensywności i średniego czasu trwania zakłócenia oraz metodą opartą na skończonych procesach Markowa. Wyznaczone zostały podstawowe parametry niezawodnościowe, takie jak: współczynniki zawadności, współczynniki niezawodności, średnie intensywności awarii i inne. W końcowej części referatu zestawione zostały wszystkie współczynniki niezawodnościowe otrzymane podczas analizy.

Schemat strukturalny rozważanej stacji typu słupowego przedstawia rys. 1.



Rys. 1. Schemat strukturalny stacji napowietrznej SN: GK – głowice kablowe, IZ – izolatory, ODG – odgromniki, RO – rozłączniki, TR – transformatory

Model zawadnościowy stacji transformatorowo – rozdzielczej słupowej (rys. 1) przedstawia rys. 2.



Rys. 2. Model zawadnościowy prostej stacji napowietrznej typu słupowego (oznaczenia, jak na rys. 1)

Ponieważ uszkodzenie dowolnego urządzenia powoduje awarię całej stacji, stacja taka posiada strukturę zawadnościową szeregową, co zostało przedstawione na powyższym rysunku.

Podstawowym parametrem określającym rozległość awarii jest czas trwania awarii (odnowy) t_a . Definiowany jest on jako czas od chwili powstania awarii urządzenia (stacji), do chwili zakończenia jego naprawy lub wymiany, z jednoczesnym przywróceniem możliwości zasilania przez to urządzenie (stację) [3,9,10,11]. Parametr ten daje przede wszystkim statystyczny obraz jakości organizacji prac przy usuwaniu uszkodzenia oraz zakresu uszkodzenia.

Kolejnym parametrem, który charakteryzuje niezawodność układów elektroenergetycznych, jest czas przerwy w zasilaniu odbiorców t_p . Czas ten jest definiowany jako czas od chwili zaniku napięcia u odbiorców, do chwili jego powrotu z jednoczesną możliwością dostarczenia potrzebnej mocy [3,11].

Czas wyłączenia urządzenia na skutek awarii t_{wa} jest to czas od chwili wyłączenia urządzenia (samoczynnego lub przez obsługę stacji) w wyniku jego uszkodzenia, do chwili przywrócenia zasilania przez to urządzenie, po jego naprawie. Czas ten nie jest równoważny czasowi trwania awarii, ponieważ po usunięciu głównej przyczyny awarii, urządzenie może zostać załączone pod napięcie mimo, iż nadal pozostaje w stanie awarii, pod warunkiem, że może ono wykonywać całkowicie lub w ograniczonym zakresie swoje funkcje oraz nie stwarza zagrożenia dla obsługi. Prace kończące usuwanie awarii są wykonywane pod napięciem. W czasie tym mimo, iż awaria nie została jeszcze usunięta, urządzenie nie znajduje się już w stanie wyłączenia awaryjnego. Ponadto nie każda awaria powoduje samoczynne wyłączenie urządzenia. W tym przypadku urządzenie znajdujące się w stanie awarii, nie znajduje się w stanie wyłączenia awaryjnego.

W materiałach statystycznych dotyczących zawodności elementów układów elektroenergetycznych [15,16] bardzo często czas trwania awarii oraz czas przerwy w zasilaniu odbiorców są mylone lub też tendencyjnie podaje się mniejszą z tych wielkości.

W tabeli 1 zestawione zostały parametry niezawodnościowe napowietrznych stacji elektroenergetycznych SN otrzymane różnymi metodami badawczymi.

Tabela 1. Parametry niezawodnościowe napowietrznej stacji elektroenergetycznej typu słupowego otrzymane za pomocą różnych metod obliczeniowych

Parametr niezawodnościowy			Metoda obliczeniowa		
			Wypadkowych współczynników zawodności	Średniej intensywności oraz średnich czasów trwania	Skończone procesy Markowa
Czas trwania awarii	\bar{t}_a	[h]	---	9,34	---
	\bar{N}	$\left[\frac{10^{-4}}{a \cdot szt.}\right]$	---	129,44	---
	p	$[10^{-6}]$	999986,19	999986,20	999986,19
	q	$[10^{-6}]$	13,81	13,80	13,81
	\bar{T}_a	$\left[\frac{h}{a \cdot szt.}\right]$	0,12	0,12	0,12
Czas trwania wyłączeń awaryjnych	\bar{t}_{wa}	[h]	---	7,98	---
	\bar{N}_{wa}	$\left[\frac{10^{-4}}{a \cdot szt.}\right]$	---	123,92	---
	p_{wa}	$[10^{-6}]$	999988,72	999988,71	999988,72
	q_{wa}	$[10^{-6}]$	11,28	11,29	11,28
	\bar{T}_{wa}	$\left[\frac{h}{a \cdot szt.}\right]$	0,1	0,1	0,1
Czas trwania przerwy w zasilaniu odbiorców	\bar{t}_p	[h]	---	3,88	---
	\bar{N}_p	$\left[\frac{10^{-4}}{a \cdot szt.}\right]$	---	117,64	---
	p_p	$[10^{-6}]$	999994,79	999994,79	999994,82
	q_p	$[10^{-6}]$	5,21	5,21	5,21
	\bar{T}_p	$\left[\frac{h}{a \cdot szt.}\right]$	0,05	0,05	0,05

7. PODSUMOWANIE

Ocena, a zwłaszcza metodologia oceny niezawodności, odgrywa istotną rolę zarówno w sferze dystrybucji, jak i użytkowania energii elektrycznej. Problem niezawodności stacji transformatorowo-rozdzielczych SN nie był dotychczas rozpatrywany w sposób kompleksowy. W referacie omówione zostały podstawowe metody oceny strukturalnej niezawodności stacji transformatorowo-rozdzielczych SN/nn. Wyznaczone zostały także podstawowe parametry niezawodnościowe tych stacji, takie jak: średni czas trwania awarii, średnia intensywność awarii oraz współczynnik zawodności. Ponadto zaprezentowane zostały współczynniki dotyczące wyłączeń awaryjnych stacji oraz czasów trwania przerw w zasilaniu odbiorców.

Otrzymane różnymi metodami wartości wielkości niezawodnościowych są podobne. Spośród zastosowanych metod największą informację niezawodnościową daje metoda średniej intensywności i średniego czasu trwania awarii.

Jak wykazała przeprowadzona analiza parametry dotyczące czasów trwania awarii nie są równoważne z parametrami dotyczącymi wyłączeń awaryjnych czy też czasów przerw w zasilaniu odbiorców energii elektrycznej.

Opisane w referacie metody symulacyjne pozwalają na uzyskanie bardzo obszernej informacji niezawodnościowej. Aby jednak możliwe było ich zastosowanie, znane muszą być funkcje niezawodności $R(t)$ oraz funkcje odnowy $f(t_a)$ poszczególnych urządzeń stacyjnych. W dostępnej literaturze niezawodnościowej funkcje te nie są określone dla aktualnie eksploatowanych urządzeń. Dla uzyskania wymaganych informacji oraz wyznaczenia wymienionych funkcji potrzebne są dalsze, prowadzone w bardzo szerokim zakresie, badania niezawodnościowe stacji elektroenergetycznych SN.

8. LITERATURA

- [1] Chojnacki A., Stępień J.C.: *Weryfikacja przydatności metody opartej na skończonych procesach Markowa do analizy niezawodności stacji transformatorowo-rozdzielczych SN*. VI Środkowoeuropejska Konferencja Naukowo-Techniczna VI MSKAE 2005 „Metody i Systemy Komputerowe w Automatyce i Elektrotechnice”, Częstochowa – Poraj 16-17 września 2005, s. 82-87.
- [2] Chojnacki A.Ł., Stępień J.C.: *Analiza wpływu zadziałań bezpieczników na pracę stacji transformatorowo-rozdzielczych SN/nn*. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej „Elektryka” Nr 42, Kielce, 2005, str. 81-97.
- [3] Chojnacki A.Ł.: *Analiza niezawodności stacji transformatorowo-rozdzielczych SN w warunkach eksploatacji*. Wydawnictwa Politechniki Świętokrzyskiej, Kielce, 2005.
- [4] Cukrowski J., Stępień J.C.: *Możliwości zastosowania rozszerzonych sieci Petriego do analizy niezawodności zasilania odbiorników potrzeb własnych elektrowni*. Materiały Konferencji Naukowo-Technicznej „Potrzeby własne elektrowni. Eksploatacja - remonty”, Słok, 20 października 1993, s. 209-212.
- [5] Filipiak S., Stępień J.C.: *Zastosowanie algorytmów genetycznych do strukturalnej oceny niezawodności systemów elektroenergetycznych*. II Seminarium Naukowe „Wybrane zagadnienia w elektrotechnice i elektronice”, Gdańsk, 28-30 maja 2001, s. 25-30.
- [6] Iosifescu M.: *Skończone procesy Markowa i ich zastosowanie*. PWN, Warszawa, 1988.

- [7] Kowalski Z.: *Niezawodność zasilania odbiorców energii elektrycznej*. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź, 1992.
- [8] Lesiński S.: *Niezawodność urządzeń elektrycznych*. Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź, 1989.
- [9] Sozański J.: *Niezawodność i jakość pracy systemu elektroenergetycznego*. WNT, Warszawa, 1990.
- [10] Sozański J.: *Niezawodność urządzeń i układów elektroenergetycznych*. PWN, Warszawa, 1974.
- [11] Sozański J.: *Niezawodność zasilania energią elektryczną*. WNT, Warszawa, 1982.
- [12] Starke P.H.: *Sieci Petri*. WNT, Warszawa, 1987.
- [13] Stępień J.C., Blank S., Stobiecki A.: *Symulacja stanów niezawodnościowych systemów elektroenergetycznych za pomocą sieci Petriego*. III Konferencja Naukowo-Techniczna „Metody i Systemy Komputerowe w Automatyce i Elektrotechnice”, Częstochowa/Poraj, 17-18 września 1999, s. 52-54.
- [14] Stępień J.C.: *Ocena niezawodności zasilania odbiorcy energii elektrycznej z wykorzystaniem symulacji cyfrowej opartej na sieciach Petriego*. II Konferencja Naukowo-Techniczna „Zastosowanie Komputerów w Elektrotechnice”, Poznań-Kiekrz, 7÷9 kwietnia 1997, s. 211÷213.
- [15] Stołeczne Zakłady Energetyczne STOEN Warszawa: *Sprawozdania o stanie urządzeń elektrycznych za lata 1993 – 2002*. Warszawa, 2002.
- [16] Wydział Eksploatacji Zakładów Energetycznych Okręgu Radomsko – Kieleckiego S.A.: *Ocena stanu technicznego sieci elektroenergetycznej ZEORK S.A. Skarżysko – Kamienna*, 2001.

Streszczenie: *Niezawodność pracy stacji elektroenergetycznych średnich napięć ma pierwszorzędne znaczenie w procesie dostawy energii elektrycznej do wielkiej liczby jej odbiorców. Najważniejszym celem oceny niezawodności stacji elektroenergetycznych jest dobór takiej struktury stacji oraz takich parametrów urządzeń, aby zapewnić optymalną w danych warunkach pracy ciągłość zasilania odbiorców. Jednocześnie wyznaczenie wypadkowych parametrów niezawodnościowych stacji, pozwala na jej potraktowanie, jako scalonego elementu w systemie elektroenergetycznym, którego awarie oraz właściwości zawodnościowe są bardzo ważne ze względu na skutki techniczne, jakie zawodność stacji niesie dla systemu elektroenergetycznego. Problem niezawodności stacji transformatorowo-rozdzielczych SN nie był dotychczas rozpatrywany w sposób kompleksowy.*

Słowa kluczowe: *niezawodność, awaryjność, układy elektroenergetyczne, stacje elektroenergetyczne.*

APPROXIMATE RELATIONSHIPS FOR CALCULATION OF ELECTRIC FIELD AND MAGNETIC FIELD INTENSITIES UNDER POWER TRANSMISSION LINES

Michał ZEŃCZAK

*Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki, Zakład Elektroenergetyki,
70-313 Szczecin, ulica Gen. Sikorskiego 37, e-mail: mzenczak@ps.pl*

Abstract: *Power transmission lines influence natural environment by electric and magnetic fields. There are many methods for calculating electric and magnetic field intensities under power transmission lines. However they are complicated and need the computers. There is possibility of approximation of curves for variation of electric field and magnetic field with distance from the centre of the overhead lines by polynomials and by power functions. The paper presents the simple relationships for calculation of electric field and magnetic field intensities under power transmission lines for different voltages and different heights of suspensions of wires.*

Keywords: *Electric field, magnetic field, power transmission lines.*

1. INTRODUCTION

Power transmission lines influence natural environment by electric field (EF) and magnetic field (MF). EF and MF intensities depend on many factors. Configuration of wires i.e. height of suspension, distances between phase wires and their section is very essential. EF intensities depend on the voltage of lines, while MF intensities depend on value of current intensity. Additional difficulty is caused by the phase displacement between currents in each wire and phase displacement between voltages.

There are many methods for calculating EF and MF intensities. Both of them numerical ones [1] and analytical ones [2] have their advantages and disadvantages. The common disadvantage for all of these methods is necessity of use of computer.

The shapes of curves for variation of EF and MF with distance from the centre of the overhead lines are similar in some parts to polynomials and in other parts they are similar to power functions. This fact is used in further part of paper.

2. ELECTRIC FIELD INTENSITY UNDER OVERHEAD LINES

When determining the distribution of EF intensity near the line, using the mirror reflection method and superposition method, the following has been assumed:

- conductors are infinitely long, straight line cylinders, parallel to each other and against the ground,
- dielectric permittivity ϵ of the air equals vacuum permittivity,
- air conductivity equals zero,
- neighbouring conductive mass influence is not considered,
- distances between individual conductors, as well as between each conductor and the ground are very big in comparison with the radius of given conductor or conductor bundle.

Table 1 presents configurations of typical polish lines 400 kV, 220 kV and 110 kV on two different towers.

Table 1. Configurations of lines 400 kV, 220 kV, 110 kV (P), 110 kV (ON 120)

Wire	Section [mm ²]	Bundle [m]	Distance from axis [m]	Height of suspension [m]
400 kV, tower Y 52				
L1	2×525	0,4	- 10,3	7,7
L2	2×525	0,4	0	7,7
L3	2×525	0,4	10,3	7,7
O1	70	-	-8,2	13,7
O2	70	-	8,2	13,7
220 kV, tower H 52				
L1	525	-	-7,6	6,5
L2	525	-	0	6,5
L3	525	-	7,6	6,5
O1	70	-	-5,6	10,8
O2	70	-	5,6	10,8
110 kV, tower P				
L1	240	-	-2,85	5,7
L2	240	-	2,85	7,9
L3	240	-	3,65	5,7
110 kV, tower ON120				
L1	240	-	-3,25	5,7
L2	240	-	0	7,9
L3	240	-	3,25	5,7

For calculations the highest system voltage was taken i.e.: 420 kV, 245 kV and 123 kV. The heights of suspension of wires were taken according to old polish standards. Use of old standards is reasonable, because all of the polish lines were built according to old polish standards. The lowest suspension can be calculated by the relation:

$$h = 5 + \frac{U_n}{150} \quad (1)$$

Such the suspension causes the highest value of field intensities under lines, but in some distance from line axis the higher suspension, the higher field intensity.

The following figures present EF distributions under power transmission lines as the function of distance from axis of lines. Figure 1 presents the results for 400 kV power line on the tower Y 52, fig. 2 presents results for 220 kV line on the tower H 52, fig. 3 presents results for 110 kV line on tower P and fig. 4 presents results for 110 kV line on the tower ON 120.

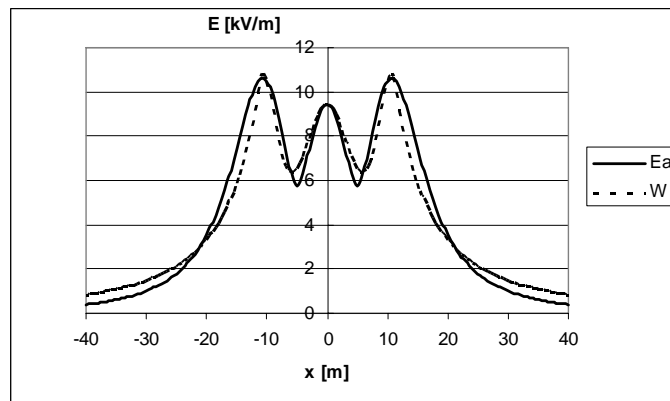


Fig. 1. EF under 400 kV power line on the tower Y 52

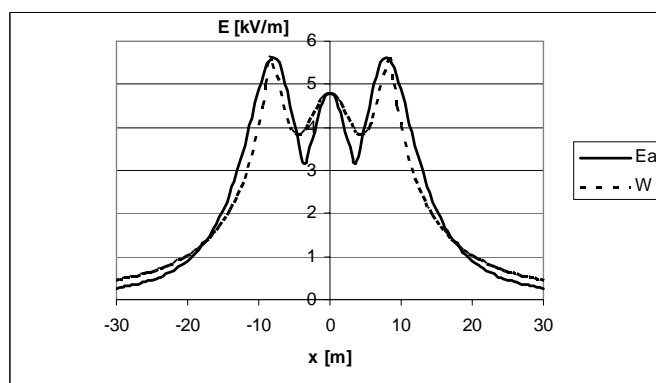


Fig. 2. EF under 220 kV power line on the tower H 52

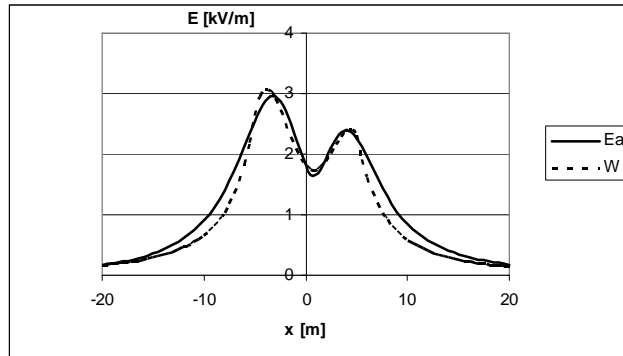


Fig. 3. EF under 110 kV power line on the tower P

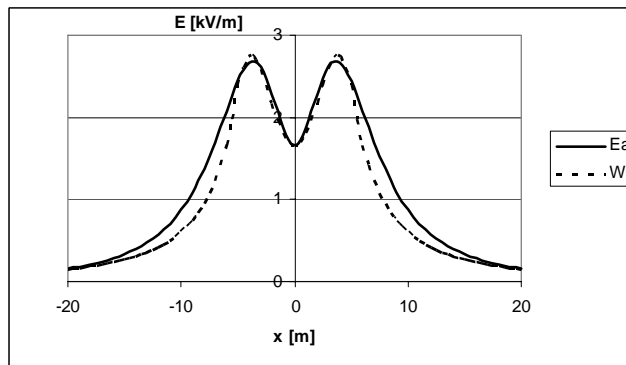


Fig. 4. EF under 110 kV power line on the tower ON 120

After analysis of the figure 1 - 4 the conclusion can be drawn, that it is possible to approximate the EF distribution under Y 52 and H 52 towers by the sixth degree polynomial and power function:

$$W = \begin{cases} Ax^6 + Bx^4 + Cx^2 + D & \text{for } x \in (-x_g; x_g) \\ A_j x^{-2} & \text{for } x \leq -x_g \text{ or } x \geq x_g \end{cases} \quad (2)$$

where: x – distance from the axis of line, x_g – boundary value (from this value polynomial pass to the power function). The boundary values occur under external wires.

Distribution of EF intensity under 110 kV transmission line on the tower ON can be approximated by the fourth degree polynomial.

Distribution of EF intensity under 110 kV line on the tower P is unsymmetrical. Therefore polynomial of fourth degree must have all the powers:

$$W = \begin{cases} Ax^4 + Bx^3 + Cx^2 + Dx + E & \text{for } x \in (-x_{gl}; x_{gp}) \\ A_1x^{-2} & \text{for } x \leq -x_{gl} \\ A_2x^{-2} & \text{for } x \geq x_{gp} \end{cases} \quad (3)$$

Polynomials and power functions are marked as the W, while the results of exact calculations are marked as the Ea in all the figures.

Using least square method the following results have been obtained (x in [m], W in [kV/m]):

- the 400 kV line ($\delta_{\max} = 106\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 46\%$):

$$W = \begin{cases} -0,0000177x^6 + 0,0039x^4 - 0,202x^2 + 9,4 & \text{for } x \in (-12,0; 12,0) \\ 1318x^{-2} & \text{for } x \leq -12,0 \text{ or } x \geq 12,0 \end{cases} \quad (4)$$

- the 220 kV line ($\delta_{\max} = 73\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 24\%$):

$$W = \begin{cases} -0,000025x^6 + 0,00346x^4 - 0,108x^2 + 4,79 & \text{for } x \in (-9,0; 9,0) \\ 406x^{-2} & \text{for } x \leq -9,0 \text{ or } x \geq 9,0 \end{cases} \quad (5)$$

- the 110 kV line on tower P ($\delta_{\max} = 32\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 32\%$):

$$W = \begin{cases} -0,00335x^4 + 0,0059x^3 + 0,111x^2 - 0,18x + 1,8 & \text{for } x \in (-5,5; 5,5) \\ 66x^{-2} & \text{for } x \leq -5,5 \\ 58x^{-2} & \text{for } x \geq 5,5 \end{cases} \quad (6)$$

- the 110 kV line on tower ON120 ($\delta_{\max} = 32\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 32\%$):

$$W = \begin{cases} -0,005x^4 + 0,148x^2 + 1,66 & \text{for } x \in (-5; 5) \\ 60x^{-2} & \text{for } x \leq -5 \text{ or } x \geq 5 \end{cases} \quad (7)$$

Where: δ_{\max} – the highest error, $\delta_{E>1kV/m}$ – error in range, where $E>1kV/m$.

The above showed approximations have quite big error in all the range under the line. But in point of view of natural environment the area, where EF intensity exceeds 1 kV/m is interesting. In this area error do not exceed 32%. But in majority of area, where $E > 1$ kV/m error do not exceed 20%.

The character of distributions depends on the height of suspension. Fig. 5 presents distribution of EF intensity under 400 kV line for the height of suspension 10 m and fig. 6 for the height of suspension 20 m.

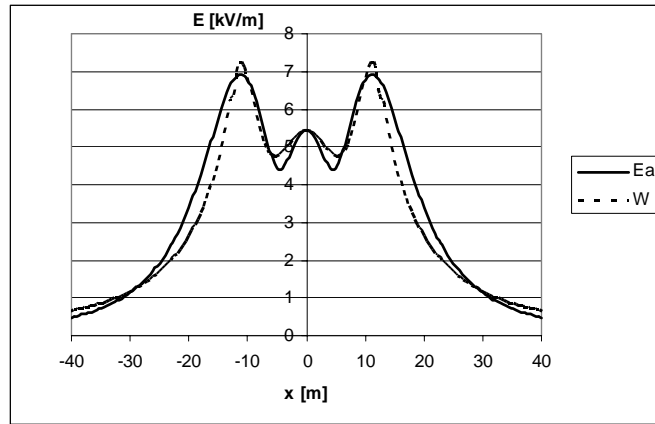


Fig. 5. EF under 400 kV line for the height of suspension 10 m

The approximation has the following form ($\delta_{\max} = 36\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 24\%$):

$$W = \begin{cases} -0,00000528x^6 + 0,00121x^4 - 0,054x^2 + 5,43 & \text{for } x \in (-12,5; 12,5) \\ 1050x^{-2} & \text{for } x \leq -12,5 \text{ or } x \geq 12,5 \end{cases} \quad (8)$$

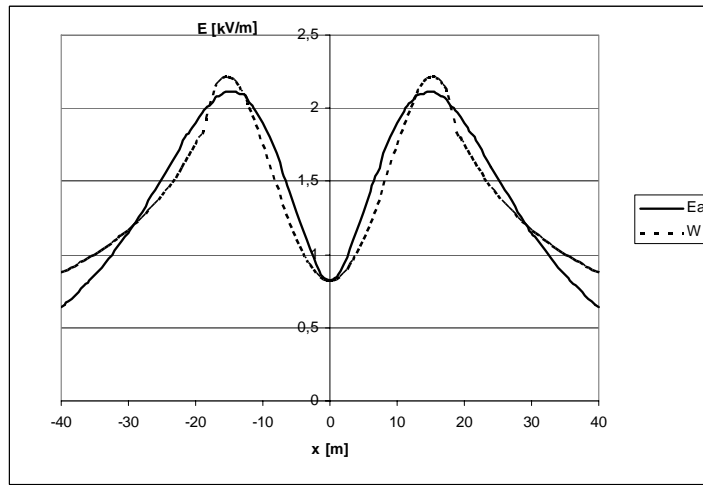


Fig. 6. EF under 400 kV line for the height of suspension 20 m

The approximation has the following form ($\delta_{\max} = 36\%$, $\delta_{E>1kV/m} = 9\%$):

$$W = \begin{cases} -0,00025x^4 + 0,0118x^2 + 0,82 & \text{for } x \in (-19; 19) \\ 35|x|^{-1} & \text{for } x \leq -19 \text{ or } x \geq 19 \end{cases} \quad (9)$$

Analysis of the distributions of EF intensity for 400 kV overhead line for different height for suspension enables drawing conclusion, that with the rising height of suspension the polynomial of 6th degree change into polynomial of 4th degree.

3. MAGNETIC FIELD INTENSITY UNDER OVERHEAD LINES

When calculating the MF intensity value, all the previous assumptions for EF stay valid, and additionally it is assumed, that:

- magnetic permittivities of the air and ground are the same as permittivity of the free space,
- influence of ground wires is not considered.

Figures 7, 8, 9, 10 present distribution of MF intensity under overhead lines. Fig. 11, 12 present distribution for 400 kV line for different height of suspension. Polynomials and power functions are marked as the W, while the results of exact calculations are marked as the Ha in all the figures. The current $I = 1000$ A.

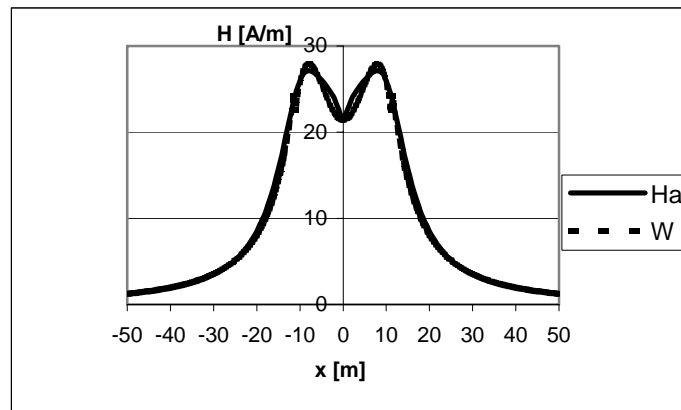


Fig. 7. MF under 400 kV power line on the tower Y 52

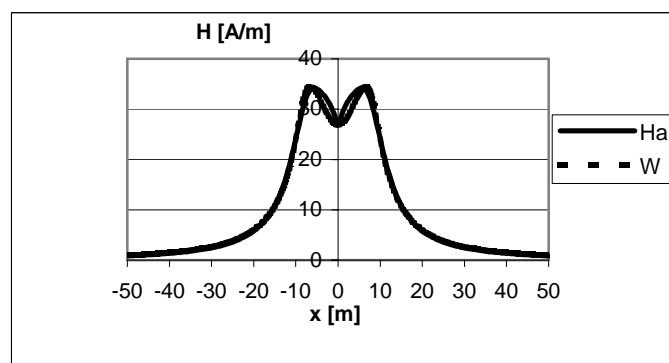


Fig. 8. MF under 220 kV power line on the tower H 52

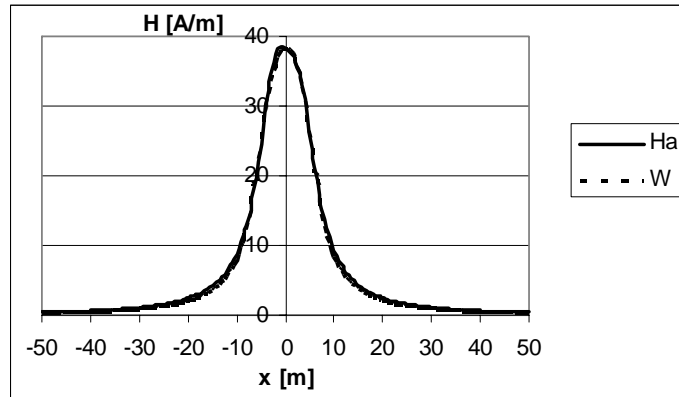


Fig. 9. MF under 110 kV power line on the tower P

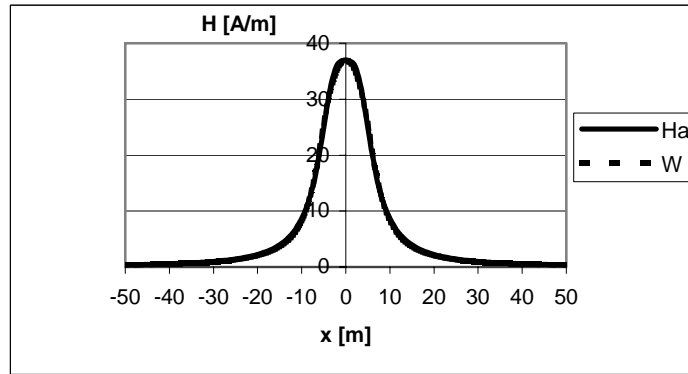


Fig. 10. MF under 110 kV power line on the tower ON120

Using least square method the following results have been obtained (δ_{\max} – the highest error, $\delta_{H>10A/m}$ – error in area, where $H>10A/m$, x in [m], H in [A/m]):

- the 400 kV line ($\delta_{\max} = 9\%$, $\delta_{H>10A/m} = 9\%$):

$$W = \begin{cases} -0,001625x^4 + 0,206x^2 + 21,38 & \text{for } x \in (-11,5; 11,5) \\ 3200x^{-2} & \text{for } x \leq -11,5 \text{ or } x \geq 11,5 \end{cases} \quad (10)$$

- the 220 kV line ($\delta_{\max} = 12\%$, $\delta_{H>10A/m} = 8\%$):

$$W = \begin{cases} -0,004x^4 + 0,348x^2 + 26,86 & \text{for } x \in (-9,5; 9,5) \\ 2400x^{-2} & \text{for } x \leq -9,5 \text{ or } x \geq 9,5 \end{cases} \quad (11)$$

- the 110 kV on the tower P ($\delta_{\max} = 20\%$, $\delta_{H>10A/m} = 11\%$):

$$W = \begin{cases} -0,5x^2 + 0,12x + 38,36 & \text{for } x \in (-6,5; 6,5) \\ 785x^{-2} & \text{for } x \leq -6,5 \\ 820x^{-2} & \text{for } x \geq 6,5 \end{cases} \quad (12)$$

- the 110 kV line on the tower ON 120 ($\delta_{\max} = 32\%$, $\delta_{H>10A/m} = 32\%$):

$$W = \begin{cases} -0,45x^2 + 36,94 & \text{for } x \in (-7; 7) \\ 823x^{-2} & \text{for } x \leq -7 \text{ or } x \geq 7 \end{cases} \quad (13)$$

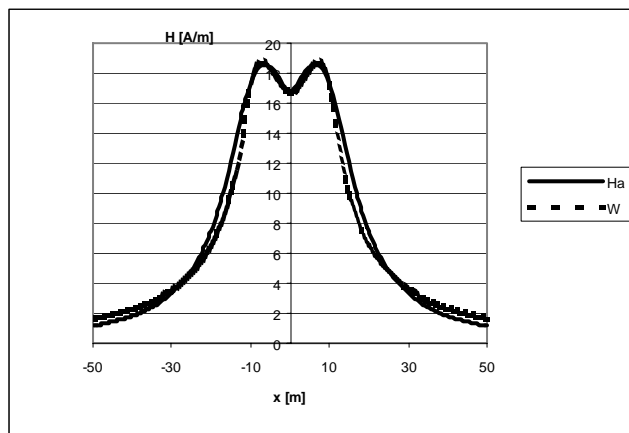


Fig. 11. MF under 400 kV line for the height of suspension 10 m

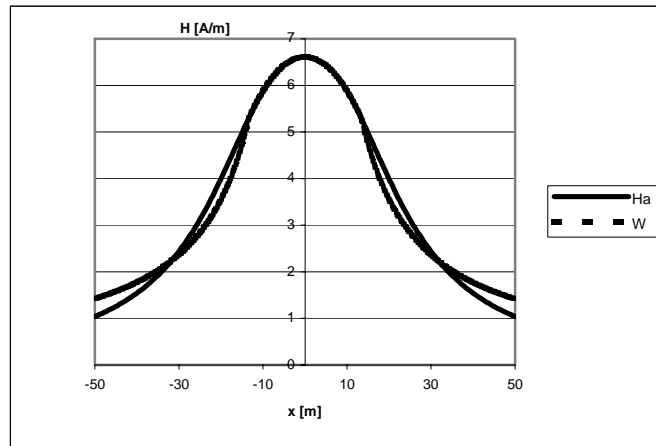


Fig. 12. MF under 400 kV line for the height of suspension 20 m

The approximation for height 10 m has the following form ($\delta_{\max} = 40\%$, $\delta_{H>10A/m} = 17\%$):

$$W = \begin{cases} -0,00068x^4 + 0,074x^2 + 16,69 & \text{for } x \in (-11;11) \\ 577,7|x|^{-1,5} & \text{for } x \leq -11 \text{ or } x \geq 11 \end{cases} \quad (14)$$

The approximation for height 20 m has the following form ($\delta_{\max} = 36\%$):

$$W = \begin{cases} -0,0073x^2 + 6,61 & \text{for } x \in (-13;13) \\ 71|x|^{-1} & \text{for } x \leq -13 \text{ or } x \geq 13 \end{cases} \quad (15)$$

The errors for MF do not exceed 40%. But in majority of area, where $H > 10$ A/m error do not exceed 10%.

4. CONCLUSIONS

The above presented analysis confirms, that it is possible to approximate distributions of EF and MF intensities under power transmission lines by polynomials and power functions.

REFERENCES

- [1] Krajewski W., *Elementy brzegowe i liniowe w analizie wybranych zagadnień EMC niskiej częstotliwości*, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 224, Warszawa 2005.
- [2] Zeńczak M., *Analiza technicznych problemów związanych z dozymetrią pól elektromagnetycznych o częstotliwości przemysłowej*, *Prace Naukowe Politechniki Szczecińskiej*, Instytut Elektrotechniki nr 543, Szczecin 1998.

Przybliżone zależności do wyznaczania natężeń pól elektrycznych i magnetycznych pod liniami elektroenergetycznymi

Streszczenie: Linie elektroenergetyczne oddziałują na środowisko naturalne poprzez pola elektryczne i magnetyczne. Natężenia pól elektrycznych i magnetycznych pod liniami elektroenergetycznymi są skomplikowanymi funkcjami konfiguracji linii i do obliczeń konieczne jest użycie komputera. Analizując rozkłady przestrzenne natężeń pól można zauważyć możliwość aproksymacji tych przebiegów za pomocą wielomianów i funkcji potęgowych. W referacie podane są takie aproksymacje dla różnych linii.

Słowa kluczowe: pole elektryczne, pola magnetyczne, linia elektroenergetyczna.

ANALIZA SIŁ ELEKTRODYNAMICZNYCH W WIELKOPRĄDOWYCH UKŁADACH STYKOWYCH NA PRZYKŁADZIE ZAŁĄCZNIKA ZWARCIOWEGO

Stanisław KULAS, Łukasz KOLIMAS

*Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć i Aparatów Elektrycznych,
ul. Koszykowa 75, koli1981@o2.pl*

*The analysis of electrodynamic forces in contacts on example of short-circuit
connector*

Abstract: *In designing of conductors with contact system two analyses are required; analysis of mechanical stress and analysis of electrodynamic forces which occur when the short-circuit current flows along paths. Due to such analysis it is possible to chose appropriate section of paths, the length of gaps and the method of attachment of current paths. The analysis of electrodynamic forces is a source of information about values of forces that operate on bearers and other fixing elements of current paths. Owing to this analysis it is possible to chose suitable strength and number of these elements.*

Keywords: *electrodynamic forces, making switch, contacts.*

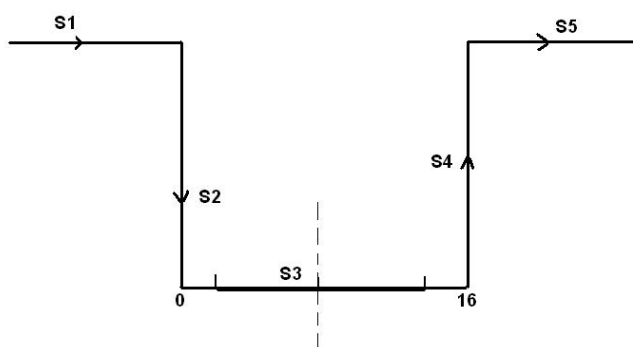
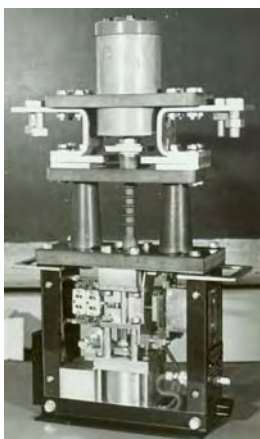
1. WSTĘP

Przepływ prądu elektrycznego w torach wielkoproudowych aparatów elektrycznych lub przewodach znajdujących się w obcym polu magnetycznym powoduje powstanie sił nazywanych siłami elektrodynamicznymi oddziaływującymi na poszczególne ładunki, a więc na tory prądowe, przewody, a nawet na łuk elektryczny. Wyznaczanie sił i momentów elektrodynamicznych, działających na tory prądowe, opiera się na korzystaniu z równań Biota-Savarta i Lorentza lub z równań Maxwella. Ta druga metoda nadaje się szczególnie do obliczania sił elektrodynamicznych w układach torów prądowych, dla których znane jest analityczne wyrażenie na indukcyjność. Do obliczania sił i momentów

elektrodynamicznych działających na prostoliniowe części torów prądowych wykorzystuje się sposób oparty na równaniach Biota-Savarta i Lorentza. Obliczanie sił elektrodynamicznych w układach wielkopądowych zasługuje na szczególną uwagę przy projektowaniu aparatów elektrycznych. Analiza tych sił daje wiedzę o wartościach momentów działających na części ruchome torów prądowych (na przykład styk ruchomy załącznika zwarciovego) w stanie zamkniętym łącznika lub podczas załączania prądów zwarciovych. Obliczenia takie przeprowadza się również przy doborze na przykład sił docisku styków, układów blokujących otwieranie zamkniętych łączników; dostarczają one informacji o dodatkowym, spowodowanym oddziaływaniami elektrodynamicznymi na styki ruchome, obciążeniu napędu łącznika na zamykanie.

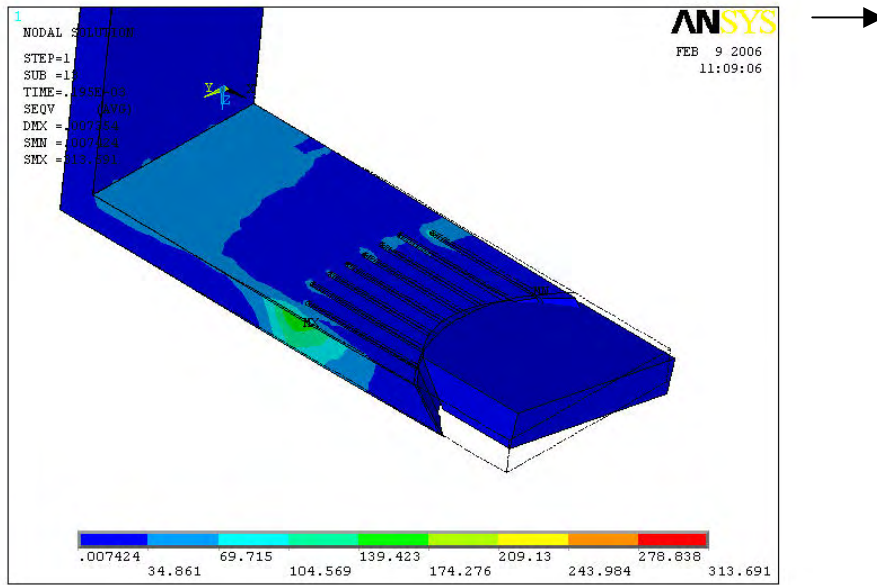
2. ANALIZA SIŁ ELEKTRODYNAMICZNYCH W ZAŁĄCZNIKU ZWARCIOWYM

Przedmiotem analizy teoretycznej jest tor prądowy załącznika zwarciovego (rys. 1).



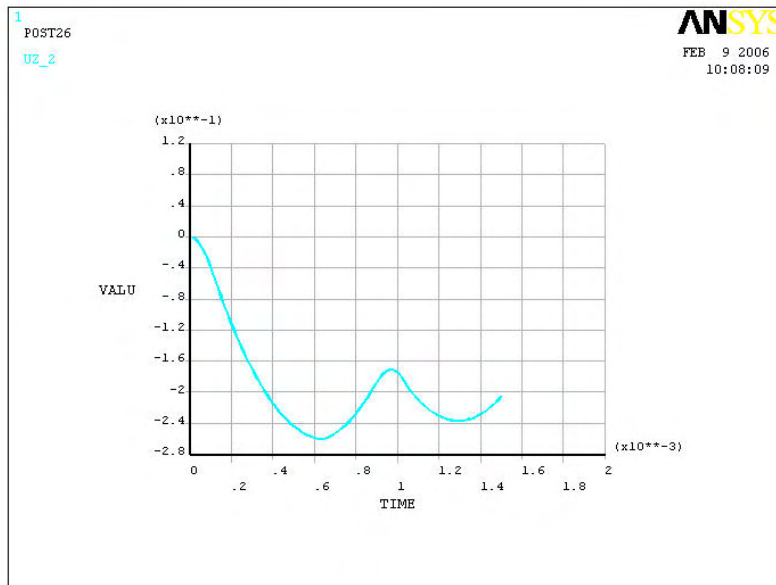
Rys.1. Widok załącznika zwarciovego i układ jego toru prądowego

Podczas zamykania styków załącznika w obwodzie elektrycznym wysokiego napięcia, załączanie prądu w danym obwodzie następuje najczęściej nie w wyniku uzyskania styczności styków, a w rezultacie przebicia elektrycznego izolacji danego środowiska. Czas palenia się łuku elektrycznego załączeniowego jest zależny od wartości i rozkładu pola elektrycznego w obszarze stykowym oraz od prędkości schodzenia się styków. Im większa jest ta prędkość, tym krótszy jest czas łukowy, ale tym większe występują naprężenia w poszczególnych stykach (rys. 2), sprzyjające odskokom styków. Drogę styku ruchomego załącznika zwarciovego podczas załączania prądu pokazano na rysunku 3. Podczas załączania dużych prądów, występują także siły elektrodynamiczne odpychające poszczególne styki danego zestyku, powiększając amplitudę i czas trwania odskoków [3,4]. Zastosowanie kompensacji elektrodynamicznej może to zjawisko eliminować całkowicie lub częściowo. Przykładem interesującego rozwiązania konstrukcyjnego, w którym został wykorzystany efekt kompensacji elektrodynamicznej jest rozpatrywany tor prądowy.



MPa

Rys. 2. Naprężenia działające na układ podczas procesu załączania prądu dla kąta $\alpha = 75^\circ$ stycznosci styków przedstawiono dla czasu $0,195e^{-3}$ s



Rys. 3. Droga styku ruchomego załącznika zwarcowego podczas załączania prądu dla skosu styków $\alpha = 75^\circ$

Analizowany tor prądowy jest torem złożonym, składającym się z elementów wzajemnie prostopadłych i równoległych. Układ toru prądowego załącznika zwarcowego, oznaczenia poszczególnych jego elementów, dla których wyznaczono oddziaływania elektrodynamiczne, przedstawiono na rysunku 1.

Wartość indukcji elektromagnetycznej w takim torze jest określana zależnością [1,2]

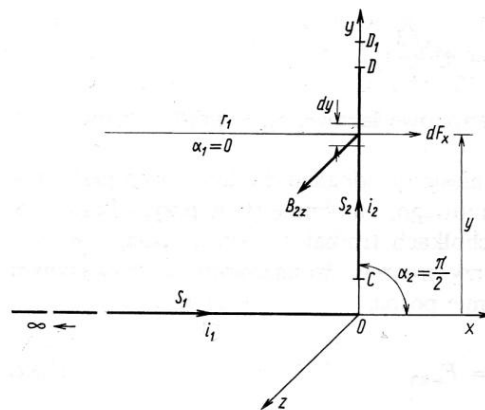
$$B = \frac{\mu_0 i}{4\pi a} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) \quad (1)$$

Do wyznaczenia sił elektrodynamicznych, działających na poszczególne elementy toru, skorzystano z prawa Biota Sawarta. Rozkład obciążeń elektrodynamicznych wzdłuż długości każdego z torów prądowych wyraża się zależnością (2).

$$\frac{df}{dx} = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi a} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2),$$

$$df = \frac{\mu_0 i^2}{4\pi a} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2) dx \quad (2)$$

Do wyznaczenia wypadkowej siły działającej na styk ruchomy załącznika, wykorzystano zasadę superpozycji. Zatem, każdy odcinek toru prądowego o skończonej długości rozpatrywano osobno. Dzielono każdy odcinek na skończone odcinki i dla środka każdego z tych odcinków wyznaczano elementarną siłę df od oddziaływań dynamicznych pozostałych odcinków toru prądowego załącznika zwarcowego. Aby wyznaczyć siły elektrodynamiczne w torach prądowych załącznika prostopadłych względem siebie, gdzie jeden z torów jest nieskończenie długi wykorzystano (wobec $\alpha_1=0$ i $\alpha_2=\pi/2$) następujące wzory (3) na rozkład indukcji, (4) na rozkład sił elementarnych i (5) na siłę wypadkową. Na rysunku 4, przedstawiono graficznie tok postępowania dla układu dwóch wzajemnie prostopadłych torów prądowych z torem prądowym (S_1) nieskończenie długim.



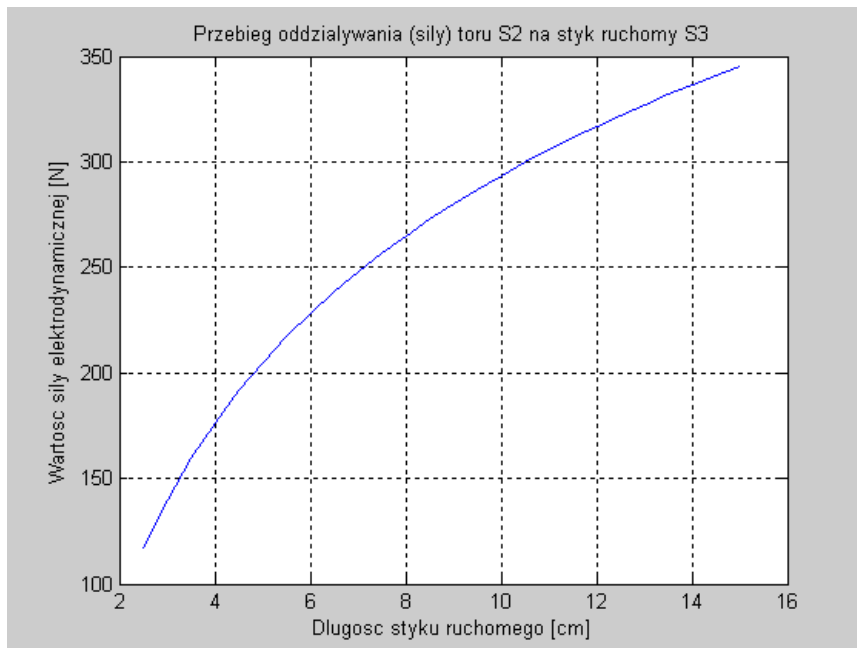
Rys. 4. Układ dwóch wzajemnie prostopadłych torów prądowych (z torem S_1 nieskończenie długim)

$$B = \frac{\mu_o}{4\pi} i_1 \frac{1}{y} \quad (3)$$

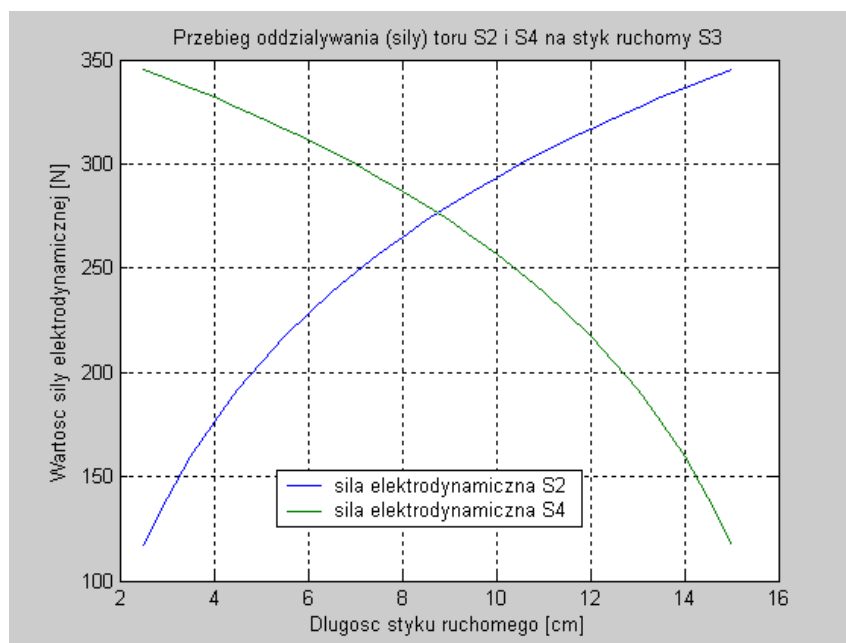
$$\frac{dF_x}{dy} = \frac{\mu_o}{4\pi} i_1 i_2 \frac{1}{y} \quad (4)$$

$$F_x = \frac{\mu_o}{4\pi} i_1 i_2 \ln \Big|_{s_2} = \frac{\mu_o}{4\pi} i_1 i_2 \ln \frac{OD}{OC} \quad (5)$$

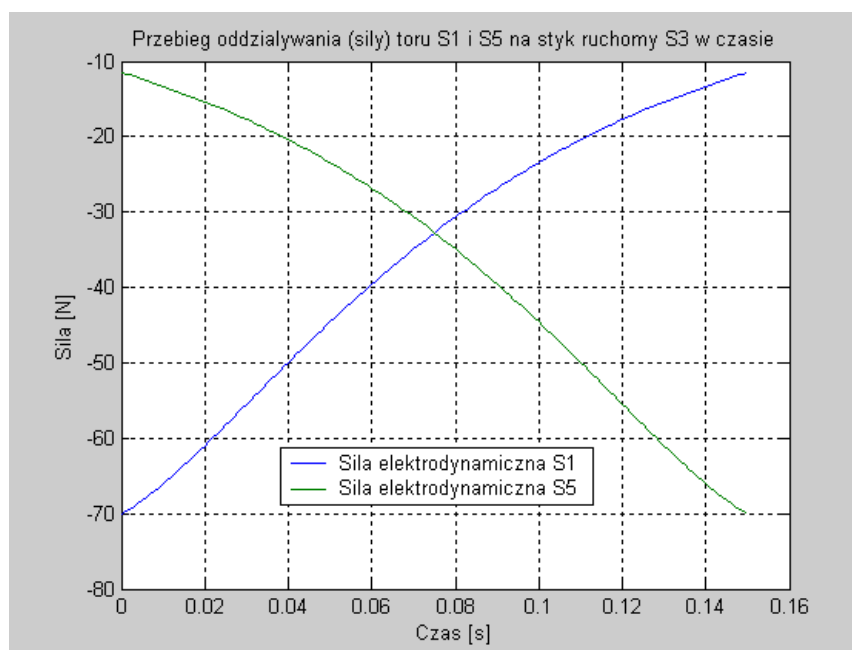
Zanim zrealizowano przebieg oddziaływań elektrodynamicznych działających na styk ruchomy załącznika zwarcowego podczas przewodzenia prądu w czasie wykorzystując przebieg prądu zwarcowego, wyznaczono siły elektrodynamiczne dla stałej wartości prądu. Wykorzystując zależność (2) wyznaczono oddziaływanie sił elektrodynamicznych torów prądowych o skończonych długościach, a więc zgodnie z oznaczeniami na rysunku 1 torów prądowych S_2 i S_4 na styk ruchomy załącznika zwarcowego. Przebieg siły elektrodynamicznej S_2 przedstawiono na rysunku 5, a siły S_2 i S_4 na rysunku 6. Wykorzystując zależność (5) wyznaczono oddziaływanie sił elektrodynamicznych od torów prądowych S_1 i S_5 na tory S_2 i S_4 . Przebiegi sił elektrodynamicznych S_1 i S_5 przedstawiono na rysunku 7, natomiast przebiegi wszystkich sił toru prądowego przedstawionego na rysunku 1 załącznika zwarcowego wraz z siłą wypadkową przedstawiono na rysunku 8.



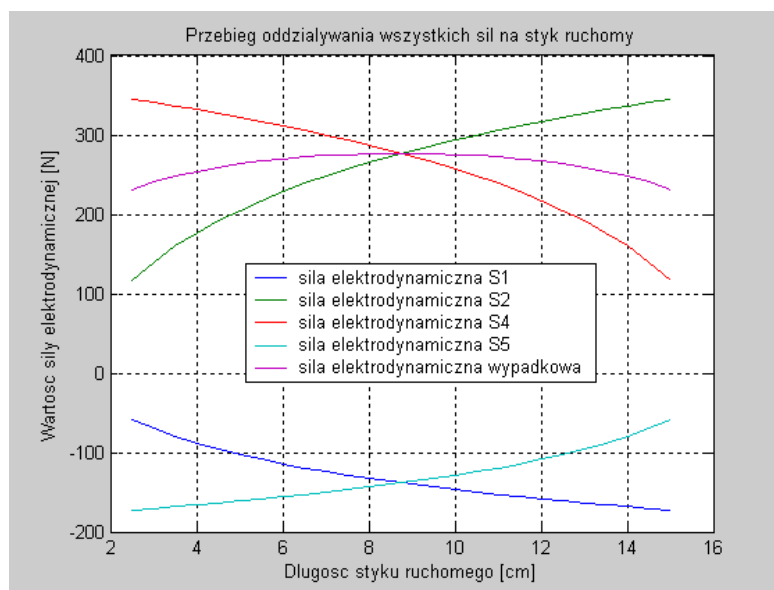
Rys. 5. Przebieg siły elektrodynamicznej działającej na styk ruchomy załącznika zwarcowego, pochodzącej od prądu płynącego przez odcinek S_2



Rys. 6. Przebieg siły elektrodynamicznej działającej na styk ruchomy załącznika zwarcowego, pochodzącej od prądu płynącego przez odcinek S_2 i S_4



Rys. 7. Przebieg siły elektrodynamicznej działającej na styk ruchomy załącznika zwarcowego, pochodzącej od prądu płynącego przez odcinek S_1 i S_5



Rys. 8. Przebieg wszystkich sił elektrodynamicznych działających na styk ruchomy załącznika zwarcowego, pochodzących od poszczególnych elementów toru prądowego

Analiza sił elektrodynamicznych dotyczyła prądu przepływającego przez tor załącznika zwarcowego rzędu 150kA. Zauważono znaczną wartość tych sił. Dlatego dla projektowania torów prądowych aparatów elektrycznych i urządzeń elektroenergetycznych bardzo ważne są obliczenia sił działających na części ruchome torów prądowych (na przykład styk ruchomy załącznika zwarcowego) w stanie zamkniętym łącznika lub podczas załączania prądów zwarcowych; obliczenia te dostarczają, w przypadku załącznika zwarcowego między innymi informacji o dodatkowym, spowodowanym oddziaływaniami elektrodynamicznymi na styk ruchomy, obciążeniu napędu łącznika na zamykanie. Dlatego też tak ważnym elementem niniejszej pracy są również obliczenia dotyczące wyznaczenia sił elektrodynamicznych działających na styk ruchomy załącznika zwarcowego w czasie; przy przepływie prądu zwarcowego.

Obliczenia oddziaływań elektrodynamicznych w torach prądowych aparatów elektroenergetycznych odnoszone są do przypadku występowania w torze prądowym załącznika zwarcowego prądów zwarcowych. Zarówno w obwodach prądu stałego jak i prądu przemiennego prądy zwarcowe mają charakter zmienny w funkcji czasu. Rozpatrzono wpływ zmian wartości prądu na przebiegi sił elektrodynamicznych w obwodzie prądu przemiennego. Siły działające na tory prądowe zawierają w ogólnym przypadku składową nieokresową zanikającą i składową okresową, niezanikającą o częstotliwości podwójnej względem częstotliwości źródła napięcia. Aby pokazać stosunkowo duży wpływ składowej nieokresowej prądu zwarcowego na przebieg sił elektrodynamicznych pierwszym etapem analizy było wyznaczenie tych sił dla składowej okresowej prądu zwarcowego. Poszczególne składowe prądu zwarcowego wyznaczono z zależności (6).

$$i_{zw} = i_{ok} + i_{no} = I_m \cos(\omega t + \alpha) - I_m e^{-\frac{t}{T}} \cos \alpha = I_m \left[\cos(\omega t + \alpha) - e^{-\frac{t}{T}} \cos \alpha \right] \quad (6)$$

gdzie:

i_{ok} – wartość chwilowa składowej okresowej prądu zwarciovego,

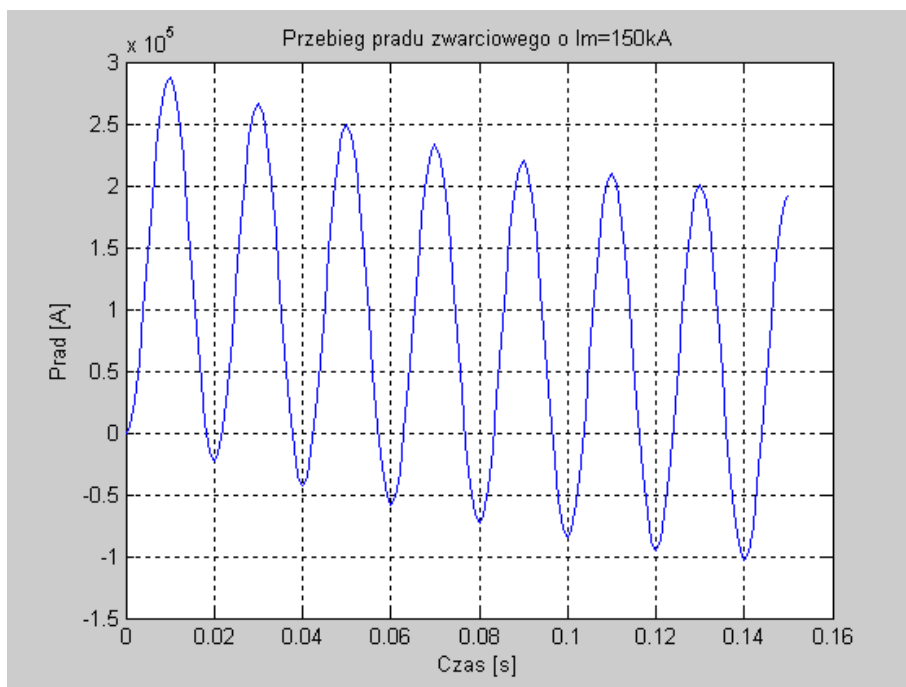
i_{no} – wartość chwilowa składowej nieokresowej prądu zwarciovego,

I_m – amplituda składowej okresowej prądu zwarciovego,

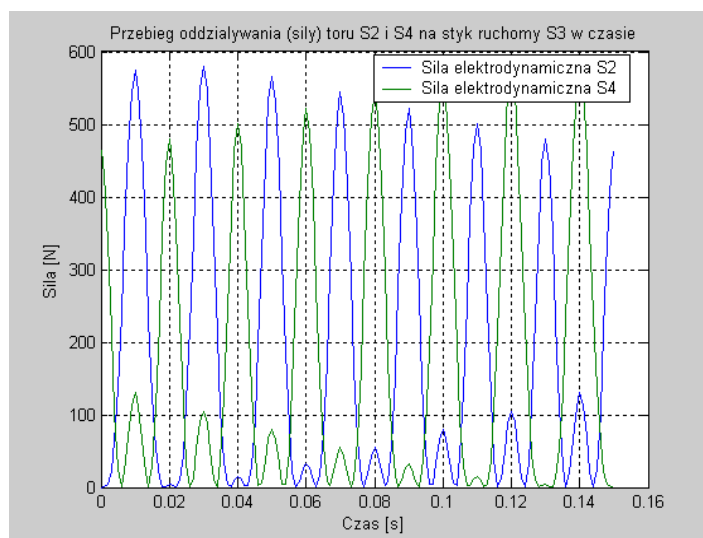
α – faza składowej okresowej prądu zwarciovego w chwili zwarcia $t = 0_+$ = faza początkowa prądu zwarciovego,

T – stała czasowa składowej nieokresowej prądu zwarciovego.

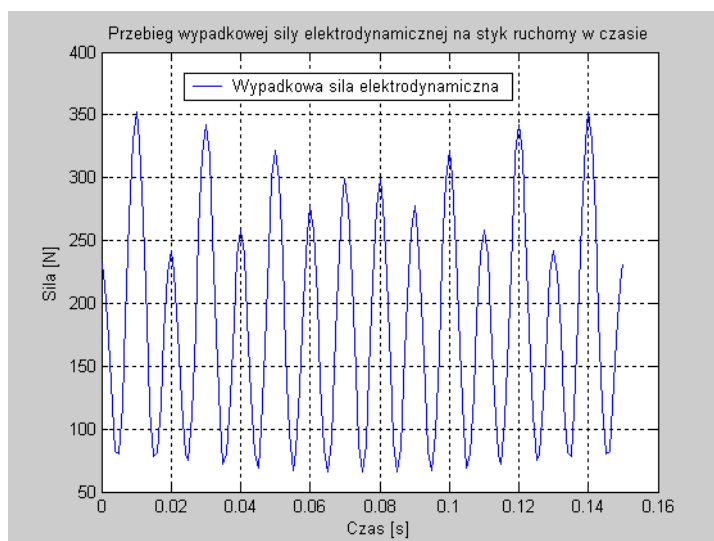
Na rysunku 9 przedstawiono przebieg prądu zwarciovego dla $I_m = 150 \text{ kA}$. Na rysunku 10 przedstawiono przebiegi sił elektrodynamicznych S_2 i S_4 dla prądu zwarciovego, oddziaływujących na styk ruchomy załącznika zwarciovego. Natomiast na rysunku 11 przedstawiono wypadkową siłę elektrodynamiczną działającą na styk ruchomy załącznika zwarciovego od prądu zwarciovego.



Rys. 9. Przebieg prądu zwarciovego dla $I_m = 150 \text{ kA}$



Rys. 10. Przebieg siły elektrodynamicznej S_2 i S_4 działającej na styk ruchomy załącznika zwarcowego przy przepływie prądu zwarcowego



Rys. 11. Przebieg wypadkowej siły elektrodynamicznej działającej na styk ruchomy załącznika zwarcowego.

3. WNIOSKI

Analiza jednoznacznie wykazuje, że pomiędzy elementami jednego obwodu elektrycznego, przez który przepływa prąd, powstają działania dynamiczne, które z uwagi na pochodzenie nazwano elektrodynamicznymi. Przy przepływie znacznych prądów na przykład w czasie zwarcia, związane z tymi działaniami siły mogą być duże. Analizując zależności wykorzystywane w pracy na wartości sił elektrodynamicznych w torze

prądowym załącznika zwarcioowego te duże siły wynikają z faktu, że siły wzajemnego oddziaływania dwóch obwodów są proporcjonalne do iloczynu ich prądów. Działania elektrodynamiczne w obwodach elektrycznych nie występują w postaci sił skupionych, lecz są rozłożone w sposób ciągły na całej długości obwodu. Ponieważ poszczególne fragmenty przewodów tworzących tor prądowy potraktowano, przynajmniej w przybliżeniu, jako ciała sztywne, siły działające na te fragmenty mają siłę wypadkową. Jak wynika z poprzednich rozważań siły elektrodynamiczne powstające między elementami toru prądowego załącznika zwarcioowego można wyrazić ogólnie zależnością (7):

$$F = ci^2 \quad (7)$$

Jeśli prąd nie zmienia się w czasie, to wartość wszystkich sił elektrodynamicznych oddziałujących na styk ruchomy załącznika zwarcioowego ma charakter jak na rysunku 6. Jeśli uwzględnić jednak, że w obwodzie popłynie prąd przemienny $i = I_m \sin \omega t$ lub prąd zwarcioowy, zawierający składową okresową i nieokresową to siła zmienia się z częstotliwością podwójną do częstotliwości prądu. Największe siły występują w przypadku zwarcia, przy czym największa wartość prądu pojawia się na początku zwarcia i może osiągnąć wartość maksymalną przyjmowaną zwykle $\sqrt{2} \cdot 1.8 = 2.54$ wartości skutecznej prądu (składowej okresowej początkowej).

LITERATURA

- [1] Au A., Maksymiuk J.: Ćwiczenia z aparatów elektrycznych, WNT, Warszawa, 1969.
- [2] Dzierzbicki S.: Badanie aparatów elektrycznych, PWN, Warszawa, 1968.
- [3] Holm R.: Electric contacts, Springer-Verlag, Berlin 1967, 2000.
- [4] Kawase Y., Mori H.: 3-D finite elements analysis of electrodynamic repulsion forces in stationary electric contacts taking into account asymmetric shape, IEEE Transactions on Magnetics, vol. 33, No 2, 1997.

Analiza sił elektrodynamicznych w wieloprądowych układach stykowych na przykładzie załącznika zwarcioowego

Streszczenie: Projektowanie wieloprądowych torów prądowych wymaga nie tylko analizy naprężeń mechanicznych związanych na przykład z procesem załączania prądu elektrycznego. Niezbędna jest również analiza sił elektrodynamicznych występujących w torach prądowych podczas przepływu w nich prądów zwarcioowych. Takie badania umożliwiają trafny dobór przekrojów torów, długości przęseł czy sposobu mocowania torów prądowych. Analiza sił elektrodynamicznych dostarcza informacji o wartościach sił działających na wsporniki i inne elementy mocujące torów prądowych, co umożliwia dobór wytrzymałości i liczby tych elementów.

Słowa kluczowe: siły elektrodynamiczne, załącznik zwarcioowy, zestyki.

EFEKTYWNOŚĆ W SEKTORZE ENERGII ELEKTRYCZNEJ – SPOJRZENIE GENERALNE

Jerzy SZKUTNIK

*Politechnika Częstochowska
Instytut Elektroenergetyki
Ul. Armii Krajowej 17
42-200 Częstochowa
e-mail: szkutnik@el.pcz.czest.pl*

The general aspect of efficiency in the sector of the electrical energy

Abstract: In the paper introduced the connected problems of the efficiency in the Polish sector of the electrical energy, in the aspect of priorities of the European Union. The economy of Poland have to functionate in new effectiveness rules as competitive organism. In this task will participate all component units of the power system - productions ,transmission and of the distribution of the electrical energy. The article give some information about of the all packet of the proposal conect with problems of the distribution of the electrical energy. The considerations are supported with analyses technical and economic.

Keywords: *power system, distribution electricity, efficiency.*

1. WSTĘP

Przed polską elektroenergetyka stoją poważne problemy w zakresie dostosowania się do unijnych wymagań w obszarze efektywności gospodarowania energia elektryczną. Wykonane przez komisję Europejską porównania benchmarkingowe wskazują jednoznacznie na duży dystans jaki dzieli Polskę w stosunku do państw 15-tki. Niezbędne staje się zatem zintensyfikowanie kroków w zakresie podnoszenia efektywności w sektorze energetycznym. Są to zadania – priorytety, sprecyzowane przez Komisję Europejską . Jednym z nich jest właśnie efektywność gospodarowania energia elektryczną. Chodzi tutaj przede wszystkim o

znaczące zmniejszenie energochłonności polskiej gospodarki. Dużą rolę w tym zadaniu będzie należeć do sektora energetycznego.

2. MODEL EFEKTYWNOŚCIOWY

Wobec stałego wzrostu zużycia energii powstała potrzeba stworzenia radykalnych kroków do działań, które docelowo zmniejszą emisję CO₂ generowaną przez sektor energii elektrycznej.

Sektor ten składa się z trzech zasadniczych elementów:

- wytwarzanie energii elektrycznej
- przesyłanie energii elektrycznej
- dystrybucja energii elektrycznej

Generalnie rzecz biorąc zagadnienie to można rozwiązać wg. 2 różnorodnych filozofii;

1. utrzymywania dotychczasowego stopnia przyrostu zapotrzebowania
2. działania efektywnościowe

Jeśli chodzi o pierwsze z nich to wymaga ono na wszystkich stopniach dużych inwestycji – dla sieci przesyłowej i dystrybucyjnej, znacznego rozszerzenia infrastruktury sieciowej, dla sektora wytwarzania kosztownych instalacji do redukcji emisji gazów. Rozwiązanie takie jest nieadekwatne do dyrektyw Unii Europejskiej, stawiających na nowoczesne, ambitne rozwiązania.

Rozwiązanie drugie to nieuniknione działania harmonizujące zarówno przyrost energii jak i wymagania w zakresie redukcji CO₂

II. Działania efektywnościowe

Zagadnienie efektywności można rozpatrywać w ujęciu:

- technicznym i organizacyjnym
- ekonomicznym

Działania te, ze względu na specyfikę poszczególnych sektorów rozpatrzono oddzielnie. Główne zatem działania w tych sektorach są następujące:

Dystrybucja energii elektrycznej

W tym przypadku mamy działania nakierowane na 1) – odbiorców, 2) – na sieć dystrybucyjną, w obu przypadkach mają charakter a) – techniczny, b) – ekonomiczny.

Chodzi tutaj o obniżenie strat energii elektrycznej, a co za tym idzie zmniejszenie obciążenia sieci.

Poniżej przedstawiono możliwości w każdym z rodzajów działalności:

1a, - wyposażenie odbiorców w nowoczesne urządzenia pomiarowe, stosowanie energooszczędnego oświetlenia i energooszczędnych urządzeń domowych

1b- rozwiązania taryfowe podnoszące efektywność poboru energii elektrycznej (pobór przy tag ϕ na poziomie 0,2 – zamiast 0,4, problem ten zostanie szerzej omówiony w następnym punkcie – jest to strategia o której mówiłem w trakcie mojego pobytu w Brukseli)

2a – stosowanie monitoringu strat energii – przy pomocy oprogramowania STRATY`2002, i podejmowanie decyzji co do rozwiązań bezinwestycyjnych i inwestycyjnych podnoszących efektywność dystrybucji energii, stworzenie nowoczesnego modelu zarządzania dystrybucją

2b – rozwiązania taryfowe o których mowa w pkt 1a polegają na konieczności zakupu przez odbiorcę dodatkowych urządzeń – kondensatorów, które podnoszą efektywność dystrybucji, ocenę ekonomiczną dokonuje się poprzez określenie czasu zwrotu inwestycji t_{ir} określony zależnością:

$$t_{ir} = \frac{C_{pc}}{p_c + p_{dc}} \quad (1)$$

gdzie: t_{ir} - czas zwrotu inwestycji, [lata]

C_{pc} - koszt zainstalowania kondensatora, [zł]

p_c - korzyści dla odbiorcy – [zł]

p_{dc} - korzyści dla przedsiębiorstwa dystrybucyjnego, [zł]

Zależność 1 prezentuje możliwą do stosowania strategię, w której dostawca energii elektrycznej przez bonifikaty równe p_{dc} pomaga w jakimś stopniu spłacać inwestycję przez okres t_{ir} - w tym przypadku mamy do czynienia z nową formułą zarządzania popytem. Rozwiązanie takie prowadzi do szybszej poprawy efektywności w sieci.

Drugą możliwością w tym zakresie to stosowanie energooszczędnych transformatorów, ta strategia jest promowana przez grupę PROPHET – Partnership for High Efficiency Transformers

Wszystkie wymienione strategie prowadzą do obniżenia strat i w konsekwencji obciążenia sieci,

Dodatkowym następstwem efektywnościowej drogi rozwoju jest obniżenie kosztów dystrybucji, bowiem straty są jednym z elementów zmiennych tych kosztów. W następstwie można liczyć na zmniejszenie cen na energię elektryczną, jest to prawidłowość na konkurencyjnym rynku energii elektrycznej.

Przesyłanie energii elektrycznej

W tym segmencie można mówić jedynie o nowych technologiach przesyłu energii elektrycznej, a mianowicie;

- przesył liniami prądu stałego
- przesył liniami nowej generacji (gas-insulated transmission lines)

Oba te rozwiązania charakteryzują się znacznie mniejszymi stratami przesyłu w stosunku do rozwiązań tradycyjnych

Wytwarzanie energii elektrycznej

Sektor ten musi pokryć globalne zapotrzebowanie, poczynione oszczędności w segmentach dystrybucji i przesyłu pozwalają na zmniejszenie produkcji. Innym bardzo ważnym zagadnieniem jest zmiana struktury produkcji - zwiększanie udziału produkcji z odnawialnych źródeł energii.

O końcowym sukcesie strategii decydują kompleksowe działania skierowane równocześnie do wszystkich elementów składowych systemu elektroenergetycznego, tylko takie działanie zapewni osiągnięcie zakładanego poziomu CO₂ w niedalekiej przyszłości.

Nowe priorytety Komisji Europejskiej wymagają od przedsiębiorstw dystrybucyjnych nowych, nowatorskich rozwiązań, tworzących mechanizmy dotychczas nieznanne.

3. WDROŻENIA

Dodatkową możliwością podniesienia efektywności dystrybucji są działania skierowane na zmianę wskaźnika $\text{tg}\phi$, jest to wskaźnik, który decyduje o wielkości przesyłanej energii biernej przez sieć, co w konsekwencji w znacznym stopniu wpływa na poziomi strat energii elektrycznej. Jest tak ponieważ, energia bierna wpływa na wielkość czynnych strat energii. Zatem obniżając $\text{tg}\phi$ obniża się przepływ energii biernej co z kolei skutkuje lepszym poziomem efektywności rozdziału energii elektrycznej w sieci dystrybucyjnej. Strategia ta należy do obszaru przedsięwzięć inwestycyjnych, które powinny być oceniane pod kątem efektywności ekonomicznej

Modelową analizę ekonomiczną w tym zakresie oparto o określenie okresu zwrotu – techniki powszechnie stosowanej przy ocenie ekonomicznej. Proponowana strategia dotyczy relacji odbiorca → dostawca energii elektrycznej i jest nakierowana na tzw. wielkich odbiorców zasilanych zwłaszcza z sieci średniego i niskiego napięcia. Obowiązujące taryfy za energię elektryczną wskazują na możliwość wymagania od tych odbiorców poboru energii przy $\text{tg}\phi$ zawartym w przedziale 0,2 ÷ 0,4. Prawdopodobnie jest taka: im mniejsza wartość wskaźnika $\text{tg}\phi$, tym większa efektywność dystrybucji energii elektrycznej. Schemat funkcjonalny wdrożenia takiej strategii prezentuje rysunek.1.

Możliwe są zatem następujące rozwiązania:

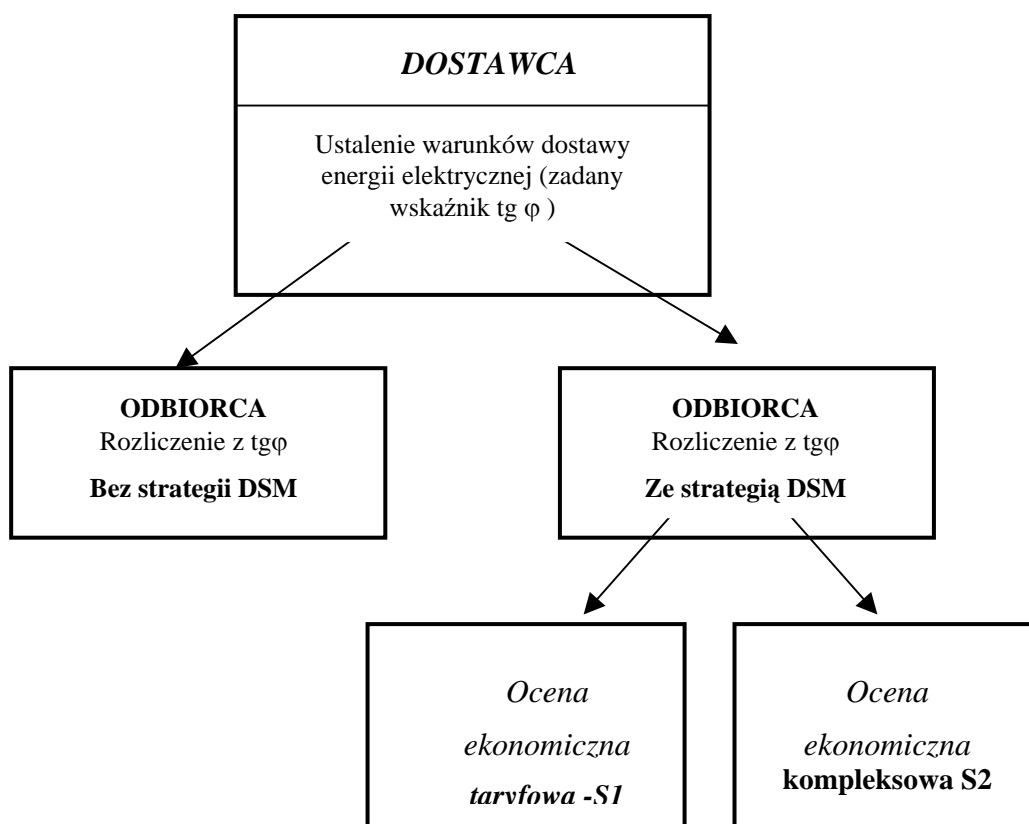
- Bez strategii DSM – strategia nieskojarzona
- Ze strategią DSM – strategia skojarzona, dla tej strategii są możliwe następujące rozwiązania:
 - ocena ekonomiczna taryfowa S1, uwzględniająca w analizach jedynie korzyści dla odbiorcy (por. wzór 1)
 - ocena ekonomiczna kompleksowa S2, uwzględniająca w analizach korzyści dla odbiorcy i dostawcy energii elektrycznej (por. wzór 1)

Relacja dostawca → klient jest następująca: klient podpisuje umowę na dostawę energii elektrycznej z założonym $\text{tg}\phi$, który powinien być dotrzymany przez niego. Występują jednak dwa rodzaje zachowań klienta:

- odbiorca nie spełnia zaleceń dostawcy i wtedy płaci karę za niedotrzymanie tego wskaźnika

- odbiorca spełnia zalecenia dostawcy, jest to jednak podyktowane koniecznością zakupu dodatkowych urządzeń energetycznych (kondensatorów), pozwalających na spełnienie wymagań dostawcy

Strategia bez DSM występuje wtedy, gdy całość kosztów związanych z inwestycją pokrywa odbiorca.. Strategia skojarzona (z DSM) zakłada udział w przedsięwzięciu także dostawcy. Jak już wspomniano strategia ta powinna być poprzedzona analizami ekonomicznymi, przeprowadza się ją w oparciu o poniższą zależność 1



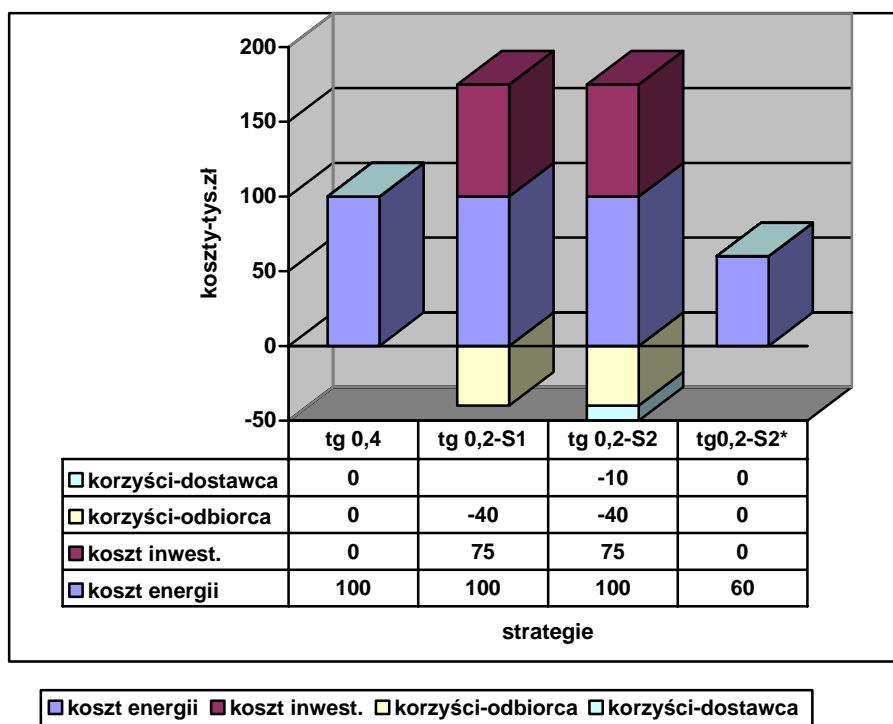
Rys.1 Schemat funkcjonalny strategii obniżania tgφ w sieciach rozdzielczych.

Źródło: Opracowanie własne

W tej strategii ustala się dla odbiorcy docelowy wskaźnik tgφ (0,2), przy występującym powszechnie w sieci tgφ = 0,4. Pojedynczy odbiorca niewiele zmienia sytuację w całej sieci, ale w przypadku rozszerzenia strategii na znaczącą już liczbę

odbiorców energii wypadkowy wskaźnik zaczyna zmieniać swoją wartość, dążąc do $\text{tg}\varphi = 0,2$. Ten proces jest jednak długotrwały, rozciągnięty na wiele lat.

Korzyści dla odbiorcy wynikają z ustaleń taryfowych, które zakładają niższą cenę dostarczonej energii przy tym wskaźniku 0,2, są więc różnicą ceny jednostkowej dla dwóch stanów pomnożoną przez pobraną energię. Dodatkową korzyścią dla odbiorcy jest przekazana na czas okresu zwrotu kwota będąca korzyścią dla dostawcy wynikająca ze zmniejszenia strat energii elektrycznej, powodowanych przez tego odbiorcę. Rysunek 2 prezentuje relacje kosztów dla strategii skojarzonej i nieskojarzonej.



Rys.2 Mechanizm relacji kosztów dla strategii skojarzonej i nieskojarzonej

Źródło: Opracowanie własne

Rysunek przedstawia następujące możliwe przypadki:

- wariant $\text{tg}\varphi 0,4$ – odbiorca w cyklu rocznym płaci za energię elektryczną 100 tys.zł
- wariant $\text{tg}\varphi 0,2 - S1$ (skojarzony, ocena ekonomiczna taryfowa)- odbiorca w zamian za utrzymywanie wskaźnika $\text{tg}\varphi 0,2$ otrzymuje od dostawcy bonifikatę w wysokości 40 tys. zł rocznie, w efekcie płaci za energię $100 - 40 = 60$ tys. zł. Bonifikata ta jednak zmusiła tego odbiorcę do zakupu urządzeń, których okres

zwrotu wynosi $O_{zw} = 75 : 40 = 1,875$ roku. Po upływie tego czasu odbiorca będzie płacił za energię rocznie 60 tys. zł, a więc znacznie obniży swoje koszty działalności. Na rysunku korzyści mają ujemną wartość, o tę wartość zostają pomniejszone koszty zakupu energii jak i koszty inwestycyjne.

- wariant $\text{tg}\varphi 0,2 - S2$ (skojarzony, ocena ekonomiczna kompleksowa)- odbiorca dodatkowo otrzymuje na czas zwrotu inwestycji od dostawcy 10 tys. zł co jest oszczędnością w przesyle energii na skutek poprawy $\text{tg}\varphi$ przez tego odbiorcę. W ten sposób została wykreowana nowa strategia w ramach DSM. Rozwiązanie problemu efektywności zostało przeprowadzone jednocześnie przez dwóch partnerów, odbiorcę i dostawcę energii elektrycznej. Efekty takiego modelu są następujące: czas zwrotu inwestycji maleje – wynosi bowiem $O_{zw} = 75 : 50 = 1,5$, odbiorca zacznie korzystać dużo wcześniej z rezultatów inwestycji, dostawca po krótkim okresie rezygnacji ze swojego profitu, będzie mógł zaoszczędzoną energię sprzedać innemu odbiorcy. W stanowi jego oszczędności w przesyle
- wariant $\text{tg}\varphi 0,2 - S2^*$ (skojarzony, ocena ekonomiczna kompleksowa) – sytuacja po okresie zwrotu inwestycji

Najlepszą strategię prezentuje wariant $\text{tg}\varphi 0,2 - S2$, ponieważ czas zwrotu jest najszybszy, i odbiorca po jego upływie redukuje swój koszt zakupu energii z 100 tys zł, na 60 tys zł – sytuacja $\text{tg}\varphi 0,2 - S2^*$

Przedstawiona analiza kosztowa proponowanej strategii, wykazała zasadność ich wdrożenia, tym bardziej że jest to, współbieżne z priorytetami Komisji Europejskiej odnoszących się do sektora energetycznego.

LITERATURA

- [1] Szkutnik J., Wpływ rozwojowych trendów sieci dystrybucyjnej na poziom jakości energii elektrycznej, Sympozjum Jakość i efektywne użytkowanie energii elektrycznej, Kraków, listopad 2004, Wydawnictwo Wydziału Elektrotechniki, Automatyki, Informatyki i Elektroniki, AGH, Kraków 2004
- [2] M. Nowicka-Skowron, Efektywność systemów logistycznych, Polskie Wydawnictwo Ekonomiczne, Warszawa 2000, s. 117
- [3] Szkutnik J., The model of the management of the efficiency in the network of distribution energy-group, [w] Szkutnik J., Kolcun M (red) Technical and economic aspect of modern technology transfer in context of integration with European Union, Mercury – Smekal Publishing House, Kosice, 2004, s.125-131
- [4] Szkutnik J., The logistic and technical analysis of a distribution company as a factor of increasing of efficiency of energy distribution, 17th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution, Session 5, Methods and Tools, CIRED 2003 BARCELONA 12-15 MAY 2003, Session No 5, paper No
- [5] Szkutnik J., Witek A., The analysis of efficiency of investment in the distribution company The 2nd International Scientific Symposium, Elektroenergetika EE`2003, Technical University of Kosice September 16-18, 2003, High Tatras,-Stara Lesna, Slovak Republic pp. 173-174
- [6] Szkutnik J., Masłoń W., Zając J. Analiza efektywności obniżania współczynnika $\text{tg}\varphi$ przez odbiorców średniego i niskiego napięcia. Biuletyn Informacyjny Klient, Dystrybucja, Przesył, Energia Elektryczna nr.6, 2005 r., s. 13-17

- [7] Szkutnik J., Nagórski K., Kruszka R., STRATY 2002 PLUS as the main tool for analysis of efficiency in distribution networks Proceedings of the IASTED International Conference on INTELIGENT SYSTEMS AND CONTROL The International Association of Science and technology for Development IASTED, June 25-27, 2003, Salzburg, Austria,
- [8] Szkutnik J., Extend Network Efficiency Indicator as the modern tool in energy distribution The 2nd International Scientific Symposium, ELEKTROENERGETIKA EE 2003, Technical University of Kosice
- [9] Szkutnik J., Complementary time of return on investment as a factor of effectiveness of investments FINANCNI a LOGISTICKIE RIZENI ,VSB – Technická Universita Ostrava Hotel Srdce Beskid 25-26 .6 2003, Ceska Republika, pp. 215-219,
- Szkutnik J., Witek A., The analysis of efficiency of investment in the distribution company The 2nd International Scientific Symposium, ELEKTROENERGETIKA EE 2003, Technical University of Kosice September 16-18, 2003, High Tatras,-Stara Lesna, Slovak Republic pp. 173- 174
- [10]Szkutnik J. New dimension in Demand Management in electricity distribution company, distribution The 3th International Scientific Symposium, ELEKTROENERGETIKA EE 2005, Technical University of Kosice September 21-23, 2005, High Tatras,-Stara Lsna, Slovak Republic (in printing)
- [11]The potential for global energy savings from high efficiency distribution transformers, Editor Targosz R., Brussels 2005, Szkutnik J., Bagiński A., Pinkiewicz I., Targosz R., Influence of newly installed SUPERTRAFO transformers on the level of efficiency of energy distribution in a distribution company, 17th INTERNATIONAL

Streszczenie *W referacie przedstawione zagadnienia związane z problemem efektywności w polskim sektorze energii elektrycznej, w aspekcie priorytetów Unii Europejskiej. Polska gospodarka aby być konkurencyjna musi funkcjonować na nowych, efektywnościowych zasadach. Stąd też zadania dla wszystkich składowych elementów systemu elektroenergetycznego, wytwarzania, przesyłu i dystrybucji energii elektrycznej. Autor omawia w artykule cały pakiet propozycji ze szczególnym uwypukleniem problemów wokół dystrybucji energii elektrycznej. Rozważania są poparte analizami technicznymi oraz ekonomicznymi.*

Słowa kluczowe: *efektywność, przedsiębiorstwa dystrybucyjne.*

WPLYW STRUKTURY UKŁADU GENERATORA ELEKTROWNI WIATROWEJ NA WŁAŚCIWOŚCI I JAKOŚĆ PRZETWARZANEJ ENERGII

Wojciech JARZYNA, Piotr FILIPEK

*Politechnika Lubelska, Katedra Napędów Elektrycznych
20-618 Lublin, ul. Nadbystrzycka 38A, drives@elektron.pol.lublin.pl*

Influence of wind power generator on characteristics and quality of converted energy

Abstract: *The problem of wind power station control is discussed in the paper, which presents and explain the control method ensuring optimal utilisation of wind energy. Two control systems are analysed in regard to transient states. As most effective solution for objects in question, a control system increasing slope angle of static torque-speed characteristics is suggested.*

Keywords: *wind power plant, control of wind station.*

1. WPROWADZENIE

W Katedrze Napędów Elektrycznych Politechniki Lubelskiej już od kilkunastu lat prowadzone są badania w obszarze sterowania i regulacji generatorów elektrowni wiatrowych. Ich najważniejsze aspekty dotyczą maksymalizacji pozyskiwanej energii [3, 4, 5, 6], poprawy jakości przetwarzania energii mechanicznej oraz energii elektrycznej [1, 2]. Niniejszy referat przytacza wybrane wyniki badań, mające ważny wpływ na wielkość i jakość generowanej energii elektrycznej.

Analizując zakłócenia towarzyszące pracy elektrowni wiatrowej, wyróżnić można szereg czynników zewnętrznych i wewnętrznych mających znaczący wpływ na jakość przetwarzania energii wiatru w energię elektryczną. Do najważniejszych zaliczyć można:

- zaburzenia stochastyczne zależne od zmiennej prędkości wiatru,
- zaburzenia cykliczne związane z oporami aerodynamicznymi wieży,
- zaburzenia zależne od losowych oddziaływań nieliniowych odbiorów energii elektrycznej,

- chwilowe zaniki napięcia lub ich znaczne spadki,
- właściwości aerodynamiczne turbiny wiatrowej przy zmiennych punktach pracy.

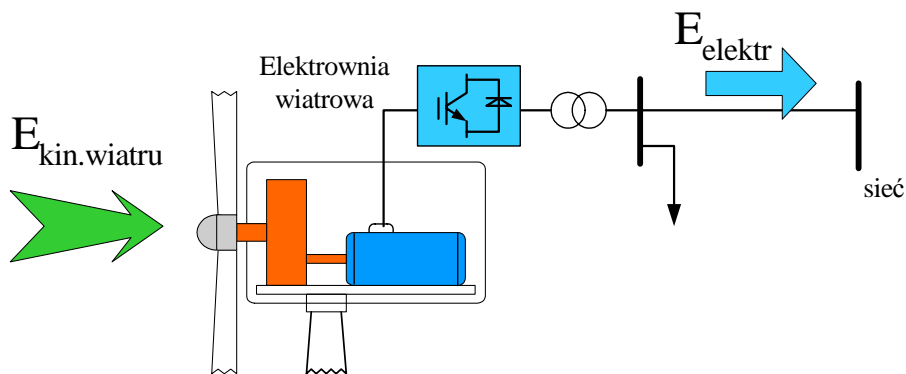
Wymienione czynniki powodują zmniejszenie generowanej mocy jednocześnie pogarszając jej jakość. W takich warunkach pracy do zadań generatora elektrycznego należy ograniczenie wpływu tych negatywnych zjawisk. Ze względu na zależności czasowe, czynniki te podzielić można na statyczne warunki optymalizacji oraz warunki dynamiczne. Do pierwszej grupy należą:

- wytwarzanie energii w wysokim współczynniku efektywności przetwarzania,
- utrzymanie pożądaných parametrów: f , U , $\cos\phi$.

Do grupy warunków, w których decydują szybkie procesy przejściowe należą ograniczenie zmian w stanach przejściowych wielkości elektrycznych i mechanicznych I_{\max} , U_{\max} , $d\Omega/dt$, dI/dt , dT/dt . Zadania ograniczenia wyższych harmonicznych prądu i napięcia (D_n , THD) oraz ograniczenia negatywnego wpływu uszkodzeń w obrębie sieci bądź generatora najczęściej mają swoje podłoże związane ze zjawiskami powodowanymi przez odbiory i uszkodzenia sieci. Z tego względu w niniejszym artykule, czynniki te nie będą rozpatrywane.

2. ENERGETYCZNIE OPTIMALNE WARUNKI POZYSKIWANIA ENERGII

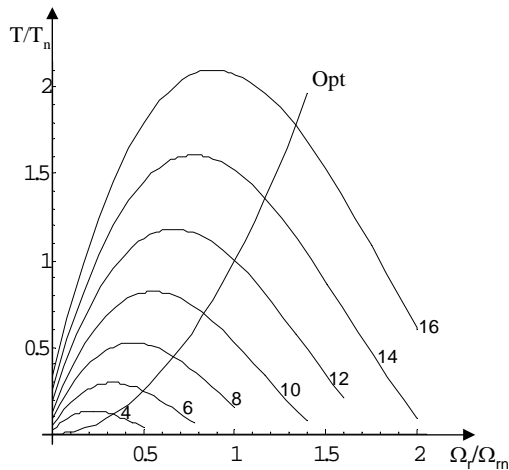
Pozyskiwaniu energii elektrycznej towarzyszą przemiany energii kinetycznej wiatru w energię kinetyczną silnika wiatrowego połączonego z układem przeniesienia napędu oraz generatorem elektrycznym. Wytworzona przez ten generator energia przekazywana jest za pośrednictwem transformatora, a we współczesnych rozwiązaniach również poprzez układ przekształtników energoelektrycznych, z siecią elektroenergetyczną (rys.1) [4].



Rys.1. Przemiany energetyczne zachodzące w elektrowni wiatrowej

Charakterystyki silnika wiatrowego cechuje przy tym silna nieliniowość, której towarzyszy wyraźne maksimum efektywności przetwarzania energii wiatru. Zgodnie z prawem Arnolda Beltz'a, przemiany energii kinetycznej wiatru w energię kinetyczną silnika wiatrowego, optymalne warunki przemiany istnieją tylko dla jednego punktu określonego przez wyróżnik szybkobieżności ($\lambda = v_{\text{końca_smigła}}/v_{\text{wiatru}}$), przy którym

współczynnik przemiany energetycznej c_p osiąga maksymalną wartość. Efektem tego są charakterystyki mechaniczne, których maksymalne momenty obrotowe rosną wraz z prędkością wiatru, a ich maksima zależą od prędkości obrotowej wału (rys.2.) [4, 5].



Rys.2. Przykładowe charakterystyki mechaniczne względnych wartości momentu obrotowego silnika wiatrowego w funkcji względnej prędkości kątowej wału, sporządzone dla prędkości wiatru z zakresu

Widoczna na rys.2 krzywa „Opt” określa optymalne warunki pracy ze względu na generowaną przez układ elektrowni wiatrowej moc. Jej analityczny zapis przedstawia równanie (1).

$$T_{opt} = \frac{c_p(\lambda_{opt}) \pi \rho R^5}{2 \lambda_{opt}^3} \Omega_r^2 \quad (1)$$

gdzie:

T_{opt} - moment obrotowy o wartościach maksymalnych,

Ω_r - prędkość kątową silnika wiatrowego,

R - promień koła zataczanego przez śmigła silnika wiatrowego,

$c_p(\lambda_{opt})$ - współczynnik mocy o

maksymalnej wartości, który występuje przy wyróżniku szybkobieżności λ_{opt} .

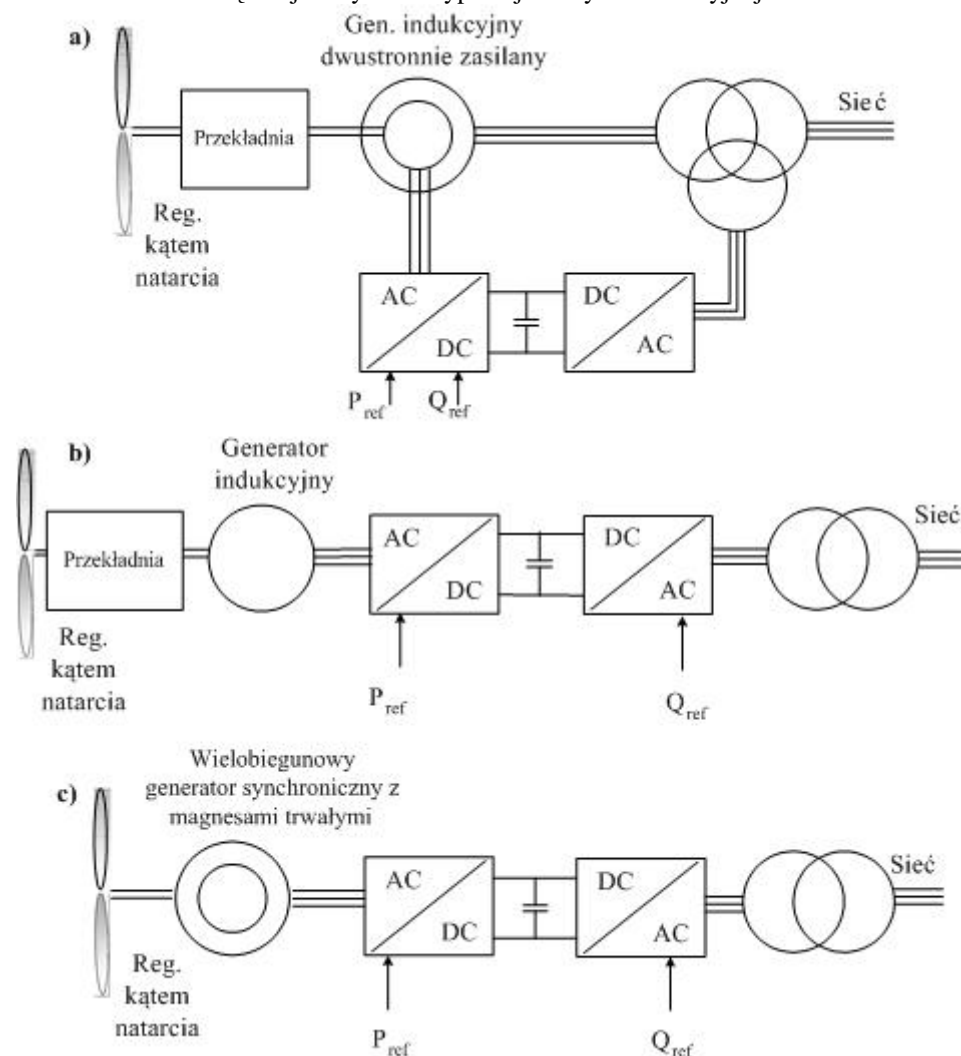
3. UKŁADY GENERACJI ENERGII ELEKTRYCZNEJ PRZY ZMIENNEJ PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ SILNIKA WIATROWEGO

Przedstawione krzywe optymalnej pod względem energetycznym pracy wymagają zastosowania układu generacji energii elektrycznej, którego charakterystyki mechaniczne będą pokrywały się ze wskazanymi krzywymi. Wymaga to zastosowania układów pracujących ze zmienną w szerokich granicach prędkością kątową i regulowanym momencie obrotowym. Takie warunki spełniają układy wyposażone w zespół przekształtników energoelektronicznych pracujących w systemach automatycznej regulacji ze sprzężeniami zwrotnymi, pozwalającymi uzyskać śledzenie krzywej optymalnej pracy „Opt” (rys.2) oraz wysokie wskaźniki jakości uzyskiwanej energii elektrycznej. Jako reprezentatywne, najczęściej spotykane rozwiązania to:

- generator dwustronnie zasilany z przekształtnikami w obwodzie wirnika (rys.3a),
- generator indukcyjny klatkowy z układem przekształtników (rys.3b),
- wielobiegunowy generator synchroniczny z układem przekształtników (rys.3c).

Najczęściej spotykanym rozwiązaniem (około 50%) jest generator dwustronnie zasilany z układem przekształtników zapewniających dwukierunkowy przepływ energii. Pozwala to na regulację momentu obrotowego i prędkości kątowej w zakresie $\pm 30\%$ wokół prędkości synchronicznej. Dodatkowo zastosowanie regulacji wektorowej przekształtników zapewnia regulację mocy czynnej i biernej, co eliminuje konieczność stosowania

kompensatorów i filtrów statycznych. Nie bez znaczenia jest również możliwość przesyłu niemal dwukrotnie większej mocy niż w typowej maszynie indukcyjnej.



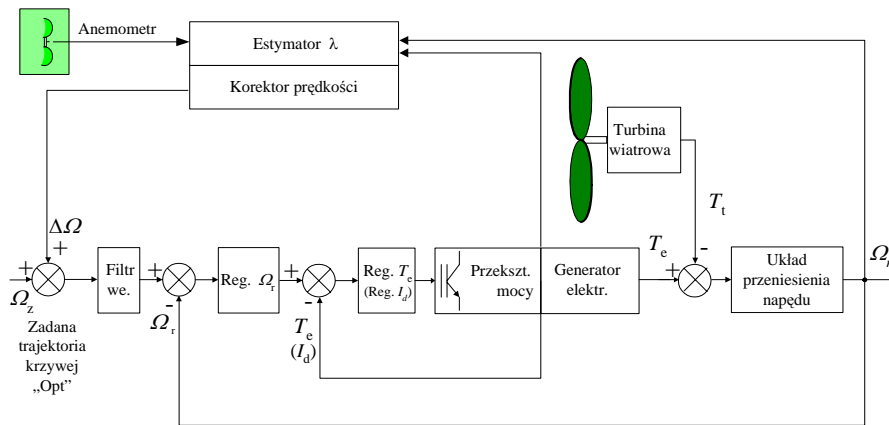
Rys. 3. Najczęściej spotykane topologie generatorów elektrowni wiatrowych pracujących ze zmienną prędkością obrotową: a) z generatorem dwustronnie zasilanym, b) z generatorem indukcyjnym klatkowym, c) z wielobiegunowym generatorem synchronicznym z magnesami trwałymi

Wadą generatorów dwustronnie zasilanych jest natomiast wrażliwość na zwarcia i chwilowe zaniki napięcia w sieci. Zakłócenia tego typu powodują bowiem zanikanie pola magnetycznego w szczelinie powietrznej maszyny, co prowadzi w konsekwencji do nagłego wzrostu prędkości silnika wiatrowego i wyłączenia elektrowni. Układy prądowórcze z generatorem indukcyjnym klatkowym i generatorem synchronicznym są odporne na tego typu zakłócenia. Tak jak poprzednie rozwiązania układy te zapewniają regulację prędkości i momentu, mocy biernej i czynnej, a dzięki wykorzystaniu techniki

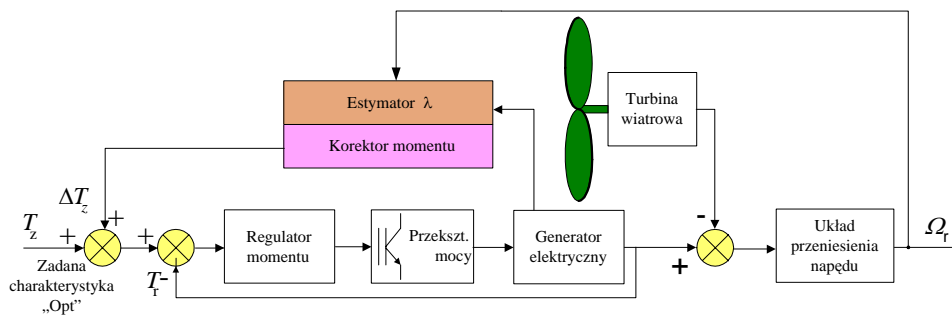
cyfrowej umożliwiając wprowadzenie dodatkowej ochrony zabezpieczeniowej opartej na przetwarzaniu numerycznym danych.

4. WPLYW UKŁADU REGULACJI NA JAKOŚĆ PRACY ELEKTRWONI WIATROWEJ

Praca elektrowni wiatrowej ze zmienną w szerokich granicach prędkości kątową poza osiągnięciem wysokiej sprawności umożliwia również uzyskanie dobrej jakości parametrów pracy. Dotyczy to zarówno kinetyki procesów przejściowych jak również zjawisk nieustalonych o charakterze elektromagnetycznym. Decydujący wpływ na jakość zachodzących procesów odgrywa zastosowany układ sprzężeń zwrotnych, konieczny do uzyskania efektu śledzenia krzywej „Opt” (rys.2). Częstym rozwiązaniem jest wprowadzenie ujemnego prędkościowego sprzężenia zwrotnego z nadrzędną korekcją wartości zadawanej i filtrem ograniczającym szybkość sygnału odniesienia.



Rys. 4. Uproszczona struktura regulacji z nadążnym sprzężeniem prędkościowym



Rys.5. Uproszczona struktura regulacji z nadążnym sprzężeniem prądowym

Rozwiązanie przedstawione na rys.4 umożliwia optymalne wykorzystanie energii wiatru, z drugiej strony jednak powoduje usztywnienie charakterystyk mechanicznych, co prowadzi do wzrostu amplitudy procesów przejściowych. Badania przeprowadzone w Katedrze Napędów Elektrycznych Politechniki Lubelskiej jednoznacznie wskazują, że

takie rozwiązanie jest bardzo niekorzystne dla elektrowni wiatrowych. Nawet zastosowanie korektorów powodujących opóźnienie działania nie rozwiązuje w wystarczającym stopniu problemu. Zdecydowanie lepsze rezultaty uzyskać można pozostawiając tylko sprzężenie prądowe bądź od momentu obrotowego (rys.5). Regulator o odpowiednio dobranym sprzężeniu zwrotnym linearyzuje wówczas charakterystykę „Opt”, a elektromechaniczna stała czasowa znacząco powiększa się. W efekcie zmienne wymuszenie aerodynamiczne powoduje większe tłumienie i ograniczenie przeregulowań elektrycznych jak i kinetycznych.

5. PODSUMOWANIE

Zwiększenie nachylenia charakterystyk mechanicznych sprzyja tłumieniu drgań układu. Wpływa to znacząco na redukcję naprężeń mechanicznych, ograniczenie szybkości zmian i amplitudy przeregulowań zmiennych procesu. Szczegółowe wyniki tych rozważań zawarte są między innymi w publikacjach autorów [1, 2, 4].

6. LITERATURA

- [1] Jarzyna W. *Dynamic model of wind power station for real-time diagnosis*, Archives of Electrical Engineering. Vol. LIII, No. 4, pp.413-428, 2004.
- [2] Jarzyna W., Charlak M., *Wpływ zmiennych wymuszeń momentu aerodynamicznego na jakość wytwarzanej energii w elektrowniach wiatrowych*, Materiały Konferencyjne VII Krajowej Konferencji Naukowej SENE'2005. Łódź, 23.25 listopada 2005r..
- [3] Jarzyna W., Charlak M., *Wybrane problemy sterowania i regulacji generatorów elektrowni wiatrowych*, Edukacja Ekologiczna pod red. prof. Inez Wiatr. Naęczów 2004.
- [4] Jarzyna W., Różycki M., Zhe Chen, Spooner E.: *Modern wind power conversion systems and control*, Zeszyt 41. Electric driving systems supplied from unconventional power sources. Selected problems. Komitet Elektrotechniki Polskiej Akademii Nauk, Seria Wydawnicza „Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki”. Lublin 2000.
- [5] Jarzyna W., *Właściwości dynamiczne generatora asynchronicznego napędzanego zmiennoprędkościową turbiną wiatrową*, PAN, Komitet Elektrotechniki, Seria Wyd. Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki. Wydawnictwo Politechniki Lubelskiej, Lublin 1999, s.121-130.
- [6] Jarzyna W., Różycki M., Papadopoulos M.P., Papathanassiou S.A., *Dynamic performance of a wind driven induction generator operating with adjustable electromagnetic torque*, Proceedings of the European Union Wind Energy Conference, Göteborg May 20-24 1996..

Streszczenie: W referacie przedstawiono problematykę sterowania i regulacji elektrowni wiatrowej. Podano i uzasadniono metodę sterowania optymalną ze względu na wykorzystanie energii wiatru. Omówiono dwa układy regulacji charakteryzując je ze względu na procesy przejściowe. Jako odpowiednie rozwiązanie dla tego typu obiektów wskazano na układ regulacji zwiększający ustępliwość charakterystyk mechanicznych.

Słowa kluczowe: elektrownia wiatrowa, sterowanie i regulacja elektrowni wiatrowej.

DIAGNOSTYKA UKŁADÓW AUTOMATYCZNEJ SYNCHRONIZACJI PRĄDNIC W CZASIE RZECZYWISTYM

Andrzej J. GRONO¹⁾, Grzegorz REDLARSKI²⁾, Piotr NIKLAS³⁾

¹⁾ Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Automatyki,
80-952 Gdańsk, ul. Narutowicza 11/12), e-mail: agrono@ely.pg.gda.pl

²⁾ Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Automatyki,
80-952 Gdańsk, ul. Narutowicza 11/12), e-mail: gredlar@ely.pg.gda.pl

³⁾ Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Katedra Automatyki,
80-952 Gdańsk, ul. Narutowicza 11/12), e-mail: pniklas@ely.pg.gda.pl

Diagnostic of Automatic Synchronizer of Generators in the Real Time

Abstract: In this paper the prototype of the computer simulator to test automatic synchronizers in close loop and in the real time has been presented. This device is controlled by dedicated computer and it's compare with a class of such devices which were controlled by PC computer. At first hardware of simulator has been overall described. After that mathematical models of control systems of voltage and angle speed implemented in processor of simulator has been described. And finally the computer control system of the simulator has been described. Moreover in this paper main advantages connected in usage of this device on real electric power systems has been presented.

Keywords: Computer Diagnostics, Computer Simulator, Automatic Synchronizers of Power generating units.

1. WSTĘP

Proces synchronizacji w systemie elektroenergetycznym obejmuje szereg czynności związanych z wprowadzaniem do ruchu prądnic synchronicznych, począwszy od wydania polecenia synchronizacji poprzez etap łączeniem z systemem, aż do chwili zaniku stanów przejściowych. Proces ten jest niezwykle ważny z punktu widzenia prawidłowej pracy systemu elektroenergetycznego, gdyż nieprawidłowy jego przebieg prowadzi do wielu społecznych, prawnych i zarazem finansowych konsekwencji [1].

W praktyce znanych jest wiele przypadków, kiedy to wskutek awarii wyłączników głównych, układów i urządzeń automatyki elektroenergetycznej, czy też nieprawidłowego zadziałania zabezpieczeń dochodziło do poważnych i kosztownych awarii, takich jak spalenie się transformatora blokowego, uszkodzenie turbiny generatora, czy jeszcze innych nie mniej poważnych i kosztownych zakłóceń. Nietrudno wyobrazić sobie podobne sytuacje, kiedy wskutek nieprawidłowego działania układu automatycznej synchronizacji prądnic (UASP) sygnał załączający wyłącznik zostałby wysłany w chwili, kiedy napięcia reprezentujące synchronizowane obiekty elektroenergetyczne byłyby w przeciwfazie, lub gdy wartości kąta niezgodności fazowej byłyby znaczne dla rozpatrywanego przypadku.

Podane przypadki awarii oraz przeprowadzona analiza teoretyczna skłaniają do prowadzenia szerokiego zakresu badań UASP na wszystkich etapach „życia” tych urządzeń, począwszy od etapu produkcji, aż do chwili ich wycofania z eksploatacji. Podejście takie pozwala bowiem redukować ryzyko występowania opisywanych awarii oraz zwiększa niezawodność pracy systemu elektroenergetycznego.

Realizując badania wielu urządzeń automatyki elektroenergetycznej, w tym także UASP coraz częściej stosuje się sterowane przez komputer PC lub mikroprocesorowo urządzenia elektroniki pracujące w tzw. czasie rzeczywistym. Podejście takie jest również uzasadnione w przypadku prowadzenia badań UASP, szczególnie jeśli uwzględnić krótki czas trwania procesu synchronizacji, dużą dynamikę zmian wielu wielkości fizycznych oraz odpowiedzialność, która na nim ciąży. Proponowane rozwiązanie nie jest jednak możliwe bez udziału odpowiedniej struktury sprzętowej urządzenia diagnostycznego oraz oprogramowania, które pozwoliłoby na połączenie w jedną całość: urządzenia diagnostycznego, badanego synchronizatora oraz modeli układów regulacji i algorytmów biorących udział w procesie synchronizacji.

Prezentowana praca, z uwagi na obszerność tematyki oraz liczne publikacje autorów przedstawiające układy do prowadzenia takich badań, dotyczy możliwości zmiany struktury tych układów w taki sposób, by pracowały one lepiej i wydajniej. Zagadnienie to zostanie opisane na bazie opracowanego, wykonanego i przebadanego symulatora procesu synchronizacji, który jest sterowany przez system czasu rzeczywistego LabView RT umieszczony na komputerze przemysłowym z modulem, z procesorem NI PXI-8171 firmy *National Instruments*, a nie jak w jego wcześniejszych wersjach, poprzez system operacyjny zainstalowany na zwykłym komputerze PC.

2. STRUKTURA SPRZĘTOWA URZĄDZEŃ DIAGNOSTYCZNYCH UASP PRACUJĄCYCH W CZASIE RZECZYWISTYM

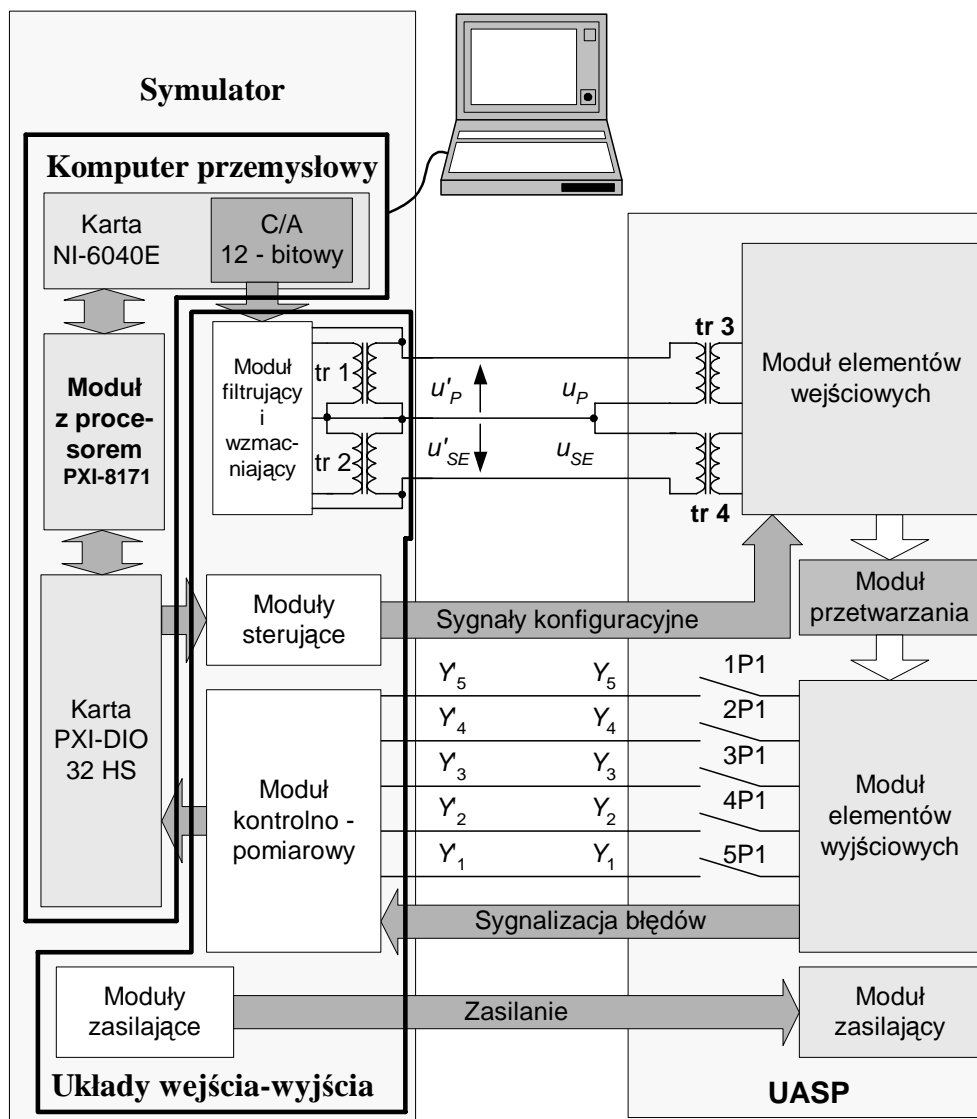
Architektura sprzętowa urządzeń diagnostycznych, pracujących w czasie rzeczywistym powinna zostać zorganizowana w taki sposób, by możliwe było fizyczne połączenie urządzenia diagnostycznego z urządzeniem diagnozowanym, ciągła wymiana informacji pomiędzy współpracującymi urządzeniami oraz możliwość rejestracji przebiegu całego procesu.

Na rys. 1 przedstawiono strukturę sprzętową nowo opracowanego układu, który umożliwia realizację wszystkich wyżej wymienionych zadań diagnostycznych, a tym samym pozwala na prowadzenie pełnego zakresu badań UASP w warunkach pracy zbliżonych do rzeczywistych. Symulator (rys. 1) składa się z dwóch części. Pierwszą z nich stanowi komputer przemysłowy, w którego skład wchodzi następujące moduły:

- NI-PXI 8171 – jest to najważniejszy moduł symulatora składający się z procesora pełniącego nadrzędną rolę w stosunku do całości urządzenia;

- NI-6040E – karta rozszerzeń, zawierająca 8 niezależnych wyjść analogowych, z 12-bitowymi przetwornikami cyfrowo-analogowymi oraz grupą wejść/wyjść cyfrowych;
- PXI-DIO 32 HS – będący kartą rozszerzeń, na której jest umieszczona m.in. grupa 32 niezależnych wejść/wyjść cyfrowych, zorganizowanych w 4 porty zawierające po 8 linii każdy;

Drugą część symulatora stanowią z kolei tzw. *układy wejścia-wyjścia*, które zostały umieszczone w oddzielnej obudowie i których zadaniem jest fizyczne sprzęgnięcie komputera przemysłowego z badanym UASP.



Rys. 1. Struktura sprzętowa umożliwiająca prowadzenie badań UASP w czasie rzeczywistym

Moduł NI PXI-8171 (rys. 1) umożliwia bezpośrednią wymianę danych pomiędzy kartą wyjść analogowych NI-6040E oraz kartą wejść/wyjść binarnych PXI-DIO 32 HS. Karta NI PXI-8171 umożliwia generację napięć przemiennych reprezentujących synchronizowane obiekty elektroenergetyczne, z dokładnością uwarunkowaną działaniem przetwornika cyfrowo-analogowego umieszczonego na karcie. Ponieważ wartości szczytowe generowanych napięć przemiennych na wyjściu karty mieszczą się w zakresie ± 10 V, a moc wyjściowa tych sygnałów jest znikoma, jest konieczne dalsze ich przetworzenie. Dlatego też sygnały z wyjść karty trafiają do modułu wzmacniającego i filtrującego, gdzie zostają odfiltrowane oraz odpowiednio wzmacnione. Ostatnim etapem w tym torze przetwarzania jest podwyższenie napięć, tak by można było doprowadzić je bezpośrednio do wejść pomiarowych badanego układu automatycznej synchronizacji prądnic – czynność ta jest realizowana przez transformatory tr 1 oraz tr 2. Karta wejść/wyjść binarnych (PXI-DIO 32 HS), przy współpracy odpowiedniego modułu sterującego oraz modułu kontrolno-pomiarowego, umożliwia obsługę wejść konfiguracyjnych, wejść sygnalizacji błędów oraz wyjść sterujących (linie Y_1, \dots, Y_5) badanego UASP. Moduł zasilający, stanowiący także element składowy symulatora, został zaprojektowany tak, by umożliwić niezbędne zasilenie badanego UASP w zależności od typu tego urządzenia.

3. SYSTEM KOMPUTEROWY URZĄDZEŃ DIAGNOSTYCZNYCH UASP PRACUJĄCYCH W CZASIE RZECZYWISTYM

System komputerowy urządzeń diagnostycznych UASP pracujących w czasie rzeczywistym pozwala na połączenie w jedną całość architektury sprzętowej urządzenia diagnostycznego i urządzenia badanego, modeli i algorytmów zaimplementowanych w procesorze urządzenia diagnostycznego oraz systemu wizualizacji umożliwiającego ciągłą kontrolę, sterowanie i wizualizację realizowanego procesu przez operatora.

Z punktu widzenia urządzenia diagnostycznego jakim jest nowo opracowany symulator, wyodrębniono następujące podsystemy:

- nadrzędnego sterowania;
- symulacji działania układów regulacji napięcia;
- symulacji działania układów regulacji prędkości kątowej;
- symulacji napięcia systemu elektroenergetycznego;
- wizualizacji i gromadzenia danych pomiarowych.

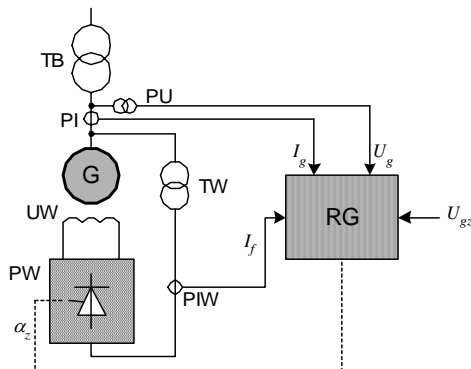
Najistotniejszą rolę wśród wymienionych podsystemów pełni podsystem nadrzędnego sterowania. Jego zadaniem jest koordynowanie działań realizowanych przez poszczególne podsystemy tak, by była możliwa pełna diagnostyka UASP w czasie rzeczywistym, w tzw. *pętli zamkniętej* – która na bieżąco uwzględnia sprzężenie zwrotne pomiędzy badanym urządzeniem a symulatorem.

3.1. Podsystem symulacji działania układów regulacji napięcia

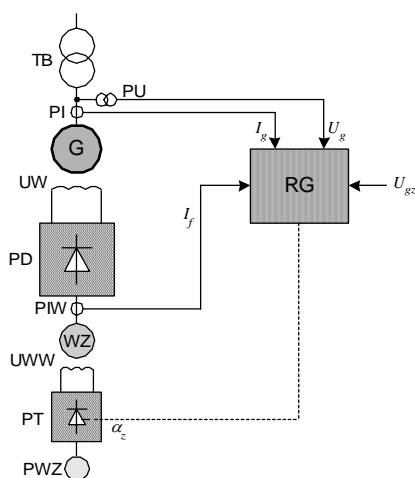
Podsystem ten służy do modelowania układów regulacji napięcia zespołów wytwórczych spotykanych powszechnie na rzeczywistych obiektach elektroenergetycznych celem narzucenia badanemu UASP warunków pracy zbliżonych do rzeczywistych. W celu umożliwienia elastycznego dostosowywania się modeli do warunków pracy charakterystycznych dla poszczególnych obiektów rzeczywistych, w podsystemie tym przewidziano możliwość elastycznego wprowadzania parametrów reprezentujących te obiekty. Jednocześnie modele zorganizowano w taki sposób, aby umożliwić łatwą ich implementację w procesorze symulatora oraz tak, aby zagwarantować możliwość ich

szybkiego przeliczania (w czasie rzeczywistym) pod wpływem działania impulsów sterujących napięciem, wysyłanych z UASP. Pośród obiektów, które zostały uwzględnione podczas realizacji tego podsystemu znalazły się:

- statyczny układ wzbudzenia i regulacji napięcia prądnicy, przedstawiony na rys. 2;
- maszynowy układ wzbudzenia i regulacji napięcia prądnicy, przedstawiony na rys. 3.



Rys. 2. Statyczny układ wzbudzenia i regulacji napięcia: G – prądnica synchroniczna; TB – transformator blokowy; TW – transformator wzbudzenia; PW – prostownik wzbudzenia; RG – regulator prądnicy; PU, PI, PIW – przekładniki pomiarowe napięcia i prądu prądnicy oraz prądu wzbudzenia; I_g , I_f , U_g – prąd prądnicy, prąd wzbudzenia prądnicy, napięcie na zaciskach prądnicy; U_{gz} – napięcie zadane; α_z – kąt załączania oraz napięcie sterujące kątem załączania prostownika tyrystorowego



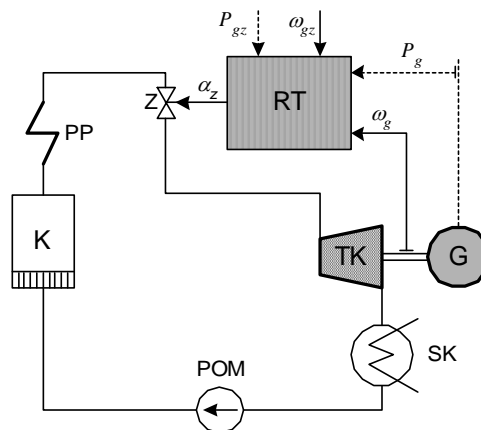
Rys. 3. Maszynowy układ wzbudzenia i regulacji napięcia: G – prądnica synchroniczna; TB – transformator blokowy; WZ – wzbudnica; PD – diodowy prostownik wzbudzenia; PWZ – podwzbudnica; PT – prostownik tyrystorowy; UWW – układ wzbudzenia wzbudnicy; RG – regulator prądnicy; PU, PI, PIW – przekładniki pomiarowe napięcia i prądu prądnicy oraz prądu wzbudzenia; I_g , I_f , U_g – prąd prądnicy, prąd wzbudzenia prądnicy, napięcie na zaciskach prądnicy; U_{gz} – napięcie zadane; α_z – kąt załączania oraz napięcie sterujące kątem załączania prostownika tyrystorowego

3.2. Podsystem symulacji działania układów regulacji prędkości kątowej

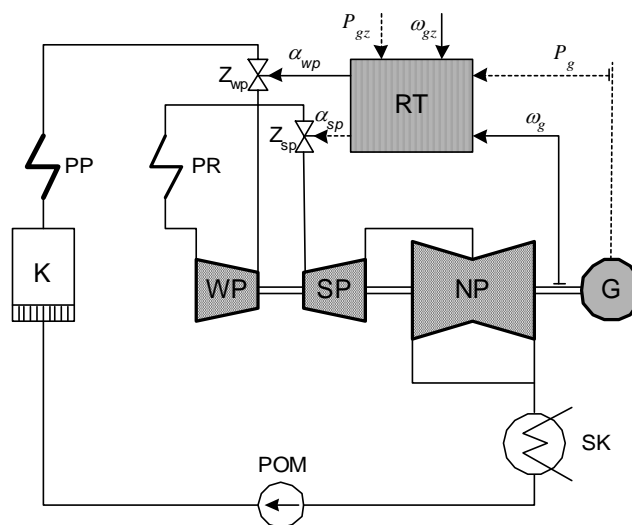
Podsystem symulacji działania układów regulacji prędkości kątowej pozwala z kolei na zamodelowanie takich układów regulacji częstotliwości napięcia, które powszechnie są stosowane w praktyce. Podobnie jak podsystem symulacji działania układów regulacji napięcia, został on tak zorganizowany, by istniała możliwość zmiany przez operatora poszczególnych parametrów występujących w modelu, a tym samym możliwość dostosowywania się modelu do warunków panujących na konkretnym obiekcie. Pośród obiektów, które zostały uwzględnione podczas realizacji podsystemu, znalazły się:

- elektrownia ciepła współpracująca z turbiną kondensacyjną bez międzystopniowego przegrzewu pary, której schemat przedstawiono na rys 4;
- elektrownia ciepła współpracująca z turbiną kondensacyjną, z międzystopniowym przegrzewem pary, której schemat przedstawiono na rys. 5;
- elektrownia wodna z hydrozespołem pracującym przy dużym spadzie i długich rurociągach, której schemat przedstawiono na rys. 6.

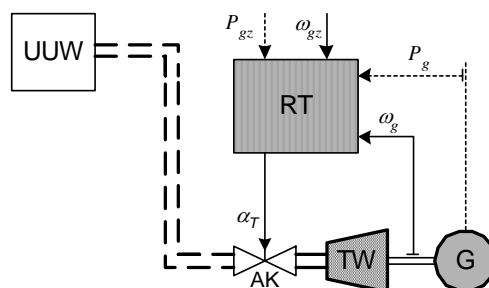
Modele matematyczne w/w układów regulacji zrealizowano w taki sposób, by istniała możliwość ich przeliczania w czasie rzeczywistym pod wpływem impulsów sterujących wysyłanych z UASP. Konsekwencją tego działania było nieuwzględnienie w modelach tych członów, które w nieznaczny sposób wpływają na odpowiedź danego obiektu, jak też zamodelowanie prądnicy synchronicznej podczas pracy jałowej [2].



Rys. 3. Schemat elektrowni ciepłej współpracującej z turbiną kondensacyjną bez międzystopniowego przegrzewu pary: RT – wieloparametrowy regulator turbiny; G – prądnica synchroniczna; K – kocioł; TK – turbina kondensacyjna bez międzystopniowego przegrzewu pary; PP – przegrzewacz pary; POM – pompa; SK – skraplacz; α_z – stopień otwarcia zaworu regulacyjnego Z; ω_g – prędkość kątowa na wale turbiny; ω_{gz} – wartość zadana prędkości kątowej; P_g – moc czynna; P_{gz} – moc zadana



Rys. 5. Schemat elektrowni ciepłej współpracującej z turbiną kondensacyjną z międzystopniowym przegrzewem pary: RT – wieloparametrowy regulator turbiny; G – prądnica synchroniczna; K – kocioł; WP – część wysokoprężna turbiny; SP – część średnioprężna turbiny; NP – część niskoprężna turbiny; PP – przegrzewacz pary; PR – międzystopniowy przegrzewacz pary; POM – pompa; SK – skraplacz; α_{wp} – stopień otwarcia zaworu Z_{wp} regulującego dopływ pary do WP; α_{sp} – stopień otwarcia zaworu Z_{sp} regulującego jednoczesny dopływ pary do części SP i NP; ω_g – prędkość kątowna na wale turbiny; ω_{gz} – wartość zadana prędkości kątownej; P_g – moc czynna; P_{gz} – moc zadana



Rys. 6. Schemat elektrowni wodnej pracującej przy dużym spadzie i długich rurociągach: RT – wieloparametrowy regulator turbiny; G – prądnica synchroniczna; U UW – układ ujęcia wody reprezentuje sztolnię, wieżę wyrównawczą i źródło ujęcia wody, z którego woda jest doprowadzona rurociągiem do aparatu kierowniczego AK; TW – turbina wodna; α_T – stopień otwarcia aparatu kierowniczego; ω_g – prędkość kątowna na wale turbiny; ω_{gz} – wartość zadana prędkości kątownej; P_g – moc czynna; P_{gz} – moc zadana

3.3. Podsystem symulacji napięcia sieci elektroenergetycznej

Z punktu widzenia realizacji procesu synchronizacji, trwającej zwykle od kilku do kilkudziesięciu sekund, zmiany napięcia sieci są utrzymywane określonych granicach,

dlatego też w takim przypadku stosowanie złożonego modelu sieci elektroenergetycznej nie jest konieczne. W podsystemie symulacji napięcia przyjęto bardzo prosty model sieci, który zaimplementowano w symulatorze. Napięcie sieci $u_S(t)$ dane jest wzorem

$$u_S(t) = U_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + U_{mh1} \sin(h_1 \omega t + \varphi_{h1}) + U_{mh2} \sin(h_2 \omega t + \varphi_{h2}) \quad (1)$$

gdzie U_{m1} , U_{mh1} , U_{mh2} – oznaczają odpowiednio amplitudę podstawowej harmonicznej oraz amplitudy dwóch dowolnych wyższych harmonicznnych z przedziału od 2 do 25, ω – oznacza pulsację podstawową generowanego napięcia, natomiast φ_1 , φ_{h1} , φ_{h2} – fazy początkowe podstawowej oraz wybranych dwóch wyższych harmonicznnych.

Ponadto, aby uwzględnić pewne stany awaryjne i zakłóceniami, jakie mogą wystąpić ze strony sieci elektroenergetycznej, w symulatorze przewidziano możliwość linowej zmiany wartości amplitudy i częstotliwości napięcia sieci, (obu wielkości równocześnie lub oddzielnie) w określonych przedziałach czasu. Tak więc przyjęty model umożliwia modelowanie warunków pracy badanego UASP, w sytuacjach gdy [2]:

- napięcie sieci podczas procesu synchronizacji nie zmienia się,
- napięcie sieci jest zakłócone przez 2 wybrane składowe harmoniczne,
- napięcie i/lub częstotliwość sieci zmieniają się liniowo o określoną wartość, w określonym przedziale czasu, co jest słuszne podczas badań UASP, które w razie wykrycia zmian napięcia i/lub częstotliwości, przekraczających dopuszczalne wartości graniczne, powinny przerwać rozpoczęty proces i sygnalizować błąd.

3.4. Podsystem wizualizacji i gromadzenia danych pomiarowych

Podsystem wizualizacji został tak zrealizowany, aby umożliwić operatorowi ciągłą kontrolę, wizualizację i sterowanie procesem synchronizacji podczas badań UASP. Z uwagi na jego obszerność, w tej pracy opisano różnice prezentowanej wersji symulatora w stosunku do jego poprzedników (gdy zakładano sterowanie z komputera PC, np. [3, 4, 5]). Na rys. 7 pokazano „Okno sterujące” z którego można przejść do „Okna głównego” i okna „Parametry startowe”, które pozwalają nastawić parametry synchronizowanego obiektu.



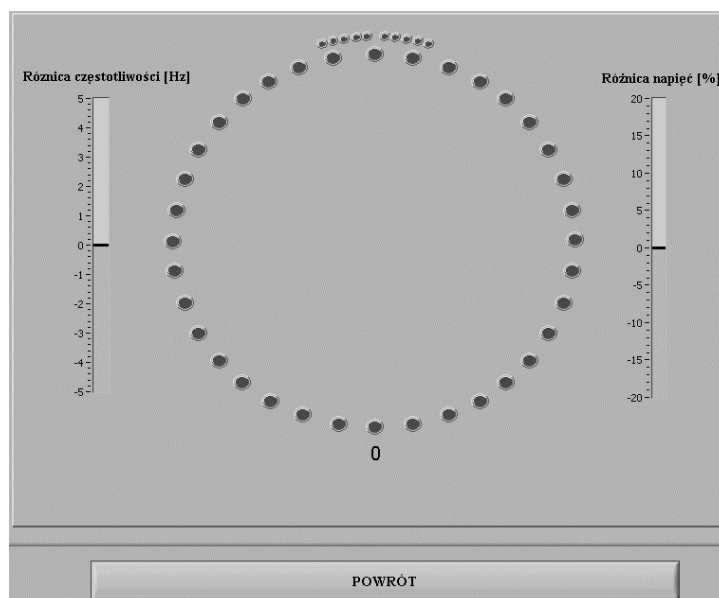
Rys. 7. Okno sterujące symulatora sterowanego przez komputer przemysłowy

Okno o nazwie „Konfiguracja kart” (rys. 8) jest ostatnim z okien „Okna sterującego”, które pozwala na określenie parametrów początkowych samego symulatora. Do parametrów tych należy zaliczyć parametry kart rozszerzeń tworzących strukturę sprzętową symulatora oraz nazwę pliku, w którym mają być gromadzone wyniki pomiarów.



Rys. 8. Okno symulatora o nazwie „Konfiguracja kart”

Ostatnie z okien umożliwia prezentację wyników pomiarowych w formie synchronoskopu [6]. Możliwa przy tym jest obserwacja różnicy amplitud, różnicy częstotliwości oraz wartości kąta niezgodności fazowej napięć synchronizowanych obiektów elektroenergetycznych (rys. 9).



Rys. 9. Okno prezentacji wyników pomiarowych w formie synchronoskopu

4. PODSUMOWANIE

Przedstawiony w pracy symulator, sterowany z komputera przemysłowego, posiada szereg zalet w stosunku do wcześniejszych jego wersji, sterowanych z komputera PC. Do głównych spośród nich należy z pewnością zaliczyć skrócenie czasu realizacji obliczeń cyklicznych w pętli oraz uniezależnienie podsystemu wizualizacji od pracy systemu sterowania pracą symulatora. Te dwa elementy sprawiają, że wyniki pomiarów są obciążone mniejszymi błędami oraz to, że zostały wyeliminowane błędy związane z niezawodną obsługą podsystemu wizualizacji i gromadzenia danych pomiarowych. Jeśli jakieś dane nie zostaną wyświetlone w czasie rzeczywistym, to i tak nie spowoduje to błędnego zadziałania systemu.

Jednakże należy zwrócić uwagę na pewien mankament związany z prezentowanym rozwiązaniem, mianowicie zastosowanie komputera przemysłowego niesie za sobą znaczne koszty. Tak więc stosowanie takiego rozwiązania jest uzasadnione głównie z naukowego punktu widzenia, kiedy trzeba wiele modeli matematycznych, algorytmów i metod zaimplementować w krótkim przedziale czasu i w oparciu o nie mieć możliwość przeprowadzenia stosownych badań. Z punktu widzenia wdrożenia takiego urządzenia celowym byłoby opracowanie struktury sprzętowej opartej na procesorze sygnałowym.

LITERATURA

- [1] Grono A. J., Komputerowa synchronizacja prądnic. *Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej*, 2001.
- [2] Grono A. J., Redlarski G., Zawalich J., Komputerowo wspomagane badania układów automatycznej synchronizacji prądnic. *Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej*, 2005.
- [3] Redlarski G., Grono A. J., Computer simulator of the synchronization process of power generating units. *Proceedings of XVII Seminar on Electrical Engineering, BSE'2003*. Istebna – Zaolzie, 21 – 24 September 2003, pp. 42 – 47.
- [4] Redlarski G., Grono A. J., Komputerowa wizualizacja procesu synchronizacji prądnic. *Materiały X sympozjum Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki – PPEE'2003*. Wisła, 7 – 10 grudnia 2003, s. 79 – 82.
- [5] Redlarski G., Niklas P., Grono A. J., Hardware-in-the-Loop Simulation of the Synchronization Process of Electric Power Units. *5th International Workshop on Research and Education in Mechatronics – REM 2004*. Kielce – Cedzyna, Poland 1st – 2nd October 2004, pp. 115 – 120.
- [6] Grono A. J., Synchronoskop elektroniczny z wyświetlaczem diodowym. *Automatyka Elektroenergetyczna*, nr 1/1994, s. 8.

Streszczenie: W referacie omówiono prototyp układu do badań UASP w czasie rzeczywistym. Szczególną uwagę poświęcono metodyce prowadzenia badań, architekturze sprzętowej urządzenia, modelom matematycznym układów regulacji napięcia i prędkości kątowej w nim zaimplementowanym oraz systemowi komputerowemu urządzenia. Wskazano na celowość stosowania urządzeń na rzeczywistych obiektach oraz omówiono korzyści z nich wynikające.

Słowa kluczowe: badania diagnostyczne, symulatory, synchronizacja prądnic.

**MODEL MATEMATYCZNY I WYBRANE STANY
NIEUSTALONE GŁÓWNEGO NAPĘDU REAKTORA
POLIMERYZACJI PRZY UWZGLĘDNIENIU
PARAMETRÓW PRACY KOMORY MIESZALNIKA**

Andrzej POPENDA, Andrzej RUSEK

*Politechnika Częstochowska, Wydział Elektryczny, Instytut Elektroniki i Systemów Sterowania
42-200 Częstochowa, Al. Armii Krajowej 17, popenda@el.pcz.czyst.pl*

*The mathematical model and selected transient states of main polymerizer drive
considering working parameters of reactor chamber*

***Abstract:** In the paper the description of prototype polymerizer drive with the specially designed induction motor in a pipe frame is presented. The mathematical model of polymerizer drive considering the real load of a mixer resulted from polymerization process is taken into consideration. Based on mathematical model the various possibilities of the supply system and the motor load together with variable motor parameters were taken into calculation. The results are given as transients and trajectories. Considering calculations the most characteristic states of working reactor chamber of polymerizer are simulated. The results of simulations have practical application in order to estimate the maximal loads occurring in the connecting elements of polymerizer chamber.*

***Keywords:** mathematical modeling, electrical drives, polymerization.*

1. WSTĘP

W ciągu technologicznym produkcji polietylenu najistotniejszą rolę odgrywają reaktory polimeryzacji, w których układ napędowy mieszalnika procesu polimeryzacji pracuje w dwóch komorach. Warunki pracy układu napędowego są wyjątkowe ze względu na konieczność utrzymania stałej temperatury, atmosferę etylenu oraz ciśnienie robocze do 2800 atm. Silnik układu napędowego ma specyficzne gabaryty z uwagi na gniazdowe mocowanie w górnej części komory reaktora w układzie pionowym. Układ napędowy może być zasilany bezpośrednio

z sieci, układu elektromaszynowego lub przetwornicy częstotliwości. Układy te z uwagi na szczególne warunki pracy, w tym zasilanie elektrodami specjalnego wykonania z blokadą ciśnienia pracy w komorze, ulegają częstym awariom. Do pracy reaktora potrzebny jest zestaw napędowy składający się z dwóch układów napędowych o 300 % pełnej rezerwacji z uwagi na wymogi zabezpieczeń technologicznych.

Dla wykonania prototypowego zestawu napędowego reaktora polimeryzacji zrealizowano następujące zadania [1]:

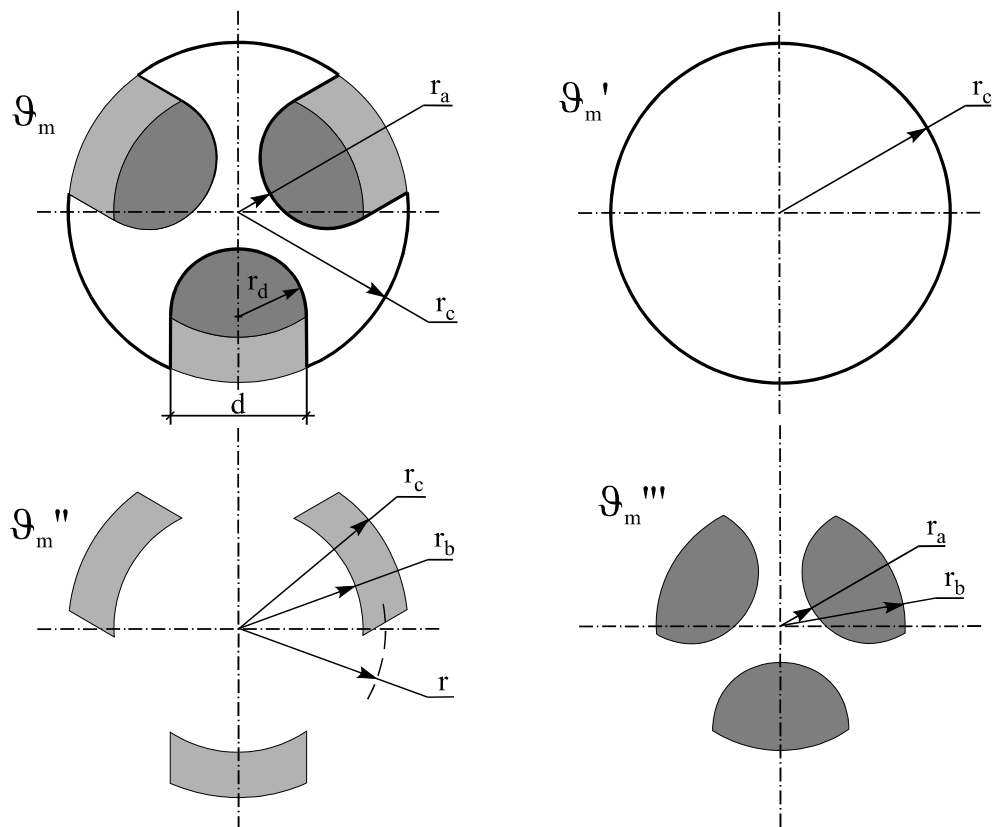
- opracowanie modelu matematycznego układu napędowego zespołu zasilanego z różnych źródeł zasilania oraz wykonanie obliczeń symulacyjnych stanów dynamicznych z uwzględnieniem rzeczywistych warunków pracy,
- opracowanie modyfikacji układu sterowania przetwornicy częstotliwości pod kątem wysoko niezawodnej pracy z uwzględnieniem pełnego zakresu wymogów regulacji częstotliwości napięcia zasilania wynikających z etapów pracy dopasowanych do procesu polimeryzacji,
- opracowanie i wykonanie modelu indukcyjnego silnika specjalnego wykonania uwzględniającego wymogi napędu w zakresie mocowania silnika i wymiarów komory,
- opracowanie i wykonanie modelu przetwornicy częstotliwości z uwzględnieniem wysokiej niezawodności pracy,
- opracowanie i wykonanie specjalnego stanowiska badawczego silnika (praca pionowa, ułożyskowanie z wykorzystaniem wielkośrednicowych pierścieni z węglików spiekanych, chłodzenie sprężonym powietrzem),
- wykonanie zestawu prototypowego oraz próby eksploatacyjne w warunkach rzeczywistych pracy reaktora,
- przeprowadzenie prób eksploatacyjnych pełnych dla cyklu produkcyjnego zestawów prototypowych zasilanych z prototypowych przetwornic częstotliwości.

Wykonany zestaw napędowy cechuje nietypowość i wyjątkowo trudne warunki eksploatacyjne, a mianowicie:

- umiejscowienie silnika o mocy ok. 55 kW w zamkniętym gnieździe rurowym o średnicy 302 mm i długości całkowitej 919 mm,
- brak możliwości zastosowania wentylacji w silniku oraz brak możliwości standardowego zasilania z uwagi na pracę silnika bezpośrednio w reaktorze o ciśnieniu pracy 2800 atm,
- jednopunktowy układ zawieszenia pionowej pracy silnika wraz z mieszadłem (górne łożysko toczne silnika spełnia rolę osiowania wirnika w stojanie),
- praca jednopunktowego układu zawieszenia pionowego z wykorzystaniem wahliwego łożyska ślizgowego bez smarowania wykonanego z wielkośrednicowych pierścieni węglików spiekanych,
- zasilanie uzwojenia stojana silnika przez układ gniazdo sprężynowe – elektroda z blokadą ciśnienia pracy w komorze,
- specjalna konstrukcja gniazda zasilania uzwojenia stojana, mocowana w korpusie rurowym silnika, umożliwiająca montaż od strony zewnętrznej komory reaktora oraz umożliwiająca pracę układu przy drganiach skrętnych w płaszczyźnie prostopadłej do osi silnika,
- niezawodność i stabilność zasilania zestawu z przetwornic częstotliwości oraz możliwość ciągłej kontroli pracy silnika z wykorzystaniem parametrów napięcia zasilania o zmiennej częstotliwości (pomiaru ciągłe do celów zachowania parametrów procesu technologicznego).

2. ANALIZA OBLICZENIOWA

W układzie napędowym reaktora polimeryzacji występuje mieszadło pracujące w komorze reaktora. Z uwagi na jego skomplikowany kształt, do obliczenia momentu bezwładności wprowadzono pomocniczy podział przekroju mieszadła przedstawiony na rys. 1.



Rys. 1. Pomocniczy podział przekroju mieszadła do wyznaczenia momentu bezwładności

Wzory obliczeniowe do określenia momentów bezwładności przedstawiają zależności (1):

$$G'_m = 0,5\pi l_m \rho r_c^4, \quad G''_m = 6\rho l_m \int_{r_b}^{r_c} r^3 \alpha(r) dr, \quad G'''_m = 6\rho l_m \int_{r_a}^{r_b} r^3 \beta(r) dr \quad (1)$$

gdzie: l_m - długość mieszadła, ρ - gęstość właściwa mieszadła, $\alpha(r)$, $\beta(r)$ - funkcje pomiędzy długością łuku $L(r)$ a promieniem mieszadła r dla $r \in [r_a, r_c]$. Wielkości pomocnicze do wyznaczania momentów bezwładności określonych zależnościami (1) oraz do obliczeń przybliżonych przedstawiają zależności (2):

$$\alpha(r) = \arcsin \frac{r_d}{r}, \quad \beta(r) = \arccos \frac{r^2 + r_a(r_a + 2r_d)}{2r(r_a + r_d)},$$

$$L_{mn} = 2r_c \arcsin \frac{r_d}{r_c}, \quad L_{mx} = 2r_b \arcsin \frac{r_d}{r_b} \quad (2)$$

Wzory przybliżone na wyznaczenie momentów bezwładności przedstawiają zależności (3):

$$\mathcal{G}_m'' = \frac{3}{2} l_m \rho (L_{mn} + L_{mx}) \int_{r_b}^{r_c} r^2 dr, \quad \mathcal{G}_m''' = 6\rho\gamma l_m \int_0^{r_b} r^3 dr, \quad \gamma = \arccos \frac{r_d}{r_b} \quad (3)$$

W oparciu o zależności (1) oraz pomocniczy podział przekroju mieszadła z rys. 1, całkowity moment bezwładności mieszadła określa zależność (4):

$$\mathcal{G}_m = \mathcal{G}_m' - \mathcal{G}_m'' - \mathcal{G}_m''' \quad (4)$$

W celu uwzględnienia w modelu matematycznym nieliniowości indukcyjności magnesowania głównego magnetowodu silnika, indukcyjność magnesowania określono zależnością (5):

$$L_m(i_m) = L_{mn} k(i_m) \quad (5)$$

gdzie: i_m - prąd magnesujący, L_{mn} - indukcyjność magnesowania dla zasilania silnika napięciem znamionowym, $k(i_m)$ - funkcja nieliniowej charakterystyki magnesowania. Do określenia funkcji $k(i_m)$ zastosowano zmodyfikowaną charakterystykę amplitudową filtra dolnoprzepustowego Butterwortha n -tego rzędu opisaną zależnością (6) [2]:

$$k[i_m(\Psi)] = k(\Psi) = \frac{2}{\sqrt{3(\Psi/\Psi_N)^{2n} + 1}} \quad (6)$$

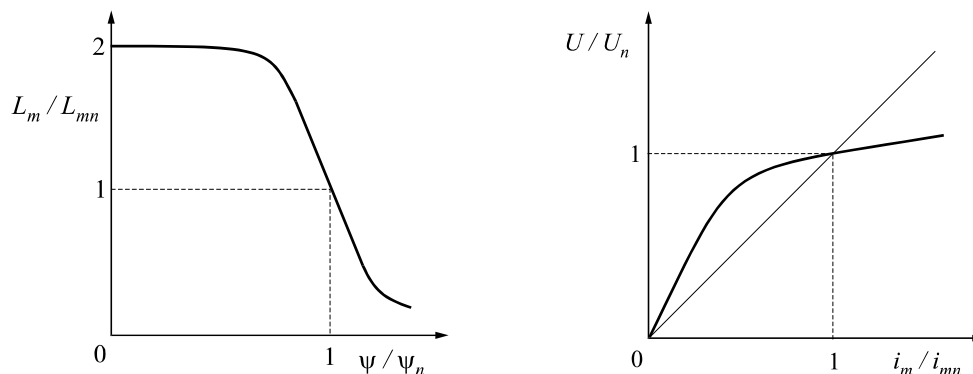
gdzie: Ψ - wzdłużny strumień skojarzony w obwodzie głównym silnika dla dowolnego napięcia zasilania, Ψ_N - wzdłużny strumień skojarzony w obwodzie głównym silnika dla zasilania napięciem znamionowym. Strumienie Ψ i Ψ_N określają zależności (7):

$$\Psi = L_m \cdot i_m, \quad \Psi_N = L_{mn} \cdot i_{mn} \quad (7)$$

Zakładając, że stosunek dowolnego wzdłużnego strumienia skojarzonego do strumienia znamionowego jest w przybliżeniu równy stosunkowi napięć, wyznaczono zależność (8):

$$\frac{i_m}{i_{mn}} = \frac{1}{k(\Psi)} \frac{\Psi}{\Psi_N} = \frac{\Psi}{2\Psi_N} \sqrt{3\left(\frac{\Psi}{\Psi_N}\right)^{2n} + 1} \approx \frac{U}{2U_N} \sqrt{3\left(\frac{U}{U_N}\right)^{2n} + 1} \quad (8)$$

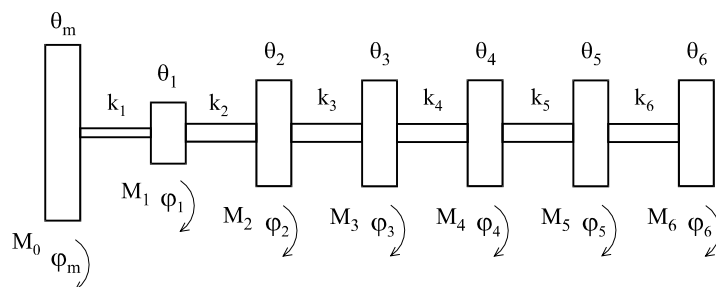
W oparciu o zależności (8) dla $n = 4$ przedstawiono aproksymację krzywej magnesowania i odpowiadającej jej charakterystykę biegu jałowego (rys. 2)



Rys. 2. Aproksymacja krzywej magnesowania i odpowiadająca jej charakterystyka biegu jałowego dla $n = 4$

3. MODEL MATEMATYCZNY

Model kinematyczny układu napędowego reaktora polimeryzacji z konserwatywnymi elementami skupionymi i dyskretnym podziałem mieszadła [1, 3] przedstawiono na rys. 3, przy czym: $\theta_2 = \theta_3 = \theta_4 = \theta_5 = \theta_6$, $k_2 = k_3 = k_4 = k_5 = k_6$.



Rys. 3. Model kinematyczny układu napędowego reaktora polimeryzacji

Równania obwodów stojana i wirnika sprowadzone do zapisu macierzowego w wirującym z dowolną prędkością kątową ω_a układzie współrzędnych prostokątnych $0xy$ przedstawia zależność (9):

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} + \omega_a \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rx} \\ u_{ry} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \end{bmatrix} + (\omega_a - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \end{bmatrix}$$

gdzie: $u_{sx}, u_{sy}, u_{rx}, u_{ry}, i_{sx}, i_{sy}, i_{rx}, i_{ry}, \psi_{sx}, \psi_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry}$ – składowe wektorów napięcia, prądu i strumienia skojarzonego stojana i wirnika w układzie $0xy$, R_s, R_r – rezystancje uzwojeń stojana i wirnika, ω_a, ω_m – prędkości kątowe wirowania układu współrzędnych $0xy$ i wirnika, p – liczba par biegunów. Równania (9) należy uzupełnić zależnościami prądowo-strumieniowymi oraz równaniem ruchu mas wirujących.

Równania równowagi dynamicznej modelu kinematycznego układu napędowego reaktora polimeryzacji przedstawionego na rys. 3 określa układ równań (10):

$$\begin{aligned} \theta_m \frac{d\omega_m}{dt} + k_1(\varphi_m - \varphi_1) &= M_e - M_t(\omega_m) \\ \theta_1 \frac{d\omega_1}{dt} + k_1(\varphi_1 - \varphi_m) + k_2(\varphi_1 - \varphi_2) &= 0 \\ \theta_2 \frac{d\omega_i}{dt} + k_2(\varphi_i - \varphi_{i-1}) + k_2(\varphi_i - \varphi_{i+1}) &= M_i, \quad \text{dla } i = 2, \dots, 5 \\ \theta_2 \frac{d\omega_6}{dt} + k_2(\varphi_6 - \varphi_5) &= -M_6 \\ \frac{d\varphi_m}{dt} = \omega_m, \quad \frac{d\varphi_i}{dt} = \omega_i, \quad \text{dla } i = 1, \dots, 6 \end{aligned} \quad (10)$$

W wyniku przekształceń otrzymano układ równań części elektrycznej i mechanicznej sprowadzony do formy równań obliczeniowych (11):

$$\begin{aligned} \frac{dx_i}{dt} &= -a_{i1}x_i + a_{i2}x_{i+2} + u_i, \quad \text{dla } i = 1, 2 \\ \frac{dx_i}{dt} &= a_{i1}x_{i-2} - a_{i2}x_i \mp x_{i\pm 1}x_5, \quad \text{dla } i = 3, 4 \\ \frac{dx_5}{dt} &= a_{51}(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{a_{52}x_5 + a_{53}}{a_{51}x_5 + 1} - a_{55}(x_{12} - x_{13}) \\ \frac{dx_6}{dt} &= a_{61}(x_{12} - x_{13}) - a_{62}(x_{13} - x_{14}) \\ \frac{dx_i}{dt} &= a_i(x_{i+6} + x_{i+8} - 2x_{i+7}) - b_i x_i^2, \quad \text{dla } i = 7, \dots, 10 \\ \frac{dx_{11}}{dt} &= a_{11m}(x_{17} - x_{18}) - b_{11}x_{11}^2 \\ \frac{dx_{12}}{dt} &= \frac{1}{p}x_5, \quad \frac{dx_i}{dt} = x_{i-7}, \quad \text{dla } i = 13, \dots, 18 \end{aligned} \quad (11)$$

Współczynniki a_{ij} w układzie równań (11) zawierają funkcje nieliniowe L_m i R_r , co powoduje konieczność ich określania dla każdego kroku symulacji obliczeniowej. Współczynniki a_{ij}, a_i i b_i przedstawiają zależności:

$$\begin{aligned}
a_{11} = a_{21} &= \frac{R_s L_r}{L_s L_r - L_m^2}, & a_{12} = a_{22} &= \frac{R_s L_m}{L_s L_r - L_m^2}, & a_{31} = a_{41} &= \frac{R_r L_m}{L_s L_r - L_m^2}, \\
a_{32} = a_{42} &= \frac{R_r L_s}{L_s L_r - L_m^2}, & a_{51} &= \frac{p^2}{\theta_m} \cdot \frac{L_m}{L_s L_m - L_m^2}, & a_{52} &= \frac{\mu_r a r_{sr}^2 N}{\theta_m}, & a_{53} &= \frac{p \mu_s r_{sr} N}{\theta_m}, \\
a_{54} &= \frac{a r_{sr}}{p}, & a_{55} &= \frac{p k_1}{\theta_m}, & a_{61} &= \frac{k_1}{\theta_1}, & a_{62} &= \frac{k_2}{\theta_1}, & a_7 = a_8 = a_9 = a_{10} = a_{11m} &= \frac{k_2}{\theta_2}, \\
b_7 = b_8 = b_9 = b_{10} = b_{11} &= \text{const}/\theta_2,
\end{aligned}$$

gdzie: r_{sr} – średni promień łożyska widowego, μ_r , μ_s – współczynniki tarcia, N – siła nacisku, a – stała. Zmienne stanu x_i w układzie równań (11) przedstawiają zależności: $x_1 = \psi_{s\omega}$, $x_2 = \psi_{s\beta}$, $x_3 = \psi_{r\omega}$, $x_4 = \psi_{r\beta}$, $x_5 = p\omega_m$, $x_6 = \omega_1$, $x_7 = \omega_2$, $x_8 = \omega_3$, $x_9 = \omega_4$, $x_{10} = \omega_5$, $x_{11} = \omega_6$, $x_{12} = \varphi_m$, $x_{13} = \varphi_1$, $x_{14} = \varphi_2$, $x_{15} = \varphi_3$, $x_{16} = \varphi_4$, $x_{17} = \varphi_5$, $x_{18} = \varphi_6$.

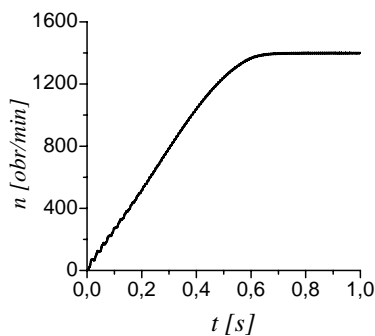
Układ równań (11), opisujący zespół napędowy reaktora polimeryzacji, pozwala na szeroką analizę obliczeniową tego zespołu, umożliwiającą uwzględnienie nieliniowości obwodów magnetycznych, zjawiska wypierania prądu w prętach, wyznaczanie momentów skrętnych w odcinkach mieszadła oraz uwzględnienie nieliniowej charakterystyki łożyska ślizgowego w układzie zawieszenia.

4. ANALIZA OBLICZENIOWA

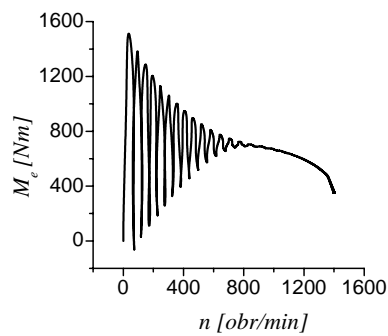
W artykule przedstawiono przykładowo następujące przypadki obliczeń stanów nieustalonych: Przypadek 1. Włączenie układu zasilania do sieci sztywnej dla momentu obciążenia niezależnego od prędkości kątowej, rozłożonego dyskretnie wzdłuż osi wału mieszadła.

Przypadek 2. Rozruch częstotliwościowy z wykorzystaniem przemiennika częstotliwości dla momentu obciążenia zależnego od prędkości kątowej, rozłożonego dyskretnie wzdłuż osi wału mieszadła.

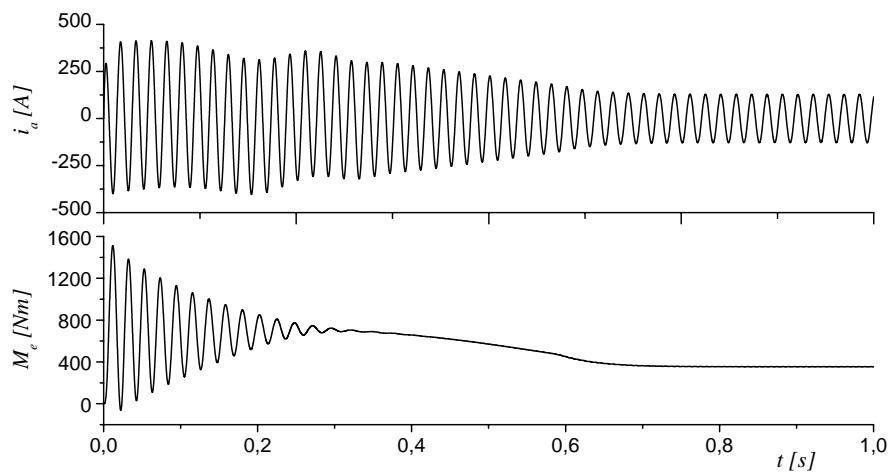
Wyniki obliczeń symulacyjnych odpowiednio dla przyjętych przypadków obliczeniowych przedstawiono na rysunkach: dla przypadku 1 – rys. 4, 5, 6, 7 i dla przypadku 2 – rys. 8, 9, 10, 11.



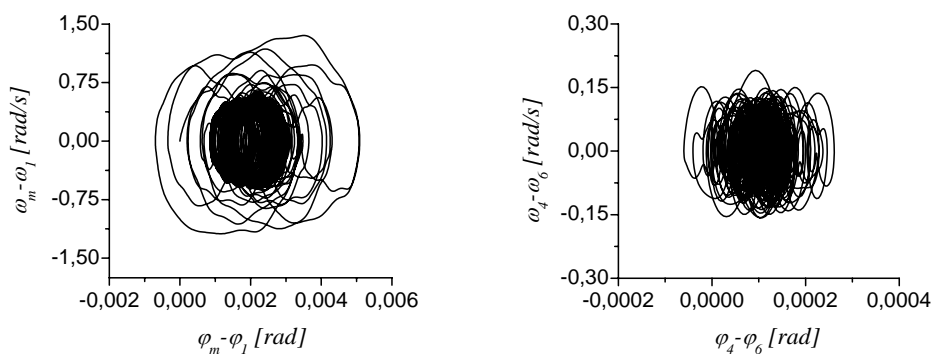
Rys. 4. Charakterystyka czasowa prędkości obrotowej silnika



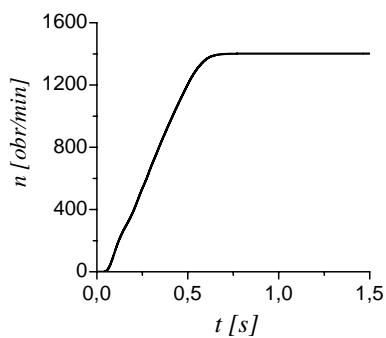
Rys. 5. Trajektoria zmian momentu w funkcji prędkości obrotowej



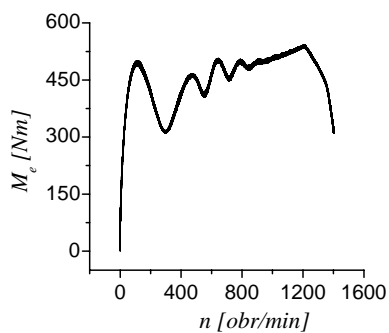
Rys. 6. Charakterystyki czasowe prądu fazowego i momentu elektromagnetycznego silnika



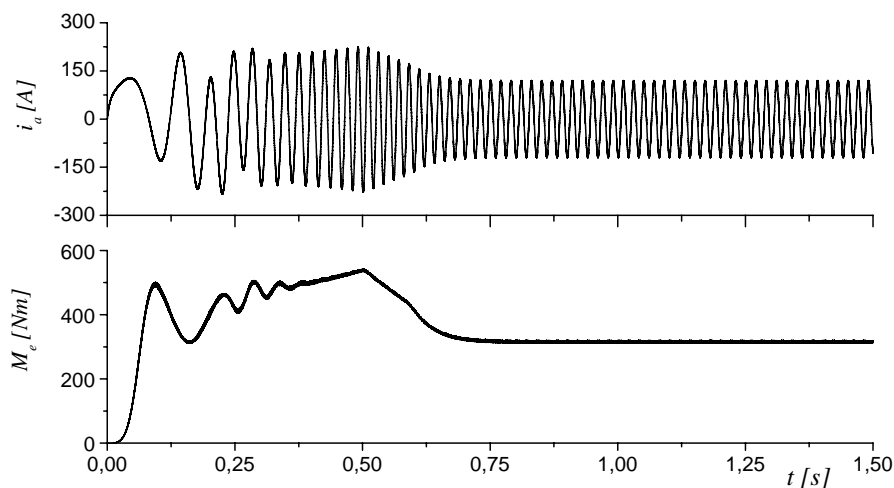
Rys. 7. Trajektorie zmian prędkości kątowej na końcach łącznika i miesadła względem ich początków w funkcji kąta skręcenia



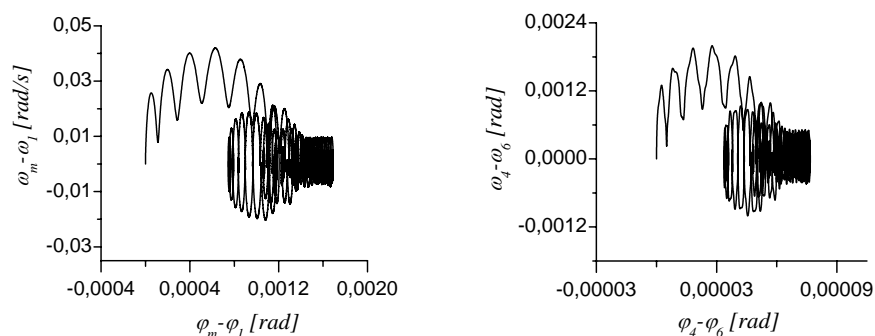
Rys. 8. Charakterystyka czasowa prędkości obrotowej silnika



Rys. 9. Trajektorja zmian momentu w funkcji prędkości obrotowej



Rys. 10. Charakterystyki czasowe prądu fazowego i momentu elektromagnetycznego silnika



Rys. 11. Trajektorie zmian prędkości kątowej na końcach łącznika i mieszađła względem ich początków w funkcji kątów skręcenia

5. WNIOSKI

W oparciu o uzyskane wyniki obliczeniowe dla przyjętych przypadków, zilustrowane za pomocą przebiegów czasowych i trajektorii, można sformułować następujące wnioski pod kątem wykorzystania obliczeń symulacyjnych dla prac projektowych przyjętego do realizacji układu napędowego:

- zmianom prędkości kątowej końcówki łącznika $\omega_l = \omega_m - \omega_l$ w przedziale $[-0,55 +0,55]$ rad/s odpowiada skręcenie łącznika $\varphi_l = \varphi_m - \varphi_l$ w przedziale $[+0,001, +0,003]$ rad zgodnie z rys. 7 dla przypadku 1,
- zmianom prędkości kątowej końcówki mieszađła $\omega_m = \omega_4 - \omega_6$ w przedziale $[-0,15 +0,12]$ rad/s odpowiada skręcenie mieszađła $\varphi_m = \varphi_4 - \varphi_6$ w przedziale $[+0,00005, +0,00015]$ rad zgodnie z rys. 7 dla przypadku 1,

- zmianom prędkości kątowej końcówki łącznika $\omega_l = \omega_m - \omega_1$ w przedziale $[-0,015 + 0,015]$ rad/s odpowiada skręcenie łącznika $\varphi_l = \varphi_m - \varphi_1$ w przedziale $[+0,0012, +0,0018]$ rad zgodnie z rys. 11 dla przypadku 2,
- zmianom prędkości kątowej końcówki mieszadła $\omega_m = \omega_4 - \omega_6$ w przedziale $[-0,0005 + 0,0005]$ rad/s odpowiada skręcenie mieszadła $\varphi_m = \varphi_4 - \varphi_6$ w przedziale $[+0,00004, +0,000065]$ rad zgodnie z rys. 11 dla przypadku 2.

Przedziały zmian $\omega_b, \omega_m, \varphi_b, \varphi_m$ przyjęto dla najczęściej powtarzających się wahań.

Wyznaczone przedziały skręcenia łącznika i mieszadła w analizowanym układzie napędowym, dla przyjętych przedziałów zmian prędkości kątowej pracy układu, mają zasadnicze znaczenie przy opracowywaniu wytycznych projektowych podczas realizacji tego typu układów napędowych w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych.

Przedstawione w artykule obliczenia symulacyjne posłużyły do określenia wymogów projektowych układu napędowego reaktora polimeryzacji zrealizowanego w projekcie celowym nr 6 T10 2003C/06105 [1], w efekcie którego wykonano prototypowy silnik do napędu mieszalnika w komorze reaktora polimeryzacji

LITERATURA

- [1] Rusek A., Popena A., Flaszka J., Lis M., Gapik A., *Opracowanie i wykonanie silnika indukcyjnego specjalnego wykonania z przetwornicą częstotliwości o zmodyfikowanym układzie sterowania do uruchomienia produkcji głównych układów napędowych reaktorów polimeryzacji*, Sprawozdanie końcowe z realizacji zadań badawczych wykonanych w projekcie celowym Nr 6 T10 2003C/06105, Częstochowa – Płock, wrzesień 2005.
- [2] Popena A., The mathematical model of induction machine with variable mutual inductance (Artykuł w druku), *PCIM Europe*, Norymberga Niemcy 2006.
- [3] Szklarski L., Zarudzki J., *Elektryczne maszyny wyciągowe*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa – Kraków 1998.
- [4] Puchała A., *Elektromechaniczne przetworniki energii*, BOBRME Komel, Katowice 2002.

Streszczenie: W artykule zawarto opis prototypowego układu napędowego reaktora polimeryzacji z zastosowaniem silnika indukcyjnego specjalnego wykonania w korpusie rurowym. Przedstawiono model matematyczny układu napędowego z uwzględnieniem rzeczywistego obciążenia mieszadła w komorze reaktora polimeryzacji. W oparciu o model matematyczny przeprowadzono obliczenia symulacyjne dla różnych przypadków zasilania układu oraz różnych przypadków stanów pracy komory polimeryzacji. Wyniki obliczeń przedstawiono w formie przebiegów czasowych i trajektorii. Przyjęte do symulacji przypadki obliczeniowe obejmują najbardziej charakterystyczne stany pracy komory mieszalnika reaktora polimeryzacji. Uzyskane wyniki obliczeń symulacyjnych mają w dużej mierze praktyczne zastosowanie do określenia maksymalnych obciążeń występujących na elementach łączeniowych mieszalnika komory polimeryzacji.

Słowa kluczowe: modelowanie matematyczne, napędy elektryczne, polimeryzacja.

METODY ANALIZY STABILNOŚCI NADPRZEWODNIKÓW SILNOPRĄDOWYCH

Paweł SURDACKI

*Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
ul. Nadbystrzycka 38a, 20-618 Lublin, e-mail: p.surdacki@pollub.pl*

Methods of high-current superconductor stability analysis

Abstract: *In this paper, some methods of stability analysis of high-current composite superconductor wires which are applied in superconducting power devices, have been presented. Some stability criteria have been compared using investigation of heating vs. resistive zone length and cooling and heating flow vs. temperature.*

Keywords: *superconducting devices, high-current superconductors, superconductor stability, superconductivity loss (quench).*

1. WSTĘP

Niekontrolowana utrata nadprzewodzenia w silnoprądowych urządzeniach nadprzewodnikowych, takich jak kable, transformatory, ograniczniki prądu i cewki zasobników energii, może spowodować nieodwracalne uszkodzenie tych urządzeń, wywołane przegrzaniem, przepięciami i odkształceniami elementów nadprzewodnikowych. Niezbędnym etapem w projektowaniu i eksploatacji tych urządzeń jest zapewnienie ich stabilnej pracy w stanie nadprzewodzenia. Stabilność elementu nadprzewodnikowego oznacza zdolność jego powrotu do nadprzewodzącego stanu pracy po uprzedniej utracie nadprzewodnictwa pod wpływem oddziaływania zaburzenia. Zagwarantowanie nadprzewodnikowi stabilności, przy określonych parametrach krytycznych dla danego materiału, jest zagadnieniem niezwykle ważnym dla niezawodnej i bezpiecznej pracy urządzenia i jednocześnie trudnym do pełnego przeanalizowania [1-4].

Celem pracy jest analiza wybranych zjawisk cieplnych, magnetycznych i elektrycznych, wpływających na utratę nadprzewodzenia w nadprzewodnikach silnoprądowych [5] oraz przedstawienie i porównanie metod i kryteriów badania ich stabilności.

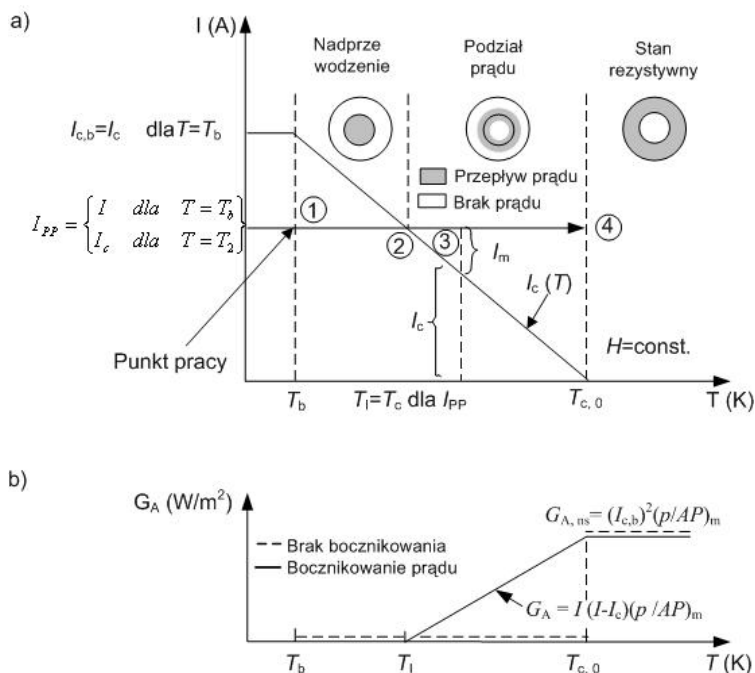
2. KRYTERIA STABILNOŚCI I BILANS ENERGII

Głównym założeniem projektowym, niezbędnym do zdefiniowania pojęcia stabilności jest bilans energetyczny przewodu kompozytowego lub cewki, który może być opisany następująco:

szybkość zmian energii termicznej przewodnika = szybkość przepływu ciepła przez przewodzenie + szybkość wytwarzania energii cieplnej – szybkość przepływu ciepła poprzez konwekcję

Równowaga opisana powyżej dotyczy kompozytowego przewodu otoczonego przez czynnik chłodzący, będącego pod wpływem zarówno wewnętrznych jak i zewnętrznych zaburzeń prowadzących do niestabilności. Celem tego założenia jest utrzymanie punktu pracy przewodnika w zakresie granic wyznaczanych przez powierzchnię krytyczną, przy spełnieniu dodatkowego warunku, że jeżeli wystąpi zaburzenie, to przywrócenie stanu nadprzewodnictwa jest ciągle możliwe.

Można wyróżnić trzy stany fizyczne w przewodzie, pracującym w danym polu magnetycznym o natężeniu H , przenoszącym stały prąd o wartości I i znajdującym się w różnych temperaturach T . Stany te są przedstawione na rys. 1a jako: stan nadprzewodnictwa, stan podziału prądu i stan rezystywny.



Rys. 1. a. Zależność prądu kompozytowego przewodu nadprzewodnikowego w funkcji temperatury przy stałym natężeniu pola; b. Zależność strumienia wytworzonego ciepła Joule'a w funkcji temperatury dla danego prądu

W pełnym stanie nadprzewodzącym wartość płynącego prądu jest mniejsza od wartości krytycznej, podobnie jak natężenie pola magnetycznego i temperatura. W stanie podziału prądu, prąd częściowo przepływa przez matrycę stabilizatora z powodu

pojawienia się stref rezystywnych w nadprzewodniku, charakteryzujących się o wiele większą rezystancją w porównaniu z rezystancją matrycy. W trzecim przypadku, gdy temperatura wzrośnie powyżej wartości krytycznej, nadprzewodnik przejdzie do stanu rezystywnego, a prąd będzie przenoszony w całości przez matrycę stabilizatora.

Na dolnym wykresie (rys. 1b) przedstawiono strumień generowanego ciepła Joule'a odpowiadający powyższym trzem stanom. W stanie nadprzewodnictwa ciepło Joule'a jest zerowe. W trybie podziału prądu energia termiczna generowana na jednostkę powierzchni przewodnika jest równa

$$G_A = I \cdot I_m (\rho / AP)_m = I(I - I_c)(\rho_m / AP)_m \quad (1)$$

gdzie: ρ_m – rezystywność elektryczna materiału stabilizatora ($\Omega \cdot m$), I – ustalony prąd pracy przewodu kompozytowego, I_c – prąd krytyczny (wartość zależna od temperatury przewodu), $I_m = I - I_c$ – prąd płynący przez matrycę stabilizatora, A_m – przekrój poprzeczny matrycy stabilizatora (m^2), P_m – obwód przewodu (m).

W stanie rezystywnym dla $I = I_{c,b}$, strumień energii cieplnej wygenerowanej ma stałą wartość

$$G_A = I_{c,b}^2 (\rho / AP)_m \quad (2)$$

gdzie: $I_{c,b}$ - gęstość prądu krytycznego w temperaturze kąpieli kriogenicznej.

Temperatura T przewodu kompozytowego opisana jest przez następującym równaniem gęstości mocy:

$$e_h = g_k + g_j + g_d - g_q \quad (3)$$

gdzie: $e_h = C_{cd} \partial T / \partial t$ - szybkość zmian gęstości energii cieplnej przewodu. C_{cd} - pojemność cieplna przewodu kompozytowego, uwzględniająca pojemność cieplną nadprzewodnika i metalu matrycy (zazwyczaj miedzi lub srebra), g_k - przepływ ciepła wewnątrz przewodu na drodze przewodnictwa, g_j - gęstość energii cieplnej wytwarzanej przez ciepło Joule'a (składnik ten ma wartość zerową, gdy przewód jest w pełnym stanie nadprzewodzenia), g_d - ciepło generowane poprzez czynniki magnetyczne i mechaniczne (istotny w analizie cewek adiabatycznych, w których brak jest chłodzenia reprezentowanego przez g_q), g_q - chłodzenie przewodu na drodze konwekcji (składnik ten odgrywa główną rolę w tzw. magnesach kriostabilnych, natomiast brak go w magnesach adiabatycznych).

3. KRYTERIA STABILNOŚCI NADPRZEWODNIKÓW SILNOPRĄDOWYCH

3.1. Kryterium kriostatyczne

Dla kryterium kriostatycznego wprowadza się parametr stabilności Stekly'ego [6]:

$$\alpha = \frac{G_A}{Q_A} = \frac{(\rho_m I_{c,b}^2) / (A_m P)}{f_p h (T_{c,0} - T_b)} = \frac{\rho_m I_{c,b}^2}{f_p h P A_m (T_{c,0} - T_b)} \quad (4)$$

określający stosunek szybkości generacji energii cieplnej do szybkości przenoszenia ciepła na drodze konwekcji, gdzie: $T_{c,0}$ – temperatura krytyczna nadprzewodnika na granicy stabilności przy zerowym prądzie roboczym (rys. 1), T_b – temperatura kąpeli chłodzącej, h – współczynnik przenoszenia ciepła (W/m²K), f_p – współczynnik równy części obwodu matrycy faktycznie wystawionego na działanie czynnika chłodzącego.

W warunkach podziału prądu napięcie na jednostkę długości przewodu V_L , określone jest wzorem:

$$V_L = I_m \frac{\rho_m}{A_m} = (I - I_c) \frac{\rho_m}{A_m} = \left[I - I_{c,b} \left(1 - \frac{T_I - T_b}{T_{c,0} - T_b} \right) \right] \frac{\rho_m}{A_m} \quad (5)$$

Dzieląc obie strony równania przez ρ_m/A_m a następnie przez prąd $I_{c,b}$ otrzymuje się równanie

$$\frac{V_L}{I_{c,b}(\rho_m/A_m)} = \frac{I}{I_{c,b}} - 1 + \frac{T_I - T_b}{T_{c,0} - T_b} \quad \text{lub} \quad v = i - 1 + \theta \quad (6)$$

dla znormalizowanego napięcia $v = \frac{V_L}{I_{c,b}(\rho_m/A_m)}$, znormalizowanego prądu $i = \frac{I}{I_{c,b}}$

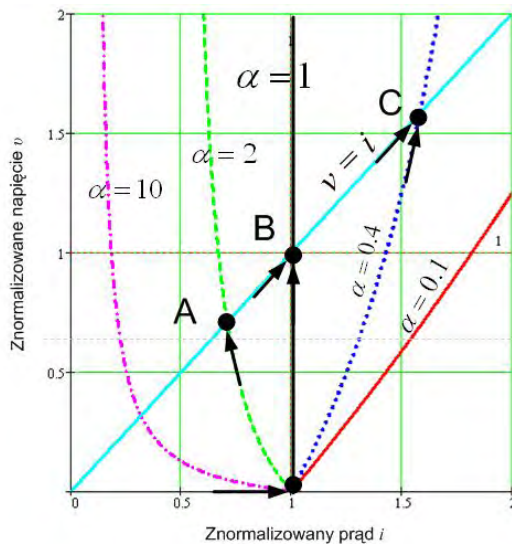
oraz znormalizowanej temperatury $\theta = \frac{T_I - T_b}{T_{c,0} - T_b}$.

Poprzez wyeliminowanie znormalizowanej temperatury z równań: $\theta = v - i + 1$

i $v = \theta / \alpha i$ otrzymuje się zredukowane napięcie w funkcji zredukowanego prądu w matrycy:

$$v(i) = \frac{-i + 1}{\alpha i - 1} \quad (7)$$

Linia $v = i$ na wykresie zależności zredukowanego napięcia od zredukowanego prądu (rys. 2) przedstawia stan rezystywny. Jeśli przewodnik jest w pełni nadprzewodzący, wtedy zredukowana wartość prądu zawiera się między $0 < i < 1$ (linia 0-1). W przypadku podziału prądu, prąd zawiera się w granicach $1 < i < 1/\alpha^{1/2}$.



Rys. 2. Zależność zredukowanego napięcia v od zredukowanego prądu i dla różnych wartości parametru Stekly'ego

Pełna kriostabilność odpowiada krzywej 0-1-C ($\alpha < 1$) i dostatecznemu chłodzeniu. Krzywa 0-1-A ($\alpha > 1$) odpowiada niedostatecznemu chłodzeniu. Wraz ze wzrostem prądu i z 0 do 1, nadprzewodnik traci nadprzewodzenie dla $i = 1$. Podczas obniżania prądu przy stanie rezystywnym (wzdłuż linii $v=i$) przewodnik przełącza się z powrotem do stanu nadprzewodnictwa dla $i = 1/\alpha^{1/2}$.

Dla $\alpha > 1$ (przypadek braku kriostabilności), gdy raz przewodnik przejdzie w stan rezystywny, prąd transportu musi zostać obniżony do wartości w punkcie A, by nastąpiło przywrócenie stanu nadprzewodnictwa.

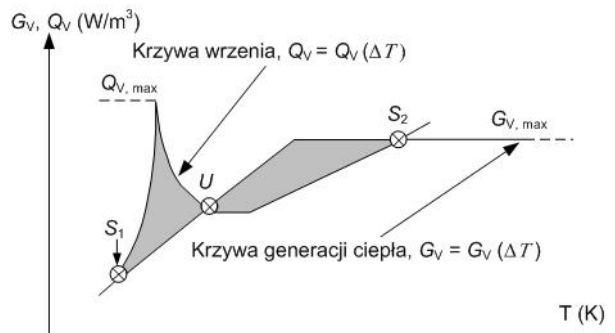
3.2. Kryterium równych powierzchni

Kryterium stabilności Stekly'ego zaniża gęstość prądu możliwą do osiągnięcia bardziej niż jest to konieczne, natomiast wykazano [7], że bezwarunkowa stabilność może być zachowana przy wyższych gęstościach prądu. Wartość minimalnego prądu propagacji znaleziono, wychodząc z jednowymiarowego równania bilansu cieplnego dla długiego nadprzewodnika zanurzonego w kąpeli ciekłego helu.

Kryterium Stekly'ego uwzględniało usuwanie wytworzonej energii termicznej z przewodu tylko przez konwekcję, tak więc mechanizm przewodzenia został zaniedbany. Jest to konsekwencją przyjęcia założenia istnienia jednorodnego rozkładu temperatury wzdłuż przewodu. Założenie to może zostać łatwo naruszone, ponieważ materiał matrycy (zazwyczaj miedź) jest termicznym przewodnikiem.

Założmy, że kompozytowy przewód nadprzewodnikowy przewodzący prąd stały I w geometrii jednowymiarowej (np. długi cylindryczny pręt z $D/L \ll 1$, gdzie D - średnica zewnętrzna, L - długość przewodu) jest zanurzony w kąpeli ciekłego helu. Zaburzenie wywołane niestabilnością inicjuje pojawienie się strefy rezystywnej w części nadprzewodnikowej przewodu, co prowadzi do zjawiska podziału prądu. Generowana energia termiczna wywołana ciepłem Joule'a w matrycy przewodu przewodzącej prąd, spowoduje wzrost temperatury przewodu. Gdy w końcu cały prąd zacznie przepływać przez matrycę, każdemu następnemu wzrostowi temperatury będzie towarzyszył wytwarzanie stałej energii cieplnej G (przy stałym natężeniu prądu). Z powodu wzrostu temperatury powierzchni przewodu, przepływ ciepła do cieczy chłodzącej może zmienić się z wrzenia pęcherzykowego (początkowo przy niewielkich zmianach temperatury) we wrzenie warstewkowe (dla bardziej znaczących różnic temperatury).

Charakterystyka wrzenia (np. krzywa wielkości przepływu ciepła w funkcji różnicy temperatur) będzie określać wielkość ciepła usuwanego. Na rys. 3 obie wielkości: wytworzona energia cieplna i ciepło chłodzenia są przedstawione w funkcji różnicy temperatury pomiędzy powierzchnią przewodu i kąpeli ciekłego helu [7].



Rys. 3. Twierdzenie o równych powierzchniach: krzywa wrzenia (Q_v) i krzywa wytwarzanej energii cieplnej (G_v). Równość dwóch wielkości energii (równość odpowiadających powierzchni) odpowiada warunkowi równowagi $Q_v = G_v$ w całym przewodzie

Powierzchnia zamknięta pomiędzy krzywą generowanej energii cieplnej i krzywą wrzenia cieczy chłodzącej a odcinkiem S1–U, jest proporcjonalna do nadmiaru energii termicznej usuniętej z przewodu. Podobnie, powierzchnia zamknięta odcinkiem U–S2 pomiędzy krzywą wytwarzanej energii cieplnej i odpowiadającym odcinkiem wrzenia warstwowego charakterystycznej krzywej wrzenia, jest proporcjonalna do nadmiaru energii cieplnej generowanej wewnątrz przewodu. Z powodu różnicy temperatur pomiędzy ciepłym i zimnym końcem, przewodzenie ciepła będzie miało miejsce wzdłuż przewodu, prowadząc do usunięcia nadmiaru energii cieplnej z ciepłego końca, poprzez przejmowanie ciepła przy wrzeniu z końca zimnego. Równowaga stała dla tego procesu przepływu ciepła będzie osiągnięta, jeśli wielkości dwóch nadmiarów energii termicznej (reprezentowanego przez zacienioną powierzchnie pomiędzy krzywymi na rys. 3) są dokładnie takie same.

Sytuacja ta odpowiada granicznemu przypadkowi stabilizacji kriogenicznej. Jeśli szybkość zmian energii cieplnej dla zimnego końca jest większa niż dla ciepłego końca, to temperatura przewodu ostatecznie powróci do temperatury początkowej, równej temperaturze cieczy chłodzącej. Prowadzi to do zaniknięcia strefy rezystywnej i odzyskania stanu nadprzewodzenia przewodu.

W postaci analitycznej dla jednowymiarowego przepływu ciepła, równowaga ta przedstawia się następująco:

$$\frac{d}{dx} \left[k(T) \frac{dT}{dx} \right] = \frac{\varphi_p Ph}{A} (T - T_b) - \frac{\rho_m(T) I_{c,b}^2}{AA_m} \left(\frac{T - T_b}{T_{c,0} - T_b} \right) \quad (8)$$

gdzie: A – powierzchnia przekroju poprzecznego przewodu (m^2), k – przewodność cieplna matrycy ($W/m \cdot K$).

Opiera się ona na jednowymiarowym równaniu równowagi cieplnej dla długiego przewodu nadprzewodnikowego, chłodzonego cieczą kriogeniczną. Równanie to jest reprezentowane przez punkty przecięcia się charakterystyk chłodzenia q i nagrzewania Q (rys. 3). Z dwóch widocznych punktów przecięcia, tylko punkt leżący po prawej stronie jest stabilny przy zewnętrznych małych zaburzeniach. Prowadzi to do równania całkowego

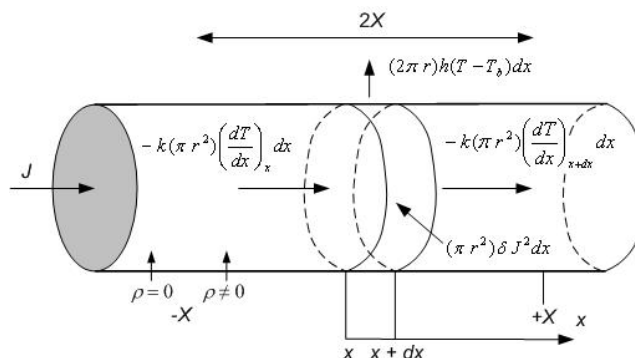
$$\int_{T_b}^{T_2} (Q - q) k dT = 0 \quad (9)$$

gdzie: k – współczynnik przewodnictwa cieplnego.

3.3 Kryterium minimalnej strefy propagacji

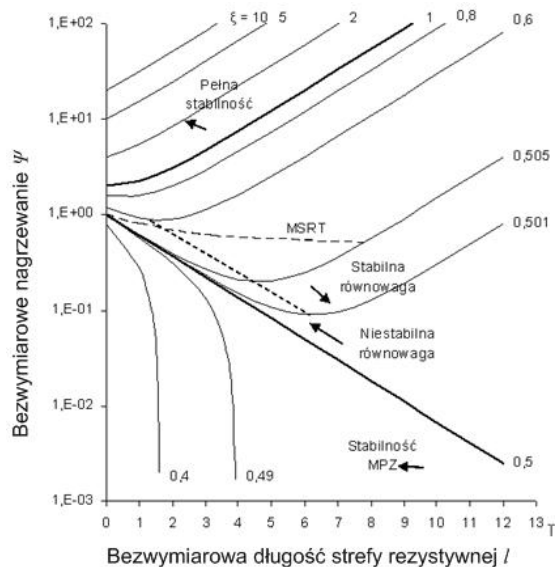
Koncepcja minimalnej strefy propagacji (minimum propagation zone – MPZ) [7,8] rozwinięta została w obszerną teorię stabilności. Pierwotnie podejście opierało się na prostym bilansie energetycznym materiału nadprzewodnikowego idealizowanego - nieskończonego w przestrzeni, lecz ze zlokalizowanymi źródłami energii cieplnej generowanej wewnątrz uprzednio istniejącej strefy rezystywnej o skończonych rozmiarach.

Podejście to zakłada równowagę pomiędzy energią termiczną generowaną przez ciepło Joule'a (wewnątrz uprzednio wytworzonych stref rezystywnych) i wielkością przenoszenia ciepła ze strefy rezystywnej poprzez przewodzenie wzdłuż przewodu. Dlatego fizyczny rozmiar strefy rezystywnej, która prowadzi do całkowitej utraty nadprzewodzenia, według przyjętej zasady, zależy od równowagi pomiędzy ciepłem Joule'a w strefie rezystywnej i ciepłem przewodzoną na zewnątrz strefy rezystywnej przez przewodnictwo. W rezultacie przy założeniu spełnienia warunków bilansu energetycznego opisanego powyżej, strefa rezystywna nie będzie wzrastać ani też zanikać. Strefa rezystywna zdefiniowana w ten sposób jest nazywana minimalną strefą propagacji (MPZ).



Rys. 4. Odcinek drutu nadprzewodnikowego z utworzoną strefą rezystywną ($\rho \neq 0$) o długości $2X$. Na zewnątrz strefy rezystywnej przewód jest w stanie nadprzewodzenia ($\rho = 0$). Przewodnik jest wystawiony na działanie chłodzenia konwekcyjnego. Wewnątrz strefy rezystywnej wytwarzana jest energia cieplna usuwana z przewodu przez przewodzenie

Najprostszym realistycznym przykładem takiej sytuacji, jest przypadek, który wymaga rozważania warunków pracy przy braku podziału prądu i istnieniu dodatkowego chłodzenia konwekcyjnego. Załóżmy, że liniowy nadprzewodnik, z wytworzoną już wcześniej strefą rezystywną o długości $2X$, jest chłodzony przez: 1) ciecz chłodzącą w temperaturze T_b i 2) przez przewodzenie w kierunkach osiowych (rys. 4).



Rys. 5. Zależność bezwymiarowego nagrzewania od bezwymiarowej długości strefy rezystywnej dla różnych wartości parametru stabilności ξ

Na rys. 5, przedstawiającym bezwymiarowe nagrzewanie w zależności od bezwymiarowej długości strefy rezystywnej dla różnych wartości parametru stabilności $\xi=1/\alpha$ można zaobserwować trzy wyraźne obszary. Pierwszy obszar odpowiada parze

wartości: bezwymiarowego nagrzewania Ψ i bezwymiarowej długości strefy rezystywnej l , takich, że parametr stabilności $\xi < 0,5$. Drugi obszar odpowiada parametrowi stabilności w granicach $0,5 < \xi < 1$, a trzeci obszar dla $\xi > 1$. W pierwszym obszarze, np. dla współczynnika stabilności $\xi = 0,49$, nadprzewodnik jest w najmniej stabilnej sytuacji. W obszarze tym minimalna strefa propagacji istnieje dla każdego $0 < \xi < 0,5$. Przy $\xi = 0,5$ minimalna strefa propagacji jest teoretycznie nieskończenie duża. Drugi obszar ($0,5 < \xi < 1$) charakteryzuje się wzrastającą stabilnością. Każda linia $\xi = \text{const.}$ w tym obszarze posiada minimum, dlatego lewa strona każdego rozgałęzienia tych linii odpowiada niestabilnej równowadze (pomiędzy wartością $l = 0$ i l przy Ψ_{min} , dla każdego ξ). Położenie tych minimów definiuje rozgałęzienie pomiędzy niestabilną i stabilną równowagą.

4. PORÓWNANIE KRYTERIÓW STABILNOŚCI

W tabelicy 1 zestawiono główne właściwości wszystkich kryteriów stabilności omówionych w tej pracy, jak też i innych znanych kryteriów. Zaznaczono, z których składników w bilansie energetycznym (równanie 3) korzysta dane kryterium. Parametr 0 oznacza, iż dany człon jest pomijalny lub nie jest uwzględniony w równaniu bilansu energetycznego; + oznacza, iż równanie bilansu zawiera dany człon.

Tab. 1. Porównanie kryteriów stabilności [8,9,10]

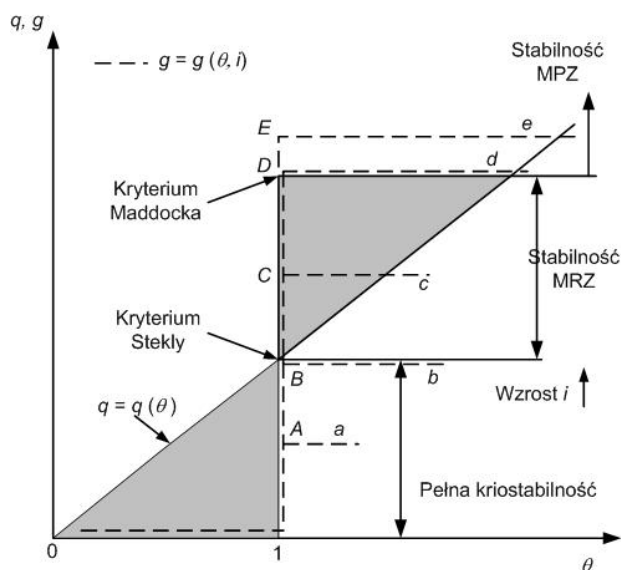
Kryterium stabilności	g_k	g_j	g_d	g_q
od przeskoków strumienia	0	0	+	0
kriostabilność	0	+	0	+
stabilność dynamiczna	+	+	0	+
równych powierzchni	+	+	0	+
MPZ	+	+	0	0

Zależność zredukowanego strumienia chłodzenia w funkcji zredukowanej temperatury dla trzech najważniejszych kryteriów stabilności: Stekly'ego (kriostabilności), Maddocka (równych powierzchni) i Wipfa (MPZ) przedstawiono na rys. 6. Założono, że strumień chłodzenia ma liniową zależność w funkcji temperatury i nie występuje podział prądu.

Dla zredukowanego wytwarzania ciepła, dla przypadku opisanego krzywą a, nadprzewodnik jest w trybie pełnej stabilności (przypadek kriostabilności). Ograniczenie takiego typu zachowania opisuje kryterium Stekly'ego (zredukowany strumień ciepła jest określony przez krzywą b). Jeśli prąd dalej wzrośnie (pokazuje to wzrost prądu i na rys. 6), nadprzewodnik osiągnie obszar stabilności MRZ (minimalna strefa odzyskiwania nadprzewodnictwa), opisany przez Wipf-a (linia c). Dalszy wzrost prądu mogą w końcu zapewnić warunki, które odpowiadają kryterium równych powierzchni Maddocka (linia d). Dla linii d powierzchnie pomiędzy krzywymi reprezentującymi zredukowany strumień chłodzenia i zredukowany strumień generacji ciepła są równe. Jeśli prąd wzrośnie jeszcze bardziej, zostanie osiągnięta strefa stabilności MPZ (krzywa e).

Krzywe 0-1-A-a, 0-1-B-b, 0-1-C-c, 0-1-D-d i 0-1-E-e, (każda oznaczona linią przerywaną) odpowiadają różnym wartościom wytworzonego ciepła g , każda dla ustalonego prądu. Krzywa zredukowanego strumienia chłodzenia jest taka sama dla

wszystkich przypadków. W obszarze pełnej kriostabilności (krzywa 0–1–A–a) odpowiedni prąd powoduje, że ciepło Joule'a jest mniejsze niż wielkość chłodzenia dla każdej osiągniętej temperatury. Warunki stabilności dla krzywej 0–1–B–b spełniają kryterium Stekly'ego (krzywa dla $x = 1,0$ na rys. 5). Warunki stabilności dla krzywej 0–1–D–d spełniają kryterium Maddocka (obie zaciemnione powierzchnie poniżej i powyżej krzywej chłodzenia są sobie równe – por. krzywą dla $x = 0,5$ na rys. 5).



Rys. 6. Zależność zredukowanego strumienia chłodzenia $q = Q_A/[h(T_{c,0} - T_b)]$, i zredukowanego strumienia generowanej energii cieplnej $g = G_A/[h(T_{c,0} - T_b)]$, w funkcji zredukowanej temperatury $\theta = (T_1 - T_b)/(T_{c,0} - T_b)$

5. PODSUMOWANIE I WNIOSKI

Konwencjonalna teoria stabilności kriogenicznej zarówno dla nisko-temperaturowych jak i wysoko-temperaturowych nadprzewodników nie jest w stanie uwzględnić wszystkich zagadnień związanych z projektowaniem nowych urządzeń nadprzewodnikowych.

Zjawisko utraty i powrotu do stanu nadprzewodzenia ma charakter przejściowy, związany z rozprzestrzenianiem się strefy rezystywnej, podczas którego zmieniają się parametry cieplne i krytyczne materiałów nadprzewodnikowych i stabilizujących. Współczesna teoria stabilności powinna opierać się na niestacjonarnej analizie propagacji tej strefy, a nie tylko na wyznaczonej wcześniej jej prędkości.

Zastosowanie nadprzewodników wysokotemperaturowych w urządzeniach silnoprądowych zapoczątkowało nowe badania nad właściwościami termofizycznymi oraz wymianą ciepła dla szerokiego zakresu temperatur od helowych do azotowych. W wyniku tego istnieje konieczność uwzględnienia w analizie stabilności silnej nieliniowości oraz anizotropowości drutów nawojowych i taśm z nadprzewodników wysokotemperaturowych.

LITERATURA

- [1] Wilson M.N., *Superconducting Magnets*, Clarendon Press, Oxford 1983.
- [2] Sosnowski J., *Nadprzewodnictwo i zastosowania*, Wyd. Książkowe Instytutu Elektrotechniki, Warszawa 2003.
- [3] Malinowski L., *Stabilność termiczna technicznych nadprzewodników*, Prace Naukowe Politechniki Szczecińskiej, Szczecin 1991.
- [4] Larbalestier D.C, Scanlan R., Malozemoff A.P., Superconducting Materials for Large Scale Applications, *Proceedings of the IEEE*, 92 (2004) no. 10, 1639-1652.
- [5] Surdacki P., Zagadnienia stabilności nadprzewodników silnopiędowych, *VI Seminarium i Warsztaty "Zastosowania Nadprzewodników ZN-6"*, Lublin 2006, str. 117-122.
- [6] Sekulic D.P., Edeskuty F.J., Superconductors, cryogenic stabilization, *Engineering Superconductivity*, P. J. Lee (ed.), Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, New York, (2001) 204-218.
- [7] Dresner L., *Stability of Superconductors*; Plenum Press, New York and London, 1994
- [8] Iwasa Y., *Case Studies in Superconducting Magnets. Design and Operational Issues*, Plenum Press, New York and London, 1994
- [9] Iwasa Y., Stability and Protection of Superconducting Magnets – A Discussion; *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*; 15 (2005) no. 2, 1615-1620
- [10] Iwasa Y., HTS magnets: stability; protection; cryogenics; economics; current stability/protection activities at FBML; *Cryogenics*, 43 (2003), 303-316

Streszczenie: W pracy przedstawiono metody analizy oraz kryteria stabilności silnopiędowych przewodów kompozytowych stosowanych w energetycznych urządzeniach nadprzewodnikowych. Przeprowadzono porównanie poszczęólnych kryteriów, analizując nagrzewanie w zależności od długości strefy rezystywnej oraz zależność strumienia chłodzenia i nagrzewania od temperatury.

Słowa kluczowe: urządzenia nadprzewodnikowe, nadprzewodniki silnopiędowe, stabilność nadprzewodnika, utrata nadprzewodzenia.

METODY OCENY SŁABOPRĄDOWYCH ZŁĄCZ STYKOWYCH

Zbigniew ZŁONKIEWICZ

Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
20-618 Lublin, ul. Nadbystrzycka 38a

Assessment methods of direct current contact connections

Abstract: High level of devices integration as well as the increase of their operation requirements caused the necessity to conduct researches on new contact materials, their properties, and their analyze by simulations using modern computer programmes. Deeping of knowledge about processes during their operational use increase with the amount of contacts applied in engineering. Contact systems applied in direct current circuits, must meet high operational use requirements. This is caused by the electronic devices peculiarity, where great significance is paid to stability of work and operating maintenance of parameters. The main task of contacts is to close an electric circuit, conduct electric current and finally to open closed circuit. Each particular change in resistance contact have an effect on electric circuit in an unverifiable way. It may lead to incorrect connecting manipulation, what has an influence of great importance on devices operation reliability. That is why, it is so important to get to know phenomenon occurred during contact operation. Materials used to produce contact must meet high electrical (low and stable transition resistance), mechanical (high mechanical durability), and chemical (long-lasting resistance on atmosphere influence) requirements.

The application of noble metal coats on the basis of non-noble materials increase their resistance on contact surfaces corrosion, and at the same time ensure very low transition resistance. Because of high and constantly growing prizes of gold, wide researches on working out alloy on the warp of noble metal, which could meet contact materials requirements, are carried out.

Keywords: low-current contacts, computer measurement of contact resistance, research on corrosion.

1. WSTĘP

Wysoki stopień integracji sprzętu, wzrost wymagań eksploatacyjnych sprzętu spowodował konieczność prowadzenia badań nad nowymi materiałami stykowymi i ich właściwościami oraz analizowanie ich za pomocą symulacji wykorzystujących nowoczesne programy komputerowe. Pogłębianie wiedzy o tym co zachodzi w czasie użytkowania tych złącz wzrasta wraz z ilością stosowanych styków w technice. Zestykom stosowanym w obwodach słaboprądowych stawiane są wysokie wymagania użytkowe. Spowodowane jest to specyfiką urządzeń elektronicznych, w których szczególne znaczenie ma stabilność pracy oraz utrzymanie parametrów użytkowych (np. rezystancji przejścia). Główne zadanie styków polega na zamknięciu obwodu elektrycznego, przewodzeniu prądu i w końcu na otwarciu zamkniętego obwodu. Każda zmiana rezystancji zestyku wpływa na obwód elektryczny w niesprawdzalny sposób. Może to prowadzić do niewłaściwej manipulacji łączeniowej, co ma istotny wpływ na niezawodność pracy urządzeń. Dlatego tak ważne jest poznanie zjawisk zachodzących podczas pracy zestyków.

Materiałom stosowanym na styki słaboprądowe stawiane są wysokie wymagania pod względem elektrycznym (niska i stabilna rezystancja przejścia), mechanicznym (duża trwałość mechaniczna), oraz chemicznym (długotrwała odporność na działanie agresywnej atmosfery).

Zastosowanie pokryć z metali szlachetnych na podłożu z materiałów nieszlachetnych zwiększa odporność korozyjną powierzchni stykowych, zapewniając jednocześnie bardzo niską rezystancję przejścia. W związku z wysokimi i stale rosnącymi cenami złota prowadzi się szerokie badania nad opracowaniem stopów na osnowie metali szlachetnych, które spełniałyby wymagania stawiane materiałom stykowym.

2. BADANE WŁAŚCIWOŚCI MATERIAŁÓW NA ZESTYKI SŁABOPRĄDOWE

Zestyki słaboprądowe pracują przy napięciach poniżej 20 V i natężeniu prądu do 1A wytwarzane są z zewnętrzną powłoką złota. W ostatnich latach szczególną uwagę zwrócono na stopy palladu z niklem, z zewnętrzną cienką warstwą złota ($0.1\mu\text{m Au}$). Przy analizie pracy zestyku duże znaczenie mają używane na styki materiały, których wybór ze względu na wiele czynników wpływających na ich pracę wymagają dokładnej analizy. Parametr świadczący o niezawodności zestyku jest wartość rezystancji zestyku. Zależy ona od wielu czynników i zmienia się przy każdymłączeniu. Dlatego też, zasadniczym celem jest uzyskanie miarodajnych danych o postaci i parametrach rozkładu rezystancji zestyku w rzeczywistych warunkach eksploatacyjnych. Na ich podstawie możliwe jest porównanie właściwości produkowanych złącz oraz wyeliminowanie błędów technologicznych na podstawie małej liczby próbek z serii produkcyjnej. Ocena postaci i parametrów rozkładu rezystancji zestyku oparta jest na oszacowaniu wyników badań doświadczalnych za pomocą metod analizy statystycznej. Dane uzyskiwane jedynie z ograniczonej liczby pomiarów nie zawierają pełnych informacji niezbędnych do stwierdzenia jaka jest rzeczywista postać i parametry rozkładu. Jedynym możliwym postępowaniem w takim przypadku jest założenie przypuszczalnej postaci aktualnego rozkładu rezystancji zestyku, na podstawie rozkładu empirycznego zaobserwowanego w badanej próbie. Dokonując oceny postaci i parametrów rozkładu rezystancji zestyku nie mamy całkowitej pewności, że uzyskane wyniki odpowiadają rzeczywistości. Dążymy natomiast do tego, aby różnica

między oceną i rzeczywistością nie przekraczała granic warunkujących jej praktyczną przydatność oraz do wyeliminowania ocen błędnych. W artykule pokazano stanowiska badawcze i omówiono zjawiska wpływające na prace zestyków słaboprądowych

3. APARATURA BADAWCZA DO PRÓB MODELI ZESTYKÓW SŁABOPRĄDOWYCH

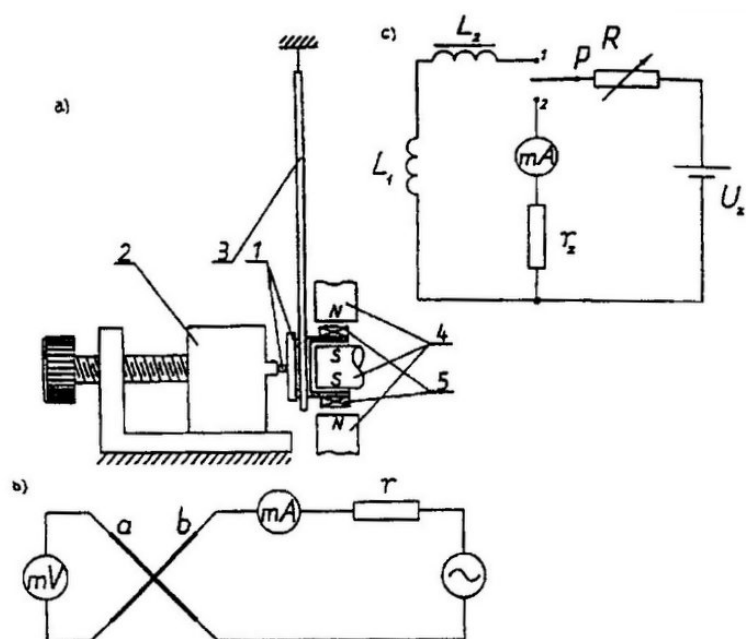
W Instytucie Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii opracowano kilka układów umożliwiających badanie szeregu właściwości elementów stykowych za pomocą skomputeryzowanego zestawu pomiarowego umożliwiającego automatyczny pomiar i ocenę wartości rezystancji zestyku. Na stanowisku możliwe jest prowadzenie i zbieranie danych wyników badań z dowolnych testerów badawczych. Układ pomiarowy umożliwia zbieranie danych pomiarowych do 31 badanych zestyków przy dowolnej liczbie cykli pomiarowych złącza lub zestyku. Stanowisko jest wyposażone w komputerowy system kontrolno – pomiarowy, który umożliwia automatyczną rejestrację wartości rezystancji zestyku. Do podanego stanowiska pomiarowego można podłączyć omawiane układy badawcze opracowano program służący do sterowania stanowiskiem, rejestracją wyników oraz akwizycję danych pomiarowych w cyklu w pełni automatycznym, oraz wizualizację i analizę wyników pomiarów. Opis układu i przykładowe wyniki pomiarów podano w punkcie 4.

3.1. UKŁAD DO BADANIA REZYSTANCJI PRZEJŚCIA ZESTYKU W FUNKCJI SIŁY DOCISKU

W celu określenia rezystancji przejścia zestyku w funkcji siły docisku skonstruowano układ pomiarowy umożliwiający:

- dokładne ustalenie wartości siły docisku,
- zetknięcie elementów stykowych odbywa się bez poślizgu i odskoków,
- minimalizuje wpływ drgań zewnętrznych na wyniki pomiarów,
- wykorzystuje metodę techniczną pomiaru rezystancji przejścia zestyku (4- punktowa metoda pomiaru rezystancji)

Układ pomiarowy pokazany jest na rysunku 1. Poprzez pokręcenie śrubą dociskową doprowadza się do delikatnego zetknięcia badanych elementów stykowych, po podaniu określonej wartości prądu na cewkę (5) powoduje docisk badanych elementów z zadaną siłą. Zastosowany w obwodzie dławik o dużej indukcyjności powoduje wolne narastanie prądu w cewce a tym samym nie występuje gwałtowne zderzenie badanych elementów. Taki sposób łączenia elementów badanych nie zniekształca strukturę powierzchni stykowej, a więc otrzymujemy rzeczywistą rezystancję przejścia zestyku.

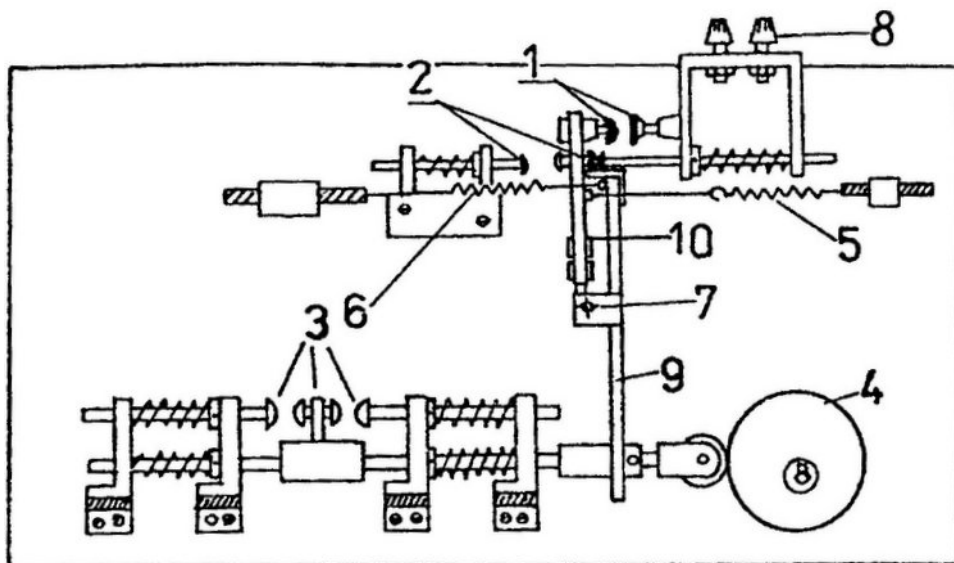


Rys.1. Schemat ideowy urządzenia do pomiaru rezystancji przejścia zestyku w funkcji siły docisku

- a) schemat kinematyczny; badane elementy, 2 - element przesuwny, 3 - dźwignia, 4 - nabiegunnik magnesów, 5 - cewka
- b) schemat elektryczny układu pomiarowego
- c) schemat zasilania układu do ustalenia siły docisku elementów stykowych.

3.2. UKŁAD DO BADANIA TRWAŁOŚCI ŁĄCZENIOWEJ ZESTYKU

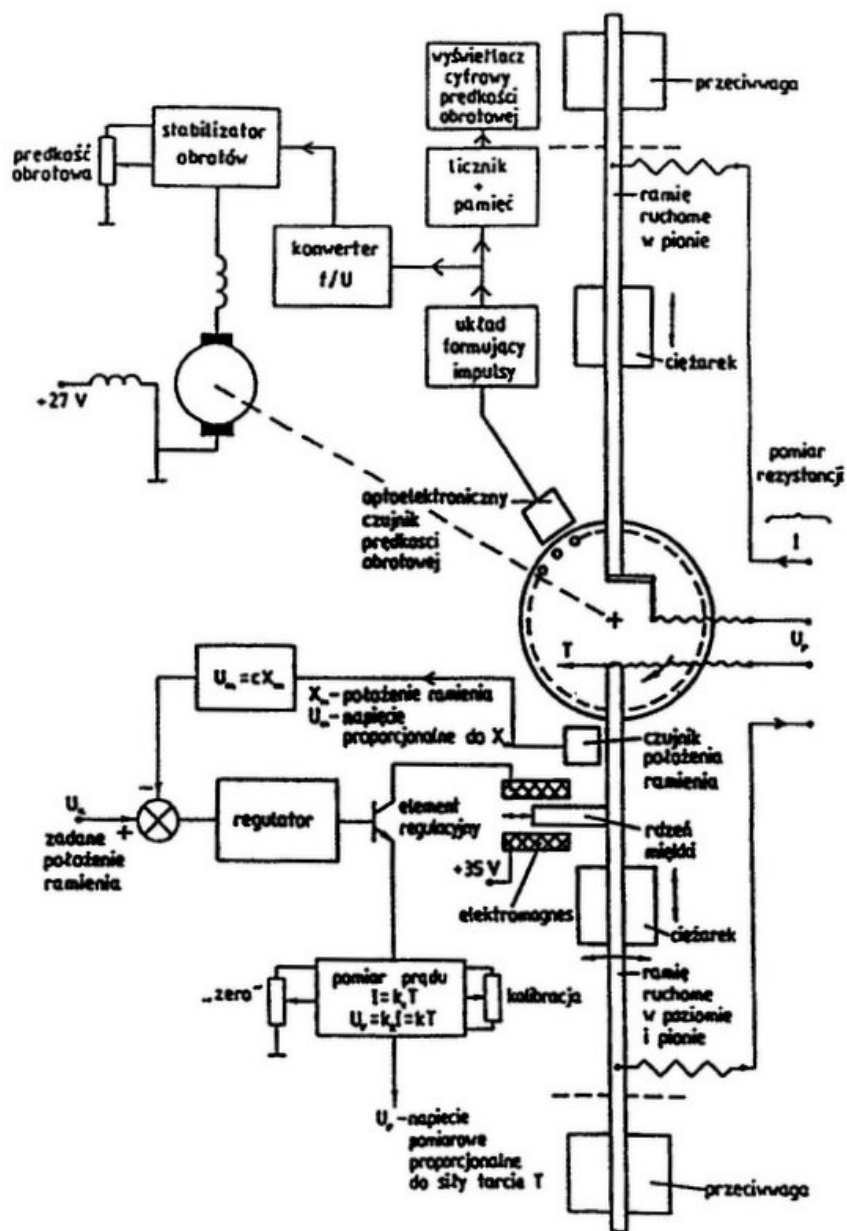
W celu określenia trwałości łączeniowej zestyku zbudowano specjalistyczną aparaturę w oparciu o amerykańską normę ASTM-B-182-49. W zmodyfikowanym układzie jednocześnie bada się dwanaście zestyków. W układzie badawczym istnieje możliwość zadania siły docisku zestyku, wartości przepływającego prądu (10-50mA). Napięcia na poszczególnych badanych zestykach mierzone co 15s. Układ elektroniczny wyłapuje wszelkie przypadki sklejenia lub nie zamknięcia się badanych zestyków. W układzie można było regulować prędkość zamykania i otwierania badanych zestyków (0.25Hz). Schemat kinematyczny aparatury do badania trwałości łączeniowej przedstawia rysunek 2.



Rys.2. Schemat kinematyczny aparatury do badania trwałości łączeniowej zestyku,
 1- badany zestyk, 2 - zestyk pomocniczy górny, 3 - zestyk pomocniczy dolny,
 4 - krzywka napędowa, 5 - sprężyna zamykająca zestyk, 6 - sprężyna otwierająca zestyk, 7 - oś obrotu, 8 - zaciski pomiarowe, 9 - dźwignia napędowa styk ruchomy, 10 - ramię ruchome ze badanym stykiem.

3.3. UKŁAD DO BADANIA ODPORNOŚCI NA ZUŻYCIE PRZEZ ŚCIERANIE

W celu określenia stopnia starcia dwóch powierzchni współpracujących np. w komutatorze mikromaszyny opracowano układ w którym ślizgacz i wirująca płaszczyna współpracują ze sobą. W stworzonym układzie istnieje możliwość regulacji prędkości obrotowej tarczy i siły docisku. Zasadę budowy układu przedstawiano na rysunku 3. Głowica pomiarowa składa się z dwóch ramion do których przymocowano ślizgacze z brązu berylowego. Nachylone są do płaszczyzny pod kątem 30° , a ich tory są odległe o około 1mm. Ślizgacze są dociskane do badanej powierzchni przez odpowiednie ustawienie obciążników na ramionach dźwigni. Jedno z ramion posiada zamocowanie przegubowe co umożliwia ruch poziomy. Jego wychylenie przez układ czujnika i regulator utrzymywane jest w położeniu równowagi. Wartość siły potrzebnej na utrzymanie w tej pozycji jest miarą siły tarcia jest ona mierzona. Ocenę zużycia określano mierząc wartość rezystancji zestyku. Schemat układu do prób odporności na zużycie przez ścieranie pokazano na rys.3.



Rys.3. Schemat przyrządu do prób odporności na zużycie przez ścieranie
3.4. STANOWISKO DO BADAŃ ZJAWISKA FRETTINGU W ZŁĄCZACH SŁABOPRĄDOWYCH

Zjawisko frettingu występuje w złączach słaboprądowych, które może prowadzić do nadmiernego wzrostu wartości rezystancji przejścia. Zjawisko to budzi duże

zainteresowania od kiedy zaczęto zastępować złoto innymi, tańszymi materiałami takimi jak cyna – ołów i stosować je w płytkach obwodów drukowanych. Zjawisko frettingu opiera się na zjawisku korozji ciernej wywołanej ruchem połączenia o małej amplitudzie (rzędu od kilku do 100 μm), które jest rodzajem przyśpieszonego utleniania atmosferycznego zachodzącego na powierzchni stykających się ze sobą materiałów. Wywoływane jest przez vibracje zewnętrzne lub zmieniającą się temperaturę złącza. Drgania w zestyku mogą być wywołane różnymi współczynnikami rozszerzalności cieplnej materiałów użytych na elementy stykowe. Efektem zjawiska frettingu są mechaniczne, elektryczne bądź ciepłe uszkodzenia mikroobszarów styczności zamkniętego zestyku. Zrozumienie procesów zachodzących między stykającymi się elementami zestyku ułatwia odpowiednią selekcję materiałów połączeniowych, komponentów konstrukcji i pozwala ustanowić warunki, w których elementy te muszą być stosowane aby działały niezawodnie. Do tego celu zaprojektowano stanowisko badawcze pozwalające realizować symulacje zachowań współpracujących materiałów przy zadanych parametrach drgań i obciążeń elektrycznych. Istnieją także inne czynniki wpływające na zjawisko frettingu, a właściwie na jego przebieg.

o Najważniejsze z nich to:

- Wartość wzajemnego przemieszczenia powierzchni,
- Rozkład i wielkość nacisków pomiędzy stykającymi się powierzchniami,
- Liczba cykli wzajemnego przemieszczenia,
- Temperatura warstwy wierzchniej styków,
- Rodzaj materiału, z jakiego wykonany jest zestyk,
- Stopień zużycia powierzchni,
- Przepływ prądu elektrycznego,
- Wartość i kierunek naprężeń w stykach,
- Warunki środowiskowe, w których proces przebiega.

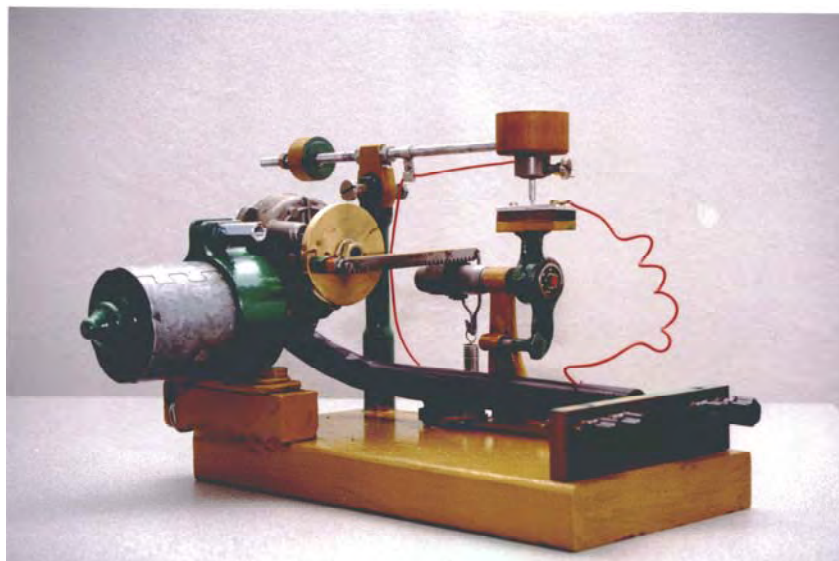
W celu zbadania wpływu korozji ciernej na wartość rezystancji przejścia styków zbudowano urządzenie realizujące ruch cierny styków.

Urządzenie zbudowane oparte jest na śrubie mikrometrycznej. Zastosowanie takiego rozwiązania pozwala na bardzo dokładne przesunięcie styku ruchomego względem styku nieruchomego w trakcie ruchu posuwisto - zwrotnego. Dzięki wszechstronności przyrządu w łatwy sposób można zmieniać częstotliwość ruchu, długość ścieżki pracy badanych styków, nacisk stykowy, jak i same styki. Umożliwia to prowadzenie badań z uwzględnieniem wielu czynników wpływających na proces korozji ciernej.

Widok ogólny urządzenia pokazany jest na rys.4. Cała konstrukcja zbudowana jest na masywnej płycie stalowej dla wyeliminowania drgań mogących przenosić się od podłoża.

Podczas badań utrzymywano:

- długość ścieżki pracy 25 μm ,
- częstotliwość ruchu 1 Hz lub 2 Hz,
- nacisk stykowy 50 G i 100 G.



Rys. 4. Fotografia urządzenia do badania zjawiska frettingu w złączach słaboprądowych

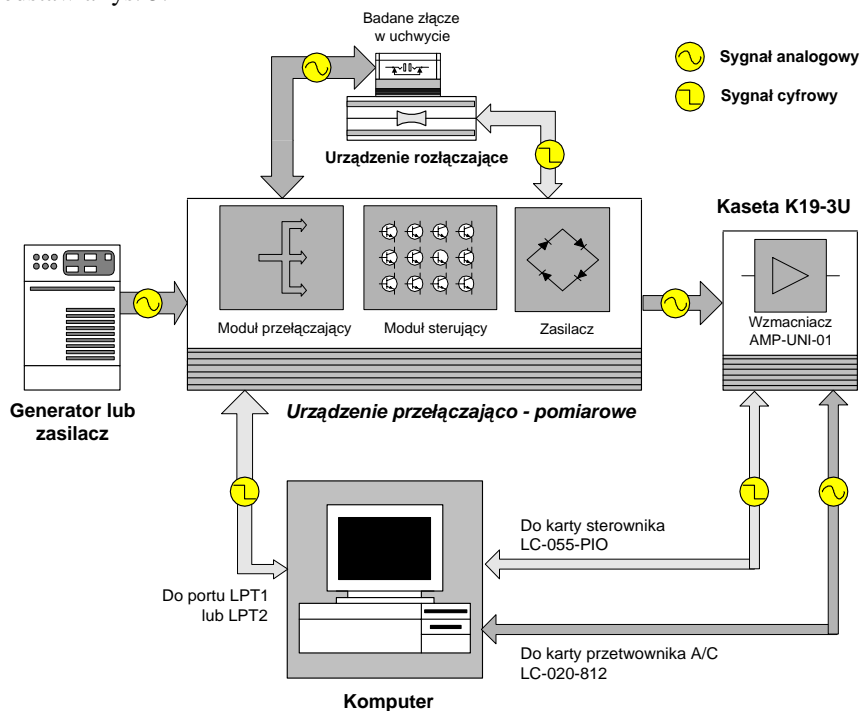
1 – silnik prądu stałego, 2 – krążek, 3 – listwa zębata, 4 – koło zębate, 5 – śruba mikrometryczna, 6 – sprężyna, 7 – łożysko kulkowe, 8 – stolik, 9 – materiał izolacyjny, 10 – styk ruchomy, 11 – styk nieruchomy, 12 – ramię, 13 – przeciwwaga, 14 – pojemnik na odważniki, 15 – podstawa, 16 – zaciski obwodu zasilania silnika, 17 – zaciski zasilania obwodu zestyku

4. SKOMPUTERYZOWANY UKŁAD DO POMIARU I ANALIZY REZYSTANCJI ZESTYKU ZŁĄCZ SŁABOPRĄDOWYCH

Do omawianych układów testowych opracowano skomputeryzowany zestaw pomiarowy umożliwiający automatyczny pomiar i ocenę wartości rezystancji zestyku złączy wielostykowych. Stanowisko umożliwia prowadzenie badań złączy słaboprądowych wielostykowych (do 31 zestyków), przy dowolnej liczbie cykli pomiarowych złącza lub zestyku. Prowadzenie badań złącza odbywa się w warunkach wymaganych przez obowiązujące obecnie w kraju i zagranicą normy. Stanowisko jest wyposażone w komputerowy system pomiarowo-kontrolny, który umożliwia automatyczną rejestrację wartości rezystancji zestyku. Do podanego stanowiska pomiarowego opracowano program służący do sterowaniem stanowiskiem, rejestracji wyników oraz akwizycją danych pomiarowych w cyklu w pełni automatycznym, wizualizację i analizę wyników pomiarów. Wyniki badań są obrabiane za pomocą programu statystycznego, podając histogram rozkładu wartości rezystancji zestyku złącza po wybranej liczbie łączeń, a następnie używając rozkładów statystycznych Weibulla lub rozkładów normalnych określono wartości rezystancji dla zadanego poziomu istotności.

Opracowany program sterujący automatycznym zestawem pomiarowym jest łatwy w obsłudze i przejmuje kontrolę nad wszelkimi elementami zestawu pomiarowego. Rola operatora ogranicza się do ustalenia liczby cykli pomiarowych, ilości badanych zestyków i wartości prądu w obwodzie pomiarowym. Funkcje analizy statystycznej pomiarów

pozwała na określenie rozkładu rezystancji i eliminuje wszelkie dodatkowe obliczenia. Komunikacja programu z kartami LC-20-812 i LC-055PIO odbywa się przez rezydentne programy obsługi ładowane podczas uruchamiania systemu. Program działa pod kontrolą systemu operacyjnego MS-DOS 3.30 i wyższych. Dodatkowo do układu można podłączyć urządzenie zapewniające cykl rozłączenia i załączenia badanego złącza lub zestyku. Schemat blokowy zestawu pomiarowego przedstawia rys. 5.



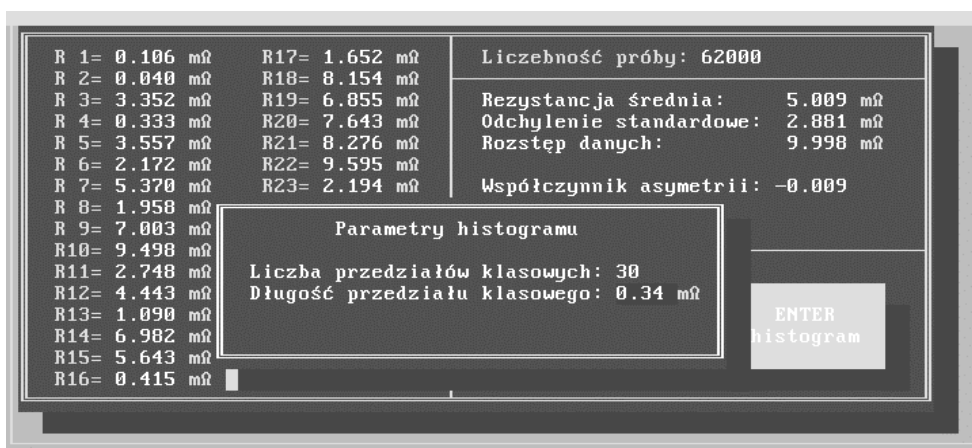
Rys. 5. Schemat blokowy zestawu pomiarowego

Podstawową oceną jakości złącza wielostykowego jest określenie wartości rezystancji zestyku, warunkuje bowiem ona poprawność działania wielu podzespołów wzajemnie ze sobą współpracujących. Kierując się zaleceniami polskiej normy PN-77/80240 przy projektowaniu zestawu pomiarowego przyjęto następujące warunki:

- rezystancję zestyku oblicza się z różnicy potencjałów zmierzonych między punktami przeznaczonymi do podłączenia przewodów i wartości prądu w obwodzie zestyku,
- pomiar przeprowadza się metodą techniczną prądem stałym lub przemiennym, a następnie pośrednim określeniu rezystancji zestyku,
- siła elektromotoryczna w obwodzie z otwartymi stykami nie przekracza 20mV dla prądu stałego lub dla wartości szczytowej dla prądu przemiennego,
- wartość prądu w obwodzie badanym nie przekracza 1A, o ile w normach przedmiotowych nie określono inaczej,
- częstotliwość prądu przemiennego w obwodzie badanym może wynosić 1000Hz \pm 20Hz,
- urządzenie pomiarowe jest obciążone błędem nie większym niż $\pm 10\%$,

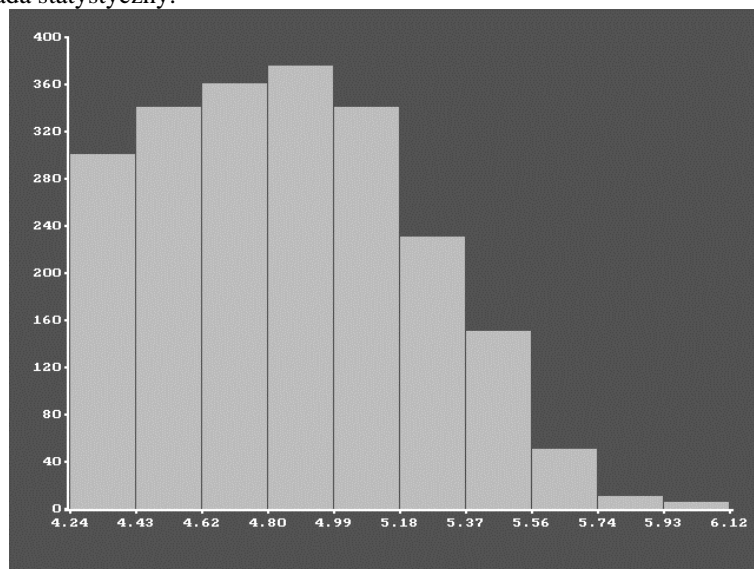
- dla każdego typu złącza można wykonać dwie serie pomiarów A i B:
- A - pomiar rezystancji całkowitego złącza
- B - pomiar rezystancji pojedynczych zestyków,
- urządzenie umożliwia badanie złącz do 31 zestyków, przy dowolnej liczbie cykli pomiarowych złącza lub zestyków,
- układ jest w pełni sterowany komputerem.

Na rysunku poniższym pokazano przykładowe wyniki pomiarów pokazywane po obliczeniach na monitorze komputera.



Rys. 6. Przykładowe wyniki pomiarów pokazywane po obliczeniach na monitorze komputera.

Dla otrzymanych wyników pomiarów wykreślany jest histogram a następnie obliczane są rozkłady statystyczny.



Rys.7. Przykładowe histogram wyniki pomiarów.

5. PODSUMOWANIE

1. Dużym ułatwieniem przy ocenie otrzymywanych warstw stykowych są wykonane układy pomiarowe umożliwiające stosunkowo szybką ocenę i porównanie otrzymywanych zestyków. W zrealizowanych przez autora układach można dokonywać pomiaru rezystancji przejścia zestyków zarówno przy wymuszeniu prądem stałym jak i przemiennym o regulowanej wartości i częstotliwości. W wyniku analizy komputerowej wg. wcześniej zapisanego programu, otrzymuje się informacje o minimalnej i maksymalnej wartości rezystancji, wartości średniej, oraz określa typ rozkładu statystycznego.
2. Zestaw pomiarowy spełnia wymagania Polskiej Normy dotyczące pomiaru rezystancji zestyku złącz słaboprądowych.
3. Zaprojektowany i wykonany automatyczny zestaw do pomiaru rezystancji zestyku złącz wielostykowych zawiera skonstruowane urządzenie przełączająco-pomiarowe zapewniające realizację różnych funkcji sterowanych programowo:

2. LITERATURA

- [1] Holm R., *Electric Contacts*, Berlin, Heidelberg, New York, Springer-Verlag, 1984.
- [2] Polska Norma PN-77/80240, *Ogólne wytyczne badania rezystancji zestyku wielostykowych złącz do obwodów drukowanych*.
- [3] Helwig Z.: *Elementy rachunku prawdopodobieństwa i statystyki matematycznej*. Warszawa: PWN 1980.
- [4] Nährman Dieter. *Technika cyfrowa*. Warszawa: WKŁ 1986.
- [5] Złonkiewicz Z., Trybuchowicz P.: „Układ do pomiaru i analizy rezystancji zestyku złącz słaboprądowych” *Pomiary Automatyka Kontrola (PAK)*, 2003, Nr 4’2003, str. 25-27
- [6] Ratajewicz Z., Saneluta Cz., Złonkiewicz Z.: Optimization of some parameters of the palladium-nickel coating process. *Proc. Intern. Conf. on Electrical Contacts, Electromechanical Components and Their Application*, Nagoya, Japan 1986.
- [6] Złonkiewicz Z.: *Powłoki palladowo-niklowe jako materiały stykowe w technice słaboprądowej*, Lublin, Wyd. Uczelniane 1998.
- [8] Złonkiewicz Z.: Fretting in Low Current Electric Contacts, *Electromagnetic Devices and Processes in Environment Protection ELMECO*, Nałęczów, 04 - 06 czerwca 2000, pp. 144-149.

ALGORYTM DYNAMICZNEGO DOPASOWANIA POZIOMU MOCY GENEROWANEJ DO MOŻLIWOŚCI PRZESYŁOWYCH LINII ELEKTROENERGETYCZNEJ

Piotr KACEJKO, Paweł PIJARSKI

*Politechnika Lubelska, Katedra Sieci Elektrycznych i Zabezpieczeń,
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
20-618 Lublin, ul. Nadbystrzycka 38 d,
email: pkdoc@elektron.pol.lublin.pl, pijarski@elektron.pol.lublin.pl*

Dynamic Fitting of Generation Level to Thermal Capacity of Overhead Lines

Abstract: *This paper presents on-line use of information concerning transmission possibilities of a line for control of one source or a group of sources. Overhead line current-carrying capacity considerably depends on weather conditions and practically its value is not constant and varies within a comparatively wide range. One of the methods for determining of the quantity is discussed. The method is based on a conductor heat balance given in the IEEE Std 738-1993. The on-line use of the information concerning thermal state of the lines makes it possible to considerably increase their current-carrying capacity and consequently to avoid costly repairs related to the line overloads.*

Keywords: *dynamic thermal rating, overhead lines.*

1. WSTĘP

Wydaje się, że w niedalekiej przyszłości elementy systemu elektroenergetycznego, w wyniku rozwoju układów pomiarowych i telemechaniki będą mogły w aktywny sposób określać swoją zdolność przesyłową, a w przyszłości będą mogły dopasowywać do tych zdolności wartości przesyłanych mocy. Możliwe jest też dopasowanie właściwości elementu systemu do wartości mocy, która ma być przesłana (układy FACTS). Referat przedstawia niektóre konsekwencje takich zmian technologicznych dotyczące napowietrznych linii elektroenergetycznych i związane z tym problemy.

2. CZYNNIKI DECYDUJĄCE O DYNAMICZNYM CHARAKTERZE OBCIĄŻALNOŚCI LINII NAPOWIETRZNYCH

Jeżeli uwzględnimy warunki atmosferyczne wówczas można dokładnie określić zmiany obciążalności przewodów linii napowietrznych. Oznacza to, że dokonując estymacji (lub pomiaru) aktualnej temperatury przewodów linii można określić taką wartość prądu, która nie spowoduje przekroczenia dopuszczalnej wartości ich temperatury.

Podstawą do odpowiednich obliczeń stanów cieplnych przewodów może być norma IEEE Std 738-1993 (IEEE Standard for Calculating the Current Overhead Conductors) – [1] lub raport CIGRE [2,3]

Norma [1] podaje podstawowe równania i zasady na podstawie których można w sposób ciągły śledzić zmiany temperatury przewodu oraz określać jego obciążalność prądową (w raporcie CIGRE [2,3] równanie to ma podobną postać).

Równanie bilansu cieplnego przewodu przy uwzględnieniu wiatru i nasłonecznienia można zapisać jako

- dla stanu ustalonego

$$q_c + q_r = q_s + I^2 \cdot R(T_c) \quad (1)$$

- dla stanu nieustalonego

$$q_c + q_r + m \cdot c_p \cdot \frac{dT_c}{dt} = q_s + I^2 \cdot R(T_c) \quad (2)$$

$$\frac{dT_c}{dt} = \frac{1}{m \cdot c_p} \cdot (I^2 \cdot R(T_c) + q_s - q_c - q_r) \quad (3)$$

gdzie:

q_c – strata ciepła przez konwekcję, q_r – strata ciepła przez radiację (promieniowanie)

q_s – ciepło uzyskane na skutek promieniowania słonecznego

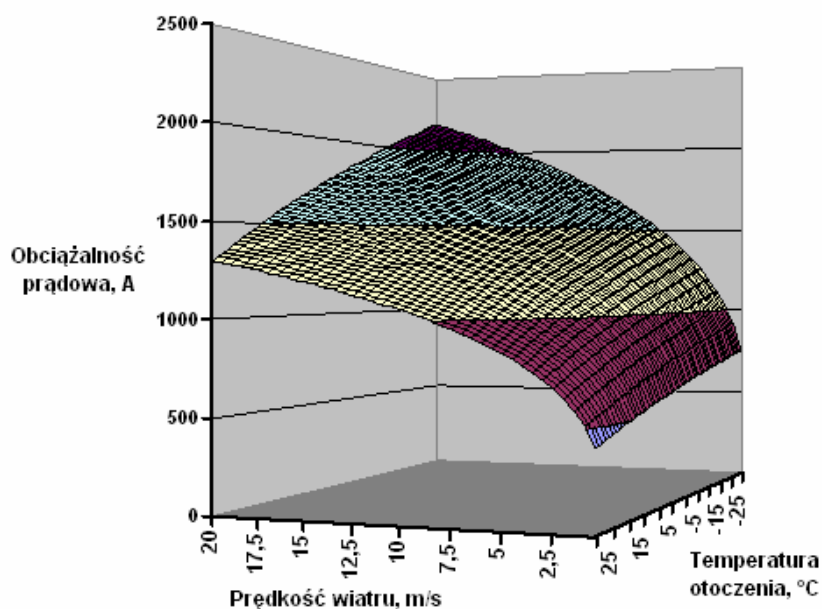
Rozwiązaniem równania jest funkcja opisująca zmiany temperatury przewodu w czasie. Jeżeli z równania pozbedziemy się składnika określającego szybkość zmian temperatury i założymy określoną wartość temperatury projektowej linii, wówczas możemy śledzić obciążalność prądową w różnych warunkach.

Metoda opisana w wymienionych wyżej normach daje duże możliwości w zakresie badania wpływu różnych czynników na obciążalność przewodów linii. Można wprowadzać i analizować zmiany takich czynników jak: prędkość i kierunek wiatru, nasłonecznienie, wysokość i kąt azymutu dla słońca, kąt azymutu dla przewodu, temperatura otoczenia, gęstość powietrza, lepkość bezwzględna powietrza, emisyjność i absorpcyjność materiału przewodu.

Na rys.1 pokazano obciążalność prądową typowego przewodu AFL-6 240 dla temperatury projektowej 60°C, dla różnych warunków atmosferycznych.

Rysunek odnosi się do następującego przypadku: przedział zmienności prędkości wiatru (0,5÷20) m/s, temperatury otoczenia (-25÷30°C), emisyjność $\varepsilon = 0,5$, absorpcyjność $\alpha = 0,7$,

nasłonecznienie $Q_s = 800 \text{ W/m}^2$, kąt między kierunkiem wiatru a osią przewodu $\delta = 45^\circ$, wysokość słońca $H_c = 45^\circ$.



Rys. 1 Zależność obciążalności prądowej przewodu AFL-6 240, dla temperatury projektowej 60°C , od temperatury otoczenia i prędkości wiatru

Światowe gremia energetyczne wielokrotnie zwracały uwagę na konieczność zmiany spojrzenia na problem obciążalności linii napowietrznych – zamieszczony na końcu referatu spis literatury zawiera tylko niektóre pozycje wydane w okresie ostatnich kilkunastu lat.

3. MOŻLIWOŚCI OCENY OBCIĄŻALNOŚCI W TRYBIE ON LINE

Spośród różnych pomysłów na pomiar i monitorowanie temperatury przewodów linii napowietrznych, za rozwiązanie najbardziej przemyślane i możliwe do wdrożenia rozwiązanie należy uznać system CAT-1 opracowany i wdrażany przez amerykańską firmę The Valley Group. Metoda polegająca na wpinaniu do łańcucha izolatorów czujnika naprężenia wraz z systemem przetwarzania i przesyłania uzyskiwanych z niego informacji stanowi dziś gotowy do wdrażania produkt – testowany także w Polsce.[5] Strategia marketingowa firmy Valley Group – wysoki koszt rozwiązania i problemy z integracją systemu informatycznego z systemem SCADA hamują jego ekspansję i szersze zastosowanie. [5]

Możliwość śledzenia zmian impedancji linii w trybie on-line daje zastosowanie techniki wykorzystującej synchronizację (pomiar zmiany położenia fazorów napięcia na początku i na końcu linii przy zastosowaniu układów GPS). Pośrednio umożliwia to również monitorowanie temperatury przewodów.

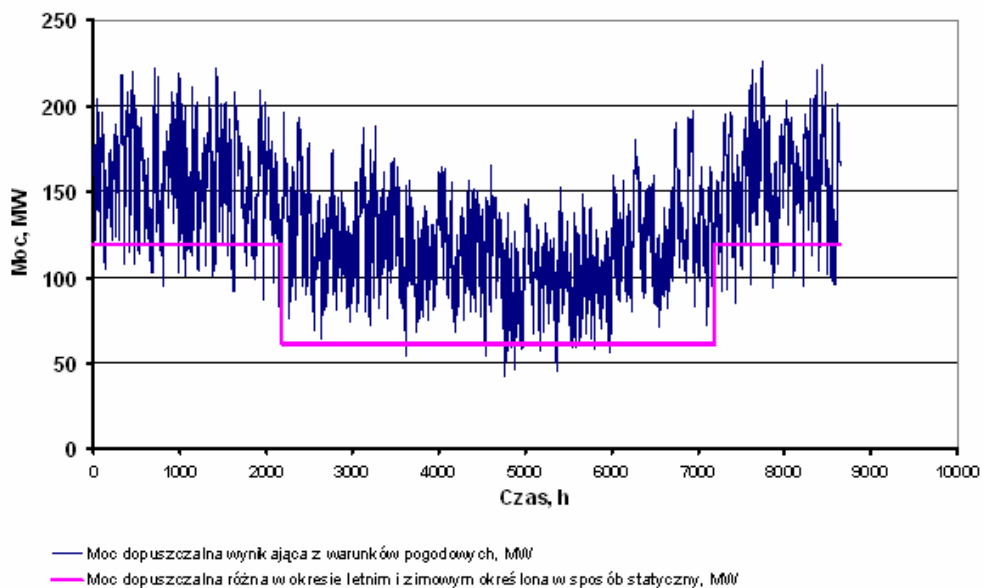
Inna zaawansowana technika pomiaru temperatury przewodów linii jest możliwa przy zastosowaniu specjalnych włókien światłowodowych wprowadzonych do ich wnętrza (podobnie jak w przypadku światłowodów telekomunikacyjnych w linkach odgromowych).

Doskonaleniu podlega także system monitorowania warunków pogodowych na dowolnie wybranym terenie (także w pobliżu tras linii wykorzystujący), w którym wykorzystuje się takie urządzenia jak satelity meteorologiczne, radary meteorologiczne, współpracujące z nimi systemy łączności i superkomputery przetwarzające dane pomiarowe (systemy COSMO, ALADIN). W rezultacie przybliżona identyfikacja stanu cieplnego przewodów linii jest możliwa także bez stosowania urządzeń czujnikowych w pobliżu przewodów [4], a zachęcające wyniki można uzyskać także wtedy gdy ostrożnie podejdziesz się do chłodzącej roli wiatru, wobec jego zmienności co do prędkości i kierunku.



Rys.2 Metoda CAT-1 monitorowania naprężenia przewodów linii napowietrznej (właściciel materiałów firma The Valley Group) a) czujnik na linii pomiędzy izolatorem a słupem b) widok czujnika.

Z przedstawionego krótkiego przeglądu metod monitorowania temperatury przewodów napowietrznych linii elektroenergetycznych jasno wynika, że już w stosunkowo bliskiej przyszłości będzie możliwe określenie prawdopodobnego rocznego profilu ich obciążalności dopuszczalnej, w postaci wykresu takiego jaki pokazano na Rys.3. Co więcej taka informacja będzie dotyczyła nie tylko jednej linii wybranej do celów eksperymentalnych czy testowych, ale całego zbioru linii występujących na rozpatrywanym obszarze. Powstaje pytanie co z taką wiedzą (dostępną w trybie on-line) ma zrobić operator sieci?

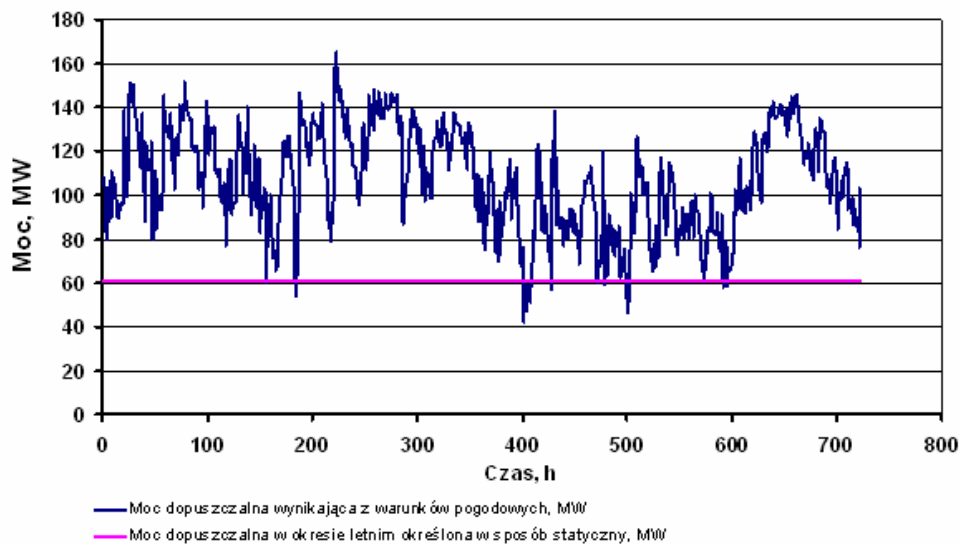


Rys.3 Wykres rocznych zmian dopuszczalnych wartości mocy, która może być przesłana linią 110 kV wykonaną przewodem AFL6 240, przy temperaturze projektowej 40 °C (moc bierna jest pominięta)

4. PROBLEMY WYNIKAJĄCE Z DYNAMICZNEJ OCENY OBCIĄŻALNOŚCI LINII NAPOWIETRZNYCH

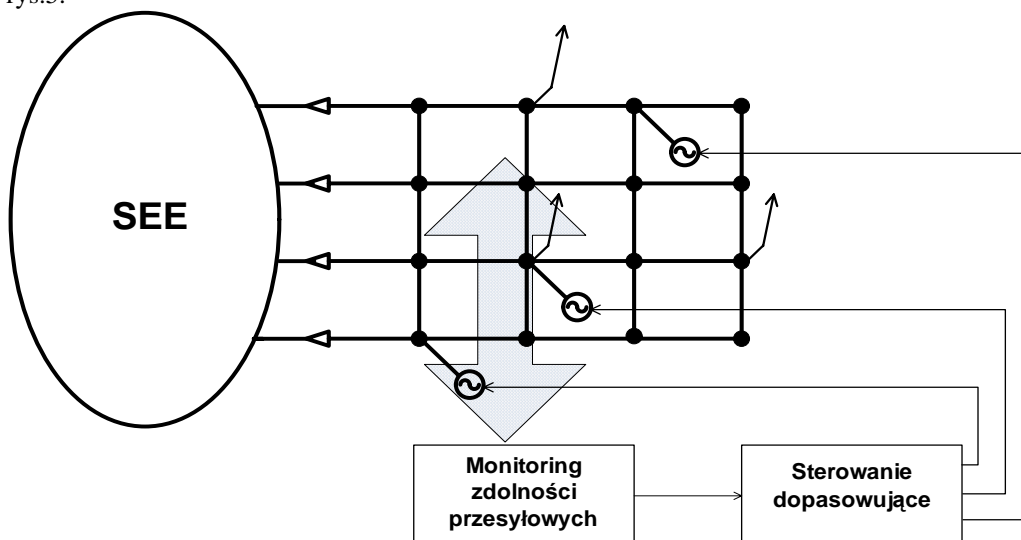
Łatwo dostępna informacja o zmieniających się możliwościach przesyłowych grupy linii (wchodzących w skład analizowanego systemu lub jego fragmentu) stawia nowe wyzwania przed operatorem sieci. Intuicyjnie, jej istotne znaczenie dostrzegamy w przypadku oceny możliwości przesyłu mocy z rejonu zainstalowania farm wiatrowych, w przypadku występowania wiatrów o dużych prędkościach. W takim przypadku zwiększonym wartościom mocy generowanym w farmach towarzyszy z reguły prawdopodobny wzrost zdolności przesyłowych linii (bo wiatr chłodzi przewody) i ograniczanie generacji na podstawie obciążalności wyznaczonej w warunkach statycznych nie byłoby działaniem racjonalnym.

Z rys. 4 przedstawiającego zdolności przesyłowe linii 110 kV zlokalizowanej na Mazowszu i analizowanej w lipcu 2004 r., widać że przekraczają one wyraźnie wartość wyznaczoną klasycznie (i zachowawczo) na podstawie obciążalności dopuszczalnej linii rozumianej statycznie (linia ciągła).



Rys.4 Dopuszczalne wartości mocy, która może być przesłana linią 110 kV wykonaną przewodem AFL6 240, przy temperaturze projektowej 40 °C (moc bierna jest pominięta) – dane pogodowe dla lipca 2004 r., linia zlokalizowana na Mazowszu

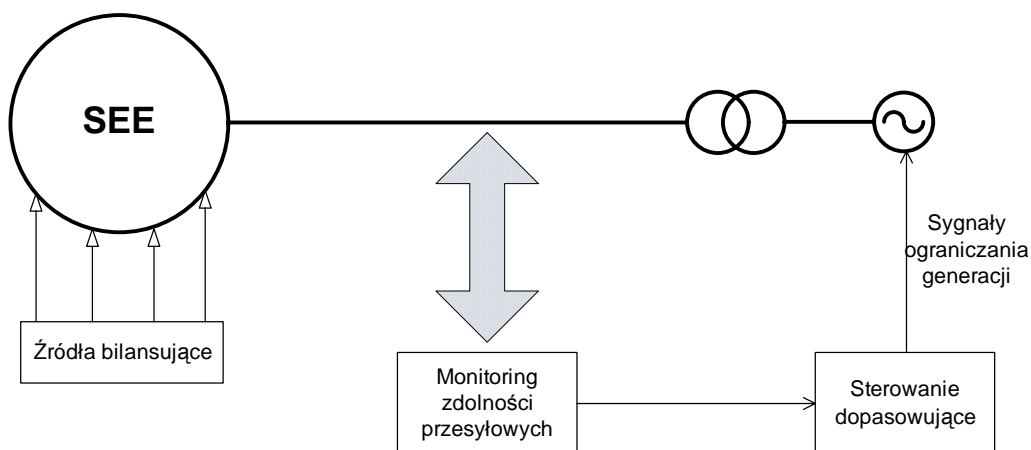
Rozwiązanie w praktyce problemu optymalnego dopasowania mocy obszaru do jego zdolności przesyłowych jest trudne nawet w sensie sformułowania funkcji celu procesu optymalizacyjnego i powinno być przedmiotem prac studialnych interesujących zarówno operatorów sieci jak i wytwórców. Ogólną koncepcję takiego układu przedstawiono na rys.5.



Rys.5 Ogólny schemat koncepcji wykorzystania w trybie on-line informacji o możliwościach przesyłowych linii elektroenergetycznych do sterowania zespołem źródeł wytwórczych

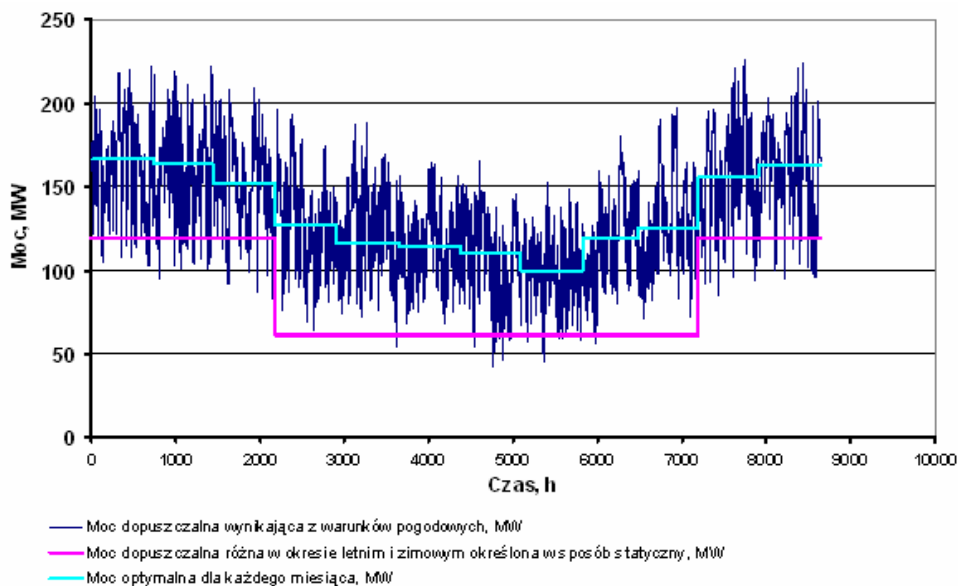
5. KORZYŚCI WYNIKAJĄCE ZE ZMIANY PODEJŚCIA DO PROBLEMU OBCIĄŻALNOŚCI LINII

Stosunkowo łatwo można zaprojektować i zrealizować układ dopasowujący poziom generacji do możliwości przesyłowych pojedynczej linii, dla której statyczne podejście ogranicza możliwości wytwórcze źródła – rys.6.

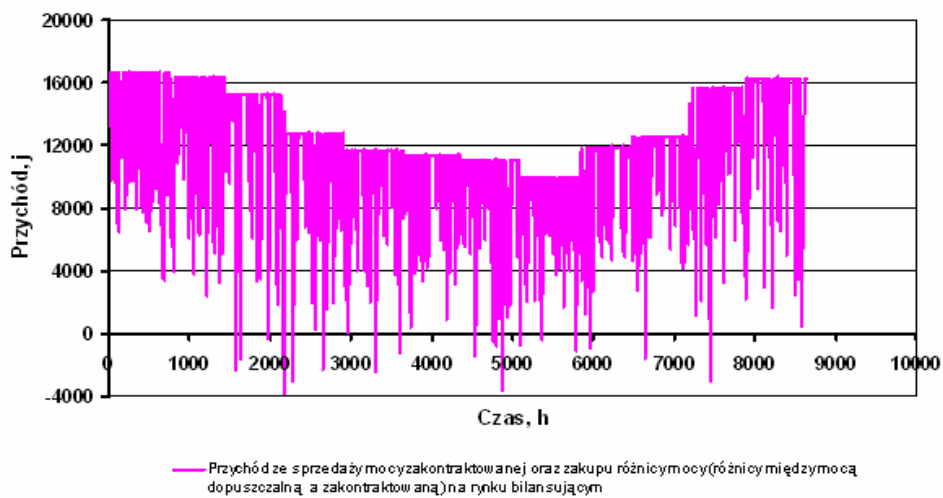


Rys.6 Schemat prostego układu promieniowego, w którym wykorzystuje się monitoring pogody do dopasowania wartości mocy wytwarzanej w źródle do możliwości przesyłowych linii

W przeprowadzonej analizie badano wartości przychodu ze sprzedaży energii w ciągu całego 2004 roku, przy założeniu, że wytwórca zobowiązał się do realizacji trywialnego grafiku generacji o różnej wartości w każdym miesiącu (rys.7). Ograniczenia zdolności przesyłowej zmuszają go do ograniczania wartości generacji, a energię do pełnej realizacji kontraktu musi zakupywać na rynku bilansującym, co rzecz jasna powoduje pewne ubytki przychodu (rys.8). Obliczenia wykonano w jednostkach umownych, przyjmując cenę kontraktową 1 MWh równą 100 jednostek, i przyjmując aktualne ceny sprzedaży energii przez rynek bilansujący.



Rys.7 Wykres rocznych zmian dopuszczalnych wartości mocy, która może być przesłana linią 110 kV wykonaną przewodem AFL6 240, przy temperaturze projektowej 40 °C (moc bierna jest pominięta) wraz z naniesionymi wartościami mocy optymalnych dla każdego miesiąca



Rys.8 Wykres zmian w przychodach za moc zakontraktowaną na każdy miesiąc, przesyłaną linią 110 kV AFL6 240, przy temperaturze projektowej 40 °C (dane pogodowe dla 2004 r.) przy założeniu pokrywania ograniczeń zakupami na rynku bilansującym

W rezultacie przychód roczny wytwórcy z kontraktu uzupełnianego zakupami na rynku bilansującym można wyznaczyć ze wzoru:

$$f(P_k) = A = \sum_{l=1}^{12} \sum_{m=1}^{D_m} \sum_{i=1}^{24} \left\{ \sum_{\substack{j=1 \\ \text{dla } P_{kl} < P_{\text{dop.lmij}} \\ (P_{kl} - P_{\text{dop.lmij}}) = 0}}^6 \left[P_{kl} \cdot c_k - (P_{kl} - P_{\text{dop.lmij}}) \cdot c_{\text{blmi}} \right] \cdot \Delta t_j \right\} \quad (4)$$

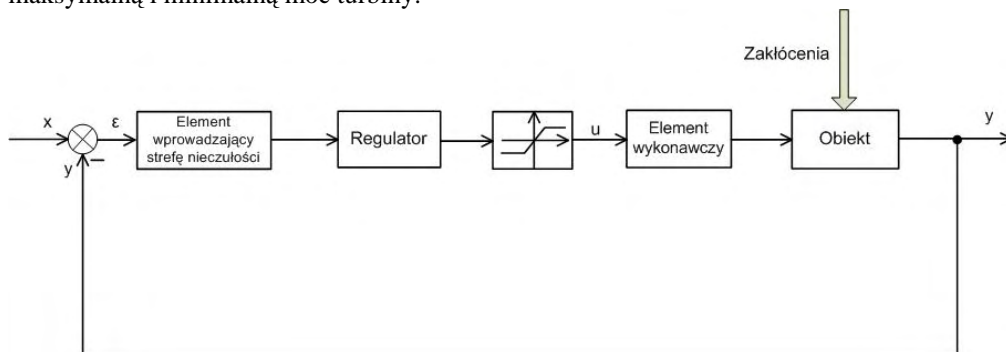
gdzie:

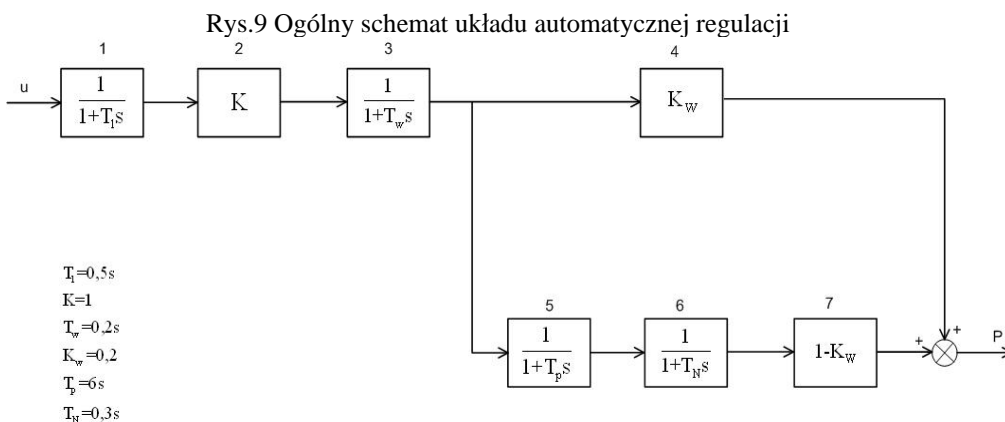
l – numer kolejnego miesiąca w roku, m – numer kolejnego dnia w danym miesiącu, i – numer kolejnej godziny w danym dniu, j – numer kolejnego przedziału 10 minut w danej godzinie, A – przychód ze sprzedaży energii, P_{kl} – moc zakontraktowana, MW, $P_{\text{dop.lmij}}$ – dopuszczalna moc, jaką można przesłać linią, wynikająca z aktualnych warunków pogodowych, MW, c_k – cena energii zakontraktowanej, c_{blmij} – cena energii na rynku bilansującym, Δt_j – 10 minutowy przedział czasu przesyłu mocy.

Analizując wartości przychodu osiągane dla różnych wartości mocy można określić optymalną wartość mocy zakontraktowanej, dla której pomimo konieczności kompensowania ograniczeń generacji zakupami na rynku bilansującym, przychód osiąga wartość maksymalną. Do rozwiązania powyższego zadania optymalizacji użyto metody Newtona. W rozpatrywanym przypadku są to wartości różne dla każdego miesiąca (rys.4, linia linia oznaczona kolorem jasno-niebieskim).

6. SYNTEZA UKŁADU STEROWANIA W PRZYPADKU POJEDYNCZEJ ELEKTROWNI

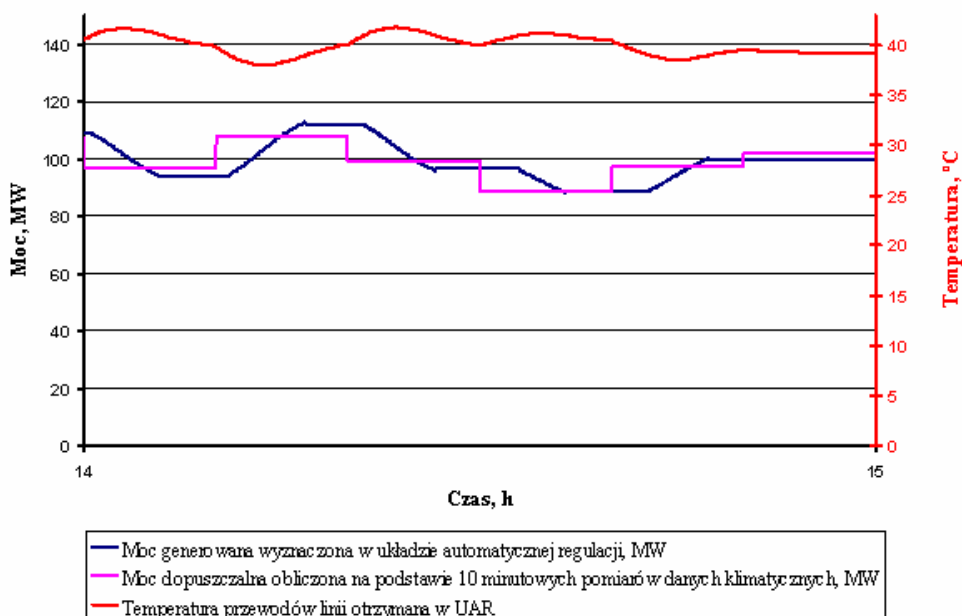
Na rys. 9 przedstawiono uproszczony schemat układu automatycznej regulacji. Układ taki w najprostszym przypadku składa się z regulatora PI elementu wykonawczego oraz obiektu regulacji (linii elektroenergetycznej). Zakłóceniami w układzie są zmieniające się warunki atmosferyczne, a konkretnie temperatura otoczenia, prędkość i kierunek wiatru oraz nasłonecznienie. Przy doborze modelu elementu wykonawczego (rys. 10) pominięto dla uproszczenia model generatora, wzięto pod uwagę jedynie model turbiny kondensacyjnej. Wprowadzono element wprowadzający strefę nieczułości, w celu odstrojenia układu od małych zmian temperatury przewodów linii oraz ogranicznik poziomu sygnału wypracowywanego w regulatorze do wartości określonych przez maksymalną i minimalną moc turbiny.





Rys. 10 Schemat blokowy turbiny (członu wykonawczego) [0].

Badania symulacyjne układu wykonane zostały przy użyciu pakietu Matlab-Simulink w oparciu o dane klimatyczne dla lipca 2004 roku, między godziną 14.00 a 15.00. Symulacje przeprowadzono dla przewodu AFL 6-240, dla temperatury projektowej (która była również temperaturą zadaną w UAR) 40°C Wyniki jakie uzyskano zostały pokazane na rys. 11. Zastosowane parametry układu regulacyjnego nie stwarzają zbyt dużych wymagań dla zmian poziomu generacji (nie są wymuszane szybki zmiany mocy), natomiast temperatura przewodów linii zostaje utrzymana na poziomie temperatury projektowej w stopniu zadowalającym.



Rys. 11 Przebieg w czasie temperatury, mocy dopuszczalnej i wyznaczonej w układzie automatycznej regulacji.

7. PODSUMOWANIE

Z pewnością wdrożenie koncepcji dynamicznego i zautomatyzowanego dopasowania poziomu generacji źródeł danego obszaru do możliwości przesyłowych zbioru linii zlokalizowanych na tym obszarze jest jeszcze stosunkowo odległe. Ciągły wzrost możliwości monitorowania stanu cieplnego linii doprowadzi jednak w końcu do stanu, w którym ograniczanie wartości przesyłanej mocy na podstawie zachowawczych i statycznych kryteriów oceny nie będzie akceptowane przez wytwórców (zlecających usługę przesyłu) jak też nie będzie uzasadnione ekonomicznie. i brali go pod uwagę w nowej filozofii prowadzenia ruchu systemu elektroenergetycznego.

LITERATURA

- [1] IEEE Std 738-1993 (*IEEE Standard for Calculating the Current-Temperature Relationship of Bare Overhead Conductors*).
- [2] ELECTRA No. 144, 1992. *The thermal behaviour of overhead conductors. Section 1 and 2.*
- [3] ELECTRA No. 174, 1997. *The thermal behaviour of overhead conductors. Section 3.*
- [4] Instytut Energetyki o/Gdańsk. Warszawa 2005. *Studium badawcze możliwości zastosowania w KSE nowych rozwiązań APKO*. Raport z wykonania etapu 1. pracy zamówionej przez PSE-Operator SA.
- [5] The Valley Group, Inc. CAT-1™ Transmission Line Monitoring Systems
- [6] Roman Korab, Edward Siwy, Kurt Źmuda „*Uwzględnienie dynamicznej obciążalności linii napowietrznych w sterowaniu pracą krajowej sieci przesyłowej*”. Konferencja APE 2001
- [7] Władysław Findeisen, Jacek Szymanowski, Andrzej Wierzbicki „*Teoria i metody obliczeniowe optymalizacji*”. Warszawa 1977
- [8] Zbigniew Jasicki „*Elektromechaniczne stany przejściowe w systemach energetycznych*”. Tom 1. Warszawa 1987

Streszczenie

Referat przedstawia ogólną koncepcję wykorzystania w trybie on-line informacji o możliwościach przesyłowych linii do sterowania jednym źródłem oraz zespołem źródeł wytwórczych. Obciążalność prądowa linii napowietrznych dość znacznie zależy od warunków atmosferycznych i w rzeczywistości nie jest to stała wartość tylko zmienia się w dość szerokich granicach. W referacie pokazano jeden ze sposobów określania tej wielkości oparty na równaniu bilansu cieplnego przewodu podanego w normie IEEE Std 738-1993. Wykorzystanie w trybie on-line informacji o stanie cieplnym przewodów linii pozwoli w znacznym stopniu zwiększyć jej przepustowość, a w związku z tym, uniknąć kosztownych remontów związanych z przeciążeniami linii.

LISTA UCZESTNIKÓW

1. *Andrzej Bytnar*, Zarząd Główny PTETiS, Instytut Energetyki, Warszawa
a.bytnar@ien.com.pl
2. *Kazimiera Chmielewska*, Zarząd Główny PTETiS, Warszawa
3. *Andrzej L. Chojnacki*, Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki, a.chojnacki@tu.kielce.pl
4. *Andrzej Demenko*, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, demenko@sol.put.poznan.pl
5. *Sylwester Filipiak*, Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki, filipiak@tu.kielce.pl
6. *Krzysztof Fajarewicz*, Politechnika Śląska, Instytut Automatyki, krzysztof.fajarewicz@polsl.pl
7. *Renata Gałat*, Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, renatag@weber.pol.lublin.pl
8. *Hubert Gawiniński*, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, gawinski@isep.pw.edu.pl
9. *Andrzej Grono*, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, agrono@ely.pg.gda.pl
10. *Wanda Gryglewicz-Kacerka*, Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki, wkacerka@ics.p.lodz.pl
11. *Jerzy Hickiewicz*, Politechnika Opolska, Instytut Układów Elektromechanicznych i Elektrotechniki Przemysłowej, jh@po.opole.pl
12. *Krzyszyna Horemska*, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, krzyszyna.horemska@put.poznan.pl
13. *Tadeusz Janowski* Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, t.janowski@pollub.pl
14. *Krzysztof Januskiewicz*, Politechnika Łódzka, Katedra Elektrotermii, ktjanusz@p.lodz.pl
15. *Wojciech Jarzyna*, Politechnika Lubelska, Katedra Napędów Elektrycznych, w.jarzyna@pollub.pl

16. *Cezary Jędrzycka*, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej,
cezary.jedryczka@doctorate.put.poznan.pl
17. *Piotr Kacejko*, Politechnika Lubelska, Katedra Sieci Elektrycznych
i Zabezpieczeń, p.kacejko@pollub.pl
18. *Włodzimierz Kałat*, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć
i Aparatów Elektrycznych, wkalala@ien.pw.edu.pl
19. *Paweł Kielan*, Politechnika Śląska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej
i Przemysłowej, Zakład Mechatroniki, pawel.kielan@polsl.pl
20. *Krzysztof Kluszczynski*, Politechnika Śląska, Instytut Elektrotechniki
Teoretycznej i Przemysłowej, Zakład Mechatroniki,
krzysztof.kluszczynski@polsl.pl
21. *Lukasz Kolimas*, Politechnika Warszawska, Katedra Wysokich Napięć
i Aparatów Elektrycznych, koli1981@o2.pl
22. *Stanisław Kosiorowski*, Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków,
kosiorsk@interia.pl
23. *Józef Kuczmaszewski*, rektor Politechniki Lubelskiej,
j.kuczmaszewski@pollub.pl
24. *Wiesław Myrcha*, Politechnika Warszawska, Instytut Elektroenergetyki,
wieslaw.myrcha@ien.pw.edu.pl
25. *Mariusz Najgebauer*, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektroenergetyki,
Zakład Inżynierii Materiałów Elektrotechnicznych, najgebauer@el.pcz.czest.pl
26. *Ryszard Niedbala*, Politechnika Warszawska, Instytut Elektroenergetyki, Zakład
Elektrotermii, ryszard.niedbala@ien.pw.edu.pl
27. *Lech Nowak*, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej,
lech.nowak@put.poznan.pl
28. *Marian Pasko*, Politechnika Śląska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej
i Przemysłowej, Zakład Teorii Elektrotechniki, marian.pasko@polsl.pl
29. *Paweł Pijarski*, Politechnika Lubelska, Katedra Sieci Elektrycznych
i Zabezpieczeń, ppijar@interia.pl
30. *Andrzej Popena*, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektroniki i Systemów
Sterowania, popena@el.pcz.czest.pl
31. *Tomasz Przybyła*, Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki, tprzybyla@polsl.pl
32. *Sławomir Przyłucki*, Politechnika Lubelska, Katedra Elektroniki,
s.przylucki@pollub.pl
33. *Ludwik Referowski*, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki
i Automatyki, lmreferowski@wp.pl
34. *Zygmunt Rutka*, Politechnika Lubelska, Katedra Sieci Elektrycznych
i Zabezpieczeń, z.rutka@pollub.pl

35. *Winfried Schauer*, Technische Universitaet Wismar, Germany
w.schauer@et.hs-wismar.de
36. *Andrzej Sikorski*, Politechnika Białostocka, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, sikorski@pb.bialystok.pl
37. *Jan C. Stepien*, Politechnika Świętokrzyska, Samodzielny Zakład Podstaw Energetyki, jstepien@tu.kielce.pl
38. *Witold Stepniewski*, prorektor Politechniki Lubelskiej d.s. nauki,
w.stepniewski@pollub.pl
39. *Henryka D. Stryczewska*, Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, h.stryczewska@pollub.pl
40. *Henryk Supronowicz*, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, supron@isep.pw.edu.pl
41. *Paweł Surdacki*, Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii, p.surdacki@pollub.pl
42. *Andrzej Świerniak*, Politechnika Śląska, Instytut Automatyki,
andrzej.swierniak@polsl.pl
43. *Jerzy Szkutnik*, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektroenergetyki,
szkutnik@el.pcz.czest.pl
44. *Zdzisław Trzaska*, Politechnika Warszawska, Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Systemów Informacyjno-Pomiarowych,
zdzislaw.trzaska@netlandia.pl
45. *Andrzej Wac-Włodarczyk*, prorektor Politechniki Lubelskiej d.s. kształcenia, przewodniczący IV Wydziału Nauk Technicznych Lubelskiego Towarzystwa Naukowego, a.wac-wlodarczyk@pollub.pl
46. *Rafał Wojciechowski*, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, rafal.f.wojciechowski@doctorate.put.poznan.pl
47. *Jacek Woźniak*, prezes Oddziału Lubelskiego SEP
48. *Waldemar Wójcik*, Politechnika Lubelska, Katedra Elektroniki,
waldemar.wojcik@pollub.pl
49. *Michał Zeńczak*, Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki,
mzenczak@ps.pl
50. Zbigniew Zlonkiewicz, Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki i Elektrotechnologii
51. *Tomasz Zyska*, Politechnika Lubelska, Katedra Elektroniki, t.zyska@pollub.pl