



Politechnika Łódzka

ZESZYTY NAUKOWE

ELEKTRYKA

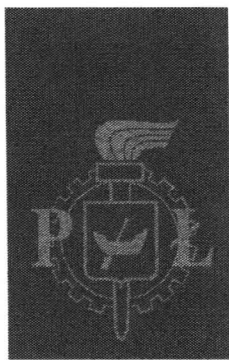
Nr 126

III KONFERENCJA NAUKOWO-TECHNICZNA
PROBLEMY CIEPLNE W ELEKTROTECHNICE
I ELEKTROTECHNOLOGIE

BIBLIOTEKA GŁÓWNA
POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ

P. 2030
621.3

ŁÓDŹ 2015



Politechnika Łódzka

ZESZYTY NAUKOWE Nr 1198

ELEKTRYKA

ZESZYT STO DWUDZIESTY SZÓSTY

Biblioteka Główna
Politechniki Łódzkiej
P. 45031

**III KONFERENCJA NAUKOWO-TECHNICZNA
PROBLEMY CIEPLNE W ELEKTROTECHNICE
I ELEKTROTECHNOLOGIE**

ŁÓDŹ 2015

ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
SCIENTIFIC BULLETIN
OF THE LODZ UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
BULLETIN SCIENTIFIQUE
DE L'UNIVERSITÉ POLYTECHNIQUE DE LODZ
НАУЧНЫЕ ЗАПИСКИ
ЛОДЗИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
WISSENSCHAFTLICHE HEFTE
DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT IN LODZ

Redaktor Naukowy Wydziału Elektrotechniki,
Elektroniki, Informatyki i Automatyki:
prof. dr hab. inż. Piotr Ostalczyk
Sekretarz Techniczny: **dr inż. Janusz Kacerka**

© Copyright by Politechnika Łódzka 2015

Adres Redakcji – Адрес Редакции – Editor's Office
Adresse de Redaction – Schriftleitungsadresse:

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI ŁÓDZKIEJ
90-924 Łódź, ul. Wólczańska 223
tel. 42-631-20-87, fax 42-631-25-38
e-mail: zamowienia@info.p.lodz.pl
www.wydawnictwa.p.lodz.pl

ISSN 0374-4817

Nakład 70 egz. Ark. druk. 18,0. Papier offset. 80 g, 70 x 100
Druk ukończono we wrześniu 2015 r.
Wykonano w Drukarni Offsetowej „Quick-Druk” s.c., 90-652 Łódź, ul. Łąkowa 11

III KONFERENCJA NAUKOWO-TECHNICZNA
PROBLEMY CIEPLNE W ELEKTROTECHNICE
I ELEKTROTECHNOLOGIE

Organizatorzy:

- Instytut Informatyki Stosowanej
Politechniki Łódzkiej
- Polski Komitet Elektrotechnologii SEP

przy współudziale:

- Sekcji Elektrotermii i Techniki Świetlnej Komitetu
Elektrotechniki PAN

Konferencja dofinansowana przez MNiSW

KOMITET NAUKOWY:

Prof. dr hab. inż. Mieczysław Hering – honorowy przewodniczący
Dr hab. inż. Jerzy Barglik, prof. Politechniki Śląskiej
Prof. dr hab. inż. Bernard Baron, Politechnika Śląska
Dr hab. inż. Dariusz Czerwiński, prof. Politechniki Lubelskiej

Prof. dr hab. inż. Konrad Domke, Politechnika Poznańska

Dr hab. inż. Jacek Hauser, prof. Politechniki Poznańskiej
Prof. dr hab. inż. Zbigniew Hanzelka, AGH
Dr hab. inż. Jacek Kucharski, prof. Politechniki Łódzkiej
Prof. dr hab. inż. Ryszard Nawrowski, Politechnika Poznańska
Prof. dr hab. inż. Zygmunt Piątek, Politechnika Częstochowska
Dr hab. inż. Roman Przyłucki, Politechnika Śląska
Prof. dr hab. inż. Dominik Sankowski, Politechnika Łódzka
Dr hab. inż. Antoni Sawicki, prof. Politechniki Częstochowskiej
Prof. dr hab. inż. Tadeusz Skoczkowski, Politechnika Warszawska
Prof. dr hab. inż. Henryka D. Stryczewska, Politechnika Lubelska
Prof. dr hab. inż. Mirosław Wciślik, Politechnika Świętokrzyska
Prof. dr hab. inż. Tadeusz Wieczorek, Politechnika Śląska
Dr hab. inż. Jerzy Zgraja, prof. Politechniki Łódzkiej – **przewodniczący**

KOMITET ORGANIZACYJNY:

Dr hab. inż. Jerzy Zgraja, prof. PŁ – przewodniczący
Prof. dr hab. inż. Dominik Sankowski
Dr hab. inż. Jacek Kucharski, prof. PŁ
Dr inż. Piotr Urbanek – sekretarz
Dr inż. Andrzej Frączyk

Artykuły po recenzjach zakwalifikował do druku
Komitet Naukowy Konferencji

ADRES KOMITETU ORGANIZACYJNEGO:

Politechnika Łódzka
Instytut Informatyki Stosowanej
ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź

SPIS TREŚCI

<i>Wstęp</i>	9
PIOTR BORKOWSKI, MAREK PAWŁOWSKI	
Degradacja cieplna styków w łącznikach pracujących w inteligentnych budynkach	11
ADAM CIEŚLAK, GRZEGORZ LISOWSKI, JERZY ZGRAJA	
Wykorzystujące nagrzewanie indukcyjne stanowisko do szacowania cieplnych parametrów materiałowych	21
DARIUSZ CZERWIŃSKI	
Implementacja cyfrowego filtra Savitzky'ego-Golaya w środowisku chmurowym	35
ANDRZEJ FRĄCZYK, JACEK KUCHARSKI, PIOTR URBANEK	
Algorytmy ruchu wzbudników w indukcyjnym nagrzewaniu powierzchni walcowej	51
MAREK BOLESŁAW HORYŃSKI	
Komputerowe wspomaganie projektowania filtra do odpylania materiałów w przemyśle rolno-spożywczym	63
GRZEGORZ KOMARZYNIEC	
Analiza ilości ciepła wydzielanego w czasie przepływu prądu włączania przez uzwojenie transformatora HTS	71
GRZEGORZ LISOWSKI, PIOTR CHUDZIK, JERZY ZGRAJA	
System zabezpieczeń wysokoczęstotliwościowego generatora do nagrzewania indukcyjnego	79
MICHAŁ ŁANCZONT	
Model numeryczny nadprzewodnikowego ogranicznika prądu typu rezystancyjnego	93
MICHAŁ ŁASKAWSKI	
Propozycja doboru nastaw regulatorów PI oraz PID dla modelu inercyjnego n-tego rzędu z opóźnieniem	101
BARTŁOMIEJ MELKA, JACEK SMOŁKA, ZBIGNIEW BULIŃSKI	
ARKADIUSZ RYFA, JANUSZ HETMAŃCZYK	
Eksperymentalna i numeryczna analiza pola temperatury i prędkości w bezzszczotkowych silnikach prądu stałego o różnych prędkościach obrotowych	109
MACIEJ PAŃCZYK, JAN SIKORA	
Zastosowanie metody elementów brzegowych dla środowisk niejednorodnych na przykładzie badania zwilgocenia murów	117

GRZEGORZ RANISZEWSKI

Wpływ rozkładu temperatury w łuku elektrycznym na syntezę nanorurek węglowych metodami elektrołukowymi 125

SEBASTIAN STYŁA

Analiza rozkładu temperatury w młynie elektromagnetycznym 133

MARCIN WESOŁOWSKI

Wpływ sposobu nagrzewania na dokładność nadążnej regulacji temperatury 141

JERZY ZGRAJA

Obliczenia cieplne chłodzonych wodą radiatorów falowników do nagrzewania indukcyjnego..... 151

ROBERT KAZAŁA

Metoda poprawy dokładności wyznaczania składowych harmoniczných w przebiegach elektrycznych..... 163

ALEKSANDER SKAŁA, ZBIGNIEW WARDZYN

Wyznaczenie sprawności układu jednołącznikowego falownika napięciowego ZVS-1S klasy E w zastosowaniu do nagrzewania indukcyjnego..... 171

MIROSŁAW WCIŚLIK, PAWEŁ STRZĄBAŁA

Przepływ wyższych harmoniczných w obwodzie prądu przemiennego z prostownikiem mostkowym 181

ZBIGNIEW WARDZYN, ALEKSANDER SKAŁA,
ROMAN KIEROŃSKI

Stałoczęstotliwościowe metody sterowania falownika szeregowego do nagrzewania indukcyjnego – porównanie właściwości 189

ZYGMUNT PIĄTEK, TOMASZ SZCZEGIELNIAK,
DARIUSZ KUSIAK

Pole magnetyczne trójfazowego szynoprzewodu ekranowanego 199

PIOTR CHUDZIK, GRZEGORZ LISOWSKI, JERZY ZGRAJA
ŁUKASZ KAZIMIERSKI

Układy pomiarowe do identyfikacji obciążenia i wyznaczania mocy w generatorze LLC do nagrzewania indukcyjnego..... 209

ŁUKASZ SZYMAŃSKI, ZBIGNIEW KOŁACIŃSKI,
SŁAWOMIR WIAK, GRZEGORZ RANISZEWSKI, MARCIN LEFIK,
EMILIA GRYSKA

Synteza nanorurek węglowych do zastosowań medycznych..... 219

ALBERT SMALCERZ, ROMAN PRZYŁUCKI, JERZY BARGLIK
TADEUSZ WIECZOREK, ADRIAN SMAGÓR

Analiza zjawisk elektromagnetycznych w piecach z zimnym tygłem..... 227

TOMASZ KOSZMIDER, JERZY ZGRAJA, KRZYSZTOF STRZECHA
Komponent wizyjny systemu komputerowego do nadzorowania
pracy stanowiska nagrzewania indukcyjnego 235

PIOTR BULIŃSKI, JACEK SMOLKA, SŁAWOMIR GOLAK,
ROMAN PRZYŁUCKI
Numeryczna analiza procesów cieplno-przepływowych
oraz elektromagnetycznych zachodzących w piecu indukcyjnym..... 243

PIOTR URBANEK, JACEK KUCHARSKI, ANDRZEJ FRĄCZYK
Wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych do klasyfikacji
charakterystyk obciążenia układu wzбудnik-wsad 251

PIOTR URBANEK, JACEK KUCHARSKI, ANDRZEJ FRĄCZYK
Symulacja nagrzewania dielektrycznego wilgotnej wstęgi papieru..... 265

WARSZTATY:
SYMULACJE ZAGADNIEŃ ELEKTROMAGNETYCZNYCH I CIEPLNYCH

JERZY ZGRAJA, MAGDALENA ZGRAJA
Wykorzystanie komercyjnego pakietu Flux[®] jako programu osadzonego
w budowanych aplikacjach do nagrzewania indukcyjnego 273

JERZY ZGRAJA
Wykorzystanie analogii elektryczno-cieplnych w komercyjnych programach
do analizy zjawisk cieplnych 279

WSTĘP

Tematyka obliczeń cieplnych zajmuje coraz więcej miejsca w publikacjach z dziedziny elektrotechniki i staje się współcześnie nierozdzielalnym elementem problemów elektrotechnicznych.

III Konferencja Naukowo-Techniczna pod nazwą PROBLEMY CIEPLNE w ELEKTROTECHNICE i ELEKTROTECHNOLOGIE wpisuje się w cykl konferencji elektrotermicznych organizowanych od kilkadziesiąt już lat, głównie przez ośrodki naukowe Politechniki Łódzkiej, Świętokrzyskiej, Śląskiej czy Warszawskiej. Jest otwarta na prezentację zagadnień dotyczących celowej zamiany energii elektrycznej w ciepłą, bardzo trudnych do rozwiązania problemów odprowadzania energii strat związanych z przepływem prądu elektrycznego w urządzeniach, jak również na te aspekty naukowe elektrotechnologii, które nie dotyczą zagadnień cieplnych.

Różnorodność i poziom naukowy prezentowanych artykułów oraz sam fakt zainteresowania Autorów trzecią edycją Konferencji dają podstawy, aby sądzić o trafności zaproponowanej tematyki.

Życzę interesujących i owocnych obrad.

Jerzy Zgraja
przewodniczący Konferencji

PIOTR BORKOWSKI, MAREK PAWŁOWSKI**Politechnika Łódzka, Katedra Aparatów Elektrycznych**

DEGRADACJA CIEPLNA STYKÓW W ŁĄCZNIKACH PRACUJĄCYCH W INTELIGENTNYCH BUDYNKACH

W artykule przedstawiono zagadnienie degradacji cieplnej styków, które może występować w łącznikach instalacyjnych pracujących w inteligentnych budynkach. Podczas załączania nowoczesnych urządzeń elektronicznych oraz energoelektronicznych (np. źródeł światła LED) występują udary prądowe ponad 50 razy większe od maksymalnej wartości natężenia prądu w stanie ustalonym. Zjawisko to może być przyczyną zbyt szybkiej destrukcji warstwy wierzchniej styku, a w konsekwencji degradacji styków, która w końcowym efekcie doprowadzi do uszkodzenia łącznika.

WPROWADZENIE

W świecie techniki, w odniesieniu do początku XXI wieku, często sięga się po hasło „smart”. Mimo że dosłowne tłumaczenie oznacza „bystry”, „sprytny”, ze względów marketingowych przyjęto tłumaczenie „inteligentny”¹.

W związku z powyższym planuje się inteligentne miasta, w których będą inteligentne domy, zasilane z inteligentnych sieci elektroenergetycznych. Naturalne jest więc oczekiwanie, że w inteligentnym domu będzie wiele inteligentnych urządzeń.

Uwzględniając lekkie przerysowanie tej wizji, należy jednak uznać, że rozwój systemów inteligentnych na wielu płaszczyznach staje się faktem. Autorzy pragną zwrócić uwagę na konieczność integracji nowoczesnych systemów inteligentnych z dotychczasowymi rozwiązaniami technicznymi.

Dynamiczny postęp technologiczny powoduje rozwój urządzeń elektrycznych stanowiących podstawowe wyposażenie budynków. Zaawansowane układy elektroniczne oraz energoelektroniczne stwarzają szereg możliwości funkcjonalnych. Praca tych urządzeń wiąże się jednak ze ściśle określonymi wymaganiami oraz mniej znanymi konsekwencjami. Do podstawowych wymagań należy zaliczyć wysoką jakość napięcia zasilającego, dlatego wiele urządzeń posiada szereg układów zasilających i filtrujących. Ich prawidłowe

¹ Przy uwzględnieniu słownikowej definicji tego słowa, ów przekład nie jest jednak do końca poprawny.

działanie wiąże się jednak z negatywnym wpływem na jakość napięcia zasilającego, co jest jedną z niekorzystnych konsekwencji.

Skutkiem pracy układów energoelektronicznych jest silne odkształcenie prądu i znaczne przesunięcie fazowe, co wiąże się ze zmniejszeniem współczynnika mocy oraz generacją mocy biernej.

Trzecią konsekwencją pracy układów energoelektronicznych jest charakter ich pracy w stanach nieustalonych podczas załączania tych urządzeń. Przeprowadzone wstępne badania opisane w rozdziale 3 wskazują na istotne zmiany parametrów pracy tych układów w stanach nieustalonych.

Analizując zjawiska elementarne, można dostrzec wiele kwestii, które wymagają rozwiązania. Jedną z nich jest obsługa nowych urządzeń elektrycznych za pomocą klasycznych łączników zestykowych. Pierwsze wyniki prac autorów, opisane w niniejszym artykule, wskazują jednoznacznie na konieczność głębszej analizy tematu oraz przeprowadzenia szeregu prac naukowo-badawczych, pozwalających na rozwiązania zauważonych problemów z zakresu degradacji cieplnej styków.

Zestyki biorą bezpośredni udział w najważniejszych czynnościach wykonywanych przez łącznik i odgrywają dominującą rolę, zwłaszcza przy pracy przepustowej i łączeniowej [1-5]. W czasie wykonywania tych prac występuje wiele zjawisk szkodliwie oddziałujących na zestyki. Ze względu na złożony charakter tych zjawisk, w praktyce nie analizuje się zwykle szczegółowo poszczególnych zjawisk, a jedynie ich skutki.

Do najważniejszych szkodliwych skutków zjawisk występujących w zestykach należą [5]:

- a) nagrzewanie styków,
- b) zużywanie i deformowanie styków,
- c) szczepianie styków,
- d) "starzenie" materiału styków²,
- e) utlenianie.

Często rozpatrywane skutki występują jednocześnie i są ze sobą ściśle związane, co znacznie utrudnia ich ilościowe ujęcie. O tym, czy w pewnych określonych warunkach zestyk będzie pracował prawidłowo, zadecyduje wtedy nie jeden, a kilka skutków. Na przykład w czasie pracy przepustowej, najważniejszą rolę odgrywać będzie nagrzewanie, "starzenie" materiału, a czasami również i szczepianie styków, natomiast w czasie pracy łączeniowej zwykle wszystkie skutki wymienione poprzednio. Z kolei zjawiska zachodzące w zestyku podczas załączania prądu (stapianie się materiału, szczepianie i wyładowania elektryczne) powodują

² „Starzenie” materiału w pojęciu autorów odnosi się do warstwy wierzchniej styków, związane jest z oddziaływaniem procesów łukowych na zmianę struktury materiału i powoduje zmianę własności elektrycznych zestyku.

duże zróżnicowanie przebiegu odskoków oraz zmienność z prądem postaci odskoków, czasu trwania, amplitudy i liczby odskoków.

1. PARAMETRY PRACY URZĄDZEŃ ENERGOOSZCZĘDNYCH

Inteligentny budynek to obiekt budowlany, który ze względu na posiadaną infrastrukturę wskazuje cechy, które pozwalają zaliczyć go do tej grupy obiektów.

Pomimo wielu prac naukowych i rozwojowych, nie ma jednoznacznych wyznaczników, które w sposób definitywny pozwalałyby uznać budynek za inteligentny bądź nie. Na dzień dzisiejszy jest to raczej zbiór cech możliwych do osiągnięcia różnymi sposobami, które w ujęciu całościowym nadają obiektowi status „inteligentny”.

Powyższy opis pozwala na znaczny subiektywizm w ocenie poziomu „inteligencji budynku”. W związku z tym wprowadza się pewne standardy oceny budynków, takie jak certyfikacja LEED³ czy BREAM⁴ [6-8]. Należy pamiętać, że jedną z podstawowych cech inteligentnego budynku jest jego energooszczędność. Słuszne jest więc upatrywanie w charakterystyce energetycznej budynku jednej z najbardziej obiektywnych form oceny i porównania budynków.

Dla poprawy efektywności energetycznej budynków kluczowy jest system automatyki budynkowej integrujący podsystemy oraz zasoby znajdujące się w obrębie budynku. Niemniej jednak, dla uzyskania maksymalizacji zysków wynikających ze zużycia energii, należy dążyć do minimalizacji jej zużycia również na poziomie urządzeń elektrycznych, które stanowią wyposażenie inteligentnego i energooszczędnego budynku. Prace w tym zakresie były i są realizowane przez autorów [9-11]. Pośrednie wyniki tych prac skupiły uwagę autorów na zagadnieniach zjawisk łączeniowych podczas załączania urządzeń energooszczędnych łącznikami zestykowymi.

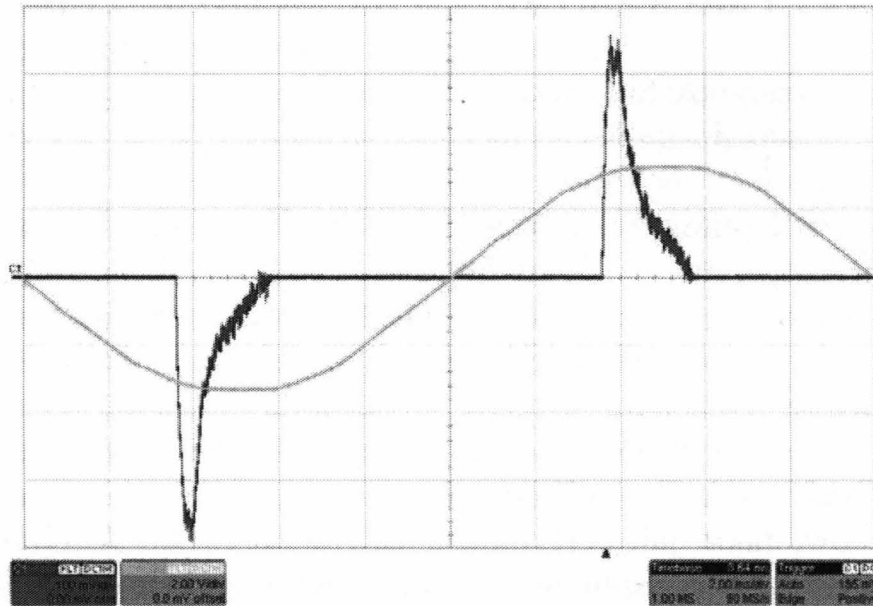
Dla zobrazowania tychże zjawisk łączeniowych, autorzy wykonali pomiary dla energooszczędnych źródeł światła, bazujących na diodach LED. Są to urządzenia nowoczesne, bardzo popularne, zdobywające coraz większe grono zwolenników, głównie ze względu na korzyści ekonomiczne, które wynikają z mniejszej mocy zainstalowanych źródeł światła. Obiektem badanym była lampa LED (LED Bulb Light, Moc: 9 W, U_N : 85-265 V; Barwa: ciepły biały, CCT: 2700-3300K).

Pomiary realizowano za pomocą oscyloskopu Lecroy waveSurfer 454. Na rys. 1 przedstawiono oscylogram z pracy lampy LED w stanie ustalonym. Na kanale 1 obserwowany jest sygnał z bocznika ($R_B = 10 \Omega$), co pozwala na

³ LEED – Leadership in Energy and Environmental Design.

⁴ BREEAM – Building Research Establishment Environmental Assessment Method.

obserwację oraz analizę przebiegu prądu płynącego w obwodzie (sonda $1\div 10$). Kanał 2 to przebieg napięcia zasilającego (sonda $1\div 100$).

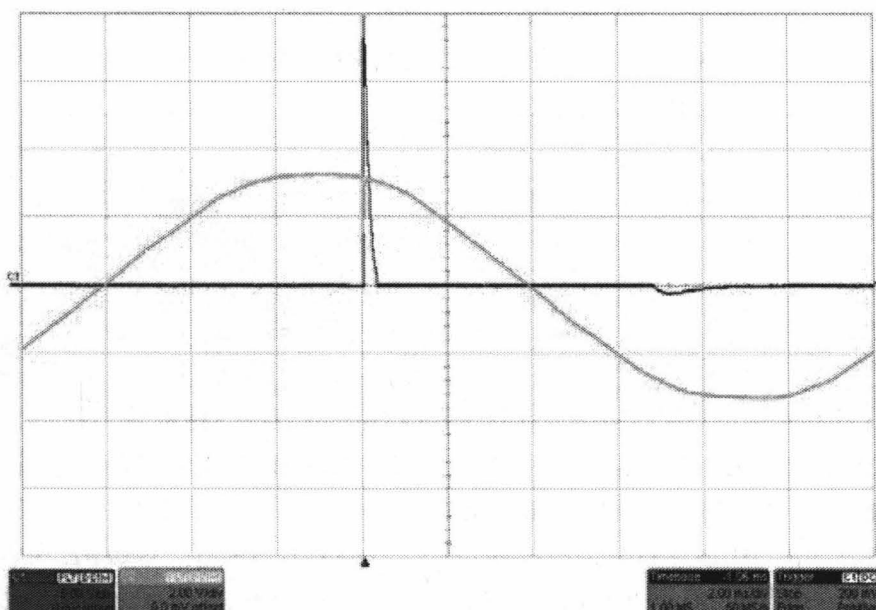


Rys. 1. Stan ustalony podczas pracy badanej lampy LED

Maksymalny spadek napięcia na boczniku wynosi 3,8 V ($380\text{ mV} \times 10$), co odpowiada wartości natężenia prądu 380 mA. Widoczne jest również znaczne odkształcenie przebiegu prądu, który jest daleki od sinusoidalnego. Zauważalne jest również przesunięcie fazowe na poziomie 3,6 ms. Potwierdza to opisane we wprowadzeniu pierwsze dwie konsekwencje pracy tych urządzeń, czyli wpływ na jakość napięcia zasilającego oraz generację mocy biernej. Oczywiście, zgodnie z rys. 1, w stanie ustalonym przebieg napięcia zasilającego nie jest odkształcony. Wynika to ze stabilności źródła, jakim jest sieć zasilająca oraz przede wszystkim z małej mocy odbiornika. Należy jednak pamiętać, że przy wzroście liczby oraz mocy odbiorników odkształcenia mogą wpłynąć na kształt przebiegu napięcia. Występujące na oscylogramie (rys. 1) przesunięcie fazowe, widoczne jako opóźnienie 3,6 ms, oznacza współczynnik mocy ($\cos \varphi$) na poziomie 0,43, a tym samym $\text{tg } \varphi = 2,12$. Dla odbiorców indywidualnych póki co nie ma to znaczenia, ponieważ w taryfach G11 oraz G12 są oni rozliczani jedynie za energię czynną. Pobór opłat za energię bierną dla odbiorcy indywidualnego jest zawieszony. Jednak w przypadku odbiorców przemysłowych, w przypadku przekroczenia $\text{tg } \varphi > 0,4$, naliczane są dodatkowe opłaty.

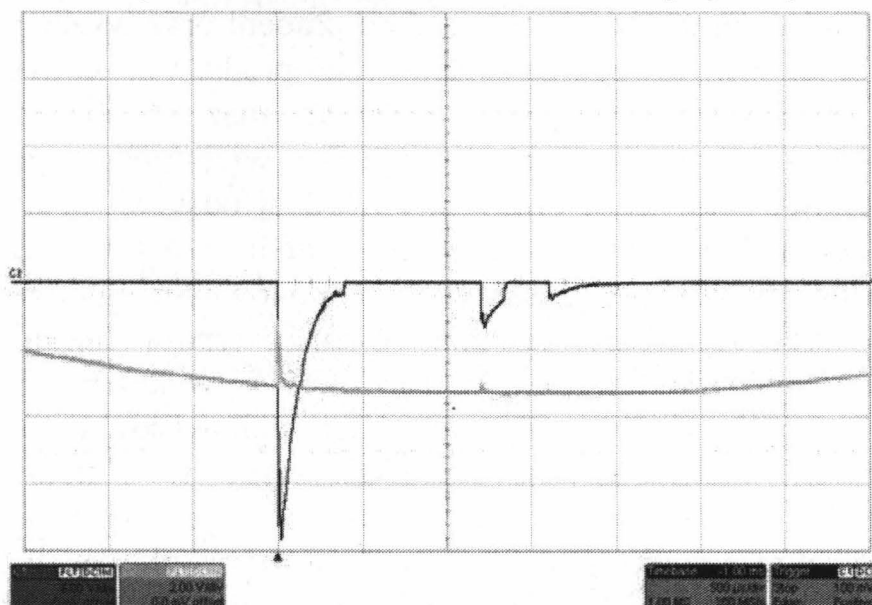
2. STAN NIEUSTALONY PRACY LAMP LED

W pracy analizowano stany nieustalone podczas załączania lampy LED. Na rys. 2 przedstawiono oscylogram z procesu załączania odbiornika. Dla zaobserwowania całego przebiegu procesu załączania była konieczna zmiana skali na kanale 1, do którego podłączony jest sygnał z bocznika. Na widocznych oscylogramach (rys. 2 i rys. 3) wynosiła ona 5 V/dz; oznacza to, że chwilowa maksymalna wartość natężenia prądu wynosiła 20 A, tym samym jest ponad 50 razy większa od wartości maksymalnej natężenia prądu w stanie ustalonym.



Rys. 2. Stan nieustalony podczas załączania badanej lampy LED

Na rys. 3 zaprezentowano oscylogram z prądem początkowym przy podstawie czasu 500 μ s/dz. Można stwierdzić, że udar prądowy trwał 400 μ s.



Rys. 3. Udar prądowy podczas załączania badanej lampy LED

3. WPŁYW UDARU PRĄDOWEGO NA ZESTYK W ŁĄCZNIKU

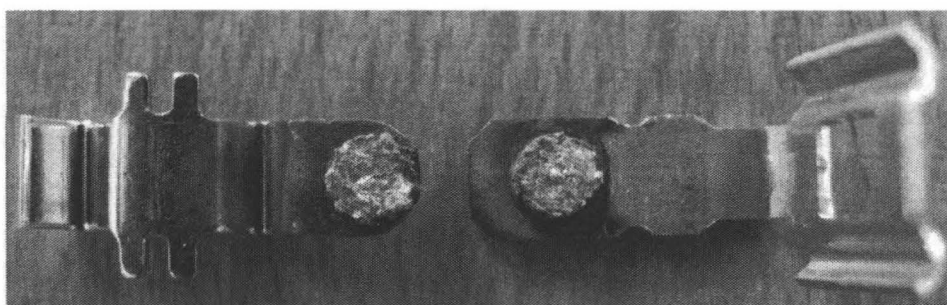
Jak wiadomo zjawisko szczepiania styków może nastąpić podczas eksploatacji łącznika w przypadku przepływu przez zestyki łącznika dużego prądu przeciążeniowego lub zwarciovowego. Ze względu na złożoność i zależność zjawisk fizycznych powodujących szczepienie styków od wielu wielkości i czynników, często o działaniu przypadkowym, ocenę odporności na szczepianie materiału stykowego przeprowadza się na podstawie wyników eksperymentalnych uzyskanych w specjalnych urządzeniach probierczych w warunkach modelowych. Mogą być wykonywane badania [5]:

- szczepiania statycznego, w zestyku zamkniętym obciążonym jedną półfalą prądu o częstotliwości 50 Hz [12],
- szczepiania dynamicznego, które odtwarzają przypadek pracy łącznika przy załączaniu dużego prądu. Są one prowadzone w warunkach występowania odskoków sprężystych styków przy zamykaniu zestyku lub przy wymuszaniu pojedynczego odskoku modelowego w zestyku zamkniętym [13].

Łączniki instalacyjne z napędem ręcznym są powszechnie stosowane w instalacjach domowych i podobnych. Obecnie można spotkać na rynku krajowym dużą różnorodność tych łączników. Wszystkie rozwiązania konstrukcyjne łączników muszą spełniać wymagania normy polskiej PN-IEC 60669-1 [14], zgodnej z normą międzynarodową IEC 669-1 [15]. Coraz częściej firmy z branży elektrotechnicznej mają problemy z ww. łącznikami, ponieważ potrafią one ulec uszkodzeniu już po miesiącu pracy. Związane jest to właśnie ze zjawiskiem odskoku elektrodynamicznego, który wielokrotnie powtarzany w końcu doprowadza do trwałego szczepienia się styków. Zjawisko to zostało zaobserwowane już przez Walczuka [16], który sklasyfikował charakterystyczne przebiegi odskoków przy obciążeniu zestyku prądem oraz wyznaczył zależność siły szczepienia od szczytowego załączeniowego prądu przy zamykaniu zestyku dla różnych materiałów stykowych. Podsumowując można powiedzieć, że podczas załączania występują udary prądowe wielokrotnie przewyższające prądy znamionowe (pkt. 2), a prądy te powodują odskoki elektrodynamiczne będące przyczyną cieplnego oddziaływania łuku elektrycznego na zestyk, których skutkiem jest szczepienie się styków po ponownym zamknięciu zestyku.

Autorzy przeprowadzili badania dwóch typów łączników jedno-biegunowych z napędem klawiszowym 10 A, 250 V, wykonanych przez dwóch producentów (A i B) w skomputeryzowanym stanowisku do badań wielkiej grupy łączników instalacyjnych, funkcjonującym w Katedrze Aparatów Elektrycznych PŁ [5]. Stanowisko to pozwala badać jednocześnie 5 łączników w warunkach określonych przez normy. Zakres głównych parametrów probierczych to: napięcie 230 V AC, prąd probierczy od 2 do 20 A, obciążenie rezystancyjne lub indukcyjne. W łącznikach styki wykonane były z materiału

AgCdO10. Badania zostały wykonane przy napięciu znamionowym 230 V, w obwodzie rezystancyjnym, przy prądzie $I = 1,2 I_N = 12$ A oraz w obwodzie indukcyjnym o $\cos \varphi = 0,3$, przy prądzie $I = 1,25 I_N = 12,5$ A. W obu przypadkach liczba cykli łączeniowych wynosiła 200. Dla każdej serii wyznaczono wartości średnie liczby i czasu trwania odskoków oraz energię elektryczną łuku w czasie odskoków. Z nielicznymi przypadkami we wszystkich łącznikach występował tylko jeden odskok, ale o różnym czasie trwania. Wyniki końcowe wykazały wyraźny wzrost wartości średnich czasu trwania odskoku. Zwiększała się przez to również wartość energii cieplnej łuku oddziałującej na styki. Na rys. 4 przedstawiono przykładową fotografię styków jednego łącznika po badaniach trwałości łączeniowej w obwodzie indukcyjnym.



Rys. 4. Przykładowa fotografia toru prądowego z stykami AgCdO10 łącznika po badaniach

Analiza badań autorów pozwala jednoznacznie stwierdzić, że podczas pracy łączeniowej w zestykach, w wyniku działania łuku, występuje proces „starzenia” materiału w warstwie wierzchniej styków, szczególnie wyraźny w stykach wykonanych z materiałów kompozytowych [5]. Proces ten objawia się zmianą własności fizykochemicznych i elektrycznych zestyku powodowanych zmianą struktury i składu chemicznego styków i najczęściej powoduje pogorszenie odporności styków na działanie szkodliwych skutków zjawisk w zestyku.

Zmiany związane ze „starzeniem” materiału styków, w szczególności wykonanych z materiałów kompozytowych na bazie srebra, zostają zapoczątkowane przez stopienie w warstwie wierzchniej styków srebra, wypełniającego kapilary szkieletu, najczęściej materiału trudnotopliwego. W zależności od wartości prądu oraz czasu trwania łuku, ilość pochłoniętej przez materiał energii, powodującej jednocześnie zmianę stanu materii tego materiału, decyduje o rozległości i głębokości obszaru stopienia srebra w szkielecie materiału trudnotopliwego oraz o temperaturze ciecży. Samo stopienie srebra jest zazwyczaj krótkotrwałe i nie powoduje jeszcze zauważalnych zmian w strukturze i składzie kompozytu. Wzrost objętości srebra w wyniku zmiany stanu skupienia jest nieznaczny i powoduje nieznaczne pogrubienie filmu srebrnego na powierzchni styku. Nie może być mowy o swobodnym wypływananiu ciekłego srebra na powierzchnię, gdyż jest ono

utrzymywane w szkielecie materiału trudnotopliwego siłami kapilarnymi. Gwałtowny wypływ na powierzchnię, a nawet erupcja kropelek srebra, występuje dopiero pod działaniem ciśnienia par srebra, po nagrzaniu stopionego srebra powyżej temperatury wrzenia [17].

Skutki tego zjawiska mogą być obserwowane, przy głębszej analizie mikroskopowej, bezpośrednio na powierzchni i w warstwie wierzchniej styku (strukturze) jako skutki płytkie lub głębokie. Ubytek srebra ze szkieletu i pozbawienie tego szkieletu chłodzenia przez srebro, powoduje jego wtórne spiekanie, połączone z kurczeniem się powodującym wzrost naprężeń rozciągających w mostkach, łączących poszczególne krystality, aż do przekroczenia wytrzymałości mostków na rozciąganie. Powstają wtedy w szkielecie pęknięcia o różnej orientacji i rozległości. Można je podzielić na [17]:

- pęknięcia szczelinowe – pionowe, prostopadłe do powierzchni styku lub skośne,
- pęknięcia warstwowe – poziome, równoległe do powierzchni styku,
- pęknięcia łuskowate – miseczkowate o ograniczonym zasięgu.

Powyższe wyniki badań łączników instalacyjnych oraz wstępne obserwacje zjawisk zachodzących podczas załączania energooszczędnych źródeł światła wskazują na konieczność rozwinięcia zagadnień degradacji styków w łącznikach instalacyjnych w wyniku współpracy z nowoczesnymi odbiornikami w budynkach inteligentnych.

4. PODSUMOWANIE

Rozwój inteligentnych technologii wymusza opracowanie systemów integrujących nowoczesne urządzenia z dotychczasową infrastrukturą techniczną. Jednymi z podstawowych elementów pełniących tę funkcję są łączniki zestykowe.

W pracy przedstawiono wyniki badań łącznika instalacyjnego podczas załączania energooszczędnych źródeł światła (lampa LED).

Uzyskane wyniki wskazują, że podczas załączania udar prądowy osiąga wartość ponad 50 razy większą od wartości znamionowej. Tak wysoka wartość prądu może być przyczyną degradacji cieplnej styków w łącznikach instalacyjnych.

Na podstawie przeprowadzonych badań autorzy widzą konieczność prowadzenia szeregu prac badawczych i analitycznych dla rozwiązania kwestii poprawności pracy łączników zestykowych w instalacjach wyposażonych w nowoczesne urządzenia elektroniczne oraz energoelektroniczne.

LITERATURA

- [1] Keil A., Merl W.A., Vinarycky E.: Elektrische Kontakte und ihre Werkstoffe. Springer-Verlag. Berlin Heidelberg New York Tokyo 1984.
- [2] Féchant L.: Le contact électrique – Phenomenes physiques et materiaux, Collection SEE, Editions Hermes, Paris 1996.
- [3] Slade P. G.: Electrical Contacts: Principles and Applications. Marcel Dekker, Inc., New York, Basel, 1999.
- [4] Braunovic M.: Electrical Contacts: Fundamentals, applications and technology. CRC Press, 2007.
- [5] Borkowski P.: Nowoczesne metody badania zestyków elektrycznych. Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, Warszawa, 2013, s. 204 (ISBN 978-83-7837-010-9).
- [6] Mao Xiaoping; Lu Huimin; Li Qiming: A Comparison Study of Mainstream Sustainable/Green Building Rating Tools in the World. Management and Service Science 2009, International Conference on. DOI: 10.1109/ICMSS.2009.5303546.
- [7] Kovacs N.O.: Regulations and certificates regarding energy efficiency in buildings. Energy (IYCE), 2013 4th International Youth Conference on. DOI: 10.1109/IYCE.2013.6604151.
- [8] Thornley V., Mullins, S.: Sustainable building, smartgrid-ready. Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe), 2011 2nd IEEE PES International Conference and Exhibition on. DOI: 10.1109/ISGTEurope.2011.6162625.
- [9] Pawłowski M., Borkowski P.: Electrical Energy Management System in Double Unpredictability Objects. Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 2014, Nr 9, pp. 191-196.
- [10] Borkowski P., Pawłowski M.: Zasilanie energooszczędnych źródeł światła poprzez systemy zasobnikowe. Przegląd Elektrotechniczny, Vol. 2013, Nr 1a, ss. 21-24.
- [11] Borkowski P., Pawłowski M.: Potencjał oszczędności energii elektrycznej u odbiorcy komunalnego. Rynek Energii, Nr 1(98)/2012, ss. 101-106.
- [12] Borkowski P., Boczkowski D., Wysocki T.: Computer-controlled system for testing contacts on switching high current. Journal of the International Measurement Confederation - MEASUREMENT, Elsevier, Vol. 40/3 2007, pp. 294-299.
- [13] Borkowski P., Walczuk E.: Computerized measurement stands for testing static and dynamic electrical contact welding. Journal of the International Measurement Confederation - MEASUREMENT, Elsevier, Vol. 44/9 2011, pp. 1618-1627.
- [14] PN-IEC 60669-1:2000. Łączniki do stałych instalacji domowych i podobnych. Wymagania ogólne. 2006.
- [15] IEC 660-1. Switches for household and similarbfixed electrical instalations. Part 1: General requirements (1983, modified).
- [16] Walczuk E.: Wpływ odskoków sprężystych na szepianie się zestyków łącznika. Praca habilitacyjna. Zeszyty Naukowe PŁ, Nr 150, Z. 37, 1972.
- [17] Borkowski P.: Erozja łukowa styków łączników elektrycznych, Seria wydawnicza: Postępy Techniki Wysokich Napięć Komitetu Elektrotechniki Polskiej Akademii Nauk, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź 2013, s. 201 (ISBN 978-83-7283-520-8).

THE THERMAL DEGRADATION OF CONTACTS IN THE HOUSEHOLD SWITCHES OPERATING IN INTELLIGENT BUILDINGS

Summary

The paper presents the problem of thermal degradation of contacts that can occur in the household switches operating in intelligent buildings. During the switching on of modern electronic devices and power electronics (e.g. LED light source) current surges occur more than 50 times larger than the maximum current in the steady state. This may cause too rapid destruction of the contact surface layer, and consequently the degradation of the contacts, which in the final effect will damage the household switches.

Keywords: degradation of contacts, LED, intelligent buildings.

**ADAM CIEŚLAK¹, GRZEGORZ LISOWSKI²
JERZY ZGRAJA¹**

¹**Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej**

²**Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki**

WYKORZYSTUJĄCE NAGRZEWANIE INDUKCYJNE STANOWISKO DO SZACOWANIA CIEPLNYCH PARAMETRÓW MATERIAŁOWYCH

Opracowanie przedstawia opis stanowiska laboratoryjnego do szacowania cieplnych parametrów materiałowych indukcyjnie nagrzewanego wsadu oraz aspekty związane z wdrożeniem układów i procedur sterujących, pomiarowych oraz obróbki danych. Przedstawiono rezultaty przeprowadzonych badań oraz wnioski praktyczne wynikające z analizy trudności napotkanych w realizacji zadania.

WPROWADZENIE

W procesach przemysłowych związanych z obróbką cieplną materiału szczególnie istotna jest znajomość parametrów materiałowych badanego obiektu, wsadu. W pracy przedstawiono stanowisko laboratoryjne zbudowane w celu wdrożenia i weryfikacji metod służących określaniu cieplnych parametrów materiałowych wsadów z wykorzystaniem metody nagrzewania indukcyjnego. Budowane stanowisko ma charakteryzować się docelowo zarówno dużą autonomicznością, jak i zautomatyzowaniem pomiarów. Prowadzi to do potrzeby silnego zintegrowania wewnętrznych układów pomiarowych oraz systemów zbierania i przetwarzania danych z procedurami sterującymi, wspomaganymi dodatkowo obliczeniami symulacyjnymi i bazą wiedzy. Przy tego typu podejściu można oczekiwać, że złożony proces określania charakterystyk materiałowych (początkowo parametrów cieplnych) będzie można prowadzić przy ograniczonym udziale wysoko wykwalifikowanych specjalistów, w praktyce na hali produkcyjnej z wykorzystaniem obsługi stanowisk produkcyjnych, szczególnie stanowisk do nagrzewania indukcyjnego.

W fazie uruchomieniowej stanowiska, w celu ograniczenia kosztownych prób laboratoryjnych, szereg wykonywanych prac wspierano obliczeniami symulacyjnymi, opartymi o wykorzystanie oprogramowania do polowej analizy sprężonych zjawisk elektromagnetyczno-cieplnych.

1. WYKORZYSTANE METODY NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO DO SZACOWANIA CIEPLNYCH PARAMETRÓW MATERIAŁOWYCH

Jedną z funkcji stanowiska laboratoryjnego, które zostanie omówione w niniejszym opracowaniu jest oszacowanie (z możliwie dużą dokładnością) zestawu cieplnych parametrów materiałowych indukcyjnie nagrzewanego wsadu, tj. przewodności cieplnej właściwej, dyfuzyjności cieplnej oraz ciepła właściwego. Wymienione parametry są powiązane ze sobą zależnością:

$$a = \frac{\lambda}{c \cdot \rho} \quad (1)$$

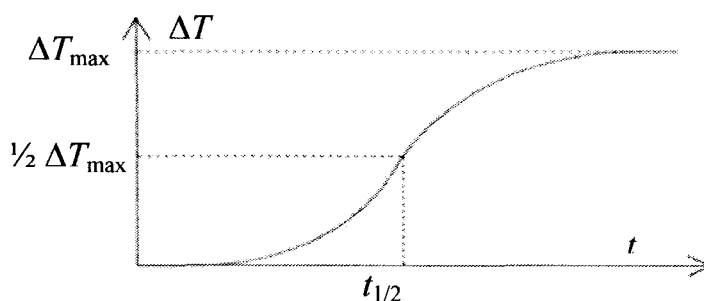
gdzie: a – dyfuzyjność cieplna λ – przewodność cieplna właściwa, c – ciepło właściwe, ρ – gęstość.

Do określenia dyfuzyjności cieplnej wykorzystano metodę impulsową [1] polegającą na skierowaniu impulsu promieniowania elektromagnetycznego o charakterze możliwie bliskim impulsowi Diraca na podstawę walcowego wsadu i rejestracji temperatury w dziedzinie czasu po stronie przeciwnej. W metodzie tej istotne jest, aby poziom dostarczonej energii był dostatecznie duży oraz była ona równomiernie rozłożona na powierzchni. W odróżnieniu od wcześniejszych, znanych z literatury [1], zastosowań lampy promiennikowej, czy też lasera jako źródła impulsu promieniowania elektromagnetycznego, na omawianym stanowisku podjęto unikalną próbę wykorzystania generatora wysokiej częstotliwości do nagrzewania indukcyjnego jako źródła dostarczanej energii.

W omawianej metodzie dyfuzyjność cieplna wsadu określana jest na podstawie zarejestrowanego czasowego przebiegu temperatury na przeciwnej do nagrzewanej stronie próbki (rys. 1) poprzez wyznaczenie czasu osiągnięcia temperatury połowicznej $t_{1/2}$ (połowa wartości temperatury maksymalnej $1/2\Delta T$), według zależności:

$$a = 1,38 \frac{L^2}{\pi^2 t_{1/2}} \quad (2)$$

gdzie: L – wysokość(grubość) próbki wsadu.



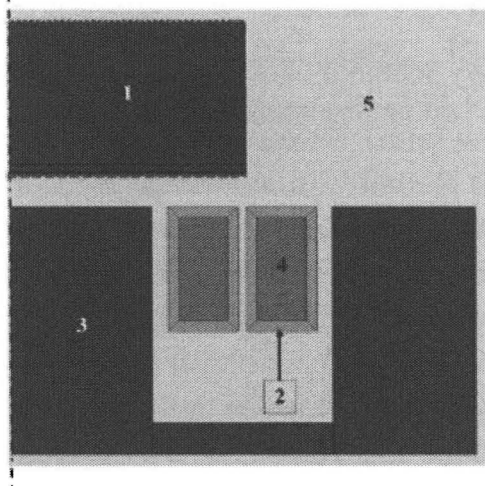
Rys. 1. Czasowy przebieg temperatury powierzchni próbki (przeciwnej do nagrzewanej)

Do określenia ciepła właściwego wykorzystano metodę bazującą na badaniu pochodnej temperatury po czasie w indukcyjnie nagrzewanej próbce, co sprowadza się do poszukiwania stałej wartości badanej pochodnej temperatury. W rzeczywistości oznaczało to konieczność wyszukania wartości pochodnej temperatury po czasie w punkcie, w którym przyrost temperatury ma charakter możliwie bliski liniowemu. W metodzie tej źródło (generator w. cz.) generuje impuls prądowy (prostokątny RMS) o określonym czasie trwania. Czas ten ściśle zależy od uprzednio wyznaczonego czasu połowicznego i jest od niego dłuższy o około 5-6 razy. Po upływie tego czasu pochodna stabilizuje się, osiągając wartość maksymalną. Przy założeniu równomierności rozkładu temperatury w próbce, ciepło właściwe można wyznaczyć z zależności:

$$c = \frac{P_{wsad}}{m \cdot \frac{dT}{dt}} \quad [c] = \frac{J}{kg \cdot K} \quad (3)$$

gdzie: P_{wsad} – moc wydzielona we wsadzie, m – masa wsadu, dT/dt – wartość maksymalna pochodnej temperatury po czasie.

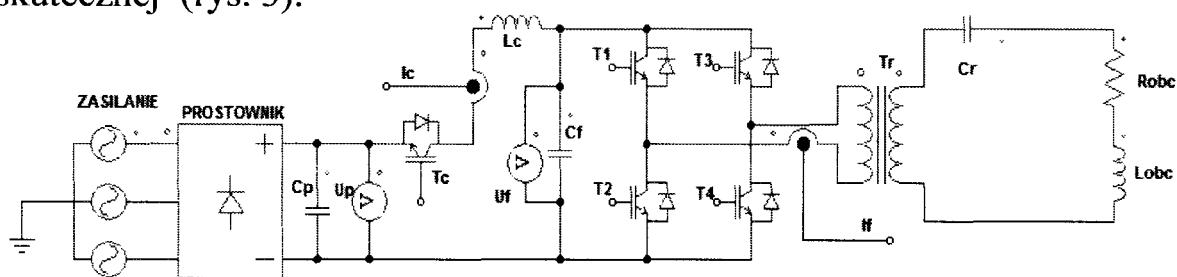
Przedstawione powyżej metody zostały przeanalizowane (początkowo symulacyjnie) w układzie nagrzewania „od czoła” dla próbek walcowych o średnicy 30 mm i wysokości 10 mm wykonanych z: stali magnetycznej, stali niemagnetycznej, miedzi, mosiądzu i aluminium. Przykładowy, symulacyjny model obliczeniowy przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Układ nagrzewania „od czoła”: 1 – wsad, 2 – wzbudnik, 3 – rdzeń magnetyczny, 4 – płyn chłodzący, 5 – otoczenie

2. OPIS STANOWISKA BADAWCZEGO

Na potrzeby weryfikacji przedstawionych powyżej metod oraz obliczeń, zaprojektowane oraz wykonane zostało laboratoryjne stanowisko badawcze. Głównym elementem stanowiska jest dedykowany generator o mocy 10 kW firmy ENIKA, w którym wykorzystano zjawisko rezonansu szeregowego. Został on przystosowany specjalnie na potrzeby przeprowadzania prób o charakterze impulsowym służącym zarówno do wyznaczenia dyfuzyjności cieplnej, jak i ciepła właściwego. W tym stanowisku zastosowano falownik na bazie mostka H, z czterema tranzystorami IGBT do wymuszania napięciowej fali prostokątnej o amplitudzie U_f z wypełnieniem 50% i zmiennej częstotliwości (od 20 do 50 kHz). Nastawa wartości U_f jest realizowana w układzie przetwornicy typu BUCK z tranzystorem chopperowym T_C i dławikiem L_C obniżającym wyprostowane z sieci 3*400V napięcie U_p . Transformator T_r o przekładni 25:1 podwyższa prąd w obwodzie wzbudnika w stosunku do prądu falownika I_f , co pozwala na osiąganie prądów w układzie grzejnym na poziomie do 1,5 kA wartości skutecznej (rys. 3).



Rys. 3. Poglądowy schemat układu mocy w generatorze testowym do nagrzewania indukcyjnego

Układ sterowania do generatora oparto o procesor DSP firmy Microchip i układ programowalny serii CPLD firmy Lattice. Aby spełnić wymagania stanowiska, należało odpowiednio dobrać elementy o charakterze indukcyjnym i pojemnościowym oraz zastosować odpowiednie sterowanie. Najlepszym rozwiązaniem jest tu oczywiście zastosowanie kondensatorów w obwodzie falownika o bardzo dużej pojemności, sumarycznie rzędu nawet kilkunastu milifaradów. Jest to jednak rozwiązanie bardzo drogie, kondensatory zajmują dużo miejsca, co rzutuje na rozmieszczenie szyn zasilających w generatorze, a w konsekwencji prowadzi do pojawienia się zjawisk związanych z indukcyjnościami elementów doprowadzających zasilanie.

Uwzględniając powyższe, w stanowisku zastosowano kondensator C_f o pojemności 4, 7 mF. Ważnym elementem sterowania jest również wykorzystanie dławika L_C jako elementu wygładzającego prąd dostarczany do falownika. Zbyt mały dławik powodował, po pierwsze, zjawisko nieciągłości prądu przy małych mocach dostarczanych do układu i związane z tym problemy ze

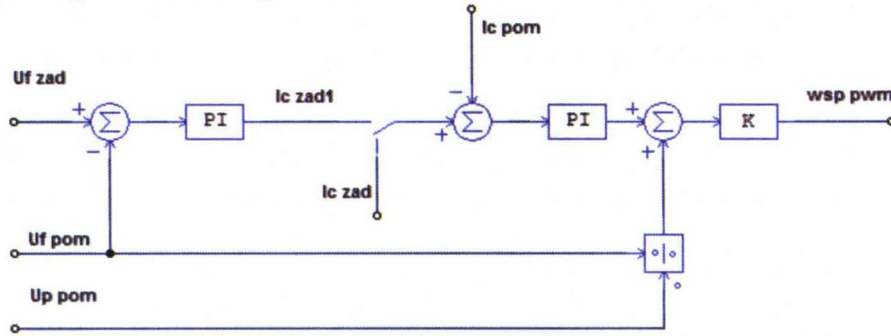
stabilnym utrzymaniem odpowiedniego napięcia, po drugie – duże tętnienie prądu w trakcie krótkich prób dużej mocy, co prowadziło do silnego nasycania dławika i niekontrolowanego wzrostu prądu. Zbyt duża indukcyjność dławika prowadziła do nadmiernego wzrostu stałej czasowej przebiegu prądu w stosunku do oczekiwań związanych z długością trwania impulsu załączenia generatora. Jej wartość ostatecznie dobrano na poziomie 10 mH, przy prądzie znamionowym dławika 40 A.

Zadaniem układu sterowania było zrealizowanie stałej amplitudy prądu falownika w trakcie wykonywanych prób, czy to krótkich kilkumilisekundowych impulsów silnoprądowych, czy też długich kilkusekundowych przebiegów, ale o zdecydowanie mniejszej amplitudzie. Wiązało się to z koniecznością utrzymywania stałej wartości napięcia U_f w obwodzie falownika w trakcie próby. Parametry eksperymentu zadawane były przez komputer nadrzędny PC, sterujący pracą stanowiska, w tym generatora. W układzie istnieje możliwość ustawienia częstotliwości rezonansowej, napięcia $U_{f\text{ zad}}$ zadawanego w trakcie pracy falownika, przewidywanej wartości prądu falownika $I_{c\text{ zad}}$ oraz czasu próby t_o z rozdzielczością 1 ms.

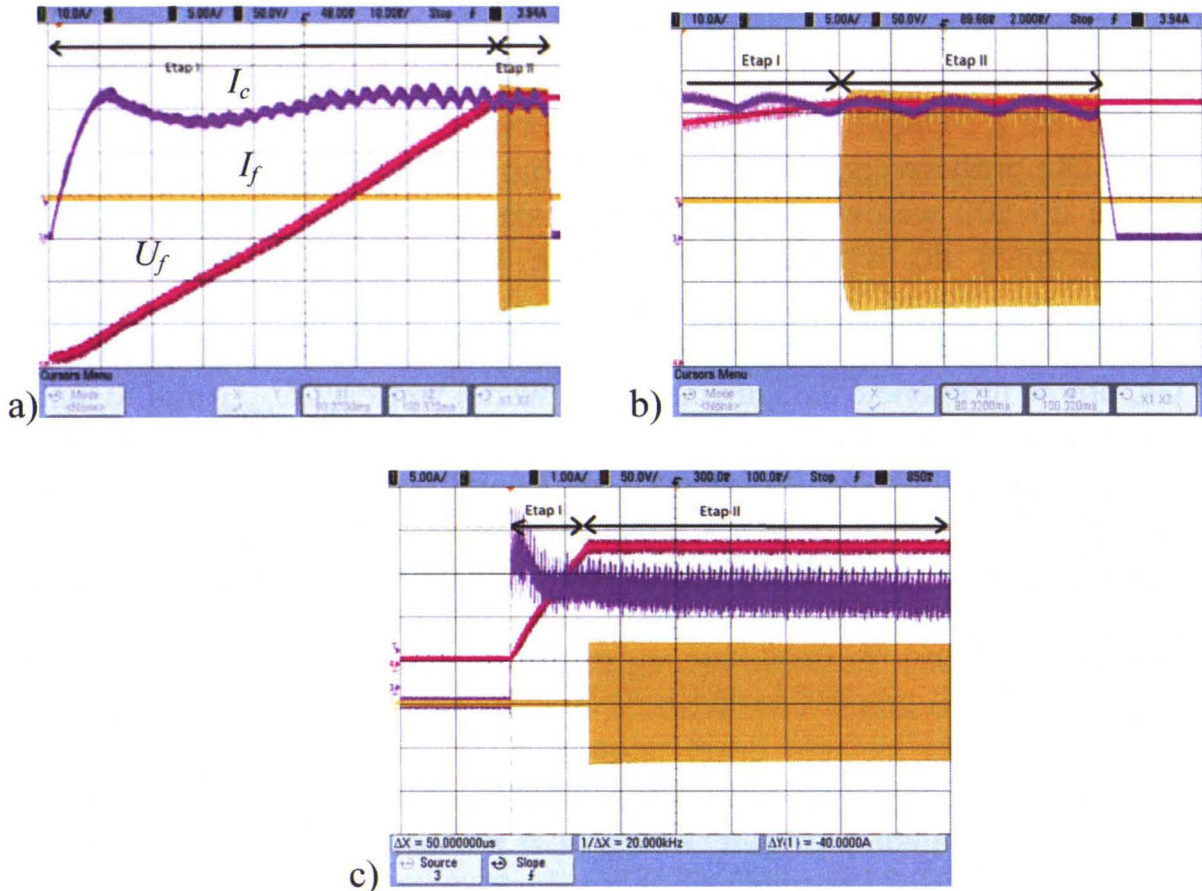
Poprawność zrealizowania eksperymentu nagrzewania stałym impulsem mocy wymaga rozpoczęcia procesu nagrzewania przy odpowiednio (dla danej wartości mocy) dobranych wartościach napięcia fali prostokątnej falownika U_f i prądu choppera I_c . Dla krótkich prób moc chwilowa osiąga wartość kilkunastu kilowatów. Dla prób związanych z realizacją impulsu jednostkowego moc jest na poziomie do 500 watów. Ważnym celem sterowania jest utrzymanie stałej mocy dostarczanej do wzbudnika w trakcie każdej z tych prób. Dlatego realizację eksperymentu podzielono na etapy. Pierwszy ma za zadanie naładować kondensator C_f do wartości $U_{f\text{ zad}}$ zadanej z komputera PC. Realizuje się go tak, aby w momencie osiągnięcia oczekiwanej wartości $U_{f\text{ zad}}$ prąd dławika L_c miał jednocześnie wartość $I_{c\text{ zad}}$. W rzeczywistości prąd dławika osiąga swoją wartość przed naładowaniem kondensatora. Realizowane jest to przez układ z regulatorem PI dającym liniowe narastanie prądu do wartości ustalonej, a następnie trzymanie jej na stałej wartości do momentu włączenia falownika, które następuje po przekroczeniu napięcia $U_{f\text{ zad}}$. W drugim etapie sterowanie przełącza się na regulację kaskadową: regulator napięcia z wyjściem prądowym, regulator prądu z wyjściem PWM. Wartość części całkującej regulatora napięcia w momencie przejścia na etap drugi ładowana jest wartością bieżącą prądu dławika. Układ na tym etapie ma za zadanie utrzymywać napięcie na stałym poziomie. Ponieważ generator jest zasilany z prostownika trójfazowego, na napięciu U_p obserwuje się tętnienia 300 Hz, które mocno wpływają na jakość sterowania. By skutki tego zjawiska ograniczyć, zastosowano dodatkowo układ korekcji feed-forward wynikający z warunku zera dla średniego napięcia na dławiku za okres PWM ($t_{pwm}/T_{pwm} = U_f/U_p$, gdzie t_{pwm} czas wysterowania

tranzystora, a T_{pwm} okres PWM). Schemat ideowy układu sterowanie przedstawiono na rys. 4.

Na rys. 5 przedstawiono przebiegi napięcia U_f kolor czerwony i prądów I_c – kolor fioletowy oraz I_f – kolor żółty dla dwóch przypadków. Na rys. 5a i 5b przedstawiono realizację impulsu mocy zbliżonego do impulsu Diraca, natomiast na rys. 5c realizację impulsu znacznie dłuższego, nazwanego wymuszeniem jednostkowym.

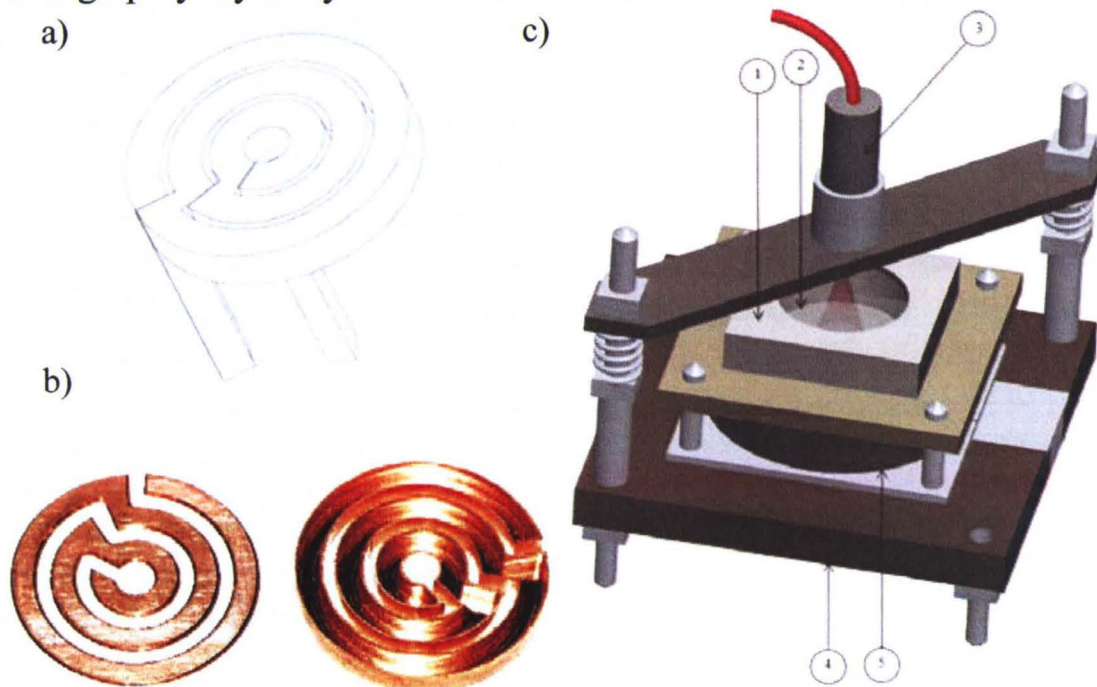


Rys. 4. Schemat regulatora zastosowanego w stanowisku badawczym



Rys. 5. Przebiegi napięcia falownika U_f , prądu dławika I_c i prądu falownika I_f dla eksperymentu realizującego impuls Diraca (a) i (b) oraz eksperymentu realizującego przebieg jednostkowy (c)

W dalszym etapie prac rozważono możliwości wykorzystania generatora do wyznaczenia zestawu cieplnych parametrów materiałowych. Integralną częścią generatora jest specjalnie zaprojektowany wzbudnik oraz zestaw elementów odpowiadających za pozycjonowanie próbki oraz pozostałych elementów stanowiska, tj. rdzeń magnetyczny czy izolacja termiczna. Na rys. 6b przedstawiono fragment stanowiska związanego z wzbudnikiem. W pierwszej fazie budowy stanowiska zaprojektowano płaski wzbudnik spiralny, jako 3-zwojny (rys. 6a) o średnicy zewnętrznej 39 mm i średnicy wewnętrznej równej 2 mm. Ze względu na małe gabaryty oraz dla zachowania dużej precyzji wykonano go przy wykorzystaniu obrabiarki CNC.



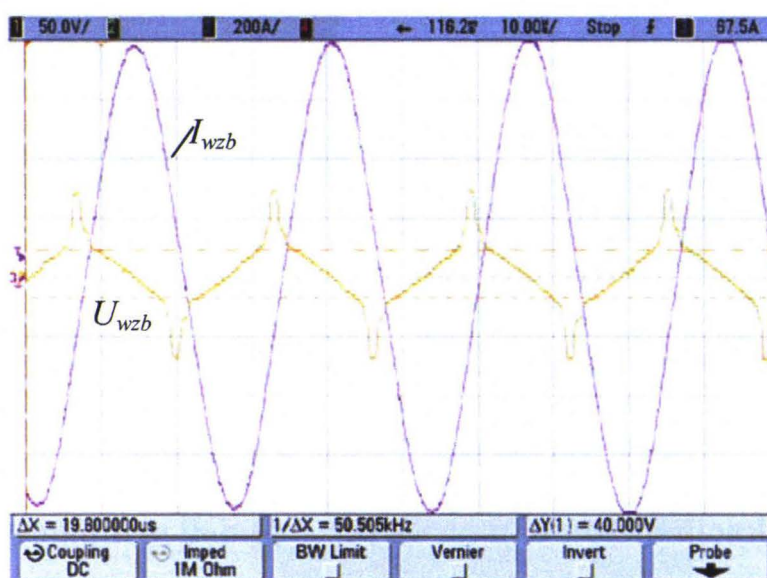
Rys. 6. Stanowisko badawcze: a) szkic wzbudnika, b) wykonane elementy wzbudnika, c) widok stanowiska: 1 – izolacja termiczna, 2 – wsad, 3 – układ pomiaru temperatury, 4 – materiał elektroizolacyjny, 5 – rdzeń magnetyczny

Wstępna weryfikacja metod pomiarowych i modeli symulacyjnych

Przy wykorzystaniu wyżej przedstawionego stanowiska dokonano prób mających na celu wstępną weryfikację zarówno poprawności przyjętych modeli w realizowanych wcześniej obliczeniach symulacyjnych, jak i przyjętych metod pomiarowych, poprzez zestawienie wyników pomiarów i obliczeń symulacyjnych. Na wstępie podjęto próbę wygenerowania impulsu prądowego o czasie trwania 10 ms i możliwie wysokiej wartości skutecznej (uzyskano ok. 1,5 kA) z uwagi na konieczność uzyskania mierzalnych przyrostów temperatury. Uzyskane pomiarowo rezultaty przyrostów temperatury były dalekie od oczekiwanych na podstawie obliczeń symulacyjnych. Dla próbki stalowej oczekiwana wartość była na poziomie 7 K, a uzyskana pomiarowo

wynosiła około 1-2 K. Rozbieżności te wymusiły konieczność poszukiwania przyczyny problemu. Analizę rozpoczęto od konfrontacji warunków rzeczywistych z założonymi w symulacjach, np. wpływ przyjętych warunków brzegowych wymiany ciepła.

Na podstawie licznych symulacji stwierdza się, że w rozważanych przypadkach przebieg temperatury we wsadzie zależy w bardzo małym stopniu od intensywności chłodzenia jego powierzchni: podstaw i bocznych. Dalszym etapem weryfikacji poprawności modelu symulacyjnego była weryfikacja założonych parametrów materiałowych. Uwagę skupiono przede wszystkim na przyjętym w symulacjach założeniu stałej wartości przenikalności magnetycznej dla materiału rdzenia magnetycznego, tj. założeniu pracy na zbliżonej do liniowej początkowej części charakterystyki magnesowania. W celu potwierdzenia występowania w trakcie pomiarów zjawiska silnego nasycania fragmentów rdzenia magnetycznego wzbudnika dokonano pomiaru napięcia na zaciskach wzbudnika, przy przepływie prądu roboczego. Przedstawiony na rys. 7 przebieg prądu I_{wzb} (kolor fioletowy) oraz napięcia (żółty) U_{wzb} na wzbudniku doskonale obrazuje zjawisko nasycania się obwodu magnetycznego.



Rys. 7. Przebieg prądu po pierwotnej stronie transformatora zasilającego wzbudnik i przebieg napięcia na wzbudniku

Dla małych wartości prądu (w pobliżu zera) obserwowany jest wyraźny wzrost napięcia (wzrost indukcyjności układu) i następnie jego radykalne zmniejszenie przy wzrastającej wartości prądu. Świadczy to o silnym nasycaniu układu, prowadzącym do zmiany indukcyjności zastępczej. To silne nasycanie należy upatrywać w nasycaniu głównie fragmentu rdzenia znajdującego się w osi wzbudnika, średnica jedynie 2 mm. Na podstawie przedstawionych doświadczeń zdecydowano o konieczności zaprojektowania i wykonania nowego wzbudnika, który umożliwi zastosowanie rdzenia (w osi wzbudnika)

o większej objętości czynnej. Zaproponowano wzbudnik 2-zwojny o średnicy zewnętrznej 39 mm i wewnętrznej 20 mm. Wzbudnik wykonano z giętej rurki o profilu prostokątnym.

Pomiar temperatury

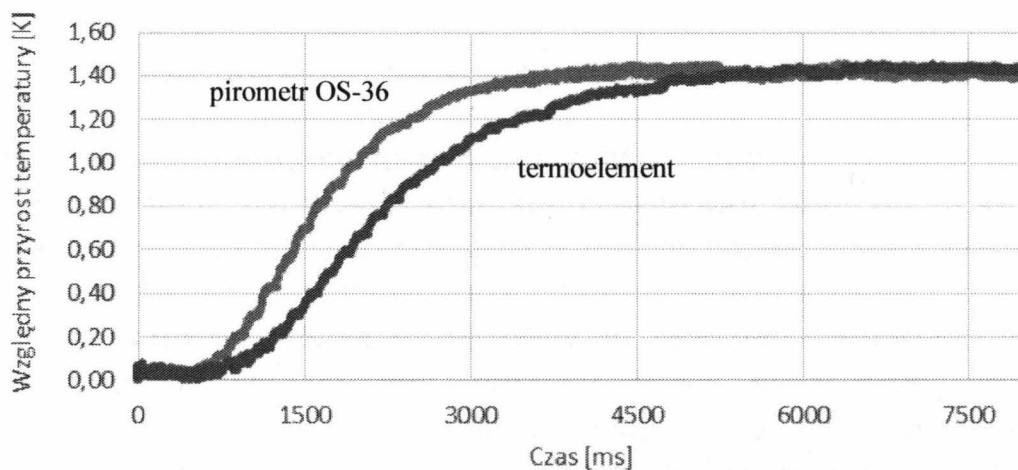
W celu wyznaczenia cieplnych parametrów materiałowych np. dyfuzyjności cieplnej niezbędne jest dokonanie pomiaru przebiegu temperatury próbki w czasie. Istotne z punktu widzenia układu pomiarowego temperatury jest możliwie dobre odwzorowanie dynamiki zmian temperatury. W trakcie ustalania wstępnych założeń do projektu przyjęto dwa specyficzne rodzaje czujników temperatury, jakie mogą zostać wykorzystane: stykowe oraz bezstykowe. W rzeczywistym układzie ze względu na łatwość montażu oraz dostępność jako pierwszą podjęto próbę wykorzystania czujnika stykowego – termoelementu typu K (płaszczowego z izolowaną spoiną) o średnicy 0,5 mm firmy OMEGA. Do przetworzenia sygnału napięciowego z termoelementu na standardowy sygnał stałoprądowy 4-20 mA wykorzystano dedykowany do pomiarów temperatury przetwornik LUMEL P20. Generator został przystosowany do odbioru i przetwarzania sygnału ze wspomnianego przetwornika. Układ pomiaru temperatury został zsynchronizowany z układem sterowania generatora, umożliwiając jednoczesne wyzwolenie impulsu oraz start pomiaru temperatury. Wszelkie próby pomiaru temperatury zostały przeprowadzone podczas impulsowego nagrzewania próbki stalowej, tj. czas impulsu 100 ms, wartość skuteczna prądu 1500 A, częstotliwość 38100 Hz.

Pierwsze próby pomiaru odpowiedzi temperaturowej termoelementem okazały się być obarczone dużym błędem w stosunku do obliczeń symulacyjnych. Dynamika przebiegu temperatury odbiegała od oczekiwanej. Przykładowo czas połowiczny dla próbki stalowej wyniósł 2120 ms zamiast oczekiwanych 1200 ms. Dla zlokalizowania źródła problemu, podjęto próbę mającą na celu zbadanie czasu odpowiedzi wykorzystanego termoelementu. W tym celu wykorzystano układ wzmacniający (100-krotnie) sygnał napięciowy i czujnik podłączono do oscyloskopu z pominięciem przetwornika temperatury. Na podstawie prób doświadczalnych oszacowano czas odpowiedzi czujnika (czas osiągnięcia 90% wartości ustalonej) na ok. 80 ms. W związku z powyższym wykluczono czujnik jako źródło problemu i uznano, że źródłem opóźnienia i utraty sygnału jest głównie przetwornik temperatury. Cechuje się on katalogowym czasem uśredniania na poziomie 300 ms, przez co nie może on mieć zastosowania w układzie wymagającym dobrego odwzorowania dynamiki zmian temperatury.

Czujnikiem bezstykowym, jaki wykorzystano, był czujnik pirometryczny OMEGA OS-36. Czujnik cechuje się stosunkowo krótkim nominalnym czasem odpowiedzi, tj. 80 ms. Podjęto próbę porównania rezultatów uzyskanych przy

użyciu obu czujników i zbudowanego układu wzmacniającego. Na rys. 8 przedstawiono przykładowe przebiegi odpowiedzi temperaturowej.

Porównanie termoelement 0,5mm- pirometr OS-36



Rys. 8. Przebieg odpowiedzi temperaturowych z wykorzystaniem dwóch czujników temperatury

Zarejestrowane przebiegi wskazują, że w rzeczywistych warunkach pomiarowych (powierzchnia ciała stałego) czujnik bezstykowy pozwalał na uzyskanie mniejszych czasów opóźnień pomiaru temperatury próbki oraz wykazał się mniejszą wrażliwością na czynniki zewnętrzne i łatwością w montażu. Wymaga on jednak odpowiedniego przygotowania badanej próbki (poczernienia) oraz precyzyjnej lokalizacji i doboru optyki, aby pomiar był realizowany w określonym obszarze próbki.. Podjęto decyzję o zastosowaniu w dalszych badaniach wyłącznie czujnika bezstykowego. Finalnie do pomiaru temperatury na stanowisku wykorzystano kamerę termowizyjną A655 firmy FLIR, która cechuje się krótkim czasem odpowiedzi – poniżej 8 ms, co gwarantuje uzyskanie wyników o dynamice zgodnej z oczekiwaniami. Kamera ta, sprzężona z dedykowanym oprogramowaniem komputerowym, umożliwia rejestrowanie przebiegów oraz rozkładów temperatury na całej powierzchni górnej podstawy walca. Dane wyjściowe z kamery są poddawane obróbce w programie MATLAB, a następnie analizowane za pomocą arkusza kalkulacyjnego MS Excel. Przykładowe wyniki uzyskane przy wykorzystaniu kamery termowizyjnej zostały przedstawione w następnym rozdziale.

Porównanie wyników symulacji i pomiarów

W celu weryfikacji poczynionych symulacji wykonano szereg doświadczeń z wykorzystaniem opisywanego generatora oraz próbek wykonanych z kilku rodzajów materiału: miedź, aluminium, mosiądz, stal magnetyczna i stal niemagnetyczna. W tabeli 1 przedstawiono podstawowe parametry materiałowe, które wykorzystano do symulacji.

Tabela 1. Parametry materiałowe analizowanych wsadów

Materiał/parametr	μ_r	ρ	λ	$c \cdot \rho_v$	Gęstość ρ_v
	-	Ωm	W/m/K	J/m ³ /K	kg/m ³
Al.	1,000	2,65E-08	237	2 430 000	2 700
Cu.	0,999	1,68E-08	401	3 389 600	8 920
Mosiądz	1,500	0,075E-06	110	3 223 350	8 550
Stal niemagnetyczna	1,008	7,2E-7	16,2	4 000 000	8 000
Stal magnetyczna	krzywa	1,43E-7	65,2	3 510 000	7 800

Szacowanie dyfuzyjności cieplnej

Próba oszacowania dyfuzyjności cieplnej wsadu została przeprowadzona w układzie: ze wzбудnikiem 2-zwojnym (ograniczono problem nasycenia się układu magnetycznego), próbką o średnicy 30 mm i wysokości 10 mm. Ze względu na promieniowe nierównomierności rozkładu temperatury ustalono, że pomiar temperatury odpowiedzi będzie realizowany nie w osi próbki, a w strefie odległej o 10 mm od osi (co odpowiada położeniu wewnętrznej krawędzi wzбудnika; promień wewnętrzny wzбудnika był równy 10 mm). Porównanie dyfuzyjności cieplnych dla badanych materiałów uzyskanych zarówno drogą symulacji, jak i pomiarów przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Porównanie wyników obliczeń symulacyjnych z rzeczywistymi pomiarami na stanowisku badawczym – dyfuzyjność cieplna

Materiał	Dyfuzyjność założona	Dyfuzyjność (symulacja)	Błąd (symulacja)	Dyfuzyjność (pomiar)	Błąd (pomiar)
	m ² /s	m ² /s		m ² /s	
Aluminium	9,75E-05	8,96E-05	-8%	7,77E-05	-20%
Miedź	1,18E-04	1,08E-04	-8%	1,08E-04	-9%
Mosiądz	3,41E-05	3,39E-05	-1%	3,78E-05	11%
Stal mag.	1,86E-05	2,04E-05	10%	2,01E-05	8%
Stal niemag.	4,10E-06	4,09E-06	0%	4,16E-06	1%

Wyniki uzyskane symulacyjnie są obarczone błędem nie większym niż 10%, a pomiarowe 20%.

Szacowanie ciepła właściwego

Próba oszacowania ciepła właściwego została wykonana w tym samym układzie jak w rozdziale powyżej. Prądowy impuls wymuszający miał wartość rzędu kilkuset amperów i trwał około 5-6 wielokrotności czasu połowicznego danego materiału. Zestawienie wyników pomiarowych wraz z symulacyjnymi zaprezentowano w tabeli 3.

Tabela 3. Porównanie wyników uzyskanych z rzeczywistych pomiarów na stanowisku z założonymi wartościami – ciepło właściwe

Materiał	c [J/(kgK)]		Błąd
	Przyjęte	Pomierzone	
Aluminium	900	1062	18%
Miedź	380	454	19%
Mosiądz	377	404	7%
Stal mag.	450	496	10%
Stal niemag.	500	470	-6%

Wyniki pomiarowe wykazują się błędem poniżej 20% w stosunku do wartości referencyjnych. Na tej podstawie stwierdza się, że możliwe jest wykorzystanie niniejszych wyników jako danych wejściowych do procedur optymalizacyjnych, mających na celu dokładne wyznaczenie określonych cieplnych parametrów materiałowych.

4. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone badania wskazały na kilka istotnych warunków, które należy spełnić, aby ograniczyć błędy przy realizacji opisanych doświadczeń do szacowania cieplnych parametrów materiałowych. Biorąc pod uwagę, że w metodzie impulsowej szacowania dyfuzyjności cieplnej są stosowane duże wartości amplitudy prądu wzbudnika, należy szczególnie starannie rozważyć zagadnienie ewentualnego nasycania się boczników magnetycznych wzbudnika, choć pracują one w układzie magnetycznie otwartym. Przydatne może się tu okazać rejestrowanie i analizowanie kształtu napięcia na wzbudnika. Przy realizowanych procedurach pomiarowych bardzo ważne jest również zapewnienie stałości amplitudy prądu w trakcie całego impulsu pomiarowego. W przypadku krótkich, rzędu 10 ms, trwających impulsów o mocy kilkunastu kilowatów nie jest to zadanie proste i wymaga stosowania specjalnych procedur załączania falownika, jak ta z wykorzystaniem regulatora prądu z rysunku 4. Przy zapewnieniu odpowiednich procedur załączania falownika możliwe jest uzyskanie w układzie krótkich, nawet milisekundowych impulsów prądu

będącego źródłem fali elektromagnetycznej o energii znacznie przekraczającej 20 J, co można uznać za konkurencyjne w stosunku do znanych z literatury wymuszeń w metodzie Flash, uzyskiwanych z wykorzystaniem lasera. Przy realizowanych badaniach szczególną uwagę należy również skupić na dobrze aparatury pomiaru temperatury, aby miał ona dostatecznie krótki czas odpowiedzi, tj. na poziomie poniżej 10 ms.

LITERATURA

- [1] Parker W.J., Jenkins R.J., Butler C.P., Abbott G.L.: Flash Method of Determining Thermal Diffusivity, Heat Capacity, and Thermal Conductivity, J. Appl. Phys. 32, 1679, 1961.
- [2] Hering M.: Termokinetika dla elektryków, WNT, Warszawa 1980.

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych nr umowy PBS1/A4/2/2012.

VARIOUS METHODS FOR ESTIMATION THERMAL PROPERTIES OF INDUCTION HEATED CHARGE

Summary

The study was devoted to analysis of possibility of using the impulse Flash method in real implementation for determination thermal diffusivity and time derivative of temperature method for determination heat capacity of induction heated charge. Various experiences from implementation process was presented.

Keywords: dyfuzyjność cieplna, ciepło właściwe, metoda flash, metody odwrotne, thermal diffusivity, flash method, indirect method, heat capacity determination.

DARIUSZ CZERWIŃSKI**Politechnika Lubelska, Instytut Informatyki**

IMPLEMENTACJA CYFROWEGO FILTRU SAVITZKY'EGO-GOLAYA W ŚRODOWISKU CHMUROWYM

Artykuł przedstawia wyniki badań eksperymentalnych implementacji cyfrowego filtra wygładzającego Savitzky'ego-Golaya w środowisku chmurowym z wykorzystaniem języka programowania R. Dokonano porównania wyników badań dla implementacji filtra w środowisku chmurowym oraz w komercyjnym rozwiązaniu klasy Enterprise. Filtr zastosowano do danych pomiarowych pochodzących z układu zawierającego taśmę z nadprzewodników wysokotemperaturowych i generującego liczbę punktów pomiarowych przekraczającą możliwości komercyjnych środowisk eksploracji danych.

WPROWADZENIE

Systemy eksploracji danych odgrywają bardzo ważną rolę w branży IT oraz nauce. Popularność tych systemów jest wynikiem szerokiego zastosowania metod eksploracji danych w różnych dziedzinach. Odkryta wiedza jest wykorzystywana w optymalizacji procesów biznesowych, wykrywania nieprawidłowości i osobliwości, przewidywania przyszłych zdarzeń i zachowań, jak również do analizy ogromnej ilości danych pomiarowych [1-8].

Aplikacje eksploracji danych w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów można lokować w następujących dziedzinach [9-12]:

- klasyfikacja – gdzie można rozróżnić fragmenty sygnału zgodne z opracowanym modelem i zdefiniowanymi klasami,
- grupowanie – wiąże wykryte segmenty w klasy (taksony, klastry) z wykorzystaniem specjalnych algorytmów (k-mediana, k-średnia itp.),
- segmentacja – może rozdzielić sygnał na fragmenty o różnych rozmiarach, na ogół posiadających jednorodne właściwości,
- eksploracja i analiza sekwencyjna – może znaleźć logiczne prawidłowości w strukturze sygnału i relacje między różnymi zarejestrowanymi zdarzeniami, jest również możliwe znalezienie wzorców czasowych, które charakteryzują naturę sygnału,

- wizualizacja wielowymiarowa – jej zaletą jest wykreślenie n-wymiarowego zestawu danych o określonym celu końcowym mającym określić ich bliskość lub oddalenie.

Środowisko R bardzo dobrze nadaje się do obliczeń statystycznych i technik eksploracji danych. Ponieważ R przechowuje dane obliczeniowe w pamięci, jest ograniczone do dostępnej dla użytkownika pamięci operacyjnej RAM. Obliczenia w chmurze pozwalają na rozszerzenie możliwości środowiska R, poprzez uruchomienie go na znacznie lepszym sprzęcie, jak również wykorzystaniu obliczeń zrównoleglonych. Następujące projekty rozszerzają możliwości środowiska R wykorzystując ideę przetwarzania w chmurze [9]:

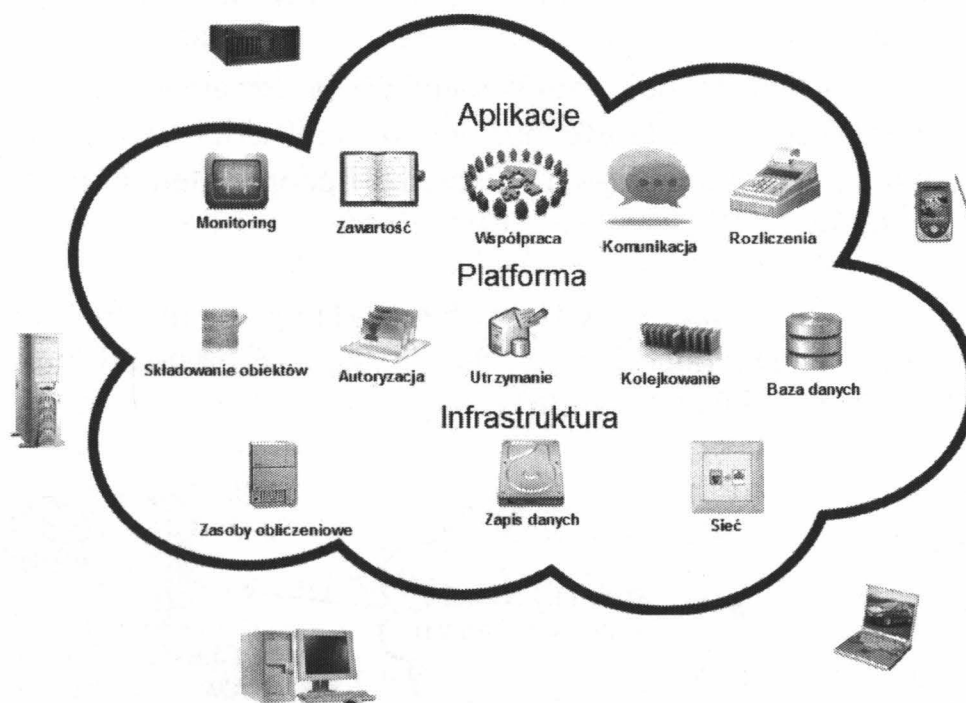
- Pakiety RevoScaleR oraz RHadoop opracowane przez Revolution Analytics – firma oferuje swoje rozwiązania jako serwis do wykupienia w chmurze Amazon EC2 oraz przez zakup licencji RevoDeployR [13],
- Oracle R Enterprise – zapewnia zestaw narzędzi pozwalających obsłużyć duże ilości danych w rozwiązaniach Oracle [14],
- Renjin – jest oparty na interpreterze JVM dla języka R i pozwala programistom wdrożyć swój kod do chmur typu Platform-as-a-Service dostawców, takich jak Google App engine, Amazon Beanstalk, czy Heroku [15],
- RAmazon – zestaw pakietów (RAmazonS3, RAmazonDBREST) do interakcji z chmurą Amazon [16,17].

Są też inne prace związane z cyfrowym przetwarzaniem sygnałów, systemami eksploracji danych i technikami przetwarzania w chmurze [9-12, 18-20]. Najbardziej zbliżone badania do tematyki prezentowanego artykułu są też prowadzone przez Adama Laiacano w [10]. Jednak te badania wykonane zostały w środowisku Scalding, które jest rozszerzeniem biblioteki Java Cascading obsługującej niskopoziomową abstrakcję środowiska Hadoop.

W tym artykule zaprezentowano implementację wygładzającego filtra Savitzky'ego-Golaya opracowaną w środowisku Hadoop z wykorzystaniem środowiska R. Realizacja filtra została wykonana w prywatnym systemie eksploracji danych, ale może być bezpośrednio przeniesiona do chmury publicznej, w której zainstalowano platformę Hadoop. Filtr zastosowano do danych pomiarowych pochodzących z systemu akwizycji rejestrującego napięcia i prądu w układzie zawierającym taśmę nadprzewodzącą wykonaną z nadprzewodnika wysokotemperaturowego. Systemy pomiarowe urządzeń nadprzewodnikowych prądu przemiennego często generują ogromne ilości danych. Zwykle ważne jest, aby przetwarzać uzyskane dane niemal w czasie rzeczywistym, w celu utrzymania stabilności pracy urządzenia i procedur związanych z quenchem. Wyniki otrzymane z realizacji filtra w środowisku

RHadoop zostały porównane z wynikami pochodzącymi z komercyjnego środowiska eksploracji danych NI Diadem.

Zaletą opracowanego filtra jest to, iż posiada bezpośrednie wsparcie w technologiach chmurowych. Technologie chmurowe korzystają z rozwiązań wirtualizacji w celu osiągnięcia korzyści zwielokrotnienia przetwarzania oraz przechowywania danych. Wirtualizacja jest narzędziem do budowy wydajnych oraz efektywnych infrastruktur działających w modelu przetwarzania w chmurze. Idea przetwarzania informacji w chmurze komputerowej została przedstawiona na rysunku 1.



Rys. 1. Struktura chmury komputerowej

Chmury komputerowe oferują szerokie możliwości przetwarzania dużej ilości danych, jak również nowoczesne implementacje algorytmów obliczeniowych. Przykładem takiego rozwiązania jest implementacja paradygmatu MapReduce w środowisku chmurowym Cloudera. Dzięki wykorzystaniu implementacji tego paradygmatu możliwe są efektywne obliczenia dużej liczby danych pomiarowych (tzw. Big Data).

1. KONFIGURACJA PLATFORMY TESTOWEJ

W celu realizacji cyfrowego filtra Savitzky'ego-Golaya w prywatnym systemie eksploracji danych wykorzystano dystrybucję chmurowego systemu Cloudera CDH 5.3. System Cloudera pozwala zarówno na budowę klastrów obliczeniowych, jak i prywatnych chmur. Dzięki temu użytkownik systemu wykorzystuje zasoby w taki sam sposób jak w chmurze publicznej oferowanej

na przykład przez Amazon. Pozwala to na łatwą integrację tego rozwiązania w projektach chmur hybrydowych [21-23]. Hadoop, który jest częścią dystrybucji systemu Cloudera składa się z następujących elementów [24, 25]:

- HDFS – Hadoop Distributed File System jest rozproszonym systemem plików, który został zaprojektowany do funkcjonowania na powszechnie dostępnym sprzęcie, jak również zawiera biblioteki zapewniające mechanizmy dostępu do zasobów rozproszonych,
- Hadoop YARN – szkielet aplikacji wykonany do zarządzania rozproszonymi zasobami i obliczeniami (równoważenie obciążenia, mechanizmy odzyskiwania systemu po awarii, planowanie procesów obliczeniowych),
- Hadoop MapReduce – implementacja przetwarzania danych zgodnie z paradygmatem MapReduce przy użyciu szkieletu YARN,
- Hadoop Common – zestaw narzędzi i udogodnień do obsługi innych modułów.

Prywatny system eksploracji danych został zaimplementowany przy użyciu maszyny wirtualnej zawierającej dystrybucję systemu Cloudera Linux z Apache Hadoop (CDH) w wersji CDH 5.3 [26].



Rys. 2. Architektura platformy testowej

Architektura platformy testowej została przedstawiona na rysunku 2. Elementy sprzętu oraz oprogramowania zostały przypisane w następujący sposób:

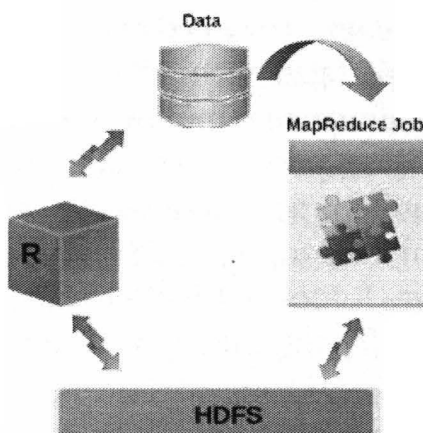
- Komputer gospodarza (PC – CPU – AMD Athlon X2 240, 2 rdzenie, 6 GB RAM, 250 GB HDD SATA), system operacyjny gospodarza Windows Professional x64, hipernadzorca VMware Player v.7.0 z zainstalowanymi VMware Tools,
- Gość – maszyna wirtualna z systemem operacyjnym Cloudera CDH 5.3.0.0 (Centos 6.4 x64) oraz 4 GB RAM, 2 rdzenie, 40 GB HDD.

Filtr Savitzky'ego-Golaya został zaimplementowany za pomocą języka programowania R, który to nie jest włączony standardowo do dystrybucji Cloudera. Z tego powodu dodatkowe kroki konfiguracyjne były wymagane, aby

móc wykorzystać zalety tego rozwiązania. Firma Revolution Analysis opracowała zestaw aplikacji łączących dla środowiska Hadoop zwanych RHadoop. Zestaw ten pozwala na manipulowanie magazynem danych Hadoop bezpośrednio z HDFS i HBase przy użyciu języka R. Dało to programistom języka R możliwości pisania prac zgodnych z paradygmatem MapReduce z wykorzystaniem strumieni Hadoop [27, 28]. RHadoop składa się z następujących pakietów środowiska R pozwalających użytkownikom na zarządzanie i analizowanie danych w platformie Hadoop, w tym tworzeniu nowych zadań MapReduce [29]:

- rhdfs – pakiet dla podstawowej łączności w systemie plików HDFS. Pakiet ten umożliwia przeglądanie, czytanie, zapisywanie i modyfikowanie plików zapisanych w HDFS wprost ze środowiska R. Powinien być zainstalowany tylko na węźle, który będzie uruchamiał klienta R.
- rhbase – zapewnia podstawową łączność HBase, przy użyciu serwera Thrift. Tabele zapisane w HBase można przeglądać, czytać, tworzyć i modyfikować z poziomu języka R. Moduł instalowany tylko na węźle, na którym będzie uruchamiany klient R.
- plymr – umożliwia wykonywanie typowych operacji manipulacji danych, jakie można znaleźć w popularnych pakietach, takich jak plyr i reshape2, na bardzo dużych zbiorach danych zapisanych w systemie Hadoop. W trakcie wykonywania zadań opiera się on na paradygmacie MapReduce. Powinien być zainstalowany na każdym węźle w klastrze.
- rmr2 – pakiet, który umożliwia wykonywanie analiz statystycznych poprzez funkcjonalności MapReduce w klastrze Hadoop. Powinien być zainstalowany na każdym węźle klastra.
- ravro – dodaje możliwość odczytu i zapisu plików w standardzie avro zarówno lokalnie, jak też z systemu plików HDFS. Dodaje wsparcie avro dla rmr2 i moduł powinien być instalowany tylko na węźle, gdzie będzie uruchamiany klient R.

Wykony przez firmę Revolution Analytics szkielet programowy (zwany RHadoop) umożliwia określenie specyfikacji operacji, które mają być zastosowane w eksploracji dużej ilości danych. Algorytm i dane mogą zostać podzielone i zrównoleglone (rys. 3).



Rys. 3. Główne elementy systemu RHadoop

Zbiory informacji o dużej objętości (Big Data) mogą być zmniejszane do mniejszych podgrup, gdzie można przeprowadzić obliczenia i analizę. W tradycyjnym rozwiązaniu w środowisku Hadoop, te rodzaje działalności są zapisywane w postaci pracy MapReduce w języku Java lub języku wyższego poziomu, jak Hive czy też Pig. Wykonywanie kodu R w kontekście pracy MapReduce pozwala na dodatkowe funkcjonalności, takie jak filtrowanie cyfrowe, wizualizacja danych na wykresach oraz mapach [27].

W celu uruchomienia środowiska RHadoop zarówno język R, jak i pakiety rozwojowe powinny zostać zainstalowane przy użyciu polecenia:

```
# yum install R R-devel
```

Kolejne elementy powinny zostać zainstalowane już z uruchomionego środowiska R:

```
# R
```

Dodatkowe pakiety należy zainstalować z repozytorium Cran przy użyciu polecenia:

```
> install.packages(c("rJava", "Rcpp", "RJSONIO", "bitops",  
"digest", "functional", "stringr", "plyr", "reshape2",  
"caTools"))
```

Następnym krokiem jest pobranie z serwera GitHub firmy Revolution Analytics pakietów *rhdfs* oraz *rmr2*, które będą odpowiedzialne za obsługę komunikacji z serwerem Hadoop. Cyfrowe filtry można implementować w kodzie języka R albo skorzystać z gotowych rozwiązań dostępnych w pakiecie *signal* (do pobrania z repozytorium Cran). Wyżej wspomniane moduły należy zainstalować z uruchomionego środowiska R za pomocą poleceń:

```
> install.packages("/home/cloudera/Downloads/rhdfs_1.0.8.  
tar.gz", repos = NULL, type="source")  
> install.packages("/home/cloudera/Downloads/rmr2_3.3.0.  
tar.gz", repos = NULL, type="source")
```



```
> install.packages("/home/cloudera/Downloads/signal_0.7-4.tar.gz", repos = NULL, type="source")
```

Dodatkowo należy ustawić kilka zmiennych środowiskowych w pliku konfiguracyjnym powłoki użytkownika Some ~/.bashrc:

```
export HADOOP_CMD=/usr/bin/hadoop
export HADOOP_HOME=/usr/lib/hadoop-0.20-mapreduce
export HADOOP_STREAMING=/usr/lib/hadoop-0.20-mapreduce/contrib/streaming/hadoop-streaming.jar
```

Dodatkowym elementem związanym z konfiguracją środowiska chmurowego i jego możliwości powiązania z pakietem R, jest konieczność utworzenia pliku konfiguracyjnego ~/.Rprofile dla środowiska R zawierającego następujące wpisy:

```
Sys.setenv(HADOOP_CMD="/usr/bin/hadoop")
Sys.setenv(HADOOP_HOME="/usr/lib/hadoop-0.20-mapreduce")
Sys.setenv(HADOOP_STREAMING="/usr/lib/hadoop-0.20-mapreduce/contrib/streaming/hadoop-streaming.jar")
library(rJava)
library(rmr2)
library(rhdfs)
```

2. IMPLEMENTACJA FILTRU W ŚRODOWISKU CHMUROWYM

Opracowana platforma testowa pozwala na szybką i kompleksową realizację cyfrowego filtra Savitzky'ego-Golaya. Po uruchomieniu środowiska R pierwszym krokiem jest inicjalizacja obsługi chmurowego systemu plików hdfs za pomocą polecenia:

```
> hdfs.init()
```

Dane pomiarowe zapisane do pliku w formacie CSV mogą zostać zaimportowane w postaci struktury *pomiar.dane*:

```
> pomiar.dane=read.csv("/home/cloudera/filter/input.csv")
```

Obróbce można poddać dowolną liczbę kolumn, na przykład kolumnę zawierającą wartości chwilowe prądu:

```
> I=pomiar.dane[, "I0"]
```

i w następnym kroku przesłać dane do systemu plików HDFS:

```
> I.index=to.dfs(I)
```

Powyższe polecenie powoduje przekazanie danych do mapera systemu Hadoop rekord po rekordzie. Następnie można te dane wygładzić za pomocą filtru cyfrowego w środowisku RHadoop, używając polecenia:

```
>sg= values(from.dfs(mapreduce(  
                                input=I.index,  
                                map=function(k,v) sgolayfilt(v))))
```

W tym przypadku wartością wejściową jest zmienna *I.index*, która zawiera obiekt *BigData*. W przeprowadzonych badaniach użyta została funkcja *map* pochodząca z paradygmatu MapReduce, a w obecnej implementacji filtru nie używano funkcji *reduce*. W procesie mapowania użyto funkcji *sgolayfilt*.

Składnia tej funkcji wygląda następująco:

```
sgolayfilt(x, p = 3, n = p + 3 - p%%2, m = 0, ts = 1)
```

gdzie:

x – sygnał do przefiltrowania,

p – rząd filtru,

n – długość filtru (musi być nieparzysta),

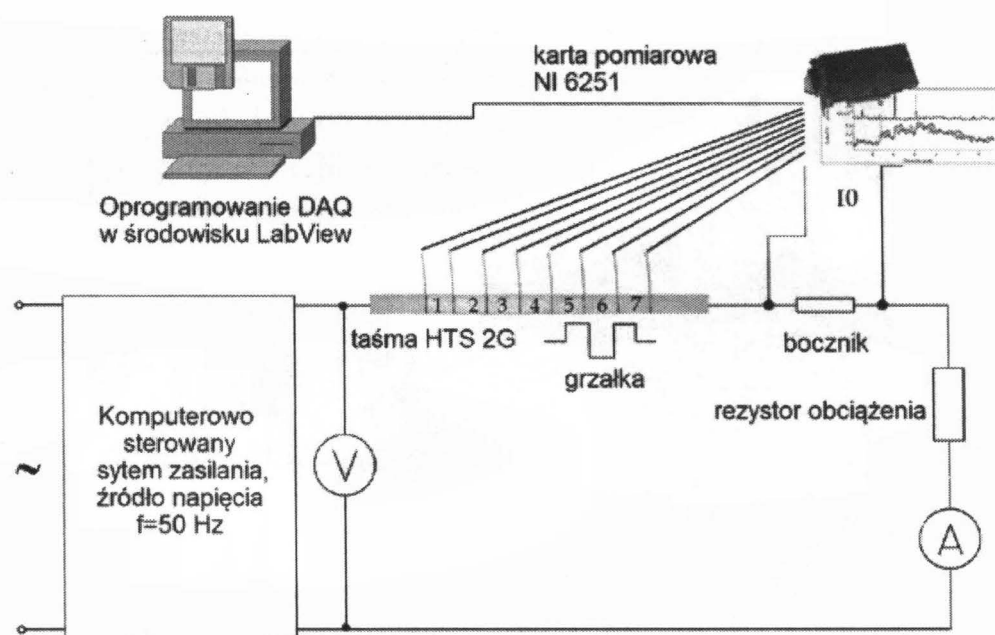
m – zwraca m-tą pochodną współczynników filtru,

ts – współczynnik skalowania czasu.

Ta funkcja może być wywołana z jednym parametrem – sygnałem do przefiltrowania, wtedy pozostałe parametry przyjmują wartości domyślne ($p = 3$, $n = 5$, $m = 0$, $ts = 1$). Wyniki działania funkcji MapReduce są przechowywane w zmiennej *sg*, która jest efektem przeniesienia obiektu *BigData* przy użyciu funkcji *from.dfs*.

3. WYNIKI EKSPERYMENTU

Doświadczenie obejmowało zastosowanie opracowanego filtru Savitzky'ego-Golaya, zrealizowanego w środowisku RHadoop, do danych, które pochodziły z pomiarów a następnie porównanie wyników z wynikami pochodzącymi z komercyjnego systemu eksploracji danych pomiarowych National Instruments Diadem. W obu środowiskach zastosowano ten sam rodzaj filtru, z tymi samymi nastawami, do identycznych danych pomiarowych.

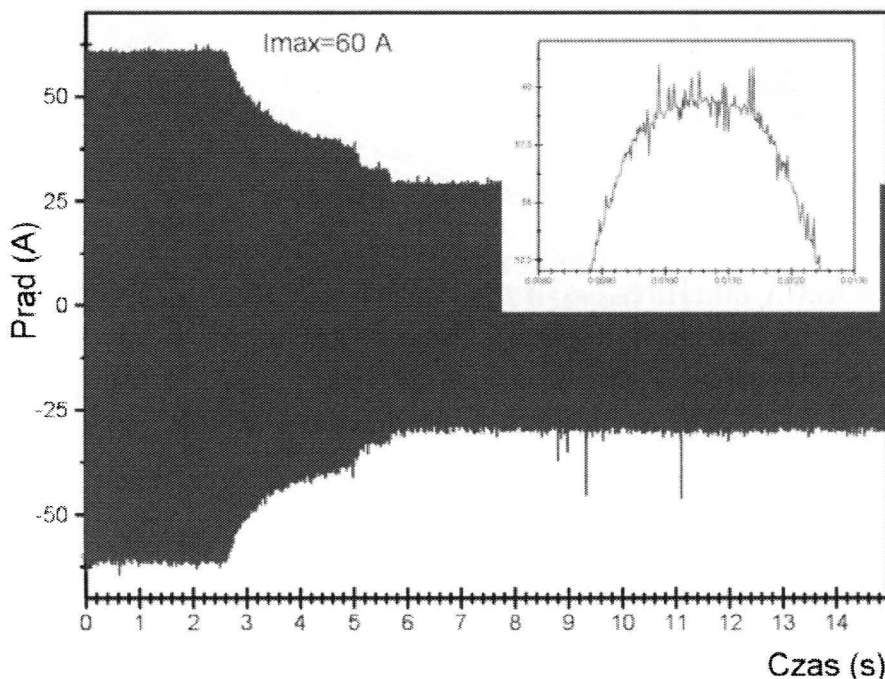


Rys. 4. Układ pomiarowy odpowiedzi taśmy nadprzewodnikowej HTS 2G na lokalne przegrzanie

Dane pomiarowe pochodzą z układu eksperymentalnego przedstawionego na rysunku 4. Idea eksperymentu pomiarowego polegała na pomiarach stabilności pracy nadprzewodnikowej taśmy drugiej generacji SF12050 wyprodukowanej przez firmę Super Power. W taśmie badano lokalny wzrost temperatury poprzez pośredni pomiar chwilowych napięć i prądu. Prąd zasilający I_0 o częstotliwości 50 Hz płynął przez taśmę, równolegle rejestrowano napięcia na poszczególnych segmentach 1 – 7. Dane rejestrowane były za pomocą karty National Instruments NI DAQ 6251 PCI z częstotliwością próbkowania równą 50 próbek na sekundę. Bliżej ten sposób pomiaru został opisany przez autorów w [30].

Rejestracja danych pomiarowych z ośmiu kanałów z częstotliwością próbkowania podaną powyżej, daje 6 milionów punktów pomiarowych w czasie 15 sekund. Ponieważ eksperyment był długotrwały czasowo (do godziny), to liczba punktów pomiarowych po 12 minutach była wyższa od 2^{31} (2 miliardów). Liczba ta jest limitem punktów, jakie komercyjny system eksploracji danych NI Diadem jest w stanie przetworzyć [31]. Dane finalnie zapisane do pliku CSV i zaimportowane do systemu Hadoop dały plik wynikowy o rozmiarze ponad 7 GB.

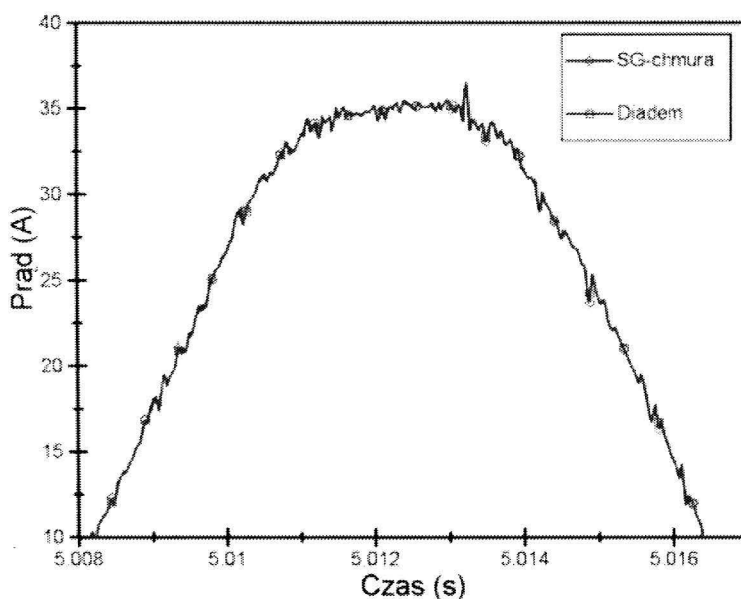
Próbka danych pomiarowych zawierająca prąd chwilowy i obejmująca czas 15 sekund przedstawiona została na rysunku 5. Wstawka na rysunku pokazuje powiększenie wybranej zarejestrowanej sinusoidy. Można zauważyć, że krzywa nie jest gładka w związku z występującymi błędami cyfryzacji sygnału. Pierwszym przeprowadzonym testem było zastosowanie do danych pomiarowych filtra wygładzającego zaimplementowanego w prywatnym systemie eksploracji danych na platformie chmurowej Cloudera Hadoop.



Rys. 5. Dane pomiarowe przedstawiające przebieg prądu chwilowego, wstawka – powiększenie wybranej sinusoidy prądu

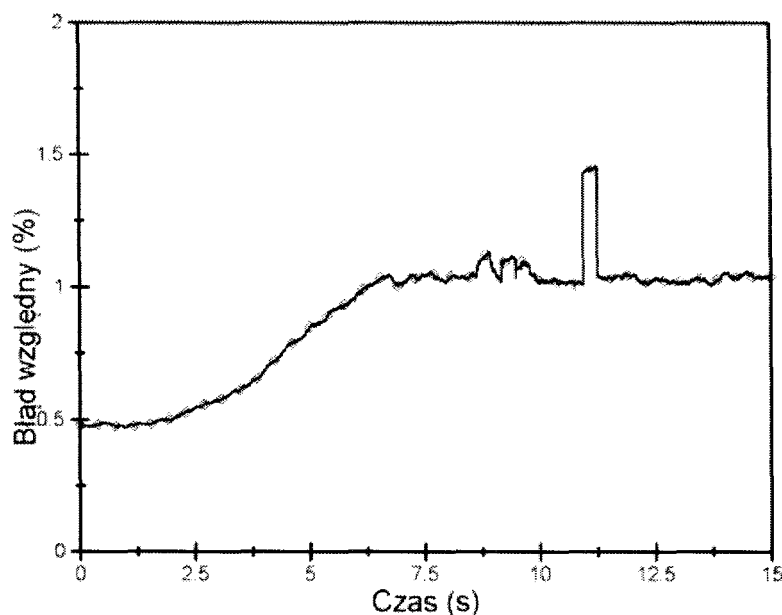
Filtr został skonstruowany zgodnie z opisem zamieszczonym w poprzednim rozdziale. Wyniki obliczeń z obiektu BigData (zmienna *sg*) zostały zapisane w pliku CSV za pomocą polecenia:

```
> write.csv(sg, file="sg_wynik.csv")
```



Rys. 6. Porównanie danych pomiarowych wygładzonych przez filtr Savitzky'ego-Golaya w środowiskach RHadoop i NI Diadem

Kolejnym przeprowadzonym testem było zastosowanie filtra Savitzky'ego-Golaya do tego samego zestawu danych wejściowych, ale w komercyjnym środowisku eksploracji danych NI Diadem. Filtr posiadał takie same nastawy jak w przypadku implementacji w środowisku RHadoop. Po przeprowadzeniu obliczeń wyniki zostały porównane.



Rys. 7. Zmiany względnego błędu obliczeń w czasie trwania eksperymentu pomiarowego

Oba obliczone przebiegi przefiltrowanego sygnału wyglądają prawie tak samo, jednak istnieją pewne różnice. Porównanie powiększonych wygładzonych krzywych przebiegów pokazano na rysunku 6. Różnice pojawiają się głównie w górnej części fali sinusoidalnej.

Porównując wyniki wygładzonych krzywych w filtrach zaimplementowanych w środowiskach RHadoop oraz NI Diadem, można określić wartość błędu względnego (rys. 7). Błąd względny został określony na podstawie następującej zależności:

$$|\delta| = \frac{|x - x_0|}{|x_0|} \cdot 100\% \quad (1)$$

gdzie:

δ – błąd względny,

x – wartość wygładzonych danych pochodzących z systemu RHadoop,

x_0 – wartość wygładzonych danych pochodzących z systemu NI Diadem.

Analizując wartości błędu, można zauważyć, że minimalna wartość wynosi około 0,5% a wartość maksymalna osiąga 1,5%. Wartości te są bardzo niskie i znacznie mniejsze od błędów pomiarów napięcia i prądu, które były w tym eksperymencie szacowane na 5%.

Tabela 1. Podsumowanie błędu względnego i współczynnika korelacji dla wygładzonych krzywych

Kanał	Błąd względny (%) min/max	Wsp. korelacji
I0	0.5/1.5	0.81
U1	0.4/1.6	0.8
U2	0.2/1.2	0.85
U3	0.5/1.8	0.79
U4	0.3/1.1	0.84
U5	0.35/1.2	0.83
U6	0.2/1.1	0.82
U7	0.2/1.2	0.83

W celu porównania podobieństw wygładzonych krzywych prądów I0 został określony współczynnik korelacji. Wartość tego współczynnika dla tej krzywej wynosi 0,81, co oznacza, że istnieje bardzo silna korelacja między porównywanymi krzywymi.

Zarejestrowane dane pochodzące z innych kanałów zostały również porównywane i wyniki przedstawiono w tabeli 1. Względny błąd w pozostałych przypadkach pozostaje na podobnym poziomie, jednak współczynnik korelacji waha się od silnej korelacji (wartości poniżej 0,8) do bardzo silnej (wartości równe lub wyższe od 0,8).

3. WNIOSKI

W artykule przedstawiono implementację filtra cyfrowego Savitzky'ego-Golaya w systemie Hadoop dystrybucji Cloudera przy użyciu zmodyfikowanego środowiska programowania R. Uzyskane wyniki porównano z wynikami pochodzącymi z systemu NI Diadem. Filtr wdrożony w środowisku testowym dał bardzo dobre rezultaty i pozwala na przetwarzanie dużych ilości danych.

Wizualizacja ogromnych zbiorów danych może dać istotne korzyści, które pomogą zrozumieć zgromadzone informacje. Dokonywanie obliczeń w środowisku R, które uruchamia zadania MapReduce, może dostarczyć ważnych danych dla potencjalnego klienta. Klient może na podstawie tych danych dokonywać wizualizacji lub innych obliczeń. Inne algorytmy, wymagające dużych mocy obliczeniowych, również mogą być realizowane w tym środowisku. Algorytmy te mogą zawierać algorytmy dedykowane dla eksploracji danych, takie jak regresja logarytmiczna, grupowanie K-Średniej, jak również filtry cyfrowe.

Wyniki eksperymentu wykazały, że jest możliwe zbudowanie filtra cyfrowego w systemie eksploracji danych z wykorzystaniem języka

programowania i środowiska R. Może to być bardzo odpowiednie narzędzie do analizy danych pomiarowych, zwłaszcza w układach, które wymagają zapisu dużej ilości danych (BigData), na przykład takich jak nowoczesne urządzenia nadprzewodzące.

Obecnie trwają prace mające na celu realizację filtra Savitzky'ego-Golaya w taki sposób, aby możliwe było wprowadzenie równań i współczynników filtra na etapie redukcji w systemie Hadoop. Inne prace badawcze, które można w przyszłości prowadzić mogą polegać na realizacji filtra w języku Java oraz weryfikacji uzyskanych wyników.

LITERATURA

- [1] Larose D.: Metody i modele eksploracji danych, PWN, Warszawa 2008.
- [2] Gruca A.: Raport Obserwatorium ICT: Eksploracja Danych, Park Naukowo-Technologiczny „Technopark Gliwice”, Gliwice 2013.
- [3] Folkert K., Bochenek M., Huczala Ł.: The concept of using data mining methods for creating efficiency and reliability model of middleware applications. Communications in Computer and Information Science, pp. 55-62, Springer 2012.
- [4] Osowski S.: Metody i narzędzia eksploracji danych, Wyd. BTC 2013.
- [5] Jestratjew A., Kwiecień A.: Using cloud storage in production monitoring systems. Communications in Computer and Information Science, ss. 226-235, Springer 2010.
- [6] Chudzian C., Granat J., Klimasara E., Sobieszek J., Wierzbicki, A. P.: Wykrywanie wiedzy w dużych zbiorach danych: przykład personalizacji inżynierii ontologicznej, Telekomunikacja i Techniki Informacyjne, ss. 3-26, 2011.
- [7] Ładniak M., Piórkowski A., Młynarczyk M.: Konstrukcja systemów eksploracji danych dla obrazów rastrowych, Studia Informatica, Vol. 34, No. 2B, ss. 7-20, 2013.
- [8] Krauzowicz, L., Szostek, K., Dwornik, M., Oleksik, P., Piórkowski, A.: Numerical Calculations for Geophysics Inversion Problem Using Apache Hadoop Technology. Computer Networks 2012, CCIS Vol. 291, Springer, pp. 440-447, 2012.
- [9] Ohri A.: R for Cloud Computing, An Approach for Data Scientists, Springer 2014.
- [10] Laicano A.: Digital signal processing in Hadoop with Scalding, <https://github.com/alaiacano/dsp-scalding>, 2013.
- [11] Ferzli R., Khalife I.: Mobile cloud computing educational tool for image/video processing algorithms, Digital Signal Processing Workshop and IEEE Signal Processing Education Workshop (DSP/SPE), pp 529-533, 2011.
- [12] Sheng C., Zhao J., Leung H., Wang W.: Extended Kalman Filter Based Echo State Network for Time Series Prediction using MapReduce Framework, Mobile Ad-hoc and Sensor Networks, Ninth IEEE International Conference on. IEEE, pp. 175-180, 2013.
- [13] Revolution Analytics, Enterprise Deployment, <http://www.revolutionanalytics.com/enterprise-deployment>, January 2015.

- [14] R technologies from Oracle, <http://www.oracle.com/technetwork/topics/bigdata/r-offerings-1566363.html>, January 2015.
- [15] Renjin: The R Programming language on JVM, <http://www.rnejin.org>, January 2015.
- [16] RAmazonS3, <http://www.omegahat.org/RAmazonS3/>, January 2015.
- [17] Amazon's Simple DB API, <http://aws.amazon.com/simpliedb/>, January 2015.
- [18] Kampf M., Kantelhardt J. W.: Hadoop.TS: Large-Scale Time-Series Processing, *International Journal of Computer Applications*, Vol. 74, 2013.
- [19] Li L., Ma Z., Liu L., Fan Y.: Hadoop-based ARIMA Algorithm and its Application in Weather Forecast, *International Journal of Database Theory & Application*, Vol. 6, No. 5, 2013.
- [20] Stokely M., Rohani F., Tassone E.: Large-scale Parallel Statistical Forecasting Computations in R, *JSM Proceedings*, 2011.
- [21] Nurmi D., Wolski R., Grzegorzczak Ch., Obertelli G., Soman S., Youseff L., Zagorodnov D.: The Eucalyptus Open-source Cloud-computing System, 9th IEEE/ACM International Symposium on Cluster Computing and the Grid (CCGRID), Vol. 0, 2009, pp. 124-131.
- [22] Donnelly P., Bui P., Thain D.: Attaching Cloud Storage to a Campus Grid Using Parrot, Chirp, and Hadoop, *IEEE Second International Conference on Cloud Computing Technology and Science (CloudCom)*, pp. 488-495, 2010.
- [23] Czerwiński D.: Influence of the VM Manager on Private Cluster Data Mining System, *Computer Networks, Communications in Computer and Information Science*, Vol. 4311, Springer, pp. 47-56, 2014.
- [24] Strata 2012: Doug cutting, the apache hadoop ecosystem. <http://youtu.be/Ttu3ZQ58ovo>, June 2013.
- [25] Cloudera, the platform for Big Data, <http://www.cloudera.com>, January 2015.
- [26] CDH Version and Packaging Information – Cloudera Support, <https://ccp.cloudera.com/display/DOC/CDH+Version+and+Packaging+Information>, December 2014.
- [27] Revolution Analytics: Advanced 'Big Data' Analytics with R and Hadoop, Whitepaper, <http://www.revolutionanalytics.com/whitepaper/advanced-big-data-analytics-r-and-hadoop>, 2011.
- [28] Adler J.: R in a Nutshell, second edition, O'Reilly, 2012.
- [29] Revolution Analytics, Packages in RHadoop Toolkit, <http://projects.revolutionanalytics.com/documents/rhadoop/rhadooppkgs/>, January 2015.
- [30] Czerwinski D., Jaroszynski L., Janowski T., Kozak J., Majka M.: Analysis of alternating overcurrent response of 2G HTS tape for SFCL, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, No. 3, Vol. 24, 2014.
- [31] National Instruments: What Limitations Exist With Channel and File Sizes in DIAdem? <http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/B391603F3CD86AE486256FAC00780122>, Knowledge Base, updated 2012.

SMOOTHING DIGITAL SAVITZKY-GOLAY FILTER IMPLEMENTATION IN CLOUD ENVIRONMENT

Summary

The article presents the results of experimental implementation of a digital Savitzky-Golay smoothing filter in the cloud environment using a R programming language. Comparison of test results for the implementation of the filter in the cloud environment and in commercial enterprise-class data mining system was presented. The filter was applied to measurement data from system consisting of high-temperature superconductors tape and generating the number of measurement points which excess the possibilities of commercial data mining environments.

Keywords: smoothing filter, big data, Hadoop, digital signal processing.

ANDRZEJ FRĄCZYK, JACEK KUCHARSKI, PIOTR URBANEK
Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

ALGORYTMY RUCHU WZBUDNIKÓW W INDUKCYJNYM NAGRZEWANIU POWIERZCHNI WALCOWEJ

W artykule przedstawiono wybrane problemy związane z nagrzewaniem indukcyjnym obracającego się walca, z wykorzystaniem ruchomych wzbudników. Zaproponowano dwa algorytmy ruchu wzbudników i przeanalizowano ich cechy charakterystyczne. Prostsze z rozwiązań polega na systematycznym ruchu wzbudników wzdłuż tworzącej walca, przypominającym ruch windy, a w bardziej zaawansowanym podejściu algorytm wyszukuje miejsca na powierzchni walca, których temperatura najbardziej odbiega od wartości zadanej i tam kierowane są wzbudniki. Oba rozwiązania zostały przeanalizowane z wykorzystaniem formalnego opisu, symulacji komputerowych oraz na drodze eksperymentalnej.

WPROWADZENIE

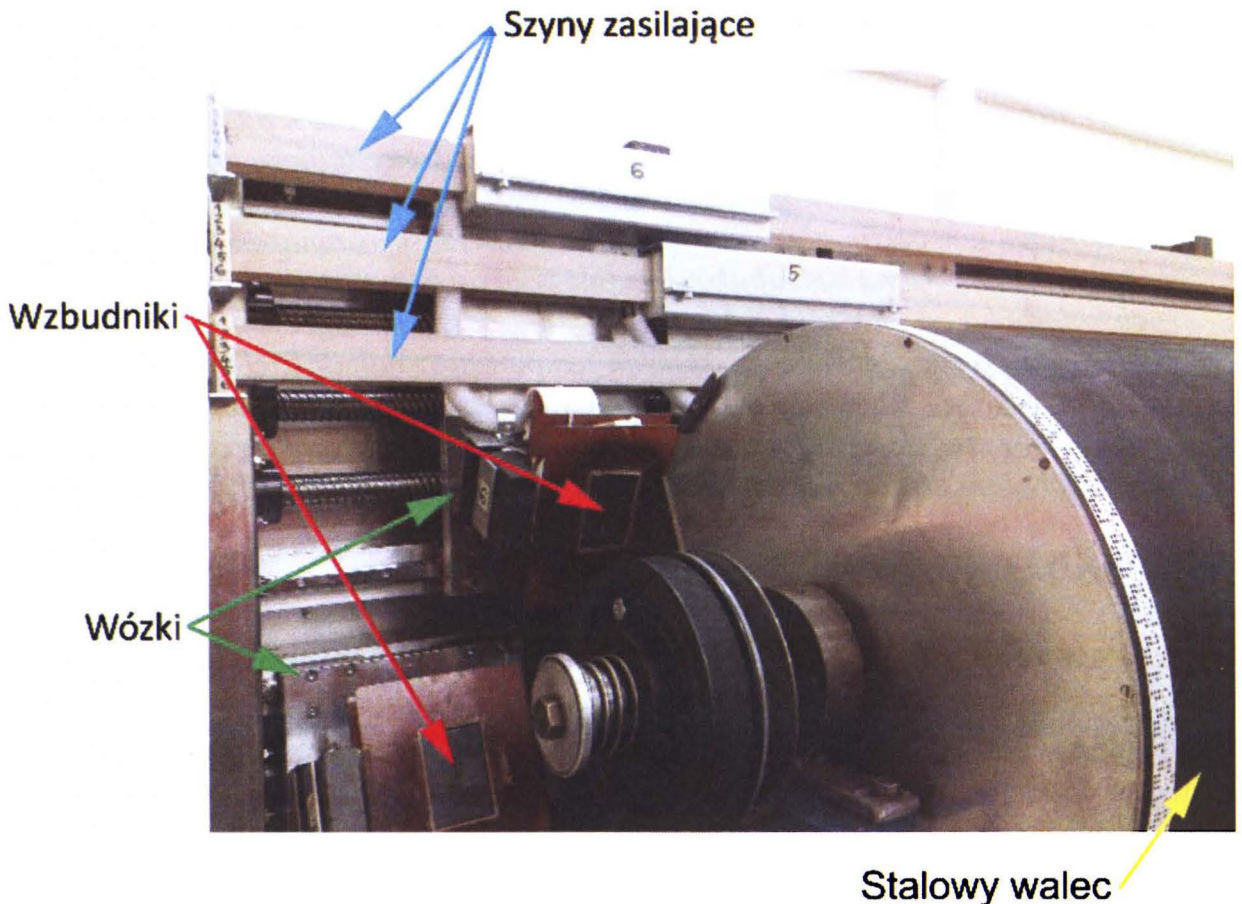
Nagrzewanie indukcyjne jest jedną z najbardziej efektywnych i ekologicznych metod nagrzewania wykorzystywanych w procesach przemysłowych. Wśród wielu zastosowań tej metody coraz ważniejsze miejsce zajmuje produkcja papieru, gdzie zyski z wykorzystania nagrzewania indukcyjnego mogą być znaczące. Dodatkową zaletą takiego podejścia jest możliwość realizacji regulacji temperatury z wysoką, nieosiągalną innymi metodami dokładnością, co istotnie wpływa na jakość produktu końcowego.

W Instytucie Informatyki Stosowanej PŁ od lat trwają prace nad rozwojem metod nagrzewania oraz regulacji temperatury obracającego się walca stalowego, stanowiącego kluczowy element typowej maszyny papierniczej [1, 2, 3]. Jednym z zaproponowanych rozwiązań jest nagrzewanie obracającej się powierzchni walcowej wzbudnikami poruszającymi się wzdłuż jej tworzącej. Pozwala to na dość swobodne kształtowanie rozkładu mocy generowanej w płaszczu walca, a przez to na precyzyjne kształtowanie pola temperatury na jego powierzchni. Współistnienie w takim układzie dwóch rodzajów ruchu: obrotowego walca oraz liniowego wzbudników, otwiera szereg możliwości realizacji generowania zadanego rozkładu mocy grzejnej w walcu.

W niniejszym artykule zaprezentowano dwa algorytmy ruchu wzbudników w takim układzie:

- algorytm systematyczny, w którym ruch wzbudników wzdłuż tworzącej walca przypomina cykliczny ruch windy,
- algorytm o charakterze nadążnym, w którym ruch wzbudników realizowany jest tak, aby śledzić te miejsca na powierzchni walca, w których temperatura najbardziej odbiega od wartości zadanej.

Oba algorytmy zostały opisane formalnie, ich cechy przeanalizowano symulacyjnie, a weryfikację eksperymentalną przeprowadzono na stanowisku laboratoryjnym zbudowanym w IIS PŁ (rys. 1).



Rys. 1. Fragment stanowiska laboratoryjnego nagrzewania indukcyjnego obracającego się walca stalowego za pomocą zestawu ruchomych wzbudników

Głównym elementem stanowiska jest stalowy walec wprawiany w ruch obrotowy za pomocą zespołu napędowego, umożliwiającego płynną regulację prędkości obrotowej w zakresie do 600 rpm. Nad powierzchnią walca umieszczono zestaw sześciu wzbudników zamocowanych na wózkach poruszanych za pomocą napędów śrubowych wyposażonych w serwo-mechanizmy. Wzbudniki zostały podzielone na dwie grupy operujące wzdłuż różnych linii tworzących walca. W układzie zastosowano unikalną, bezprzewodową metodę przekazywania energii elektrycznej z generatorów w.cz. do wzbudników poprzez zestaw szyn zasilających sprzężonych elektro-

magnetycznie ze wzbudnikami [4]. Takie rozwiązanie zapewnia odpowiednią trwałość elementów w warunkach długotrwałej pracy urządzenia. Wszystkie elementy układu sterowane są komputerowo, a regulacja temperatury powierzchni walca odbywa się z wykorzystaniem kamery termowizyjnej i dedykowanych algorytmów przetwarzania obrazów [5].

1. ALGORYTM SYSTEMATYCZNY

W celu realizacji systematycznego algorytmu ruchu wzbudników walec został podzielony na trzy strefy o równych długościach, z których każda jest nagrzewana dwoma wzbudnikami należącymi do różnych grup wzbudników. Przed rozpoczęciem eksperymentu wzbudniki pierwszej grupy są ustawiane na początkach stref, natomiast drugiej grupy na końcach stref. W momencie rozpoczęcia nagrzewania wzbudniki są przemieszczane według algorytmu „windy” w obrębie stref, do których zostały przypisane.

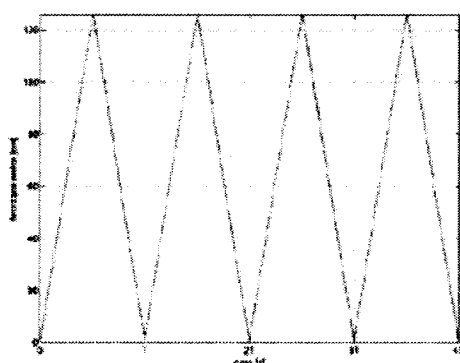
W przypadku nagrzewania powierzchni walca jednym ruchomym wzbudnikiem zgodnie z systematycznym algorytmem „windy”, wzbudnik jest przemieszczany cyklicznie wzdłuż tworzącej walca o długości l_c ruchem jednostajnym z prędkością v , startując z pozycji 0. Zadane wartości położenia wzbudnika X_r (rys. 7) w funkcji czasu można wyrazić zależnością:

$$X_r(t) = \begin{cases} l_c & \text{dla } t \in \langle 0; \frac{l_c}{v} \rangle + 2k \cdot \frac{l_c}{v} \wedge k \in N \\ 0 & \text{dla } t \in \langle \frac{l_c}{v}; \frac{2 \cdot l_c}{v} \rangle + 2k \cdot \frac{l_c}{v} \wedge k \in N \end{cases} \quad (1)$$

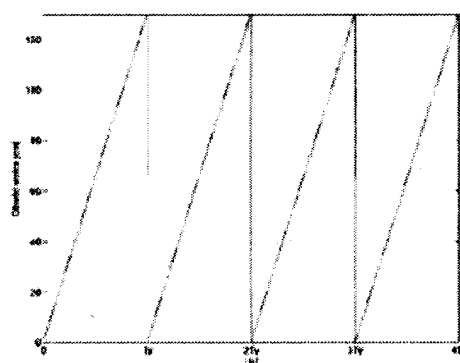
Ruch wzbudnika przemieszczanego według algorytmu windy względem wirującej powierzchni walca można traktować jako złożenie ruchu po trajektorii trójkąta wzdłuż tworzącej walca (rys. 2a) z ruchem po trajektorii piły wzdłuż obwodu walca (rys. 2b).

Poruszanie wzbudników przy zastosowaniu algorytmu „windy” niesie niebezpieczeństwo wystąpienia na powierzchni walca punktów nieosiągalnych dla wzbudników, dla których nie ma możliwości generowania mocy grzejnej a więc i skutecznej regulacji temperatury. Na rysunku 3 przedstawiono przykładowe trajektorie ruchu wzbudników, uzyskane dla wybranych stosunków okresów obu ruchów składowych.

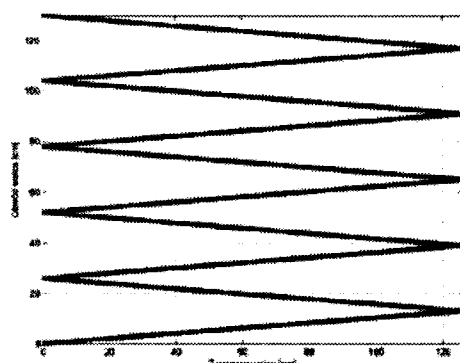
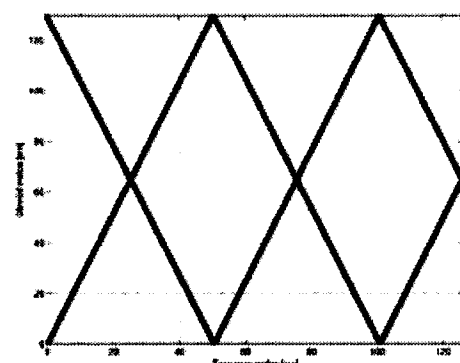
a) Trajektoria X



b) Trajektoria Y

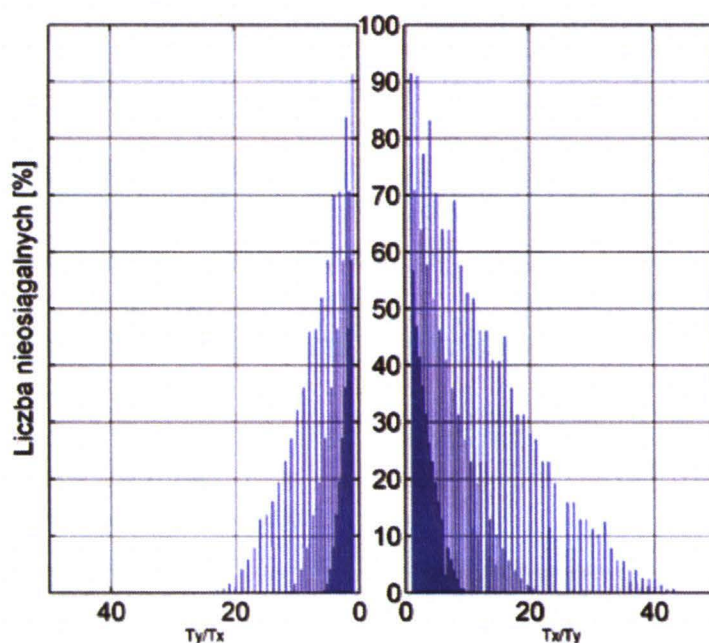


Rys. 2. Elementy składowe ruchu wzbudnika poruszanego algorytmem „windy” względem unieruchomionej i rozwiniętej powierzchni walca

a) $T_y/T_x=5$ b) $T_x/T_y=5$ 

Rys. 3. Przykładowe trajektorie ruchu wzbudników poruszanych według algorytmu windy nad powierzchnią wirującego walca

Rysunek 4 przedstawia udział procentowy nieosiągalnych dla wzbudnika punktów powierzchni walca w funkcji stosunku okresów ruchów składowych. Analizując go, można stwierdzić, iż prawdopodobieństwo wystąpienia niedogranych fragmentów powierzchni wirującego walca w czasie nagrzewania wzbudnikiem poruszonym według algorytmu „windy” zwiększa się wraz ze zbliżaniem się stosunku okresów ruchów składowych do 1. Ponadto można zauważyć, iż występują pewne graniczne wartości zarówno stosunku T_x/T_y , jak i T_y/T_x , po przekroczeniu których nie występują punkty nieosiągalne.



Rys. 4. Udział procentowy punktów powierzchni walca nieosiągalnych dla wzbudnika poruszanego według algorytmu „windy”

W przypadku kiedy okres obrotu walca (T_y) jest większy od okresu ruchu wzbudnika wzdłuż tworzącej walca (T_x) wartość graniczna T_y/T_x wynosi:

$$T_y/T_x \text{ gr} = \frac{Ob}{s_{wzb}} \quad (2)$$

natomiast dla $T_y < T_x$:

$$T_x/T_y \text{ gr} = \frac{2 \cdot l}{l_{wzb}} \quad (3)$$

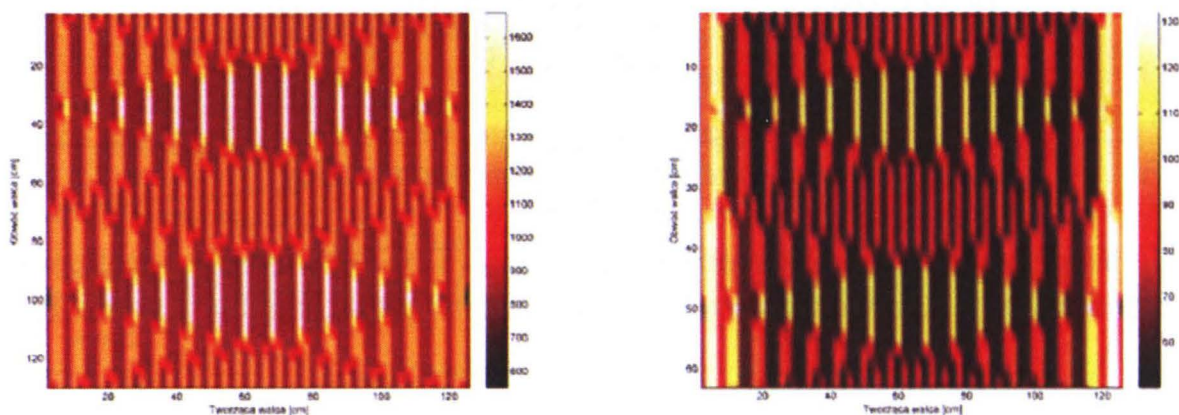
gdzie: Ob – obwód walca, s_{wzb} – szerokość wzbudnika, l – długość walca, l_{wzb} – długość wzbudnika.

W związku z powyższym, chcąc nie dopuścić do występowania na powierzchni walca punktów nieosiągalnych, należy tak dobierać stosunek T_x/T_y lub T_y/T_x , aby układ pracował poza wartościami granicznymi (2), (3).

W praktyce, ze względu na dość duże dysproporcje pomiędzy okresami T_x i T_y oraz dość znaczne gabaryty wzbudników problem wystąpienia punktów nieosiągalnych nie jest aż tak istotny. Dużo bardziej uciążliwe jest występowanie dysproporcji w częstości pojawiania się wzbudnika nad poszczególnymi obszarami walca. Zjawisko to zostało przeanalizowane z wykorzystaniem modelu numerycznego nagrzewania indukcyjnego

powierzchni walcowej [6], a przykładowe wyniki przedstawiono na rys. 5. Rysunek 5a przedstawia wykres obrazujący rozkład liczby pojawiania się wzbudnika nad powierzchnią walca. Dotyczy on przypadku walca obracającego się z prędkością obrotową 37 rpm ($r = 20$ cm, $v_o = 80$ cm/s), nagrzewanego jednym wzbudnikiem poruszającym według algorytmu „windy” z prędkością 5 cm/s. Porównując go z rys. 5b, przedstawiającym sumaryczną moc dostarczaną w czasie regulacji temperatury powierzchni walca, można zauważyć, iż dysproporcje w częstości pojawiania się wzbudnika mają bezpośredni wpływ na wartości mocy grzejnej dostarczanej do poszczególnych obszarów walca.

a) Częstości "odwiedzin"

b) Skumulowana moc ($v = 5$ cm/s),
regulacja stałowartościowa 70°C 

Rys. 5. Rozkład liczby pojawiania się wzbudnika nad powierzchnią walca (a) oraz skumulowana moc w czasie regulacji stałowartościowej temperatury (b)

2. ALGORYTM NADAŻNY

Podstawową wadą opisanego powyżej algorytmu „windy” jest pomijanie rozkładu temperatury powierzchni walca przy wyznaczaniu wartości wektora X_r , co może pogarszać jakość regulacji temperatury. W celu wyeliminowania tego niekorzystnego zjawiska opracowano algorytm o charakterze nadążnym, uwzględniający rozkład temperatury powierzchni walca w danej chwili sterowania i „śledzący” miejsca, w których temperatura istotnie odbiega od wartości zadanej. Algorytm taki dla jednego wzbudnika można opisać równaniami:

$$\begin{aligned}
 T_r(x, y; t) &= \overline{T_r}(x, y; t) : x \in \langle x - l/2; x + l/2 \rangle \wedge y \in \langle y - w/2; y + w/2 \rangle \\
 T(x, y; t) &= \overline{T}(x, y; t) : x \in \langle x - l/2; x + l/2 \rangle \wedge y \in \langle y - w/2; y + w/2 \rangle \\
 e(x, y; t) &= T_r(x, y; t) - T(x, y; t) \\
 X_r(t) &= \arg \max_x e(x, y; t)
 \end{aligned} \tag{4}$$

W praktyce nagrzewanie walca pojedynczym wzbudnikiem z wykorzystaniem algorytmu śledzącego nie jest efektywne, stąd należy je realizować przy użyciu zestawu wielu wzbudników grzejnych zorganizowanych w sekcje.

```
Xr1(1:3) = zeros(1,3);
Xr2(1:3) = zeros(1,3);

%-----Wyznaczenie posortowanego wektora uchybu temperatury -----
--
e = Tr - T;
ex = max(e,[],1); %zrzutowanie maksymalnych wartości uchybu na oś
x
[ex_s,ind] = sort(ex,'descend');

%-----Wyznaczenie pozycji wzbudników pierwszej grupy -----
--
Xr1(1:3) = ind(1);
k = 2; i = 2;
while i <= 3
    if min(abs(ind(k)-Xr1)) > l1
        Xr1(i) = ind(k);
        k = k + 1; i = i + 1;
    else
        k = k + 1;
    end
end
Xr1 = sort(Xr1);

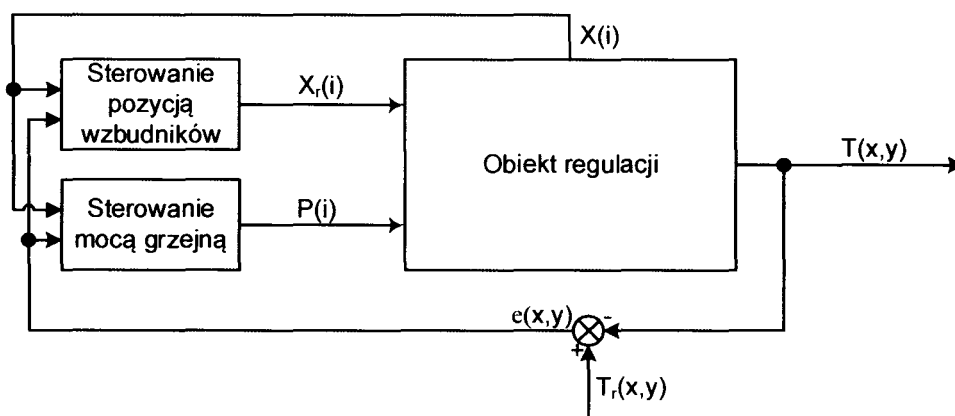
%-----Wyznaczenie pozycji wzbudników drugiej grupy -----
--
k = 1; i = 1;
while i <= 3
    if Xr2(1) == 0;
        if min(abs(ind(k)-Xr1)) > lbi
            Xr2(1:3) = ind(k);
            k = k + 1; i = i + 1;
        else
            k = k + 1;
        end
    else
        if min(abs(ind(k)-Xr1)) > lbi && min(abs(ind(k)-Xr2)) >
li
            Xr2(i) = ind(k);
            k = k + 1; i = i + 1;
        else
            k = k + 1;
        end
    end
end
end
```

Rys. 6. Przykład algorytmu sterowania pozycjami wzbudników (dwie grupy po trzy wzbudniki każda) bazującego na polu temperatury

Wzbudniki każdej sekcji wykonują wtedy ruch wzdłuż tworzącej walca, a każda sekcja umieszczona jest w innym położeniu kątowym walca. Przykład algorytmu sterowania (a dokładnie algorytm wyznaczania wartości zadanej $X_r(t)$) dwoma zespołami wzbudników, z których każdy zespół liczy po trzy wzbudniki, przedstawiono na rysunku 6.

3. REGULACJA TEMPERATURY POWIERZCHNI WALCA Z ZASTOSOWANIEM ALGORYTMÓW RUCHU WZBUDNIKÓW

W celu praktycznej weryfikacji przedstawionych we wcześniejszych rozdziałach algorytmów sterowania pozycjami wzbudników, algorytmy te zostały zaimplementowane w ramach stanowiska badawczego (rys. 1). Żądane pole mocy grzejnej jest uzyskiwane poprzez zastosowanie złożenia sterowania pozycjami wzbudników ze sterowaniem mocą grzejną, co ilustruje schemat blokowy przedstawiony na rys. 7.

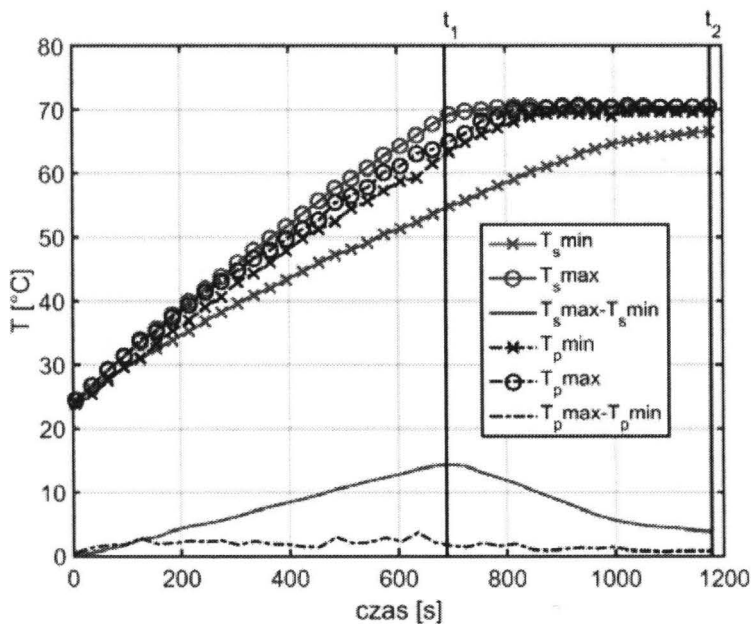


Rys. 7. Schemat blokowy dwuobwodowego układu regulacji temperatury

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi uśrednionej wzdłuż obwodu walca temperatury jego powierzchni (maksymalnej, minimalnej oraz ich różnicy) w czasie trwającego 20 minut eksperymentu regulacji stałowartościowej temperatury powierzchni walca na poziom 70°C .

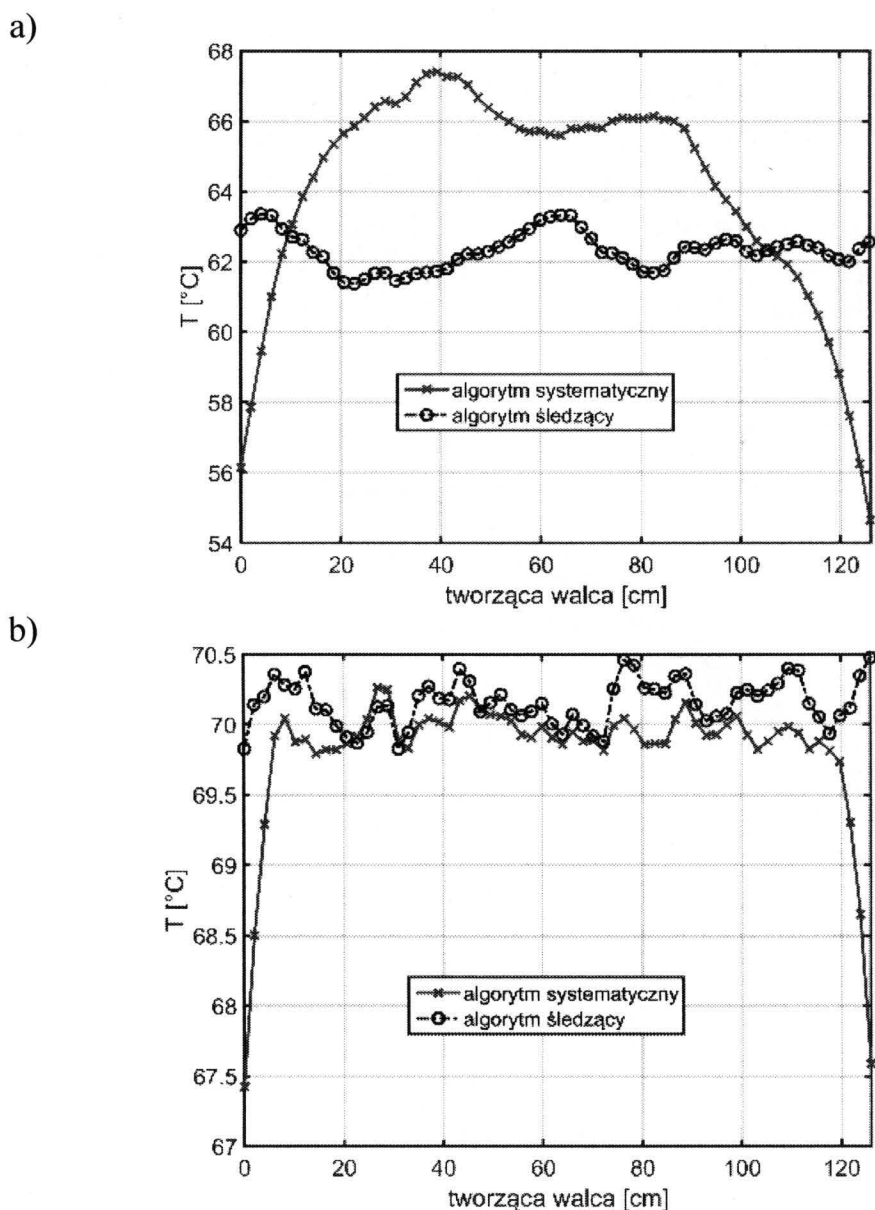
Analizując rysunek 8, można zauważyć, iż zastosowanie algorytmu śledzącego do pozycjonowania wzbudników powoduje znacznie bardziej równomierne nagrzewanie powierzchni walca. Przy jego użyciu różnica pomiędzy maksymalną a minimalną wartością temperatury powierzchni nie przekracza w czasie trwania całego eksperymentu 3°C , natomiast w przypadku zastosowania algorytmu systematycznego osiąga ok. 14°C . Dodatkowo można zaobserwować, iż różnica ta dla przypadku zastosowania algorytmu systematycznego początkowo wzrasta z upływem czasu, osiągając wartość maksymalną dla czasu t_1 (wynoszącego w przeprowadzonym eksperymencie ok. 11 minut), a następnie maleje. Wynika to z faktu, iż w początkowej fazie

eksperymentu ($t < t_1$) układ sterowania mocą grzejną, ze względu na dodatnią wartość uchybu temperatury, nie ogranicza wartości mocy grzejnej, nagrzewając całą powierzchnię walca maksymalną dostępną mocą. W czasie $t > t_1$ część punktów powierzchni walca osiąga zadaną wartość temperatury, w związku z czym układ sterowania mocą grzejną nagrzewa wówczas tylko obszary powierzchni walca o temperaturach niższych od zadanej wartości temperatury, co powoduje zmniejszanie różnicy pomiędzy maksymalną a minimalną wartością temperatury powierzchni walca.



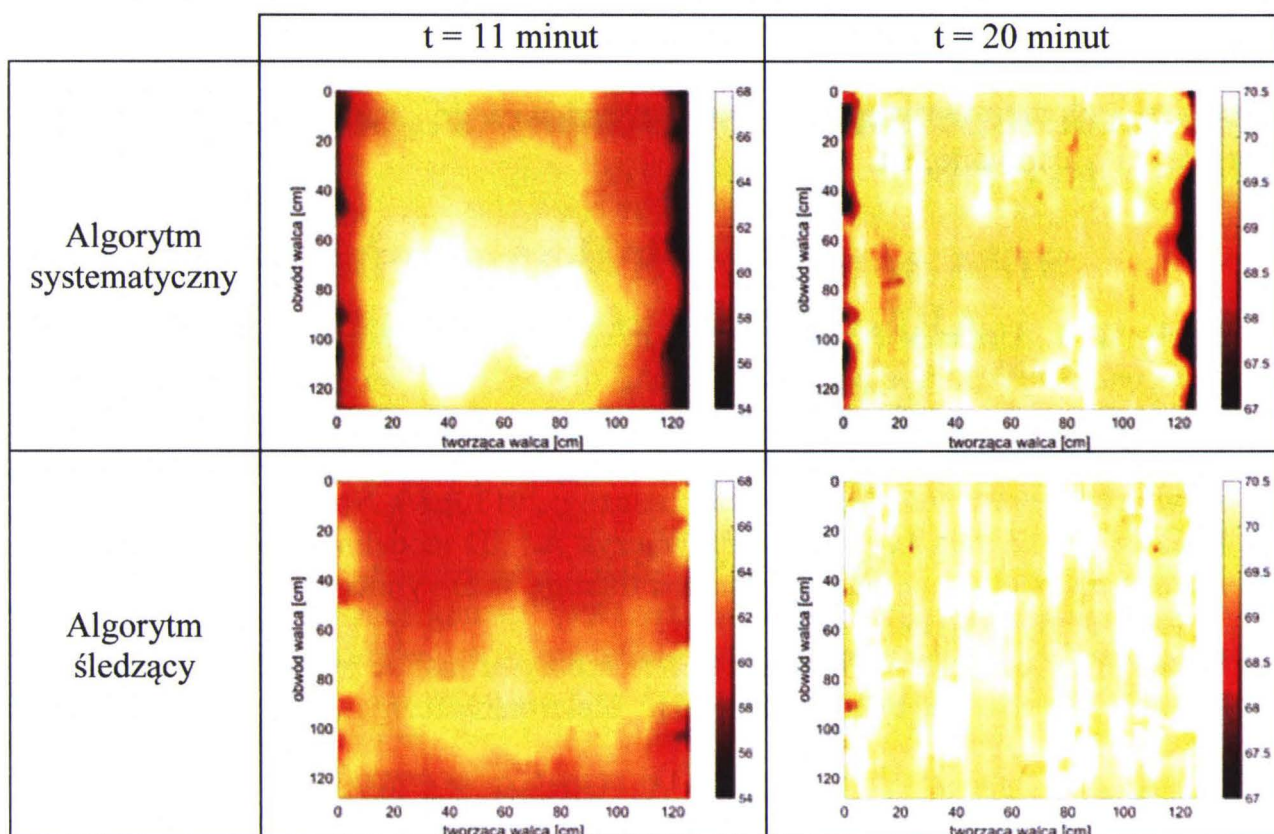
Rys. 8. Przebiegi temperatur (uśrednionych wzdłuż obwodu walca) powierzchni walca w czasie nagrzewania (indeksy s oraz p oznaczają zastosowanie odpowiednio algorytmu systematycznego pozycjonowania wzbudników oraz algorytmu śledzącego)

Na rysunku 9 przedstawiono rozkład temperatury powierzchni walca wzdłuż jego tworzącej dla chwil czasowych t_1 (maksimum różnicy pomiędzy maksymalną a minimalną wartością temperatury powierzchni walca) oraz t_2 (koniec eksperymentu). Wykresy przedstawione na rys. 9 potwierdzają dużo większą równomierność temperatury powierzchni walca w przypadku pozycjonowania wzbudników przy użyciu algorytmu śledzącego. Ponadto można zauważyć, iż w przypadku użycia algorytmu systematycznego, punktami o najniższych wartościach temperatury są obszary brzegowe walca. Wynika to z faktu, iż wartość współczynnika konwekcji dla tych punktów jest zdecydowanie większa niż dla pozostałych punktów powierzchni.



Rys. 9. Rozkład temperatury wzdłuż tworzącej walca uzyskany:
a) w 11 minucie nagrzewania, b) w 20 minucie nagrzewania

Na rysunku 10 przedstawiono obrazy termowizyjne rozwiniętej powierzchni walca dla chwil czasowych t_1 oraz t_2 . Ich analiza również potwierdza znacznie większą równomierność wartości temperatur powierzchni walca w przypadku pozycjonowania wzbudników przy zastosowaniu algorytmu śledzącego. Zauważalne różnice temperatur wzdłuż obwodu walca dla chwili czasowej t_1 („dolne” obszary walca mają wyższą temperaturę od „górnych”) wynikają najprawdopodobniej z niesymetrii walca i są likwidowane przez układ regulacji temperatury w stanie quasi-ustalonym.



Rys. 10. Rozkłady temperatury powierzchni walca

4. PODSUMOWANIE

Rosnące zainteresowanie nagrzewaniem indukcyjnym w przemyśle papierniczym rodzi potrzebę opracowania coraz bardziej zaawansowanych metod regulacji temperatury walców suszących w maszynach papierniczych. Jednym z ciekawych rozwiązań w tym zakresie jest nagrzewanie powierzchni walca za pomocą zestawu ruchomych wzbudników, przemieszczanych wzdłuż tworzącej walca. W artykule przedstawiono dwa algorytmy ruchu wzbudników w takim układzie, analizując ich cechy charakterystyczne. Najprostszym jak się wydaje rozwiązaniem jest ruch o charakterze systematycznym, w którym wzbudniki cyklicznie „przemiatają” powierzchnię walca, generując w jego płaszczyznie moc grzejną wynikającą z potrzeb regulacji temperatury. Niestety, w takim podejściu istnieje ryzyko pominięcia fragmentów powierzchni walca lub nierównomiernego jej nagrzewania, co wynika ze złożenia liniowych ruchów wzbudnika z obrotowym ruchem walca. Nieco bardziej złożonym rozwiązaniem jest zastosowanie algorytmu o charakterze nadążnym, który powoduje przemieszczanie wzbudników w miejsca o temperaturze najbardziej odbiegającej od zadanej. Tego typu algorytm „śledzący” wymaga bogatszej informacji o bieżącym rozkładzie temperatury powierzchni walca, jednak

zapewnia wyższą jakość regulacji temperatury zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych. Zaprezentowane algorytmy zostały przeanalizowane na drodze symulacyjnej oraz poddane weryfikacji eksperymentalnej z wykorzystaniem półprzemysłowego stanowiska badawczego dostępnego w Instytucie Informatyki Stosowanej PŁ.

LITERATURA

- [1] Kucharski J., Urbanek P., Frączyk A., Jaworski T.: Computer-based measurement and control system for induction heating of rotating steel cylinder. *Advances in informatics and control engineering*. Lodz 2013, ss. 133-174.
- [2] Frączyk A.: On-off control algorithms for temperature control of steel cylinder with moving inductors. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013 R.89, No. 2b pp. 327-330.
- [3] Kucharski J., Zgraja J., Urbanek P., Frączyk A.: 3D modeling of electromagnetic-thermal phenomena in induction heated rotating steel cylinder. *Automatyka*, 2011, T. 15, z. 3, ss. 403-411.
- [4] Kobos W., Kucharski J.: Wireless power supply of mobile inductors for inductive heating of a rotating cylinder. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2013, R. 89, No. 2b, pp. 299-302.
- [5] Kucharski J., Jaworski T., Frączyk A., Urbanek P.: Infra-red thermovision in surface temperature control system. *Computer vision in robotics and industrial applications*, Singapore 2014, pp. 411-435.
- [6] Frączyk A., Kucharski J., Urbanek P.: Uproszczony model numeryczny nagrzewanego indukcyjnie obracającego się walca stalowego. *Konferencja naukowo-techniczna – Modelowanie i sterowanie procesów elektrotechnicznych*, Kielce 2014, ss. 17-26.

INDUCTORS' MOVEMENT ALGORITHMS FOR INDUCTION HEATING OF CYLINDRICAL SURFACE

Summary

In the paper some problems of induction heating of a rotating cylinder using moving inductors have been presented. Two algorithms applied for inductors' movement control were proposed and their features were discussed. The simple approach assumes a systematic movement of inductors, resembling lift movement, while the more advanced one searches these places of cylindrical surface whose temperature differs significantly from the reference value. Both solutions were analyzed using formal description, computer simulations and experimental set-up.

Keywords: movement algorithm, induction heating, rotating cylinder.

MAREK BOLESŁAW HORYŃSKI**Politechnika Lubelska, Instytut Elektrotechniki i Elektrotechnologii**

KOMPUTEROWE WSPOMAGANIE PROJEKTOWANIA FILTRA DO ODPYLANIA MATERIAŁÓW W PRZEMYŚLE ROLNO-SPOŻYWCZYM

Zjawisko oddziaływania pola elektrycznego na cząstki pyłu zaobserwowano pod koniec XVIII wieku. Jednak pierwsze udane próby budowy elektrofiltrów przeprowadzono dopiero na początku XX wieku. Obecnie filtry elektryczne, zwane elektrofiltrami, to urządzenia elektrostatyczne. Ten typ filtrów jest stosowany do odpylania pyłów w przemyśle hutniczym, wydobywczym i energetycznym. Chociaż charakteryzują się one dużą skutecznością odpylania (nawet powyżej 99%), nie znajdują jednak zastosowania w obiektach, w których pyły mają charakter wybuchowy, np. pyły w młynach, kaszarniach itp. W tej gałęzi przemysłu powszechnie stosowane są filtry tkaninowe. Elektrostatyczne oczyszczanie gazów jest w dalszym ciągu dynamicznie rozwijającą się technologią. W połączeniu z technologiami usuwania zanieczyszczeń stanowi z pewnością podstawę dalszego rozwoju elektrofiltrów. W artykule przedstawiono propozycję wykorzystania uzwojenia bifilarnego do odpylania pyłów wybuchowych.

WPROWADZENIE

Większości procesom technologicznym w zakładach przemysłowych towarzyszy zjawisko wytwarzania oraz emisji pyłów, które mają niekorzystny wpływ na otoczenie, a w przypadku pyłów tworzących z powietrzem mieszaniny wybuchowe mogą stwarzać potencjalne zagrożenie wybuchowe. Należy przeprowadzać nieustanne kontrole powietrza wewnątrz, gdyż nie jest możliwe zlikwidowanie całkowitej liczby zanieczyszczeń [1]. Zagrożenie zdrowia i bezpieczeństwa osób pracujących w zapyłonym środowisku zależy od rodzaju substancji tworzących pył, jego stężenia w powietrzu, wielkości i kształtu cząstek, rozpuszczalności w cieczach organicznych oraz struktury krystalicznej pyłu. Tak duży obszar szkodliwego oddziaływania pyłu na człowieka wymusza działania zmierzające do skutecznego ich ograniczania lub eliminowania na stanowiskach pracy. Problematyka zwalczania zapylenia sprowadza się do

rozwiązania kilku podstawowych zagadnień: ograniczenia ilości powstających pyłów, maksymalnego ujęcia emitowanych zanieczyszczeń pyłowych, dokładnego ich oczyszczenia w urządzeniach odpylających w stopniu pozwalającym na emisję odpylanych gazów do atmosfery.

W ostatnich latach zaczęto stosować filtry tkaninowe lub kombinacje filtrów tkaninowych i cyklonów. Rozwiązaniem alternatywnym mogą być elektrofiltry, które są urządzeniami konkurencyjnymi pod względem nakładów inwestycyjnych i eksploatacyjnych oraz spełniają wymagania ochrony środowiska. Proces wydzielania elektrostatycznego związany jest z następującymi mechanizmami i efektami: wysokie napięcie przyłożone do elektrod emisyjnych powoduje wyładowanie koronowe, następuje emisja swobodnych elektronów, które jonizują w zasięgu korony cząsteczki gazu na jony ujemne, naładowane cząsteczki gazu pod wpływem pola elektrycznego wędrują do elektrod przeciwnej biegunowości [2, 3].

Zagrożenie pożarowe i wybuchowe w przemyśle zbożowo-młynarskim wynika z możliwości samozapłonu i wybuchu zbóż stosowanych jako surowiec i przerabianych oraz magazynowanych w postaci rozdrobnionej [4].

Badania prowadzone w Katedrze Inżynierii Komputerowej i Elektrycznej Politechniki Lubelskiej wykazały, że do filtracji może zostać wykorzystane uzwojenie bifilarne. Istotnym elementem w procesie badawczym jest projektowanie filtra. Obecnie do tego celu wykorzystuje się wspomaganie komputerowe, począwszy od zastosowania sterowanych przez komputer analizatorów impedancji, poprzez symulację obłożenia uzwojeń filtra pyłem, do komputerowo wspomaganego opracowywania wyników badań.

1. ANALIZA GRANULOMETRYCZNA

Aby właściwie dobrać filtr, należy dobrze poznać parametry fizykochemiczne zarówno oczyszczanego gazu (skład chemiczny, temperaturę, wilgotność, rzeczywisty strumień objętości itp.), jak i pyłu (skład chemiczny, gęstość, oporność właściwą, palność, zdolności adhezyjne, skład granulometryczny). Szczególnie istotne są wyniki analizy granulometrycznej cząstek pyłu, określające udział masowy poszczególnych frakcji ziarnowych pyłu [5]. Z wielkością cząstek wiąże się bowiem skuteczność mechanizmów procesu odpylania, takich jak: siła grawitacji, bezwładności, dyfuzji, siły odśrodkowe, elektrostatyczne, koagulacja itp.

W zależności od źródła pochodzenia cząstki stałe pyłu mają rozmaite regularne bądź nieregularne kształty. Cząstki popiołu lotnego, szczególnie te powstające podczas spalania miazgi węglowej, mają kształt zbliżony do kuli i często tworzą większe aglomeraty wielu pojedynczych cząstek. Ziarna pyłu często przybierają następujące kształty: sferyczne – węgiel aktywny, prostokątne

– proszek żelaza, nieregularne odłamkowe – cement, płytkowe (płaskie) – mika, włókniste – włókna tekstylne i celulozowe.

Analiza granulometryczna wydzielonej próbki pyłu, w zależności od metody pomiaru, pozwala wyznaczyć liczbę lub masę cząstek określonej wielkości. Można je określić jako ułamek frakcyjny lub wartość skumulowaną (sumaryczną).

2. PRZENIKALNOŚĆ ELEKTRYCZNA MIESZANINY

Elektryczne właściwości pyłów, takie jak: rezystywność i przenikalność elektryczna mają szczególne znaczenie dla sprawności odpylania w filtrach elektrostatycznych. W celu określenia przenikalności elektrycznej mieszaniny pyłowo-powietrznej zostało opracowanych, przez różnych badaczy, kilka równań. Ogólne równanie dla mieszaniny niejednorodnej składającej się z elipsoidalnych, swobodnie rozmieszczonych cząstek, wg Poldera i Van Santena [6]:

$$\varepsilon_m = \varepsilon_0 + v_i / 3(\varepsilon_i - \varepsilon_0) \bar{\varepsilon}_0 \sum_{j=1}^3 [(\varepsilon_0 + A_j(\varepsilon_i - \bar{\varepsilon}_0))]^{-1}, \quad (1)$$

gdzie: ε_0 i ε_i są przenikalnościami elektrycznymi dwóch składników mieszaniny o objętościowych proporcjach v_0 i v_i ($v_0 + v_i = 1$), $\bar{\varepsilon}_0$ jest przenikalnością elektryczną ośrodka otaczającego cząstkę, A_j – współczynnik depolaryzacji wzdłuż osi j elipsoidy ($A_1 + A_2 + A_3 = 1$).

Równanie wyprowadzone przez Kraszewskiego, Kulińskiego i Matuszewskiego oparte jest na koncepcji wielowarstwowej. Wtrącenia wewnętrzne mogą być w nim zanedbywane i grubość warstwy może być przyjęta jako dużo mniejsza niż długość fali. Wyrażenie to ma postać:

$$\varepsilon_m = [\varepsilon_0^{1/2} + v_i(\varepsilon_i^{1/2} - \varepsilon_0^{1/2})]^2, \quad (2)$$

i jest symetryczne w v_i i v_0 . Może być ono stosowane w przypadku różnego kształtu cząstek mieszaniny.

W badaniach filtra wykorzystano frakcje przemiałowe pszenicy otrzymane z technologicznego przemiału ziarna w młynie oraz otrzymane z przemiału w młynku laboratoryjnym. Przed przystąpieniem do pomiarów poszczególne frakcje pyłu umieszczane były w komorze klimatyzacyjnej, a następnie po uzyskaniu wymaganej wilgotności i temperatury, w kondensatorach pomiarowych. Zastosowano dwa typy kondensatorów, walcowy i płaski. Do pomiaru pojemności kondensatora wykorzystano analizator impedancji typu PM 6306. Wyznaczono charakterystyki częstotliwościowe składowych zespolonej przenikalności elektrycznej wybranych frakcji pyłu.

3. PROJEKTOWANIE ELEKTROFILTRA

Do analizy i oceny ilościowej procesu odpylania, a tym samym mechanizmów wydzielania cząstek, są konieczne odpowiednie kryteria. Jako podstawowe kryterium przyjmowana jest tzw. całkowita sprawność odpylania [2]. Jest to stosunek strumienia masy pyłu zatrzymanego w odpylaczu do masy pyłu wprowadzanego (wraz z oczyszczanym gazem) do odpylacza, czyli:

$$\eta = \frac{m_z}{m_w} = \frac{m_z}{m_z + m_o} = \frac{m_w - m_o}{m_w}, \quad (3)$$

gdzie: $m_{o,z,w}$ – odpowiednio masa pyłu opuszczającego filtr w oczyszczonym gazie, zatrzymanego oraz wprowadzonego do filtra, kg.

Do oceny ilości pyłu opuszczającego odpylacz, szczególnie przy wysokich sprawnościach stosuje się również pojęcie penetracji. Penetracja p jest definiowana jako stosunek masy pyłu opuszczającego odpylacz do masy pyłu wprowadzonego:

$$p = \frac{m_o}{m_w} = 1 - \eta \quad (4)$$

Dla pełnej oceny filtru równie ważna jest znajomość jego zdolności do separacji poszczególnych klas ziarnowych. Opisuje to frakcyjna sprawność odpylania η_f , która jest stosunkiem masy pyłu danej klasy ziarnowej zatrzymanego w filtrze do masy tej frakcji wprowadzonej do filtra:

$$\eta_{f,i} = \frac{m_{w,i} - m_{o,i}}{m_{w,i}} = \frac{m_{z,i}}{m_{z,i} + m_{o,i}} \quad (5)$$

gdzie: $\eta_{f,i}$ – sprawność odpylania i-tej frakcji,
 $m_{z,i}$ – masa pyłu i-tej frakcji zatrzymanego w filtrze, kg,
 $m_{w,i}$ – masa pyłu i-tej frakcji wprowadzonego do filtra, kg,
 $m_{o,i}$ – masa pyłu i-tej frakcji opuszczającego filtr, kg.

Całkowita sprawność odpylania jest powiązana z sprawnością frakcyjną zależnością:

$$\eta = \sum_{i=1}^n \eta_{f,i} u_{w,i}, \quad (6)$$

w której: $u_{w,i}$ jest masowym udziałem i -tej frakcji w pyłe wprowadzonym wraz z gazem do filtra.

Przykładowo skuteczność wychwytywania pyłu w elektrofiltrze dla płaskiego układu pola elektrycznego można opisać równaniem Deutscha [3]:

$$\eta = 1 - \exp\left(-w \frac{A}{V}\right) = 1 - \exp\left(-w \frac{L}{h v}\right) \quad (7)$$

gdzie: w – prędkość migracji cząstek, m/s,

V – strumień objętości przepływającego gazu w m³/h,

A – powierzchnia elektrod osadczych, m²,

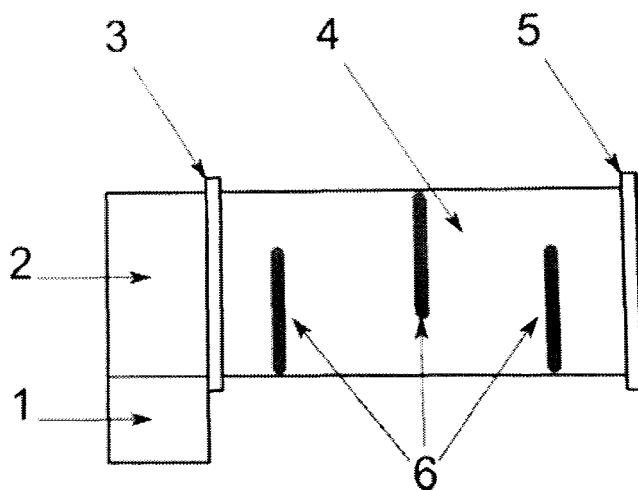
L – długość pola elektrycznego, m,

v – prędkość średnia przepływu gazu przez filtr, m/s,

h – odległość między elektrodami emisyjnymi a osadczymi, m.

Posługując się powyższą zależnością, można zidentyfikować czynniki wpływające na poprawę skuteczności elektrofiltru:

- wprowadzenie zmian konstrukcyjnych w budowie filtra (rys. 1), zmiany wprowadzono w miejscach zaznaczonych na rysunku,



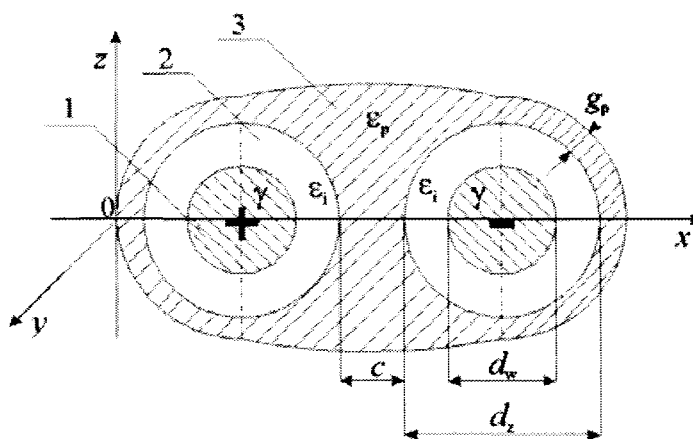
Rys. 1. Schemat budowy filtra bifilarnego w kanale wentylacyjnym: 1 – odstożnik filtra grawitacyjnego, 2 – kanał wentylacyjny, 3 – filtr grawitacyjny, 4 – komora filtra odpylającego, 5 – końcowy filtr tkaninowy, 6 – ramki z uzwojeniami bifilarnymi

- modyfikacja rozkładu prędkości gazu w komorze elektrofiltru,
- modyfikacja składu chemicznego spalin i właściwości fizykochemicznych pyłu,
- sterowanie rodzajem napięcia elektrofiltru oraz modyfikacja systemów elektrycznych,
- modernizacja systemów sterowania i diagnostycznego elektrofiltru oraz
- optymalizacja warunków eksploatacji elektrofiltru.

Uzwojenie bifilarne pracuje przy napięciu zasilającym, które nie wywołuje zjawiska ulotu, jak to ma miejsce w przypadku elektrofiltrów [2, 7]. Podjęto więc próby odpylania pyłów powstających w ciągu produkcyjnym mąki i kaszy. Elektrofiltr bifilarny jest filtrem elektrostatycznym nowej konstrukcji, umożliwiającym wychwytywanie cząstek pyłów pochodzenia organicznego i nieorganicznego o właściwościach dielektrycznych.

Procedura projektowania filtra składa się z następujących etapów:

- pierwszym krokiem projektu jest ogólna analiza specyfikacji filtra, spodziewana gęstość cząstek pyłu na wylocie z filtra, szczególne ograniczenia fizyczne. Aby uzyskać charakterystykę i wymiary elektrofiltru wykorzystywane jest równanie Deutscha,
- drugim krokiem jest symulacja obłożenia uzwojeń filtra pyłem oraz obliczanie sił oddziałujących na pył w polu elektrostatycznym (rys. 2),



Rys. 2. Model uzwojenia bifilarnego: 1 – żyła przewodu, 2 – izolacja, 3 – pył pokrywający uzwojenia

- kolejny krok polega na optymalizacji przepływu gazu w elektrofiltrze,
- czwarty to symulacja procesów pobierania cząstek,
- w piątym kroku określa się sprawności, całkowitą oraz frakcyjne,
- następny etapem jest szczegółowy projekt wykonawczy, który zawiera kompletne specyfikacje mechaniczne, oszacowanie kosztów i planowanie budowy filtra. Tego typu działania odpowiadają projektowaniu tzw. „szytemu na miarę”, tzn. przygotowywanemu indywidualnie dla danego układu odpylającego.

Przy projektowaniu można posłużyć się specjalnie przygotowanym systemem ekspertowym, którego działanie polega na wyborze, z wykorzystaniem maszyny wnioskującej, z gotowej bazy gotowych projektów filtrów, odpowiedniego rozwiązania [8]. Emuluje on proces podejmowania decyzji przez człowieka. Może to być program komputerowy, który na podstawie szczegółowej wiedzy może wyciągnąć wnioski i podejmować decyzje, działając

podobnie jak człowiek. Systemy ekspertowe są zbudowane w ten sposób, że wiedza dotycząca danej dziedziny (baza danych zawierająca wybrane parametry elektrofiltrów) jest odseparowana od reszty systemu, gdzie znajdują się odpowiednie mechanizmy wnioskowania.

4. PODSUMOWANIE

Przebadano filtr wyposażony w zmienną liczbę stopni filtrujących (1, 2, 3 stopnie), umieszczone w różnym położeniu względem komory filtra. Stopnie były w postaci ramek z nawiniętym uzwojeniem bifilarnym. Badania wykazały, że niejednorodne natężenie pola elektrycznego wytwarzane wokół uzwojeń bifilarnych okazało się wystarczająco duże do wychwytywania cząstek pyłów organicznych. Sprawność oczyszczania w urządzeniu odpylającym w warunkach laboratoryjnych dochodziła do 98%. Dla prawidłowej pracy filtra istotne jest zbadanie związku między przenikalnością dielektryczną pyłu i siłą przyciągającą filtra (działającą w kierunku poprzecznym do kierunku ruchu cząstek, analogicznie jak było w filtrach bifilarnych cylindrycznych). Istotny jest również wpływ charakterystyki częstotliwościowej pyłu na efektywność pracy filtra i dobór jego konkretnych parametrów (mechanicznych i elektrycznych).

Ważnym punktem badań filtra jest określenie procentowych możliwości zwiększenia jego efektywności pracy (np. jeśli cząstka zwiększy swoją przenikalność o 10% pod wpływem zmiany jej wilgotności lub będzie wykazywać 10-procentową zmienność przenikalności w funkcji częstotliwości, np. powyżej 1 GHz wzrosła o 10%, to jaki będzie to miało wpływ na efektywność filtra. Z analizy zmian rozkładu indukcji pola elektrostatycznego wynika, że wraz ze wzrostem grubości warstwy pyłu pokrywającego rozpatrywane uzwojenie nierównomierność pola maleje. Prowadzi to w konsekwencji do zmniejszenia skuteczności przyciągania cząstek pyłu do uzwojenia. Symulacje komputerowe wskazują, że rozkład pola w przestrzeni międzyprzewodowej nie ulega zmianie. Natomiast obserwowany jest wzrost indukcji pola w przewodach uzwojenia otoczonych grubszą warstwą pyłu ($D_x = 26,5 \cdot 10^{10} \text{ C/m}^2$ dla warstwy pyłu o grubości $g_p = 0,35 \text{ mm}$ i $D_x = 19 \cdot 10^{10} \text{ C/m}^2$ dla warstwy pyłu o grubości $g_p = 0,25 \text{ mm}$). Ważnym elementem przy doborze systemów działających autonomicznie jest przeprowadzenie również analizy korelacji sprawności odpylania w stosunku do zapotrzebowania na energię w określonym czasie.

Zastosowanie elektrostatycznych filtrów bifilarnych sprzyja osiągnięciu oszczędności energetycznych w urządzeniach ssąco-tłoczących stosowanych w instalacjach odpylających w zakładach przemysłu rolno-spożywczego.

LITERATURA

- [1] Zarządzenie Ministra Gospodarki Materiałowej i Paliwowej w sprawie szczegółowych zasad eksploatacji elektrofiltrów, 14.09.1987.
- [2] Jędrusik M.: Elektrofiltry. Rozwinięcie wybranych technik podwyższania skuteczności odpylania, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
- [3] Juda J., Nowicki M.: Urządzenia odpylające, PWN, Warszawa 1986.
- [4] Sawicki T.: Zagrożenie pożarowe i wybuchowe w przemyśle zbożowo-młynarskim, Bezpieczeństwo Pracy 11/2003.
- [5] Skierucha W., Wilczek A., Horyński M., Sumorek A.: Determination of electromechanical properties of dusts obtained from cereal grain. (2008 r.), Transactions of the ASABE 2008, Vol. 51(1), pp. 177-184.
- [6] Chełkowski A.: Fizyka dielektryków. Państwowe Wydawnictwo Naukowe, Warszawa 1979.
- [7] Pietrzyk W. (red.): Elektrofiltr bifilarny do usuwania pyłów pochodzenia roślinnego, Wydawnictwo Naukowe FRNA, Lublin 2008.
- [8] Meler-Kapcia M.: Zastosowanie wybranych metod sztucznej inteligencji do wspomaganie projektowania statku na przykładzie automatyki siłowni. Praca doktorska, Politechnika Gdańska, Gdańsk 2007.

**COMPUTER AIDED DESIGN OF FILTER
FOR DUST EXTRACTION
IN AGRO-FOOD INDUSTRIES**

Summary

The article presents the proposal to use bifilar winding for extraction of explosive dusts. In the process of cleaning, grinding and transporting grain in elevators, warehouses and mills are generated large amounts of dust. Accordingly, the explosion dangerous concentrations of dust are formed in both the cleaning and the grinding grain. Bifilar windings with voltage supplied DC or AC generates heterogeneous electric field around. This property of bifilar winding can be used to capture particulate matter organic of explosive origin.

Keywords: electrostatic, filters, dielectric, bifilar, windings, dust.

GRZEGORZ KOMARZYNIC**Politechnika Lubelska, Instytut Elektrotechniki i Elektrotechnologii**

ANALIZA ILOŚCI CIEPŁA WYDZIELANEGO W CZASIE PRZEPŁYWU PRĄDU WŁĄCZANIA PRZEZ UZWOJENIE TRANSFORMATORA HTS

W pracy dokonano analizy ilości ciepła, jaka wydziela się przy przepływie prądu włączania przez uzwojenie pierwotne transformatora nadprzewodnikowego. Wyprowadzono wzór na prąd włączania w stanie rezystywnym uzwojenia oraz na podstawie prawa Joule'a wyznaczono charakterystyki zmienność ilości ciepła dla wybranych parametrów pracy transformatora.

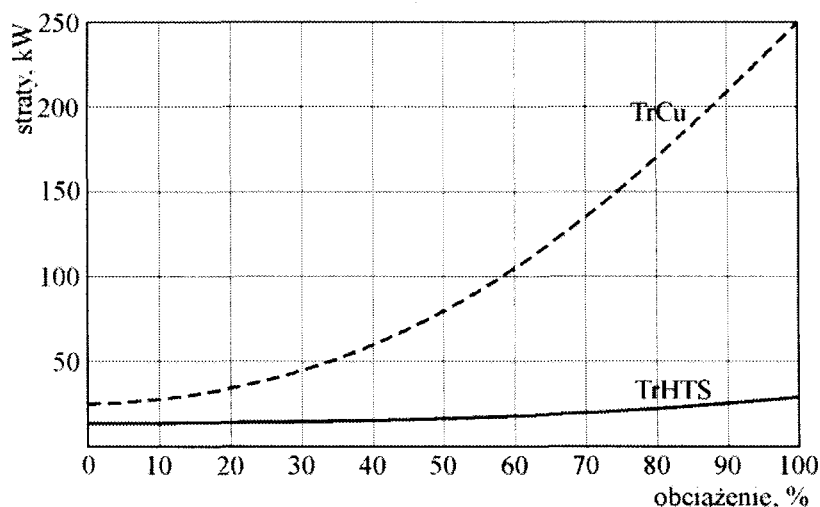
1. WPROWADZENIE

Obecnie transformatory HTS są jedną z bardziej obiecujących aplikacji nadprzewodników wysokotemperaturowych. W przypadku awarii wymiana tych urządzeń jest niezwykle kosztowna i czasochłonna. W efekcie dużo uwagi poświęca się na zapewnienie ochrony transformatorów, minimalizującej ryzyko wystąpienia sytuacji awaryjnych. Istotnym problemem jest zjawisko prądu włączania. Przy każdej próbie załączenia występują efekty cieplne w uzwojeniach wywołane przepływem prądu włączania. Przekroczenie temperatury krytycznej materiału nadprzewodzącego powoduje wyjście uzwojeń ze stanu nadprzewodzenia, co należy traktować jako stan awaryjny transformatora, następstwem którego może być termiczne uszkodzenie nadprzewodnika.

2. TRANSFROMATOR NADPRZEWODNIKOWY

Zasadniczą różnicą między transformatorami konwencjonalnym a nadprzewodnikowymi (HTS) jest materiał, z jakiego wykonuje się uzwojenia. Małe przekroje taśm nadprzewodnikowych pozwalają obniżyć wysokość uzwojeń i zmniejszyć ich średnicę zewnętrzną w porównaniu z uzwojeniami wykonanymi z miedzianych drutów nawojowych. Przekłada się to na mniejsze wymiary rdzenia, a w konsekwencji na mniejsze gabaryty zewnętrzne i mniejszą wagę transformatora HTS w porównaniu do transformatora konwencjonalnego tej samej mocy [1].

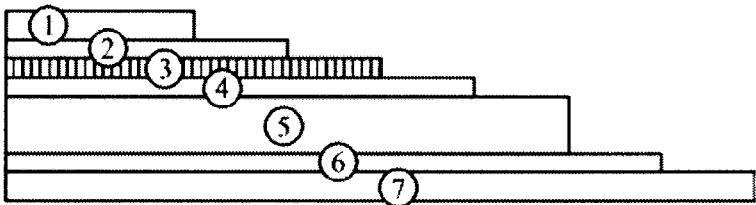
Najbardziej użyteczną własność nadprzewodników, z punktu widzenia zastosowań, jest zdolność do przewodzenia dużych prądów przy bardzo małych stratach energetycznych. Na rysunku 1 przedstawiono porównanie strat całkowitych transformatora konwencjonalnego oraz transformatora HTS w funkcji obciążenia [2].



Rys. 1. Straty w transformatorze HTS i Cu [2]

Podstawowym problemem technologicznym i eksploatacyjnym jest utrzymanie uzwojeń nadprzewodnikowych w stanie nadprzewodzenia. Stan nadprzewodzący może być zniszczony, jeśli przez uzwojenie przepuścimy prąd o zbyt dużej gęstości, zwanej krytyczną gęstością prądu J_c , który wytworzy na powierzchni próbki pole magnetyczne o natężeniu większym lub równym wartości krytycznej H_c . Nadprzewodnictwo znika i materiał nadprzewodnikowy przechodzi w stan rezystywny, gdy uzwojenie zostanie podgrzane powyżej temperatury krytycznej T_c . Wreszcie nadprzewodnictwo znika i materiał przechodzi w stan normalny, jeśli zostanie przyłożone zewnętrzne pole magnetyczne o natężeniu większym od pewnej wartości krytycznej H_c .

Już w chwili włączania transformatora HTS, przez uzwojenie pierwotne popłynąć może prąd jednokierunkowy o gęstości przekraczającej wartość krytyczną J_c . Prąd ten jest efektem wystąpienia stanu nieustalonego w obwodzie elektrycznym sprzężonym z obwodem magnetycznym. Schemat elektryczny transformatora HTS przedstawiono na rysunku 2. Rezystancje R_{1HTS} i R_{2HTS} reprezentują rezystancję pierwotnego i wtórnego uzwojenia nadprzewodnikowego, gdzie rezystancje te są funkcją prądu przepływającego przez uzwojenie I , temperatury uzwojenia T i natężenia pola magnetycznego H . Analizując obwód jedynie ze względu na wartość prądu, charakterystykę przejścia uzwojenia nadprzewodnikowego można uprościć, jak przedstawiono na rysunku 3.



Rys. 4. Budowa taśmy SuperPower SCS4050

Tabela 1. Budowa taśmy SCS4050

Numer warstwy	Grubość	Materiał	Rezystywność 20°C	Temperaturowy współczynnik rezystancji
1	20 μm	Miedź	$1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	$3,9 \cdot 10^{-3} K^{-1}$
2	2 μm	Srebro	$1,59 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	$4,1 \cdot 10^{-3} K^{-1}$
3	1 μm	(RE)BCO	–	–
4	1 μm	Warstwa buforowa	–	–
5	50 μm	Hastelloy C-276	$1,26 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m$	$1,3 \cdot 10^{-4} K^{-1}$
6	1,8 μm	Srebro	$1,59 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	$4,1 \cdot 10^{-3} K^{-1}$
7	20 μm	Miedź	$1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$	$3,9 \cdot 10^{-3} K^{-1}$

Analizowanie tak złożonego konstrukcyjnie przewodu prowadzi do skomplikowanych schematów zastępczych zawierających element reprezentujący rezystancję i indukcyjność każdej warstwy oraz sprzężenia między nimi [4]. W niniejszym artykule parametry taśmy nadprzewodnikowej zostały sprowadzone do zastępczej rezystancji nieliniowej całego uzwojenia pierwotnego transformatora. Rezystancja ta może zostać wyznaczona dla transformatora metodami technicznymi, zarówno dla uzwojenia będącego w stanie nadprzewodzenia, jak i w stanie rezystywnym.

4. CIEPŁO WYDZIELANE W UZWOJENIACH

Zgodnie z prawem Joule’a ilość ciepła wytwarzana w uzwojeniu transformatora przez prąd jednokierunkowy może zostać wyliczona z zależności

$$Q = R \int_{-\theta_c/\omega}^{\delta_{cw}/\omega} i^2 dt \tag{1}$$

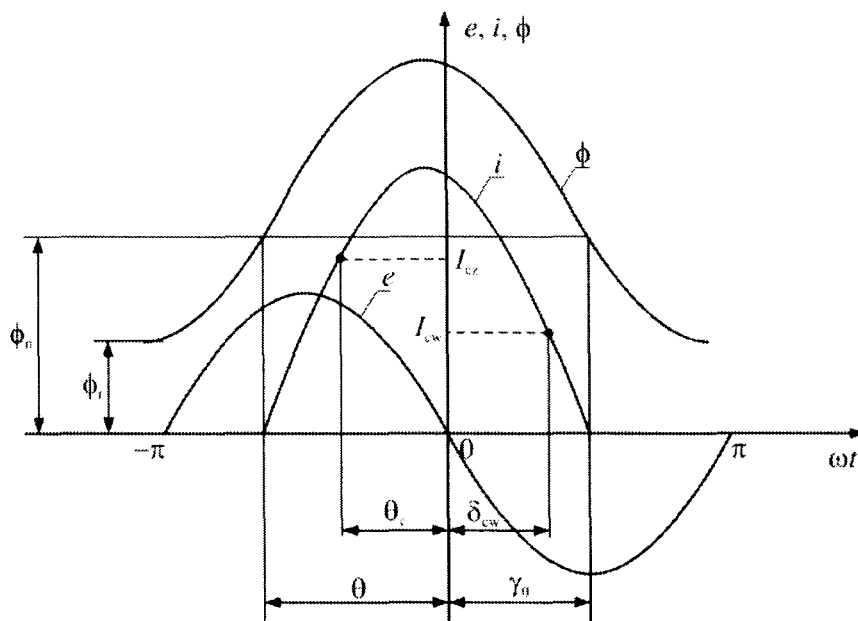
gdzie: R jest rezystancją uzwojenia, a i prądem włączania.

Prąd włączania jest efektem nasycenia rdzenia transformatora. Przy nasyceniu rdzenia schemat zastępczy transformatora, w stanie jałowym, sprowadza się do szeregowego połączenia rezystancji uzwojenia pierwotnego R

i indukcyjności uzwojenia pierwotnego L . Wówczas obwód z rysunku 2 opisuje równanie

$$e = -\sqrt{2}E \sin \omega t = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (2)$$

Rozwiązanie tego równania względem prądu wymaga ustalenia warunków początkowych. Jeżeli przyjąć, że włączenie transformatora następuje dla kąta $-\pi$, to zgodnie z rysunkiem 5 prąd jednokierunkowy pojawia się dla kąta θ .



Rys. 5. Przedział do wyznaczania przebiegu prądu jednokierunkowego

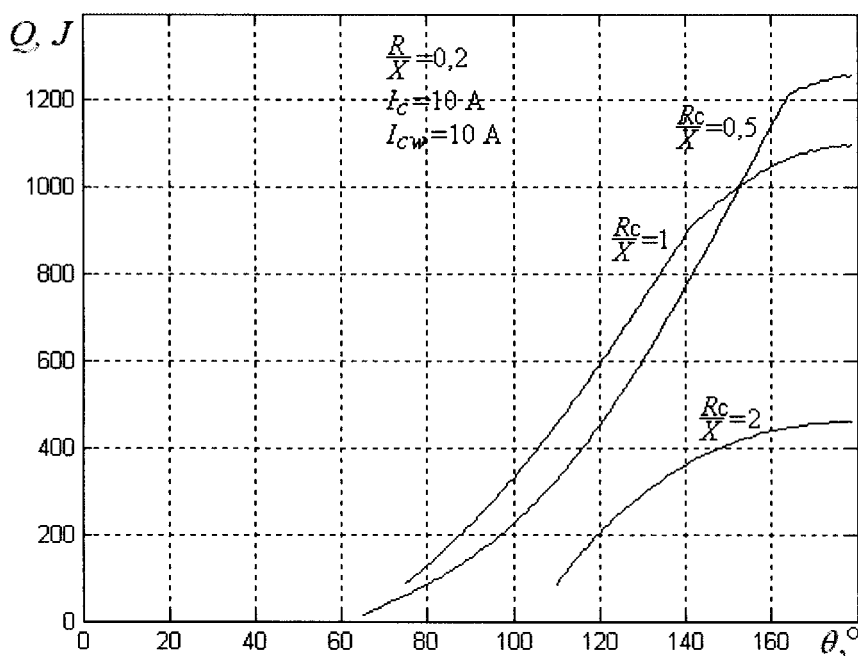
W przedziale kątów od θ do θ_c uzwojenie pierwotne transformatora znajduje się w stanie nadprzewodzenia. W stanie tym rezystancja R uzwojenia równa jest zero i ciepło nie jest wydzielane. Dla kąta θ_c chwilowa wartość prądu jednokierunkowego osiąga wartość prądu krytycznego I_c nadprzewodnika i uzwojenie przechodzi do stanu rezystywnego zgodnie z charakterystyką z rysunku 3. Uzwojenie ponownie powraca do stanu nadprzewodzenia w momencie, gdy chwilowa wartości prądu włączania spadnie poniżej wartości krytycznej I_{cw} , co ma miejsce dla kąta δ_{cw} . W przedziale kątów od θ_c do δ_{cw} rezystancja uzwojenia jest większa od zera i wydzielane jest w nim ciepło zgodnie z prawem Joule'a. Uzwojenie powraca do stanu nadprzewodzenia dla $I_{cw} < I_c$, gdyż jednym z warunków przejścia jest, by temperatura nadprzewodnika była niższa od temperatury krytycznej T_c . W przedziale kątów od δ_{cw} do γ_0 uzwojenie ponownie znajduje się w stanie nadprzewodzenia i ciepło nie jest wydzielane.

Zgodnie z przyjętymi na rysunku 5 oznaczeniami, momentowi, w którym chwilowa wartość prądu jednokierunkowego osiąga wartość krytyczną prądu I_c odpowiada kąt θ_c . Rozwiązując równanie ogólne, dane wzorem (4.28), dla

warunków początkowych $i = I_c$ i $\omega t = -\theta_c$ otrzymuje się wzór na prąd jednokierunkowy w stanie rezystywnym uzwojenia pierwotnego

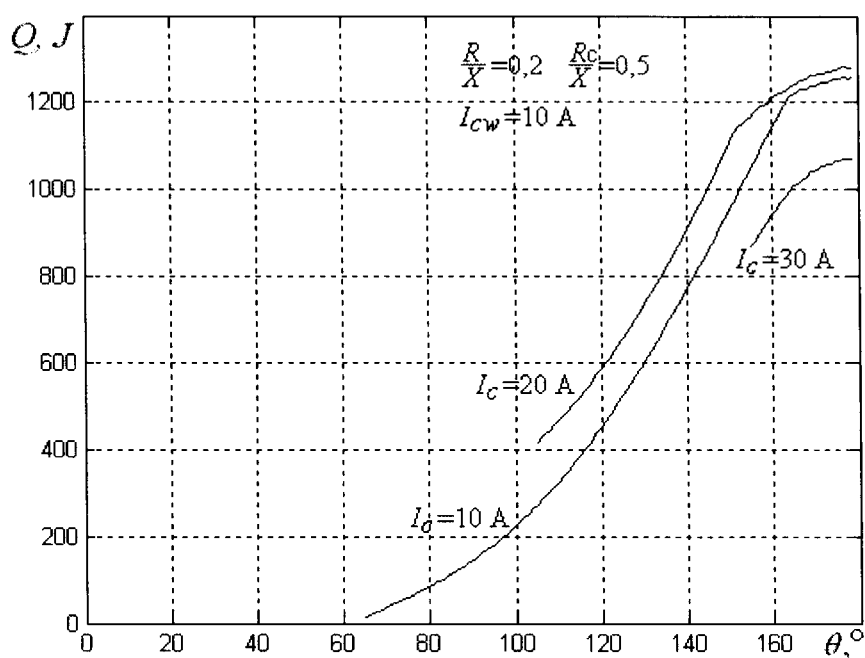
$$i = -\frac{\sqrt{2}EX}{Z^2} \left(\frac{R}{X} \sin \omega t - \cos \omega t + \left(\frac{R}{X} \sin \theta_c + \cos \theta_c \right) e^{-\frac{R}{X}(\omega t + \theta_c)} \right) + I_c e^{-\frac{R}{X}(\omega t + \theta_c)} \quad (3)$$

Na podstawie zależności (1) i (3) wyznaczyć można charakterystyki zmian ilości ciepła wydzielanego w uzwojeniu pierwotnym transformatora HTS. Charakterystyki wykreślono dla transformatora o górnym napięciu znamionowym $E = 230$ V, indukcyjności uzwojenia pierwotnego $L = 50$ mH i stosunku $R/X = 0,2$ w stanie nadprzewodzenia uzwojenia pierwotnego oraz dla wybranych stosunków R_c/X wynoszących 0,5, 1, 2 w stanie rezystywnym uzwojenia. Na rysunku 6 przedstawiono charakterystykę zmian ilości ciepła Q w funkcji zmian kąta θ dla różnych stosunków R_c/X .



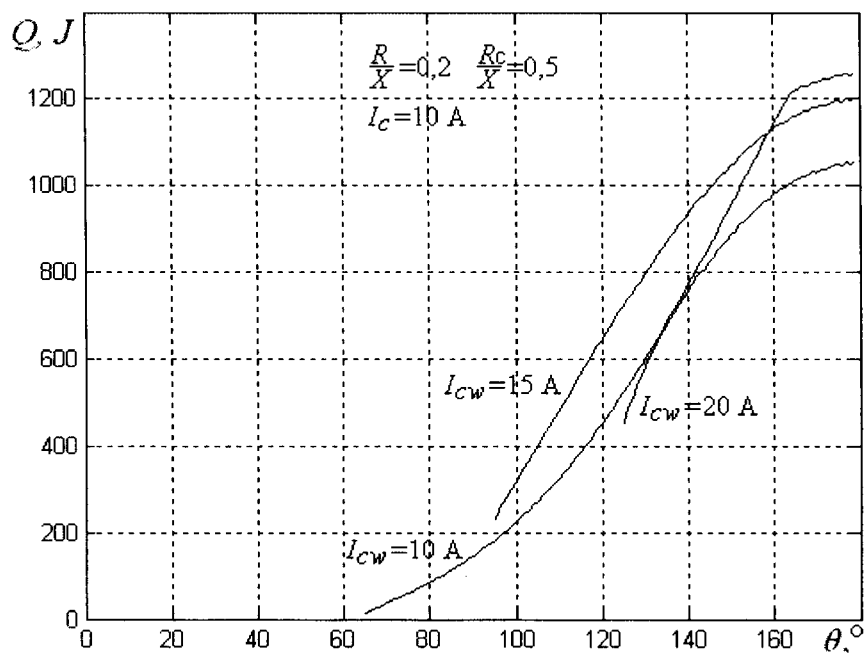
Rys. 6. Zmiana ilości ciepła w funkcji zmian kąt θ dla wybranych stosunków R_c/X

Z zależności (3) wynika, że ilość ciepła wydzielanego w uzwojeniu transformatora HTS zależy od wartości prądu krytycznego I_c . Na rysunku 7 przedstawiono charakterystykę zmian ilości ciepła w funkcji kąta θ dla wybranych wartości prądu I_c .



Rys. 7. Zmiana ilości ciepła w funkcji zmian kąt θ dla wybranych wartości prądu krytycznego I_c

Na podstawie wzoru (1) i rysunku 5 stwierdzić można, że górnej granicy całkowania odpowiada wartość prądu krytycznego I_{cw} , przy którym uzwojenie powraca do stanu nadprzewodzenia. Zależność ilości ciepła od kąta θ dla wybranych wartości prądu I_{cw} przedstawiono na rysunku 8.



Rys. 8. Zmiana ilości ciepła w funkcji zmian kąt θ dla wybranych wartości prądu krytycznego I_{cw}

5. PODSUMOWANIE

Na podstawie przeprowadzonej analizy numerycznej stwierdza się, że ilość ciepła wydzielanego w uzwojeniach transformatora HTS podczas przepływu prądu włączania zależy od czterech parametrów: (1) kąta θ , (2) stosunku R/X liczonego dla uzwojenia pierwotnego znajdującego się w stanie rezystywnym, (3) wartości prądu krytycznego I_c , przy którym uzwojenie wychodzi ze stanu nadprzewodzenia oraz (4) wartości prądu I_{cw} , dla którego uzwojenie powraca do stanu nadprzewodzenia.

LITERATURA

- [1] Nagasawa T., Yamaguchi M., Fukui S., Yamamoto M.: Design requirements of a high temperature superconducting transformer, Elsevier, Physica C 372-376 (2002), 1715-1718.
- [2] Berger A., Cherevatskiy S., Noe M., Leibfried T.: Comparison of the efficiency of superconducting and conventional transformers, Journal of Physics, Conference Series, Vol. 234, part 3, 032004, 2010.
- [3] Lee S., Petrykin V., Molodyk A., Samoilencov S., Kaul A., Vavilov A., Vysotsky V., Fetisov S.: Development and production of second generation highTc superconducting tapes at SuperOx and first tests of model cables, Superconductor Science and Technology, Vol. 27, No. 4, 18 March 2014.
- [4] Sjöström M., Dutoit B., Duron J.: Equivalent Circuit Model for Superconductors, IEEE Transactions on Applied Superconductivity, Vol. 13, No. 2, June 2003.

Badania zrealizowano w ramach projektu „Analiza zjawiska udarowych prądów włączania i zjawisk powiązanych transformatorów nadprzewodnikowych”. Projekt został finansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2012/05/D/ST8/02384.

ANALYSIS OF HEAT GENERATED DURING THE FLOW OF INRUSH CURRENT THROUGH THE WINDING OF THE TRANSFORMER

Summary

The paper presents an analysis of the heat which is separated when inrush current flows through the primary winding of the superconducting transformer. Derived formula for the inrush current in the windings resistive state and on the basis of law Joule determined the characteristics of the variability of the heat for selected operating parameters of the transformer.

Keywords: transformer, inrush current, heat.

**GRZEGORZ LISOWSKI¹, PIOTR CHUDZIK¹
JERZY ZGRAJA²**

¹Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki

²Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

SYSTEM ZABEZPIECZEŃ WYSOKOCZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO GENERATORA DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono opis układu sterowania prototypowego generatora służącego do nagrzewania indukcyjnego ze szczególnym naciskiem na elementy systemu zabezpieczeń. Układ ten składa się z zaawansowanego systemu sterowania, umożliwiającego automatyczną realizację różnorodnych procesów technologicznych oraz wychwytywanie wszystkich stanów awaryjnych i reakcję na nie.

WPROWADZENIE

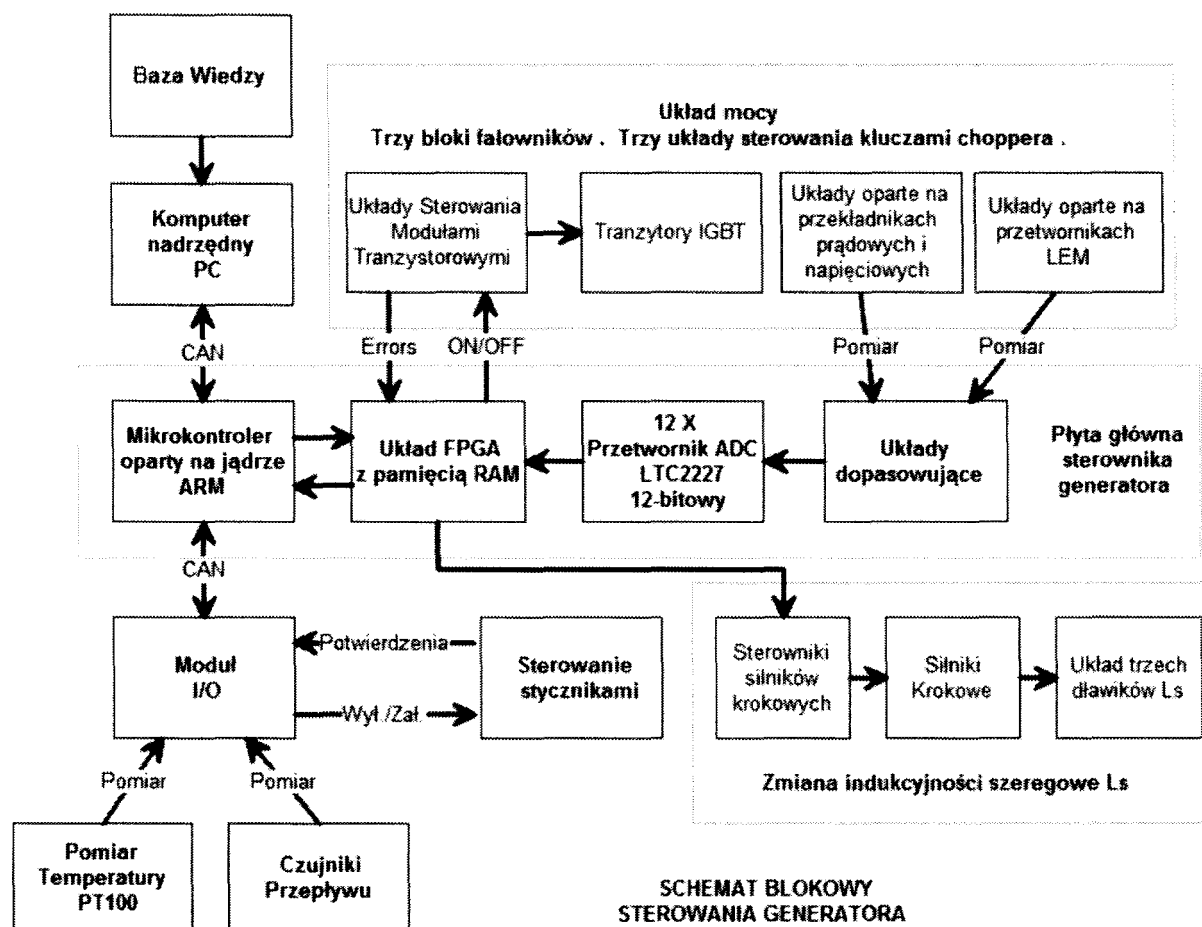
Układy sterowania we współczesnych urządzeniach przemysłowych mają za zadanie nie tylko realizację podstawowego celu działania, ale również muszą spełniać szeroko pojęte funkcje zabezpieczeń. Dobrze zaprojektowane powinny chronić przed nieprawidłową pracą urządzenia i zapewniać możliwość natychmiastowej reakcji w stanach, w których występuje zagrożenie zniszczenia sterowanych obiektów oraz samych wykonawczych elementów energoelektronicznych. W przypadku sterowania układami o dużej dynamice do zapewnienia bezpieczeństwa elementów wykonawczych nie wystarcza często jedynie samo kontrolowanie, czy nie zostały przekroczone wartości maksymalne dostępnych pomiarowo wielkości napięć, prądów lub temperatury. Niektóre urządzenia i obiekty sterowania wymagają obliczania w czasie rzeczywistym na przykład wartości dostarczonej do obiektu energii (na podstawie mierzalnych wielkości prądów i napięć) i jej ograniczania zanim nadmierny wzrost temperatury stanie się widoczny w postaci mierzonego sygnału temperatury lub zniszczenia urządzenia. Dla urządzeń falownikowych częstotliwości przełączeń dochodzące do dziesiątek i setek kiloherców sprawiają, że zjawiska podlegające kontroli i regulacji w systemach sterujących, rozpatrywane są z krokiem czasowym, sięgającym często pojedynczych mikrosekund. Wykonywanie w tak krótkich

czasach pomiarów i algorytmów sterowania wymaga bardzo wydajnych systemów mikroprocesorowych lub układów logiki programowalnej. W Instytucie Informatyki Stosowanej Politechniki Łódzkiej powstaje prototyp układu generatora do grzania indukcyjnego w zakresie częstotliwości od kilku do 400 kHz, który w końcowej wersji będzie oparty na tranzystorach mocy typu SiC (na obecnym etapie projektu wykorzystywane są elementy IGBT, które pozwalają na efektywną pracę z częstotliwością sięgającą 100 kHz). Omawiany system generatora do nagrzewania indukcyjnego, składający się z układów sterowania, energoelektronicznych elementów mocy oraz obwodu rezonansowego ze wzбудnikiem uwzględnia różne aspekty zabezpieczeń związanych z samym urządzeniem, jak i podlegającym obróbce cieplnej wsadem.

1. UKŁAD STEROWANIA

W opisywanym układzie prototypowym zastosowano rozbudowany system sterowania rozproszonego, oparty o procesor firmy Infineon z jądrem ARM Cortex-M4 i układ z logiką programowalną FPGA firmy Xilinx (rys. 1). Elementy te stanowią główny moduł sterowania, który bezpośrednio oddziałuje na układ mocy składający się z trzech osobnych bloków w postaci mostka H (falownik) i trzech niezależnych układów regulacji napięcia zasilającego falowniki (przetwornice typu BUCK). Bloki te, których struktura obwodu rezonansowego została oparta na topologii LCL, mogą od strony zasilania wzбудnika być połączone w sposób szeregowy lub równoległy, co daje większe możliwości dostosowania się generatora do obciążenia. Ze względu na potrzebę bardzo dokładnej znajomości wartości napięć i prądów w obwodach generatora dokonywany jest szybki pomiar tych sygnałów. Do realizacji zadań związanych z konfiguracją urządzenia, kontrolą wielkości wolnozmiennych oraz pomiaru temperatury radiatorów układów mocy i detekcji przepływu czynnika chłodzącego zastosowano układy peryferyjne sterowania przekąźnikowo-stycznikowego. Dodatkowymi elementami obwodów systemu generatora są sterowniki silników krokowych, za pomocą których moduł główny, poprzez zmianę położenia rdzeni, może dostosowywać wartości indukcyjności szeregowej L_s układu rezonansowego LLC. Dzięki temu uzyskuje się lepsze dopasowanie układu i wydajniejsze działanie generatora. W skład systemu wchodzi również, obsługiwany przez operatora, komputer PC, pełniący rolę nadrzędnego układu sterującego. Jego zadania polegają na ustaleniu ogólnych warunków procesu, takich jak zadawanie parametrów różnych testowych eksperymentów, początkowych ustawień samego procesu grzania oraz jego przebiegu na podstawie zdobytej wiedzy [1]. Układ nadrzędny realizuje również funkcję wizualizacji etapów działania całego systemu „on line”. W systemie znajduje się również specjalny element wizyjnego monitorowania (kamera CCD) obecności, rozmiarów i stanu wsadu. Cały proces grzania podzielono

na etap identyfikacji parametrów obciążenia składający się z kilku różnych prób testowych, po których program komputera nadrzędnego pozwala na dobór parametrów układu wzbudnika, czyli wielkości kondensatora rezonansowego oraz ustaleniu parametrów startowych dla samego przebiegu grzania.



Rys. 1. Schemat ideowy systemu sterowania prototypowego generatora do nagrzewania indukcyjnego

Szczegółowe właściwości i zadania układu sterowania realizowane przez moduł główny to :

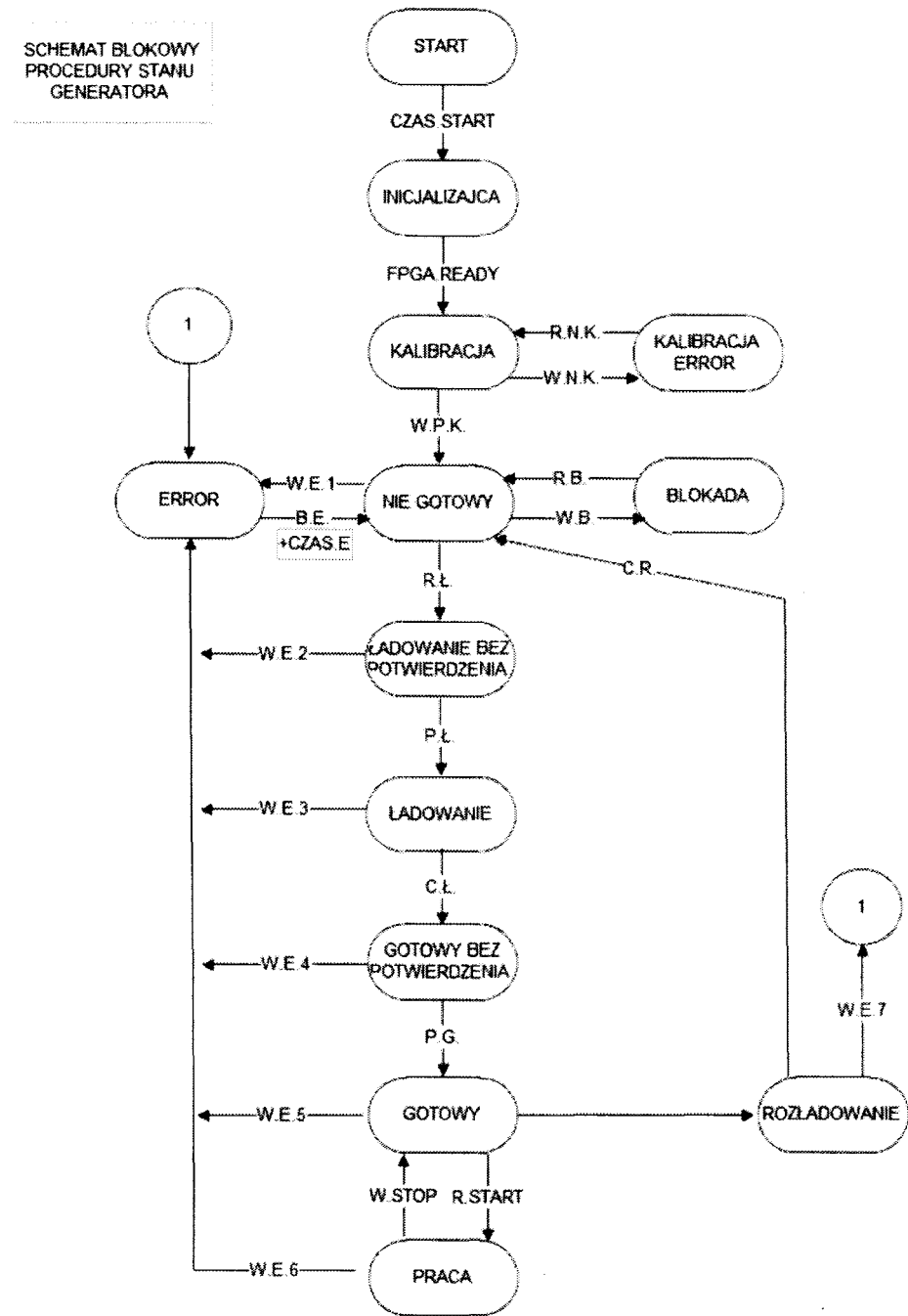
- szybki pomiar wartości analogowych (12 kanałów pomiarowych o rozdzielczości 12-bitów i częstotliwości przetwarzania od 40 Msps do 100 Msps),
- realizacja fali napięciowej o regulowanej amplitudzie w zakresie od 10 V do 500 V i częstotliwości od 5 kHz do 100 kHz (docelowo 400 kHz) w trzech blokach falownikowych, które mogą być połączone szeregowo lub równolegle,
- zmiana charakteru układu obciążenia poprzez zmianę wartości indukcyjności szeregowej Ls, w trakcie pracy generatora przy pomocy układów z silnikami krokowymi, a pośrednio również przez zmianę częstotliwości,
- realizacja strategii sterowania opartej o trzy kryteria: minimalizację strat mocy w układzie, uzyskanie mocy wyjściowej równej mocy zadanej oraz

- dopasowanie impedancji zastępczej obciążenia falownika do rezystancji znamionowej wynikającej z napięcia i prądu znamionowego,
- wymiana informacji z komputerem PC o wartościach wielkości zadanych i kontrolowanych w cyklu grzania oraz o parametrach związanych z zadaniem monitorowania procesu,
 - realizacja sterowania zdalnego układów stycznikowych poprzez dodatkowy moduł I/O,
 - realizacja pomiaru temperatury radiatorów i przepływu czynnika chłodzącego wykorzystująca moduł I/O i transmisję opartą o interfejs CAN,
 - realizacja automatu stanu programu głównego, który uwzględnia wszystkie etapy sterowania, jakie mogą wystąpić w trakcie działania generatora (rys. 2),
 - analiza mierzonych sygnałów i szacowanie energii strat w układzie,
 - reakcja na stany ostrzegawcze i alarmowe wynikające z sygnałów analogowych i cyfrowych,
 - realizacja obliczeń modułu i fazy pierwszej harmonicznej prądów bloków falowników oraz napięcia na kondensatorze rezonansowym oraz obliczeń szacujących energię dostarczaną do układu obciążenia – wsadu.
- Realizacja algorytmów związanych z trzema ostatnimi punktami rozumiana jest jako system zabezpieczeń w układzie sterowania.

Tabela 1. Opis sygnałów występujących na rys. 2

Nazwa sygnału	Opis sygnałów
CZAS.START	Czas oczekiwania na uruchomienie podzespołów
FPGA.READY	Potwierdzenie uruchomienia układu FPGA
W.P.K	Warunek poprawnej kalibracji
R.Ł	Rozkaz ładowania
P.Ł	Potwierdzenie ładowania
C.Ł	Czas ładowania
P.G	Potwierdzenie gotowości
W.STOP	Warunek zatrzymania pracy układu
R.START	Rozkaz startu
W.E.1...7	Warunki błędów
R.N.K	Restart kalibracji
W.N.K	Warunek nieprawidłowej kalibracji

R.B	Reset blokowania
W.K	Warunek blokowania
B.E+CZAS.E	Brak warunku błędu
C.R	Czas rozładowania



Rys. 2. Schemat blokowy algorytmu stanu w prototypowym generatorze

2. ELEMENTY ZABEZPIECZEŃ

Test konfiguracji systemu

System zabezpieczeń składa się z kilku różnych elementów. Pierwszy element – nadrzędny, analizujący poprawną konfigurację układu sterowania, składa się z dwóch etapów:

- detekcji poprawnego załadowania struktury FPGA (FPGA.READY),
- pomiaru wszystkich sygnałów analogowych i wyznaczeniu tak zwanych „offsetów” – wartości pomiarowych ustalających punkty odniesienia zera dla każdego kanału. Jeżeli wartości te przekraczają 10% zakresu pomiarowego uznaje się, że układ nie nadaje się do pracy (warunek nieprawidłowej kalibracji). Należy wtedy sprawdzić układ pomiarowy i ponowić kalibrację.

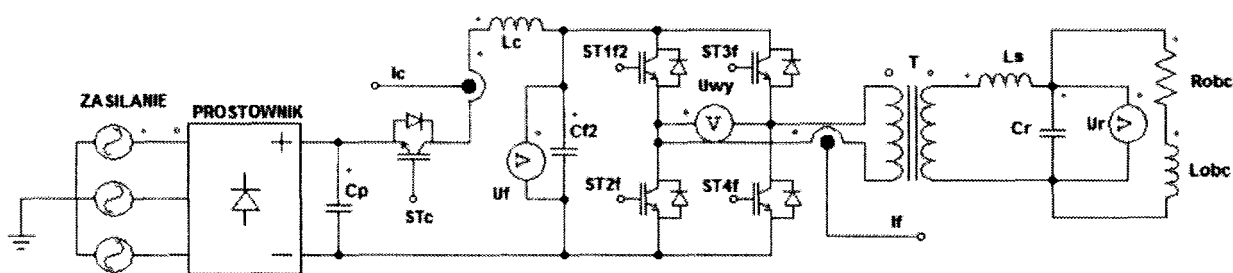
Drugi element systemu zabezpieczeń dotyczy sygnałów, które dostarczane są do procesora drogą komunikacji po interfejsie CAN z modułów wejścia-wyjścia. Sygnały te określone są jako wolne i reakcja na nie nie jest krytyczna czasowo. Zawierają one informacje o konfiguracji styczników wejściowych, o temperaturach radiatorów bloków falowników oraz przepływie i temperaturze czynnika chłodzącego. Analiza konfiguracji styczników (potwierdzenie ładowania oraz potwierdzenie gotowości) występuje przede wszystkim na etapie załączania generatora do sieci zasilającej 3*400 V. Najpierw realizowane jest wstępne ładowanie kondensatorów wejściowych przez rezystory, a następnie włączenie zasilania bezpośrednio do układu falownika.

Kontrola temperatur elementów chłodzenia

Sygnały temperaturowe dostarczane przez układ I/O porównywane są z dwoma ustawieniami – progami, które wyznaczają stan ostrzegawczy i stan awaryjny. Detekcja przekroczenia pierwszego progu nie przerywa procesu grzania bezpośrednio w układzie sterowania, tylko zgłaszana jest komputerowi nadrzędnemu, co może skutkować ograniczeniem mocy lub przerwaniem grzania po interwencji operatora. Przekroczenie temperatury drugiego progu, wyłącza falownik jako stan awaryjny, chroniąc układy mocy przed zdegenerowaniem. Potwierdzenie przepływu czynnika chłodzącego też jest ważnym elementem zabezpieczeń i występuje jako jeden z warunków błędów. Gdy brak jest chłodzenia układów mocy generator nie powinien pracować.

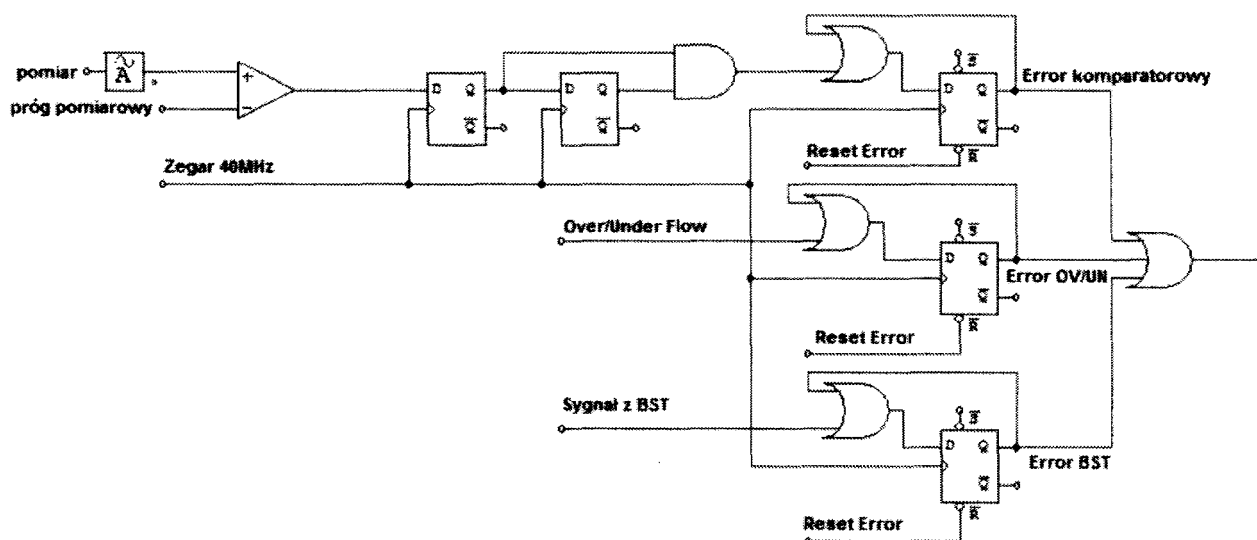
„Szybkie” zabezpieczenia związane z sygnałami analogowymi i działaniem tranzystorów

Główny system zabezpieczeń oparty jest o sygnały wytwarzane i mierzone w układzie mocy, którego ogólny schemat przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Schemat ideowy obwodu mocy jednego bloku falownikowego

Układem, który w szybki sposób realizuje funkcję zabezpieczeń w przypadku nieprawidłowych, nadmiarowych sygnałów prądowych i napięciowych jest układ logiki programowalnej (FPGA) w powiązaniu z dwunastoma szybkimi przetwornikami analogowo-cyfrowymi z przetwarzaniem potokowym, pracującymi z częstotliwością 40MHz (docelowo do 100 MHz). System ten mierzy prąd I_c , napięcie falownika U_f , prąd falownika I_f każdego z bloków oraz napięcie U_r na kondensatorze C_r w obwodzie rezonansowym. System reaguje natychmiast na wartości poza dopuszczalnym zakresem pomiarowym przetwornika A/D, wykrywając jego sygnał Over/Under-flow Output, jak również realizuje funkcję komparatora cyfrowego, porównując pomierzone sygnały z wartościami uznanymi za niebezpieczne. Reakcja powoduje wyłączenie wszystkich łączników oraz odcięcie od sieci zasilającej bloków falowników. Należy zwrócić uwagę, że zabezpieczenie od komparatora jest opóźnione w stosunku do rzeczywistego przekroczenia wartości danego sygnału, gdyż przetwarzanie potokowe powoduje pojawienie się danej pomiarowej 5 cykli zegara później w stosunku do sygnału na wejściu przetwornika.



Rys. 4. Poglądowy schemat zabezpieczeń sygnałów „szybkich”

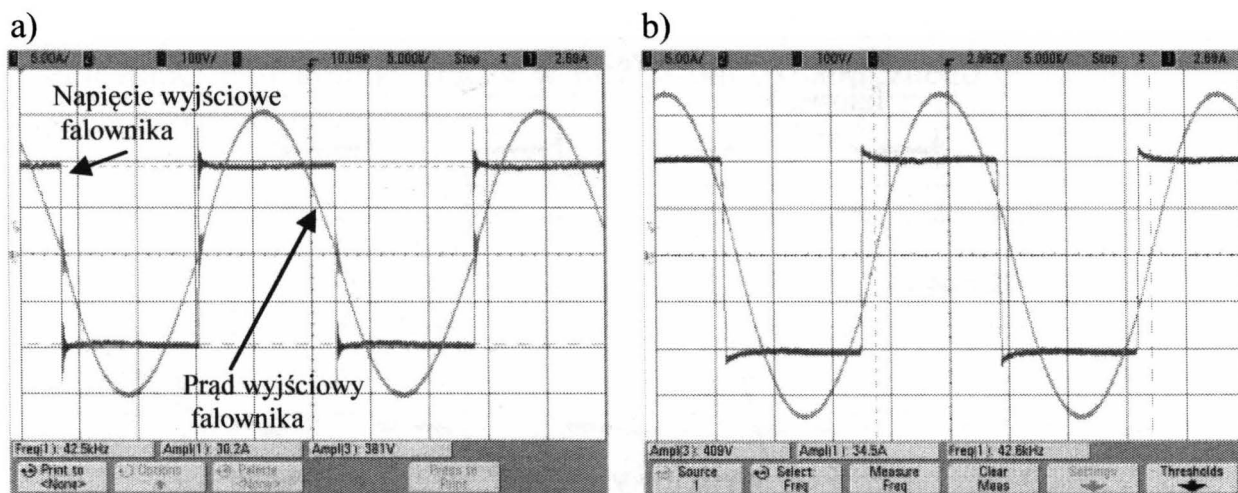
W układzie dodatkowo zastosowano prosty filtr cyfrowy, który eliminuje chwilowe lub zakłóceniami składowe sygnału przekraczające wartości

bezpieczne. Układ FPGA reaguje również na sygnały błędów układów BST – Basic Switching Transistor wyzwalających aktywną pracę łączników, które wykrywają nieprawidłową pracę tych układów np. związaną z zanikiem napięcia zasilania. Układ z logiką programowalną zapamiętuje błędy, blokując falowniki do czasu reakcji procesora ARM, który po analizie tych sygnałów resetuje wszystkie błędy (rys. 4).

3. DYNAMICZNE ZABEZPIECZENIE TERMICZNE STRUKTUR TRANZYSTORÓW

Wartości katalogowe dopuszczalnych prądów współczesnych elementów energoelektronicznych pokazują, że prąd maksymalny, jaki w sposób krótkotrwały może płynąć w strukturze półprzewodnika jest wielokrotnie większy od prądu, jaki może płynąć w elemencie w sposób ciągły. Przyczyną tej rozbieżności jest ograniczona zdolność oddawania ciepła powstającego w strukturze podczas przewodzenia prądu oraz podczas procesu przełączania. Zwykle podczas projektowania układu uwzględnia się oba rodzaje strat i dobiera się elementy według zasady najgorszego przypadku. W typowych strukturach przetwornic czy falowników wystarczy w tym celu znać maksymalną częstotliwość przełączania, określić czy układ ma charakter pojemnościowy, czy indukcyjny oraz wyznaczyć najwyższe prądy, które bywają w układzie załączane i wyłączane. W przypadku urządzeń wykorzystujących zjawisko rezonansu zwykle można pominąć, bądź bardzo ograniczyć, starty związane z przełączaniem prądów, dzięki możliwości wykonywania przełączeń w stanie zerowego napięcia lub prądu. Tego typu rozwiązania z powodzeniem stosuje się w rezonansowych przetwornicach DC/DC.

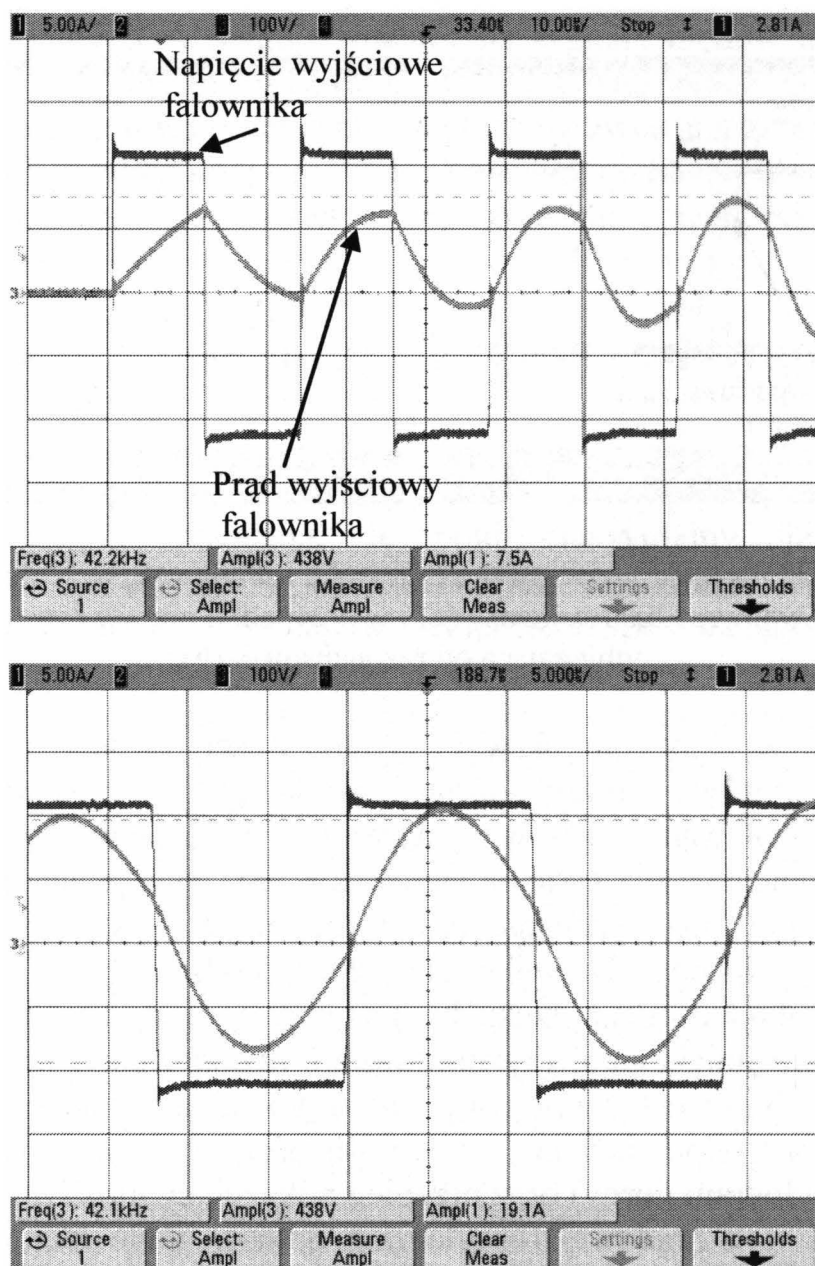
Na rysunku 5 zamieszczono przebieg napięcia na wyjściu falownika oraz prądu płynącego w obwodzie w stanie rezonansu (przełączanie odbywa się bezprądowo) oraz w stanie pracy bliskim rezonansu (przełączanie tranzystorów przy niezerowym prądzie). Wykorzystanie zjawiska rezonansu w przypadku układów nagrzewania indukcyjnego nie jest już takie łatwe. O częstotliwości rezonansowej decyduje bowiem nie tylko obwód LC składający się z dławika i kondensatora o stałych wartościach, ale struktura złożona ze wzbudnika i wsadu, których parametr indukcyjności jest silnie zmienny w funkcji temperatury [2].



Rys. 5. Przebieg napięcia wyjściowego falownika i prądu w uzwojeniu pierwotnym generatora w przypadku rezonansu (a) i w przypadku pracy z częstotliwością odbiegającą od rezonansowej (b)

Utrzymanie w tego typu układzie częstotliwości przełączeń, zapewniającej komutację w chwilach „przechodzenia” prądu przez zero wymaga bardzo dokładnego kontrolowania czasów załączania i wyłączania tranzystorów. Dodatkowym utrudnieniem dla systemu sterowania jest, występujący w omawianym generatorze, złożony układ rezonansowy o wyższym niż zwykły obwód LC rzędzie. Ze względu na złożoną dynamikę zjawisk zachodzących w takim układzie przekształtnik-wzbudnik-wsad niekiedy niemożliwe jest uzyskanie w całym przebiegu grzania „miękkiego” (bezprądowego) przełączania tranzystorów.

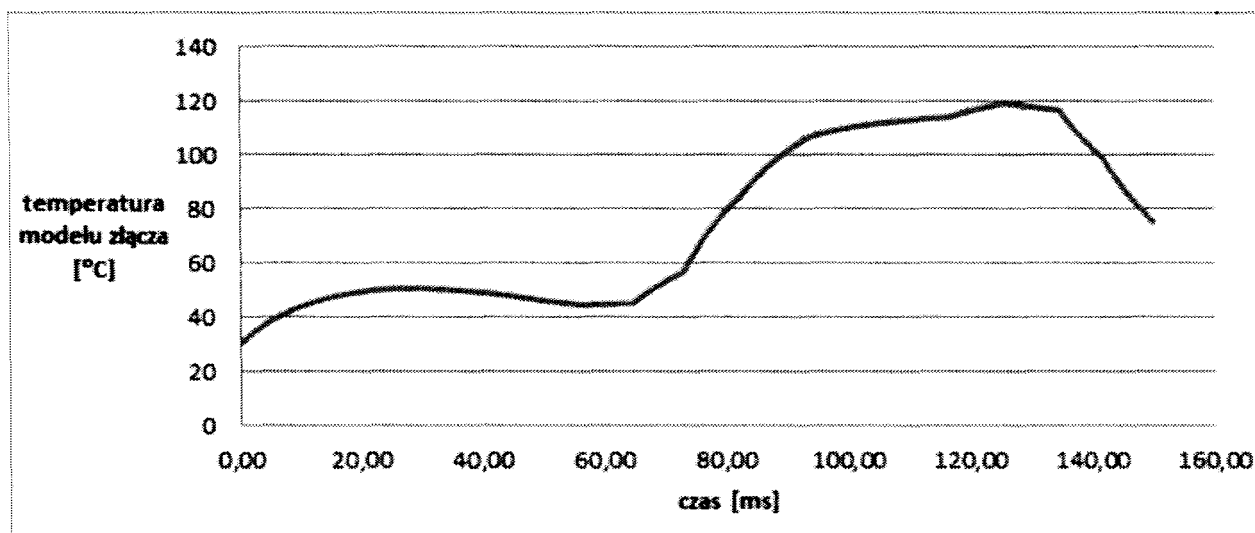
Na rysunku 6 przedstawiono oscylogram pokazujący start pracy generatora z częstotliwością odpowiadającą częstotliwości rezonansowej w stanie ustalonym (oscylogram górny) oraz przebieg pokazujący możliwość wystąpienia niesymetrycznej fali prądowej (oscylogram dolny), gdzie jedno z przełączeń odbywa się bezprądowo, a drugie przy prądzie niezerowym. Każde odstępstwo od bezprądowego przełączania wiąże się z natychmiastowym wzrostem mocy strat wydzielanych w strukturze półprzewodników, z których jest zbudowany przekształtnik. Uwzględnienie tych zjawisk na etapie projektowania i doboru układu tranzystorów i systemu chłodzenia w kategoriach najgorszego przypadku prowadzi do znacznego przewymiarowania układu, a co za tym idzie i nieuzasadnionego wzrostu jego ceny. Aby tego uniknąć, autorzy projektu podjęli decyzję o zbudowaniu systemu zabezpieczania modułów tranzystorowych za pomocą wprowadzenia modelu cieplnego struktury tranzystorów.



Rys. 6. Przebieg napięcia wyjściowego falownika i prądu w uzwojeniu pierwotnym generatora w przypadku startu pracy układu (górny oscylogram) i w przypadku pracy z niesymetryczną falą prądową (dolny oscylogram)

Do wyznaczenia tego modelu użyto danych producenta modułów tranzystorowych, zamieszczonych w nocie katalogowej w postaci wykresu „impedancji termicznej” dla różnych stałych czasowych [3]. Tak sparametryzowany przez producenta model pozwala na określenie przyrostów temperatury w stanach dynamicznych, w których zasadniczą rolę odgrywa pojemność cieplna struktury wewnętrznej tranzystora. Zaproponowane rozwiązanie umożliwia pośrednio kontrolę stanu termicznego struktur w oparciu o wyznaczone w czasie rzeczywistym, na podstawie mierzalnych wartości prądów i napięć, aktualnych wartości energii strat powstających w tranzystorach

na skutek przełączania prądów. Na rysunku 7 zamieszczono przykładowy zapis modelowanej temperatury złącza w przypadku dynamicznego procesu regulacji podczas rozruchu generatora.



Rys. 7. Przebieg modelowanej na podstawie strat przełączeń temperatury struktury wewnętrznej tranzystora w stanie nieustalonym, w którym występowały liczne (przy znacznym, niezerowym prądzie) tak zwane „twarde” przełączania tranzystorów

4. ZABEZPIECZENIE WSADU

Urządzenia do nagrzewania indukcyjnego powinny mieć możliwość zabezpieczenia wsadu za pomocą układu ograniczania dostarczanej do niego energii. Szczególnie ważne jest to w systemach przeznaczonych do prowadzenia prac badawczych oraz w urządzeniach, które mogą wykonywać proces nagrzewania na niekoniecznie znanym, dobrze określonym wsadzie. Jak wspomniano wcześniej, każdy proces grzania ma składać się z dwóch etapów. Pierwszy jest etapem identyfikacji wsadu i właśnie w nim przewidziano zabezpieczenie oparte na pomiarze energii. Komputer nadrzędny na podstawie wiedzy zgromadzonej w bazie danych lub na podstawie danych podanych przez operatora określa ile energii można dostarczyć w poszczególnych testach identyfikacyjnych, tak by wsad po pierwsze nie został zniszczony, po drugie by jego temperatura nie wzrosła na tyle, by określać go jako wsad „zimny” przed następnym testem. Pomiar, a właściwie szacowanie wartości dostarczonej energii w systemie, w którym występują bardzo duże moce bierne jest dość skomplikowane. Zostało ono oparte o szybkie przetworniki i układ FPGA. W logice programowalnej zrealizowano układ archiwizowania danych pomiarowych pobieranych jednocześnie z 12 kanałów, synchronicznie do działania falownika. Co cykl pomiarowy wynoszący 1 milisekundę procesor wydaje rozkaz zapisania 256 próbek dla każdego kanału w pamięci RAM zaaplikowanej w układzie programowalnym. Struktura logiczna została tak opracowana,

by zapisywane próbki były równo rozłożone w czasie i by ich liczba na jeden pełny okres działania falownika była 64. Następnie informacje z pamięci RAM przesyłane są do procesora i tam następuje szacowanie energii na podstawie wzorów 1, 2, 3 określonych w tym wypadku dla równoległego połączenia bloków falowników. Założono, że dostarczana moc w ciągu 1 milisekundy niewiele się zmienia.

$$E_{Tj} = \frac{\sum_{i=0}^{255} k \cdot (I_{f1i} + I_{f2i} + I_{f3i}) \cdot U_{ri} \cdot \frac{1}{64 \cdot f_f}}{4} \quad (1)$$

$$E_{1mj} = l_{okj} \cdot E_{Tj} \quad (2)$$

$$E_C = \sum_{j=1}^j E_{1mj} \quad (3)$$

gdzie:

k – przekładnia transformatora,

i – kolejna próbka sygnału w cyklu pomiarowym,

I_f – prądy poszczególnych bloków,

U_r – napięcie na kondensatorze rezonansowym,

f_f – częstotliwość pracy falownika,

E_{1ms} – szacowana energia w cyklu pomiarowym,

E_{Tj} – szacowana energia za jeden okres w danym cyklu pomiarowym,

l_{ok} – liczba okresów w danym cyklu pomiarowym,

E_C – szacowana energia po j -tym cyklu pomiarowym.

Jeżeli E_C przekroczy wartość maksymalnej energii wyznaczonej przez komputer nadrzędny, układ przerywa eksperyment, informując o błędzie. W przeciwnym przypadku informacja o energii przekazywana jest do komputera nadrzędnego, który decyduje o przebiegu następnych testów.

5. PODSUMOWANIE

W omawianym prototypowym układzie sterowania generatora do nagrzewania indukcyjnego zaaplikowano, uruchomiono i przetestowano większość omawianych aspektów zabezpieczeniowych. Część z nich jest w fazie testów końcowych. Kluczowym dla realizacji niektórych funkcji generatora jest zastosowanie szybkich przetworników analogowych i układu o logice programowalnej, który umożliwia jednoczesny zapis wielu sygnałów pomiarowych z bardzo dużą częstotliwością. Pomiaru przekazane do układu mikroprocesorowego umożliwiają zrealizowanie wielu skomplikowanych

funkcji obliczeniowych umożliwiającym efektywniejsze sterowanie oraz pozwalają na zastosowanie dodatkowych funkcjonalności w układzie zabezpieczeń.

LITERATURA

- [1] Kucharski J., Frączyk A., Urbanek P., Jaworski T.: *Projekt inteligentnego generatora w.cz. do indukcyjnego nagrzewania wsadów*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 90, Nr 2, 2014, ss. 20-23.
- [2] Kobos W., Zgraja J., Chudzik P.: *Analysis of dual-frequency generators structures for induction heating*, Materiały konferencji: HES-13. International Conference on Heating by Electromagnetic Sources. Induction, Dielectric and Microwaves, Conduction and Electromagnetic Processing. Padwa 2013, pp. 261-268.
- [3] Nota katalogowa modułu tranzystorowego CAS300M12BM2: *CAS300M12BM2 1.2-kV, 5.0-mΩ, All-Silicon Carbide, Half-Bridge Module, update :03 Sep 2014*, www.cree.com

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych, nr umowy PBS1/A4/2/2012.

PROTECTION SYSTEM IN HIGH FREQUENCY GENERATOR FOR INDUCTION HEATING

Summary

The paper describes a prototype generator control system used for induction heating with particular emphasis on the elements of the protection system. This system consists of an advanced control system, enabling automatic implementation of various technological processes and capture all faults and react to them.

Keywords: induction heating, inverter, protection system.

MICHAŁ ŁANCZONT

**Politechnika Lubelska, Instytut Podstaw Elektrotechniki
i Elektrotechnologii**

MODEL NUMERYCZNY NADPRZEWODNIKOWEGO OGRANICZNIKA PRĄDU TYPU REZYSTANCYJNEGO

Artykuł opisuje propozycję modelu numerycznego sznurkowego nadprzewodnikowego ogranicznika prądu zwarciovego typu rezystancyjnego, oraz dwóch bloków obliczeniowych realizujących zadanie modelowania materiału nadprzewodnikowego i procesu wymiany ciepła w ciekłym azocie.

WPROWADZENIE

Nadprzewodnikowe ograniczniki prądu zwarciovego są pewnymi urządzeniami zdolnymi ograniczyć wartość już pierwszego piku prądu awaryjnego (zwarciovego) do poziomu bezpiecznego. Zazwyczaj stosuje się je razem z aparaturą konwencjonalną, jednakże pracującą przy mniejszych wartościach prądu awaryjnego. Istotną cechą dodatkową ograniczników nadprzewodnikowych jest brak konieczności serwisowania urządzenia po zadziałaniu.

Modelowanie numeryczne ograniczników prądu zwarciovego i analiza ich działania w określonych sytuacjach może być pomocna na etapie projektowania urządzenia [1]. W artykule zaprezentowano założenia, sposób budowy i test modelu numerycznego ogranicznika rezystancyjnego zbudowanego w środowisku Scilab/Xcos za pomocą toolbox'a Coselica.

1. REZYSTANCYJNY NADPRZEWODNIKOWY OGRANICZNIK PRĄDU

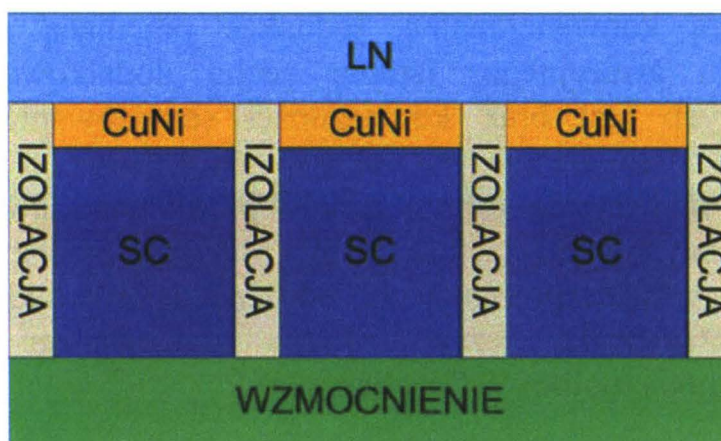
Jednym z podstawowych i opartych na głównej właściwości materiału nadprzewodnikowego urządzeniem nadprzewodnikowym jest rezystancyjny ogranicznik prądu zwarciovego. Jest to aparat wykorzystujący nieliniową zależność rezystywności nadprzewodnika od wartości natężenia prądu płynącego przez ten materiał. Dodatkową istotną cechą konstrukcji ograniczników rezystancyjnych jest ich bezindukcyjność. Przykładem ogranicznika tego typu jest produkt firmy Nexans, jak pokazano na rysunku 1, o nazwie kodowej C02-034 opartej na materiale nadprzewodnikowym BSCCO

2212 o wartości prądu krytycznego 125 A i temperaturze krytycznej 90 K. Ogranicznik ten jest wykonany w postaci cewki bifilarnej [4].



Rys. 1. Rezystancyjny nadprzewodnikowy ogranicznik prądu zwarciovego

Ogranicznik wykonany jest w postaci wydrążonego walca z nadprzewodnika B 2212, który wlutowywany jest w cylinder z miedzioniklu. Następnie do wnętrza wkleja się wzmocnienie z tworzywa sztucznego. W celu osiągnięcia budowy bifilarnej nacina się odpowiednio wytworzony cylinder, a przerwy międzyzwojowe wypełnia się materiałem izolacyjnym, jak pokazano na rysunku 2.



Rys. 2. Fragment przekroju ogranicznika bifilarnego

2. MODEL NUMERYCZNY ELEMENTU NADPRZEWODZĄCEGO

Budując model numeryczny materiału nadprzewodnikowego, należy uwzględnić jego nieliniową charakterystykę, która jest funkcją trzech parametrów: temperatury, gęstości prądu oraz natężenia zewnętrznego pola magnetycznego, opisanych wartościami krytycznymi. W przypadku konstrukcji bezindukcyjnych wpływ pola magnetycznego można pominąć. Opis

matematyczny sprowadza się więc do zaproponowania równań dwóch zmiennych, prądu i temperatury.

Zaproponowany model numeryczny ogranicznika zbudowano z wykorzystaniem zależności wiążących rezystancję nadprzewodnika z wartościami chwilowymi prądu i temperatury i ich parametrami krytycznymi (1)(2)

$$R = R_r + \frac{R_n}{e^{I_c - |i_N|} + 1} \quad (1)$$

$$I_c = I_{c0} \frac{T_c - T}{T_c - T_0} \quad (2)$$

gdzie: R_r – resztkowa wartość rezystancji nadprzewodnika w stanie nadprzewodzącym, R_n – rezystancja w stanie rezystywnym, I_c – krytyczna wartość prądu w danej temperaturze, I_{c0} – krytyczna wartość prądu w temperaturze T_0 , T_c – temperatura krytyczna.

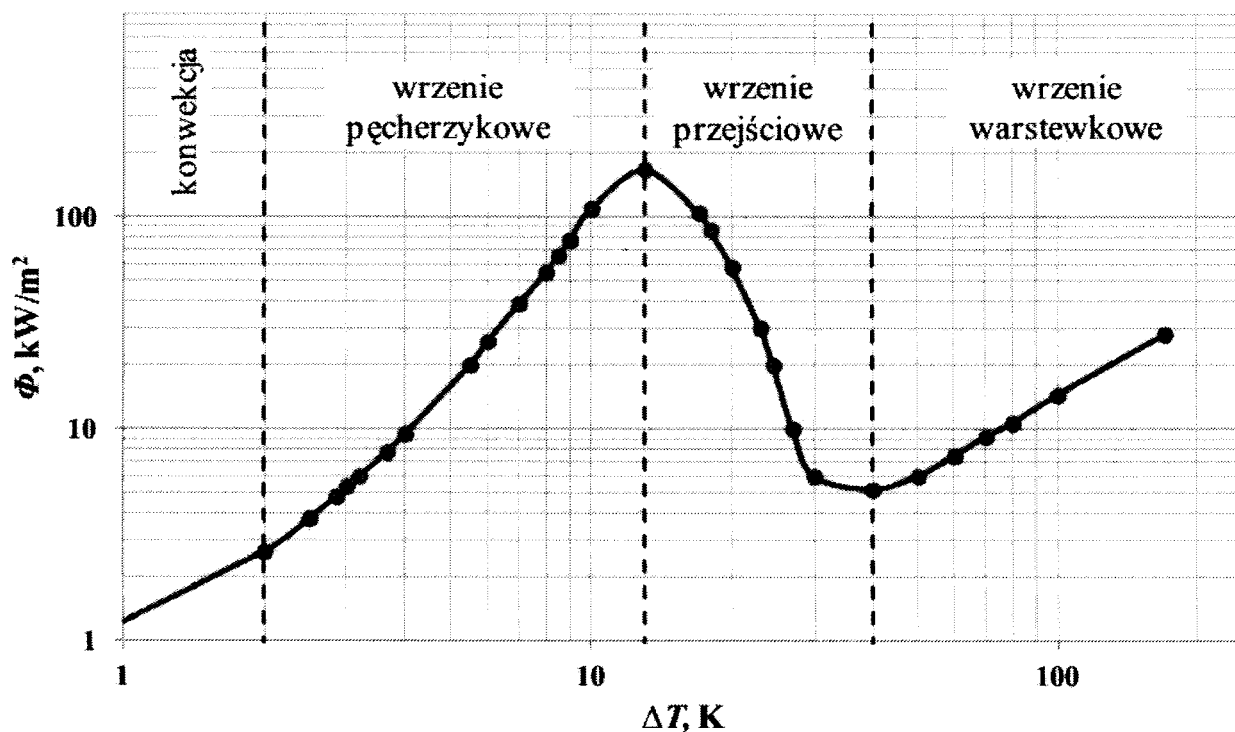
Z wykorzystaniem powyższych równań w toolbox'ie Coselica wspierającym środowisko obliczeniowe Scilab/Xcos zbudowany został blok obliczeniowy odpowiedzialny za symulowanie działania elementu wykonanego z nadprzewodnika. Blok ten nie tylko modeluje nieliniową wartość rezystancji obiektu, ale także jego temperaturę.

3. MODEL NUMERYCZNY WYMIANY CIEPŁA NA GRANICY CIAŁO STAŁE-CIEKŁY AZOT

Ważnym zagadnieniem przy konstruowaniu modeli numerycznych urządzeń nadprzewodnikowych jest właściwe zamodelowanie procesu chłodzenia ciekłym azotem. Analiza tego zjawiska została opisana w szeregu publikacji, a sam proces opisany krzywą nieliniową będącą funkcją gradientu temperatury [2][3], jak pokazano na rysunku 3.

Przedstawiona charakterystyka ma charakter pomiarowy, w efekcie zaimplementowanie do modelu numerycznego możliwe jest na dwa sposoby: aproksymację lub digitalizację danych pomiarowych.

W przypadku konstruowanego modelu wykorzystano pierwsze podejście i przeprowadzono aproksymację liniową z podziałem na cztery zakresy pracy, jak pokazano na rysunku 3. Za pomocą zapisanych równań aproksymacyjnych zbudowano blok symulujący wymianę ciepła pomiędzy metalem a ciekłym azotem.



Rys. 3. Krzywa wymiany ciepła w ciekłym azocie

4. MODEL NUMERYCZNY OGRANICZNIKA REZYSTANCYJNEGO

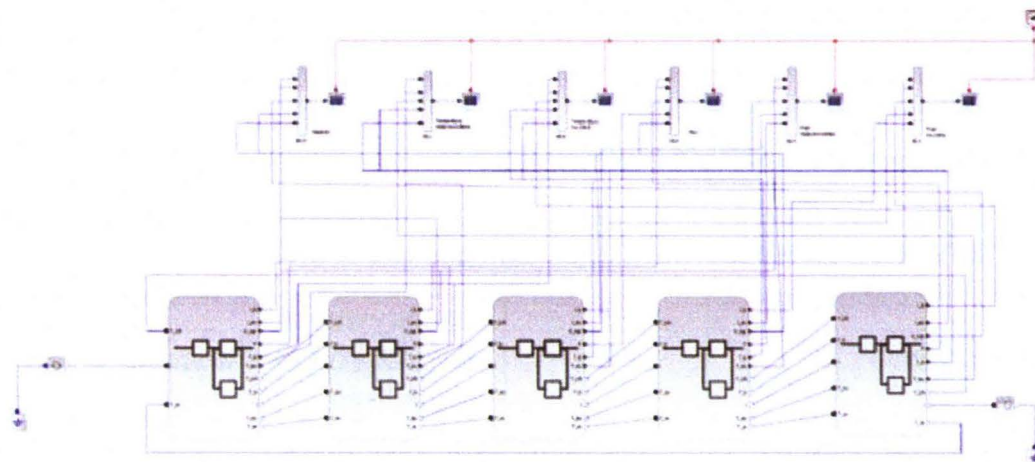
Środowisko obliczeniowe Scilab jest bardzo dobrym narzędziem matematycznym, które w uzupełnieniu do modułu Xcos i toolbox Coselica umożliwia budowanie złożonych modeli numerycznych. Jest to program darmowy rozprowadzany na zasadach opensource. Dzięki temu możliwa jest ingerencja w kod źródłowy – dodawanie własnych elementów do tego środowiska obliczeniowego.

Za pomocą opracowanych bloków elementu nadprzewodzącego i modelu wymiany ciepła w ciekłym azocie zbudowano model numeryczny ogranicznika nadprzewodnikowego typu rezystancyjnego opartego na uzwojeniu bifilarnym, jak pokazano na rysunku 4.

Konstruując model, przyjęto szereg założeń upraszczających:

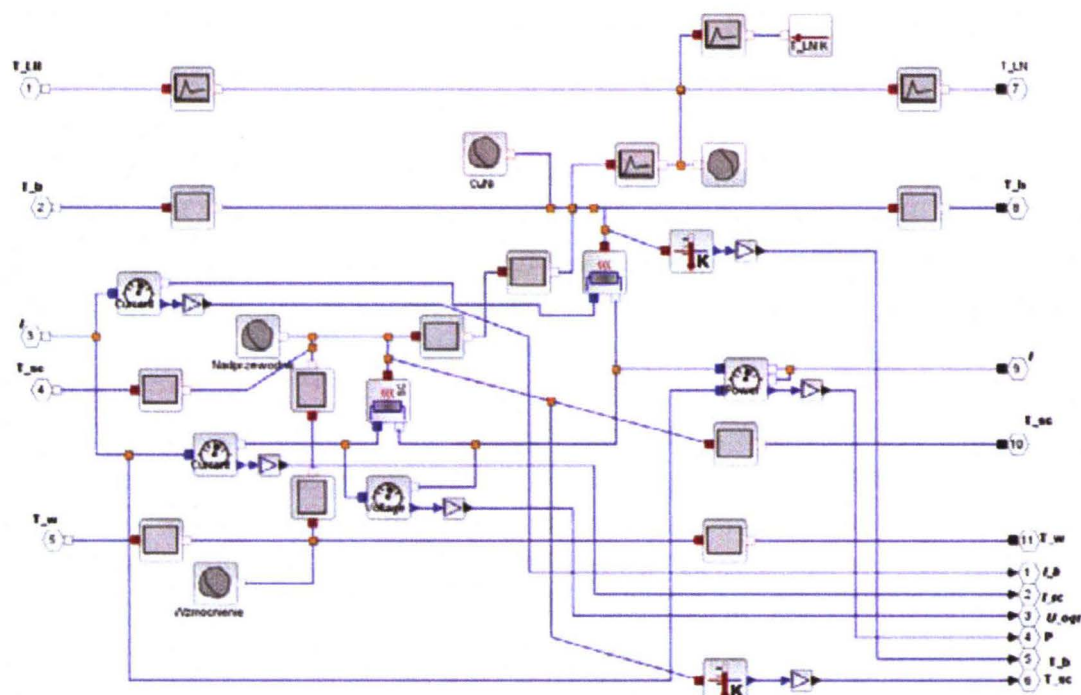
1. Wpływ pola magnetycznego jest pomijany.
2. Wzmocnienie i izolacja wykonane z tworzywa sztucznego stanowią doskonałą izolację cieplną.
3. Uzwojenie cewki bifilarnej dla potrzeb modelu podzielono na 5 części.

Każdy z członów modelu ogranicznika zgrupowano w tzw. SuperBlock. Wykorzystano sondy pomiarowe do analizy przebiegów temperatury, mocy, prądu i napięcia w poszczególnych sygnetach modelu.



Rys. 4. Model numeryczny nadprzewodnikowego ogranicznika prądu typu rezystancyjnego – bifilarny

Zaproponowany model jest modelem sprzężonym prądowo-ciepłnym. Każdy z członów, jak pokazano na rysunku 5, analizuje przepływ prąd i temperatury pomiędzy poszczególnymi elementami.



Rys. 5. Model numeryczny pojedynczego członu ogranicznika

Na podstawie zapisanej sieci połączeń pomiędzy blokami obliczeniowymi Xcos buduje model matematyczny, układ równań nieliniowych, gdzie zmiennymi są prądy i strumienie ciepła, a następnie rozwiązuje go.

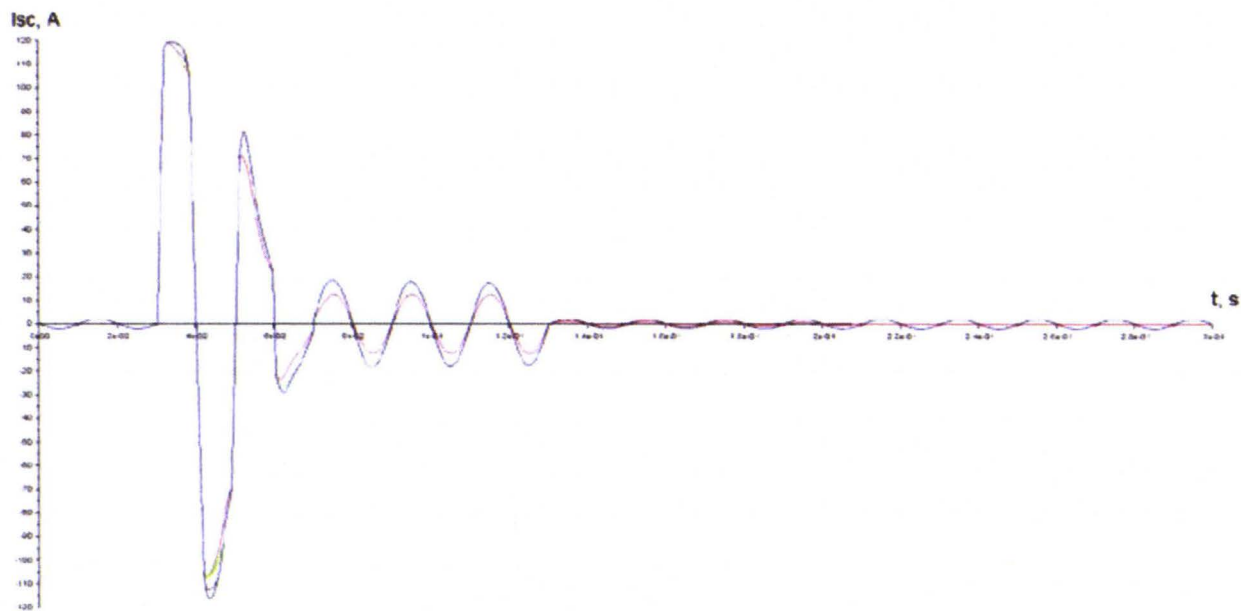
5. WYNIKI SYMULACJI

Dla analizowanego przypadku ustawiono parametry elementów modelu zgodnie z danymi zestawionymi w tabeli 1.

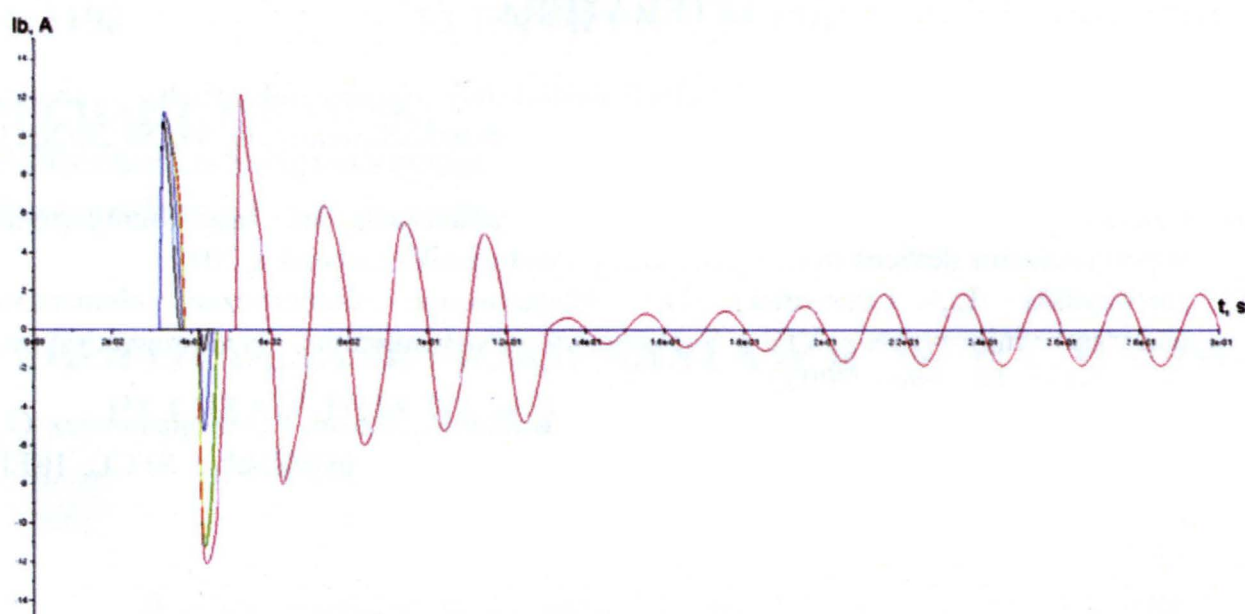
Tabela 1. Parametry modelu

Napięcie zasilania	1 kV	Rezystywność nadprzewodnika w stanie normalnym	$10^{-4} \Omega\text{m}$
Prąd krytyczny ($T_0 = 77 \text{ K}$)	125 A	Rezystywność miedzioniklu	$45,6 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$
Temperatura krytyczna	90 K	Przewodność cieplna nadprzewodnika	$4,7 \text{ W}/(\text{mK})$
Pole przekroju nadprzewodnika	$7,5 \text{ mm}^2$	Ciepło właściwe nadprzewodnika	$4,15 \cdot 10^6 \text{ J}/(\text{m}^3\text{K})$
Pole przekroju miedzioniklu	$1,25 \text{ mm}^2$	Przewodność cieplna miedzioniklu	$18 \text{ W}/(\text{mK})$
Długość uzwojenia	5,4 m	Ciepło właściwe miedzioniklu	$10,26 \cdot 10^4 \text{ J}/(\text{m}^3\text{K})$
Rezystywność szczątkowa	$2 \cdot 10^{-12} \Omega\text{m}$	Szerokość zwoju cewki	2,5 mm

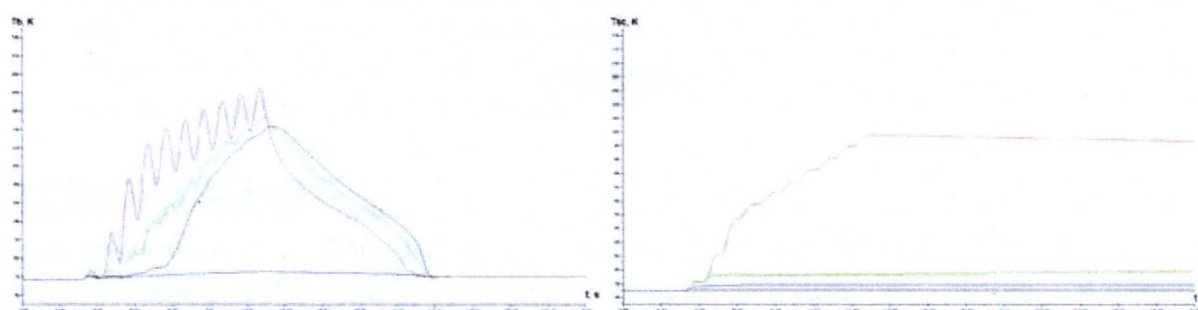
Wyniki symulacji w postaci przebiegów czasowych zestawiono poniżej na rysunkach 6-8. Poszczególne wydzielone człony modelu cewki bifilarnej oznaczone są kolorami w następującej kolejności: niebieski, żółty, czerwony, zielony i czarny.



Rys. 6. Przebiegi prądów płynących przez elementy nadprzewodzące



Rys. 7. Przebiegi prądów płynących przez miedzioniklowe boczniki



Rys. 8. Przebiegi zmian temperatury nadprzewodnika i miedzioniklu w poszczególnych segmentach

Zauważyć można selektywne przechodzenie poszczególnych segmentów ze stanu nadprzewodnictwa, począwszy od wewnętrznego członu. Człon ten jako pierwszy traci właściwość nadprzewodzenia na skutek wzrostu temperatury. Jego rezystancja gwałtownie rośnie. W efekcie powoduje on, że wartość prądu maleje, a temperatura pozostałych członów stabilizuje się.

Efekt ten potwierdzany jest przez eksperymenty pomiarowe, podczas których dochodzi do punktowych uszkodzeń ogranicznika rezystancyjnego na skutek gwałtownego, dużego wzrostu temperatury.

6. WNIOSKI

Opracowany model numeryczny dobrze oddaje specyfikę zachowania ogranicznika bifilarnego przy ograniczaniu prądu zwarciovego. Wyniki symulacji znalazły potwierdzenie w wynikach eksperymentów pomiarowych zakończonych punktowym uszkodzeniem uzwojenia ogranicznika.

LITERATURA

- [1] Łanczont M.: Rezystancyjny nadprzewodnikowy ogranicznik prądu – analiza numeryczna w środowisku SciLab, Przegląd Elektrotechniczny, R. 89, Nr 2b/2013, ss. 315-318.
- [2] Czerwiński D.: Modelling the critical parameters of high temperature superconductor devices in transient states, Politechnika Lubelska, 2013.
- [3] Jaroszyński L., Czerwiński D.: Modelowanie numeryczne elementów nadprzewodnikowych, VIII Seminarium Zastosowania Nadprzewodników, ss. 112-121, Nałęczów 2007.
- [4] Kozak S., Janowski T., Kondratowicz-Kucewicz B., Kozak J., Wojtasiewicz G.: Experimental and numerical analysis of energy losses in resistive SFCL, IEEE Transaction on (Vol. 15), pp. 2098-2101, 2005.

**NUMERICAL MODEL OF THE RESISTIVE TYPE
SUPERCONDUCTING FAULT CURRENT LIMITER****Summary**

The paper describes basics of proposed numerical model of resistive superconducting fault current limiter. It was design in Scilab/Xcos environment, base on author's made calculation blocks. Paper presents simulation results.

Keywords: numerical modeling, superconducting fault current limiter, bifilar coil, resistive SFCL.

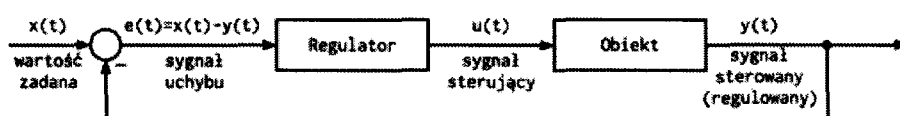
MICHAŁ ŁASKAWSKI**Politechnika Świętokrzyska, Katedra Elektrotechniki****Przemysłowej i Automatyki**

PROPOZYCJA DOBORU NASTAW REGULATORÓW PI ORAZ PID DLA MODELU INERCYJNEGO N-TEGO RZĘDU Z OPÓŹNIENIEM

W pracy przedstawiono metodę doboru nastaw regulatorów PI oraz PID dla obiektów regulacji, których dynamika zmian wielkości regulowanej może być przybliżona modelem inercyjnym n-tego rzędu z dodatkowym członem opóźniającym. Jako kryterium jakości regulacji przyjęto wskaźnik ITAE. Proponowana metoda doboru nastaw regulatorów PI oraz PID pozwala uzyskać poprawę jakości regulacji.

WPROWADZENIE

Proponowana procedura doboru nastaw regulatora określona jest dla układu regulacji z rysunku 1. Przyjęto, że regulatorem jest regulator ciągły typu PID (1).



Rys. 1. Układ regulacji automatycznej z jednostkowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym

$$G(s) = k_p \left[1 + 1/sT_i + sT_d / (sT_d / N + 1) \right] \quad (1)$$

gdzie: k_p – wzmacnienie proporcjonalne regulatora, T_i – stała całkowania regulatora, T_d – stała różniczkowania regulatora, N – współczynnik bezwymiarowy z zakresu od 2 do 30, w pracy przyjęto $N = 20$.

W pracy [1] zaproponowano częstotliwościową metodę doboru nastaw regulatorów PI oraz PID (1). Metoda ta znacząco różni się od metody przedstawionej w pracy [2] oraz od wielu metod, które na niej bazują [3]. W pierwszym etapie procedury [1] wykorzystywany jest człon całkujący

regulatora (1). Upodabnia to charakterystykę pracy tymczasowego układu regulacji do charakterystyk docelowych układów z regulatorami PI lub PID, a w konsekwencji ułatwia dobór optymalnych wartości ich parametrów. Zaproponowana w pracy [1] metoda zakłada, iż obiekt regulacji może być przybliżony modelem inercyjnym pierwszego rzędu z opóźnieniem transportowym. W pracy [4] rozszerzono, zaproponowaną w [1], częstotliwościową metodę doboru nastaw regulatorów PI oraz PID (1) na obiekty, które mogą być przybliżone modelem inercyjnym n -tego rzędu. Dla takich obiektów, zaproponowane w [1] oraz [4], procedury doboru nastaw regulatora (1) zapewniają optymalną, względem kryterium ITAE, jakość regulacji. Uzyskiwana jakość regulacji ulega pogorszeniu, gdy modele aproksymujące metod z prac [1] i [4] nie odwzorowują dokładnie dynamiki obiektu regulacji. W takim przypadku najprościej jest uzupełnić model inercyjny n -tego rzędu o dodatkowy człon opóźniający:

$$G(s) = ke^{-sL} / (1 + sT)^n \quad (2)$$

gdzie: k – współczynnik wzmocnienia statycznego, T – stała czasowa inercji, L – stała czasowa opóźnienia transportowego, n – współczynnik rzędu inercji. Taką postać modelu aproksymującego obiekt regulacji przyjęto w pracy. Prezentowana metoda, stanowi uzupełnienie procedur doboru nastaw regulatorów przedstawionych w pracach [1] oraz [4].

1. OPTYMALNE NASTAWY REGULAORÓW PI ORAZ PID

Dla układu regulacji (rys. 1) regulatora (1) oraz modelu obiektu (2), jak również przyjmując łączny współczynnik wzmocnienia: $K = k \cdot k_p$ oraz skalowania czasu: $s_o = s \cdot T$, całkowity wskaźnik ITAE, będący kryterium optymalności, jest funkcją parametrów:

$$ITAE = f(T_i/T, T_d/T, k \cdot k_p, L/T, n) = f(\tau, \delta, K, \theta, n) \quad (3)$$

gdzie: $\tau = T_i/T$, $\delta = T_d/T$, $\theta = L/T$.

Model aproksymujący (2) przyjmuje postać:

$$G(s_o) = ke^{-s_o\theta} / (1 + s_o)^n \quad (4)$$

Transmitancja układu otwartego określona jest zależnością:

$$G(s_o) = e^{-s\theta} / (1 + s_o)^n K [1 + 1/s_o \tau + s_o \delta / (s_o \delta / N + 1)] \tag{5}$$

Na podstawie odpowiedzi skokowej zamkniętego układu regulacji, którego tor otwarty określa równanie (5), wyznaczono wartość wskaźnika (3). Optymalizując ten wskaźnik, określono optymalne wartości parametrów: τ , δ , K modeli regulatorów PI oraz PID dla wybranych wartości θ i n . Eksperyment symulacyjny powtórzono dla przyjętego zbioru wartości $\theta \in <0,2 \div 2>$ i $n \in <1 \div 8>$. Uzyskane krzywe: $f(\theta, n)$, $\tau = f(\theta, n)$ oraz $\delta = f(\theta, n)$, dla regulatorów PI oraz PID aproksymowano funkcją wykładniczą:

$$F = a(n) \cdot \theta^{b(n)} + c(n) \tag{6}$$

Współczynniki: $a(n)$, $b(n)$ oraz $c(n)$, które określają optymalne parametry modeli regulatorów PI oraz PID, przedstawiono w tabelach 1, 2, 3, 4 oraz 5.

Tabela 1. Współczynniki funkcji (6) określającej optymalną wartość współczynnika wzmocnienia K modelu regulatora PI

<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>a</i>	0,38	0,7	-1,66	-0,32	-0,15	-0,086	-0,067	-0,047
<i>b</i>	-1,13	-0,46	0,1	0,33	0,46	0,57	0,53	0,47
<i>c</i>	0,27	-0,05	2,24	0,84	0,63	0,54	0,5	0,47

Tabela 2. Współczynniki funkcji (6) określającej optymalną wartość czasu całkowania τ modelu regulatora PI

<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>a</i>	0,26	0,083	0,11	0,16	0,21	0,24	0,24	0,3
<i>b</i>	1,16	1,97	1,65	1,37	1,23	1,12	1,22	1,19
<i>c</i>	0,95	1,81	2,3	2,7	3,1	3,49	3,9	4,28

Tabela 3. Współczynniki funkcji (6) określającej optymalną wartość współczynnika wzmocnienia K modelu regulatora PID

<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>a</i>	0.70	0.81	1.71	-1.93	-0.57	-0.27	-0.16	-0.11
<i>b</i>	-1.017	-1.029	-0.3	0.15	0.33	0.46	0.55	0.6
<i>c</i>	0.32	0.37	-0.63	2.88	1.42	1.061	0.9	0.81

Tabela 4. Współczynniki funkcji (6) określającej optymalną wartość czasu całkowania τ modelu regulatora PID

<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>a</i>	0.32	0.14	0.14	0.23	0.29	0.31	0.33	0.34
<i>b</i>	1.11	1.6	1.7	1.26	1.12	1.1	1.075	1.056
<i>c</i>	1.03	1.98	2.56	3	3.46	3.93	4.4	4.87

Tabela 5. Współczynniki funkcji (6) określającej optymalną wartość czasu całkowania δ modelu regulatora PID

<i>n</i>	1	2	3	4	5	6	7	8
<i>a</i>	0.32	0.16	0.091	0.1	0.12	0.12	0.13	0.13
<i>b</i>	0.77	1.19	1.5	1.32	1.16	1.14	1.1	1.14
<i>c</i>	0.022	-0.46	0.83	1.07	1.29	1.5	1.7	1.9

2. PROCEDURA IDENTYFIKACJI PARAMETRÓW MODELU APROKSYMUJĄCEGO

Pierwszy etap proponowanej procedury doboru nastaw regulatorów PI oraz PID polega na szeregowym połączeniu członu całkującego wybranego regulatora i obiektu regulacji. Człony: proporcjonalny i różniczkujący są odłączane. Przyjmując, że obiekt może być przybliżony modelem (2), transmitancja toru otwartego tymczasowego układu regulacji jest następująca:

$$G(s) = k_I k e^{-sL} / s(1 + sT)^n \tag{7}$$

gdzie: k_I – wzmacnienie członu całkującego regulatora.

W kolejnym kroku proponowanej procedury zamknięty tymczasowy układ regulacji (z regulatorem w postaci członu całkującego) doprowadzany jest do granicy stabilności. W tym stanie określana jest częstotliwość krytyczna ω_{kr} przebiegu wielkości regulowanej i wzmacnienie krytyczne członu całkującego k_{kr} .

Moduł transmitancji widmowej układu (7) na granicy stabilności wynosi 1. Umożliwia to określenie zależności opisującej stałą czasową inercji modelu aproksymującego jako funkcji wzmacnienia i rzędu modelu:

$$T_{(\omega_{kr},n,K)} = \left((k_{Ikr} k / \omega_{kr})^{2/n} - 1 \right)^{1/2} / \omega_{kr}^{-1} \tag{8}$$

W następnym etapie procedury, dla wybranego zbioru wartości n i znanej wartości k (metoda zakłada znajomość współczynnika wzmacnienia statycznego

modelu aproksymującego), z zależności (8) wyznaczany jest zbiór wartości $T_{(\omega_{kr}, n, K)}$. Dalej, dla każdego n , poszukiwane jest rozwiązanie funkcji:

$$F_{(\omega_{kr}, n, L, K)} = \left(\tan(\cot^{-1}(\tan(\omega_{kr}L)) / n) / \omega_{kr} \right) - T_{(\omega_{kr}, n, K)} \quad (9)$$

Rozwiązanie to określa wartość współczynnika stałej czasowej opóźnienia L dla danego n i K . Dla wybranego zbioru wartości n oraz wyznaczonego zbioru wartości T (8) otrzymuje się zbiór wartości L . Pozostawiając tylko dodatnie wartości L , otrzymuje się zbiór podzbiorów $\{n, T, L\}$. Określają one zbiór modeli aproksymujących obiekt regulacji. Z otrzymanego zbioru modeli wybierany jest model o najwyższym rzędzie.

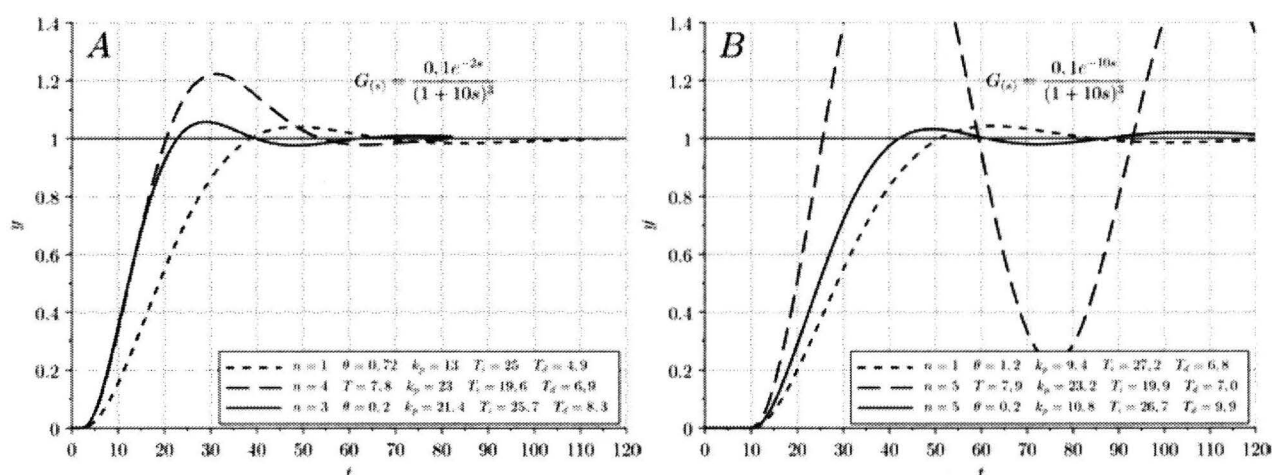
W ostatnim kroku proponowanej procedury, dla wybranego modelu o rzędzie n , obliczana jest wartość θ . Dla tej wartości oraz rzędu n , przy pomocy równania (6) i tabel 1, 2 lub 3, 4, 5, wyznaczane są nastawy: K , τ oraz δ modelu regulatora PI lub PID. Należy pamiętać, że nastawy te odniesione są do współczynnika wzmocnienia k modelu aproksymującego oraz jego stałej czasowej T . Nastawy rzeczywistych regulatorów PI oraz PID uzyskuje się z zależności:

$$k_p = K / k \quad T_i = \tau \cdot T \quad T_d = \delta \cdot T \quad (10)$$

3. BADANIA SYMULACYJNE

Na rysunku 2A przedstawiono odpowiedzi trzech układów regulacji (rys. 1), składających się z obiektu regulacji (4) o parametrach: $n = 3$, $\theta = 0,2$ oraz regulatora PID (1). Wykorzystano trzy różne metody doboru nastaw regulatorów. Pierwsza metoda zaprezentowana została w pracy [1] i aproksymuje obiekt regulacji modelem inercyjnym pierwszego rzędu z opóźnieniem. Druga metoda zaprezentowana została w pracy [4] i aproksymuje obiekt regulacji modelem inercyjnym n -tego rzędu. Trzecią wykorzystaną metodę przedstawiono powyżej.

Widać, że dla obiektu o niskim rzędzie i małej wartości współczynnika θ , zastosowanie pierwszej metody nie zapewnia optymalnej jakości regulacji. Przebieg przejściowy charakteryzuje się 4% przeregulowaniem i czasem ustalania wynoszącym 60 s. Nieoptymalny jest również przebieg przejściowy uzyskany z układu, dla którego zastosowano drugą metodę. Przebieg ten charakteryzuje się 22% przeregulowaniem oraz czasem ustalania wynoszącym 66 s. Najlepszy przebieg przejściowy uzyskano z układu, dla którego parametry regulatora dobierane były przy pomocy proponowanej metody. Przebieg regulacji charakteryzuje się 5% przeregulowaniem oraz czasem ustalania wynoszącym 52 s. Należy również zauważyć, że prezentowana metoda poprawnie zidentyfikowała parametry obiektu regulacji.

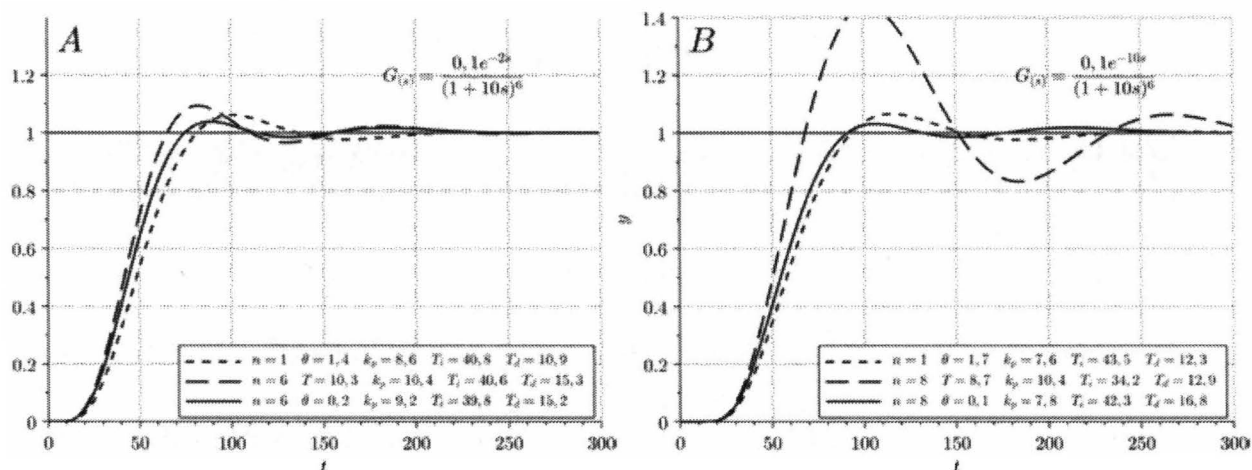


Rys. 2. Odpowiedzi układów regulacji z regulatorem PID dla obiektu niższego rzędu

Na rysunku 2B zaprezentowano przebiegi regulacji uzyskane z układów (rys. 1) składających się z regulatora PID (1) oraz obiektu regulacji opisanego modelem (4) o parametrach: $n = 3$, $\theta = 1$. Widać, że dla układu o niskim rzędzie i wysokiej wartości współczynnika θ , prezentowana metoda, jak również pierwsza metoda, generują podobne nastawy regulatorów, a tym samym zbliżone przebiegi regulacji. W pierwszym przypadku przeregulowanie wynosi 3,2%, a czas ustalania 108 s. W drugim przypadku przeregulowanie jest równe 4,2%, natomiast czas ustalania 75 s. Najgorszą jakość regulacji uzyskano dla układu, którego parametry regulatora dobierano przy pomocy drugiej metody. W tym przypadku przeregulowanie wynosi aż 92%, a czas ustalania 754 s.

Na rysunku 3A przedstawiono przebiegi regulacji uzyskane z układów składających się z regulatora PID (1) oraz obiektu opisanego modelem (4) o parametrach: $n = 6$, $\theta = 0,2$. Widać, że dla układu o wyższym rzędzie i małej wartości współczynnika θ , wszystkie trzy metody doboru parametrów regulatorów generują podobne nastawy regulatorów, a układy generują przebiegi regulacji o zbliżonej jakości. Jednak najlepszą jakość regulacji uzyskano w przypadku zastosowania prezentowanej metody doboru nastaw regulatorów. Przeregulowanie wynosi 3,8% i jest około 1,5 krotnie mniejsze niż przeregulowanie przebiegu uzyskanego z układu, w którym parametry regulatora dobierane były przy pomocy pierwszej metody. Uzyskane przeregulowanie jest również około 2,5-krotnie mniejsze od przeregulowania przebiegu uzyskanego z układu, dla którego parametry regulatora dobierano przy użyciu drugiej metody. Najmniejszy czas ustalania uzyskano dla procesu przejściowego układu regulacji, w którym parametry regulatora dobierano przy pomocy prezentowanej metody. Wynosił on 103 s i był ponad 1,5-krotnie mniejszy od czasu ustalania procesu przejściowego układu, w którym parametry regulatora dobierano przy

pomocy pierwszej metody. Czas ustalania procesu przejściowego układu regulacji, w którym parametry regulatora dobierano przy pomocy drugiej metody jest prawie dwukrotnie większy od czasu ustalania procesu przejściowego wygenerowanego przy użyciu prezentowanej metody. Również w tym przypadku proponowana metoda poprawnie zidentyfikowała parametry obiektu regulacji.



Rys. 3. Odpowiedzi układów regulacji z regulatorem PID dla obiektu wyższego rzędu

Na rysunku 3B przedstawiono przebiegi regulacji uzyskane z układów składających się z regulatora PID (1) oraz obiektu opisanego modelem (4) o parametrach: $n = 6$, $\theta = 1$. Podobnie jak dla obiektu o niższym rzędzie (rys. 2B), procesy przejściowe układów regulacji, w których parametry regulatorów dobierane były przy pomocy prezentowanej metody oraz pierwszej metody, charakteryzują się podobną jakością regulacji. Lepszą jakością regulacji, odznacza się jednak przebieg uzyskany z wykorzystaniem prezentowanej metody. Przeregulowanie wynosi 3,1%, a czas ustalania 119 s. Proces przejściowy uzyskany przy pomocy pierwszej metody charakteryzuje się dwukrotnie większym przeregulowaniem i ponad półtorakrotnie większym czasem ustalania. Najgorsze parametry charakteryzują proces przejściowy uzyskany przy pomocy drugiej metody doboru nastaw regulatorów. W tym przypadku przeregulowanie wynosi aż 44%, a czas ustalania 362 s.

Z przedstawionych rezultatów wynika, że proponowana procedura zapewnia optymalną jakość regulacji dla układów (rys. 1), w których dynamika obiektów regulacji nie może być dokładnie odwzorowana przez modele aproksymujące, używane w metodach przedstawionych w pracach [1] i [4].

4. PODSUMOWANIE

Prezentowana metoda doboru nastaw regulatorów PI oraz PID jest uzupełnieniem metod przedstawionych w pracach [1] oraz [4]. W odniesieniu do tych metod, proponowana procedura zapewnia optymalną jakość regulacji dla obiektów, które charakteryzują się zarówno opóźnieniem transportowym, jak również większym od jedności rzędem inercji.

LITERATURA

- [1] Wciślik M., Łaskawski M.: Nowa metoda doboru nastaw regulatorów PI oraz PID dla modelu Kupfmullera. Krajowa Konferencja Automatyki – Postępy automatyki i robotyki 2011.
- [2] Ziegler J.G., Nichols N.B.: Optimum setting for automatic controllers. ASME. Rochester, N.Y. 1942.
- [3] O'Dwyer A.: Handbook of PI and PID controller tuning rules. Imperial College Press 2006.
- [4] Wciślik M., Łaskawski M.: Metoda doboru nastaw regulatorów PI i PID w układzie regulacji z modelem Strejca jako obiekt. Przegląd Elektrotechniczny, 2b, 2013.

THE TUNING METHOD OF PI AND PID CONTROLERS FOR THE SYSTEMS DESCRIBED BY NTH ORDER INERTIAL MODEL WITH AN ADDITIONAL TIME LAG PART

Summary

The paper deals with the tuning method of PI and PID controllers for systems approximated by nth order inertial model with an additional time lag part. The ITAE criterion has been chosen as an indicator of control quality. The proposed method of controllers tuning makes possible to obtain optimal control quality.

Keywords: PID controllers, optimal tuning.

**BARTŁOMIEJ MELKA¹, JACEK SMOLKA¹,
ZBIGNIEW BULIŃSKI¹, ARKADIUSZ RYFA¹
JANUSZ HETMAŃCZYK²**

¹Politechnika Śląska, Instytut Techniki Ciepłej

²Politechnika Śląska, Katedra Energoelektroniki,
Napędu Elektrycznego i Robotyki

EKSPERYMENTALNA I NUMERYCZNA ANALIZA POLA TEMPERATURY I PRĘDKOŚCI W BEZSZCZOTKOWYCH SILNIKACH PRĄDU STAŁEGO O RÓŻNYCH PRĘDKOŚCIACH OBROTOWYCH

W pracy przedstawiono zwalidowany eksperymentalnie model numeryczny do wyznaczenia pola temperatury oraz prędkości wokół bezszczotkowego silnika elektrycznego małej mocy. Pomiary temperatury i prędkości przeprowadzono za pomocą termopar oraz anemometrów stałotemperaturowych. Model numeryczny obejmował silnik wraz z obciążającą go prądnicą oraz bryłę powietrza wokół obu maszyn w celu dokładniejszego odwzorowania warunków wymiany ciepła. Wyniki otrzymane z modelu numerycznego wykazały satysfakcjonującą zgodność z wartościami otrzymanymi podczas pomiaru.

WPROWADZENIE

Silniki PM BLDC małej i średniej mocy mają współcześnie szerokie zastosowanie jako źródło układów napędowych. Wiele badań obejmuje zastosowania silników bezszczotkowych do bezpośredniego napędu pojazdów [1], [2]. Głównymi zaletami silników PM BLDC są wysoka sprawność w stosunku do klasycznych silników szczotkowych, brak komutacji mechanicznej, która zastąpiona jest elektroniczną oraz duża gęstość mocy. Główną wadą opisywanych silników jest ich wysoka cena rynkowa [3]. Kluczową rolę w projektowaniu silników odgrywa analiza cieplna urządzenia. Dobrze przeprowadzona pozwala na zmniejszenie kosztów produkcji, zwiększenie sprawności urządzenia oraz przedłużenie jego żywotności [4].

W związku z tym w pracy przeprowadzona została numeryczna analiza cieplno-przepływowa, która miała na celu wyznaczenie polowych wartości

temperatury i prędkości na przygotowanym stanowisku badawczym, którego częścią był silnik PM BLDC. Model numeryczny zwalidowano za pomocą pomiarów punktowych temperatury i prędkości na obudowie silnika oraz wokół niego.

1. BADANIA STANOWISKOWE

Stanowisko badawcze składało się z dwóch takich samych silników PM BLDC, z których pierwszy pracował w normalnym trybie silnikowym, a drugi wykorzystywany był jako prądnica i stanowił obciążenie dla pierwszego silnika. Obie maszyny zostały sprzęgnięte za pomocą uniwersalnego sprzęgła mieszkowego. Silniki zostały przytwierdzone za pomocą aluminiowych mocowań oraz gumowych ograniczników do płyty, która służyła jako podłoże stanowiska badawczego. Ograniczniki, ze względu na właściwości materiałów, z których były zrobione, stanowiły dobrą izolację cieplną pomiędzy aluminiowymi mocowaniami a podłożem.

Stanowisko zostało osłonięte z boku oraz od góry osłoną wykonaną z pleksi, przy czym na górnej ścianie został wywiercony również otwór wentylacyjny, przez który następował wypływ powietrza z wewnątrz. Osłona z pleksi umożliwiała swobodną wymianę powietrza od dołu, ponieważ pionowe ściany wystawały poza podłoże, do którego przymocowane zostało stanowisko badawcze. Osłona została nałożona na układ napędowy w celu ograniczenia fluktuacji występujących w pomieszczeniu, które mogły negatywnie wpływać na stanowisko, ze względu na zaburzanie wyników pomiarów.

Do obudowy silnika zostało przytwierdzonych 9 termopar, na każdym z aluminiowych mocowań po jednej termoparze, a na obudowie prądnicy umieszczone zostały 3 termopary. Nad silnikiem na różnych wysokościach względem osi obrotu znajdowały się 4 termopary, które mierzyły temperaturę powietrza nad silnikiem oraz dodatkowo temperatura na wlocie i wylocie była mierzona przez dwa niezależne czujniki.

Na jednej wysokości nad osią układu silnik-prądnica zostały umieszczone 3 anemometry stałotemperaturowe, które mierzyły punkowo prędkość powietrza nad badanym obiektem. Badania z użyciem tej metody można znaleźć w opublikowanych już pracach [5], [6]. Dwie z sond anemometrycznych umieszczone były nad silnikiem, a trzecia znajdowała się nad prądnicą.

Pomiary cieplne oraz elektryczne, które posłużyły do wyznaczenia strat w silniku, zostały przeprowadzone dla stanów ustalonych dla trzech obciążeń, które osiągały kolejno 33%, 58% i 80% obciążenia znamionowego. Punkt pracy o najwyższym badanym obciążeniu został wybrany ze względu na warunki, w których działała prądnica, aby uniknąć przekroczenia jej dopuszczalnych temperatur.

Pomiary temperatury oraz prędkości były przeprowadzane przez 20 sekund dla każdego ze stanów ustalonych w poszczególnych punktach pracy układu, a następnie uśredniane. Poza bezpośrednim stanowiskiem badawczym, w którym prowadzone były pomiary prędkości i temperatury, znajdowały się komponenty, takie jak: układ zasilania komutatora, układ komutacji elektronicznej, układ wyprowadzenia mocy z prądnicy w postaci sprężyn. Rozpraszały one moc wydzieloną w prądnicy poprzez oddawanie ciepła do otoczenia, wspomagane poprzez układ chłodzenia zasilany z odrębnego źródła. Cały układ pomocniczy, w którym zawierał się komutator elektroniczny, znajdował się poza właściwym stanowiskiem badawczym.

2. STRATY W SILNIKU PM BLDC

Podstawowym źródłem straty w silnikach PM BLDC są straty w uzwojeniach ΔP_{Cu} (potocznie zwane stratami w miedzi) oraz straty w obwodach magnetycznych ΔP_{Fe} (zwane stratami w żelazie). Pozostałe straty, jak straty mechaniczne ΔP_{mec} oraz straty dodatkowe ΔP_{ad} , odgrywają mniejszą rolę. Można to zapisać za pomocą wzoru (1):

$$\Delta P_{losM} = P_{Cu} + P_{Fe} + P_{mec} + P_{ad} \quad (1)$$

Straty w miedzi wynikają bezpośrednio z generacji ciepła Joule'a wywołanej przepływem prądu przez przewodnik o określonej rezystancji. Dla wszystkich badanych punktów pracy rezystancje uzwojeń silnika i prądnicy mogą zostać wyrażone w funkcji temperatury.

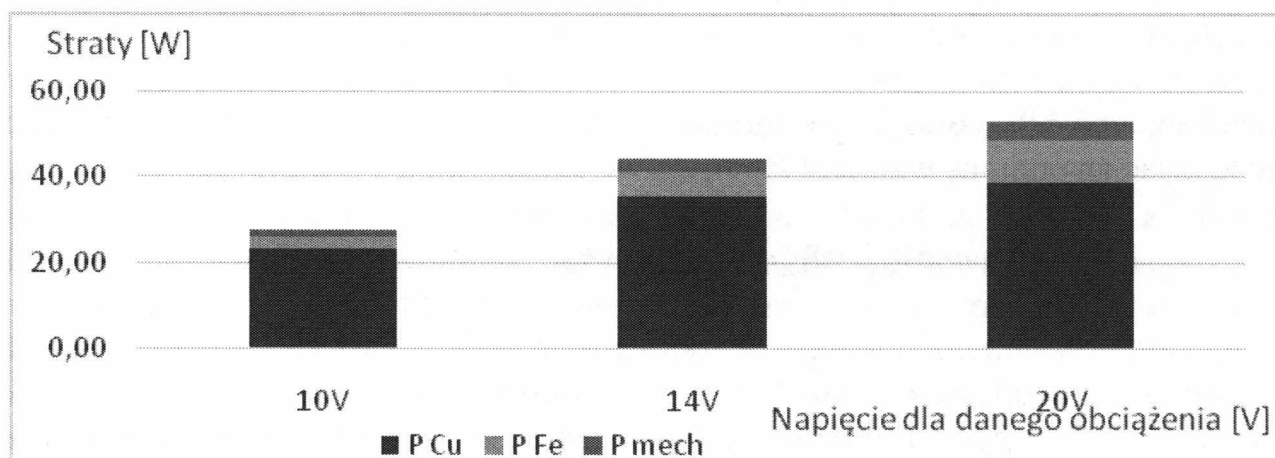
Rezystancja uzwojeń obliczana była na podstawie średniej temperatury uzwojeń otrzymanej z cieplno-przepływowego modelu numerycznego. Do uzyskania odpowiedniej temperatury uzwojeń w kolejnych iteracjach, w pierwszym kroku obliczeniowym do modelu numerycznego zostały wprowadzone objętościowe źródła ciepła – równe ilościowo stratom wynikającym ze sprawności urządzenia podanej przez producenta. Natężenia prądów w poszczególnych fazach zostały zmierzone za pomocą miernika cęgowego. Sumę strat w miedzi na poszczególnych fazach wykorzystano w cieplno-przepływowym modelu numerycznym jako równomierną, objętościową generację ciepła.

Straty w żelazie, nazywane również stratami biegu jałowego, zależą od indukcji i częstotliwości (prędkości obrotowej wirnika). W modelu cieplno-przepływowym straty w żelazie ujęte zostały jako objętościowe źródło ciepła, rozłożone równomiernie w miejscu, gdzie znajduje się obwód magnetyczny, na którym nawinięte były uzwojenia.

Straty mechaniczne mające dwie składowe: straty w łożyskach i straty tarcia o powietrze (wentylatorowe) oraz pozostałe straty dodatkowe wyznaczono metodą analityczną. Od zmierzonej mocy wejściowej układu napędowego odjęto

sumę wszystkich wyznaczonych strat silnika. Uzyskane straty rozdzielono równomiernie pomiędzy silnik i prądnicę, gdyż w badaniach wykorzystano dwa takie same silniki PM BLDC. Sumę strat mechanicznych i dodatkowych w silniku uwzględniono w numerycznym modelu cieplno-przepływowym jako powierzchniowe źródła ciepła, zwrócone w przeciwnych kierunkach, normalnych do powierzchni styku kulek tocznych oraz ścian łożyska.

W modelu cieplno-przepływowym straty mocy w prądnicy zdefiniowano jako ich efekt w postaci nierównomiernego profilu temperatury na jej obudowie zewnętrznej. Straty występujące w komutatorze elektronicznym, przewodach zasilających badany silnik oraz przewodach dołączających obciążenie do prądnicy nie zostały uwzględnione w modelu numerycznym, ponieważ komutator oraz przewody znajdowały się poza stanowiskiem badawczym opisanym w poprzednim rozdziale.



Rys. 1. Wykres podziału strat w silniku PM BLDC dla poszczególnych obciążeń badanego układu

3. MODEL NUMERYCZNY SILNIKA

W modelu numerycznym odwzorowane zostało całe stanowisko badawcze znajdujące się pod osłoną z pleksi. Siatka zbudowana na potrzeby symulacji składała się z niecałych 7 milionów elementów.

Podstawowymi równaniami, na których oparty był model numeryczny są równania zachowania masy, energii oraz pędu. Modelem turbulencji wykorzystanym w symulacjach numerycznych był model k- ϵ . Został on użyty w wersji domyślnej ze względu na próbę wiernego odwzorowania zjawisk na zewnątrz obudowy, natomiast zaleca się użycie zmodyfikowanej wersji tego modelu w przepływach wywołanych przez obracający wirnik [9]. Promieniowanie było symulowane za pomocą modelu Discrete Ordinates (DO) o zwiększonym poziomie pikselizacji.

Wolne powierzchnie, przez które powietrze z otoczenia mogło mieszać się swobodnie z osłoniętą przestrzenią, były zamodelowane jako warunek brzegowy wlotowy stałociśnieniowy. Otwór w górnej płycie osłony był warunkiem wylotowym o analogicznym ciśnieniu. Model badawczy nie obejmował zjawisk wewnątrz prądnicy, a na jej brzegach (powierzchniach prądnicy oraz mocowań, do których została przytwierdzona) przyjęty został rozkład temperatur zebrany podczas sesji pomiarowej. Warunkiem brzegowym na zewnętrznych bokach domeny obliczeniowej, tj. zetknięciu powietrza z osłoną pleksi była temperatura tych boków oraz lokalne współczynniki wnikania ciepła, obliczone na podstawie wzorów empirycznych, zaimplementowanych w modelu. Model obejmował właściwości powietrza, które występowały w funkcji temperatury oraz siłę grawitacji ustawioną w odpowiednim kierunku. Właściwości materiałów obwodu magnetycznego oraz uzwojeń biegnących wzdłuż niego określone były jako anizotropowe zgodnie z [7], [8].

W modelu numerycznym na powierzchniach styku powietrza z wirnikiem została założona odpowiednia prędkość obrotowa, która odczytana została podczas badań eksperymentalnych z oscyloskopu podpiętego do układu komutacji. Symulacja obrotu wirnika realizowana była poprzez nadanie prędkości obrotowej na ścianach styku powietrze-wirnik, co w konsekwencji wpływało na pole prędkości powietrza wewnątrz silnika oraz wokół sprzęgła.

4. OMÓWIENIE I DYSKUSJA WYNIKÓW

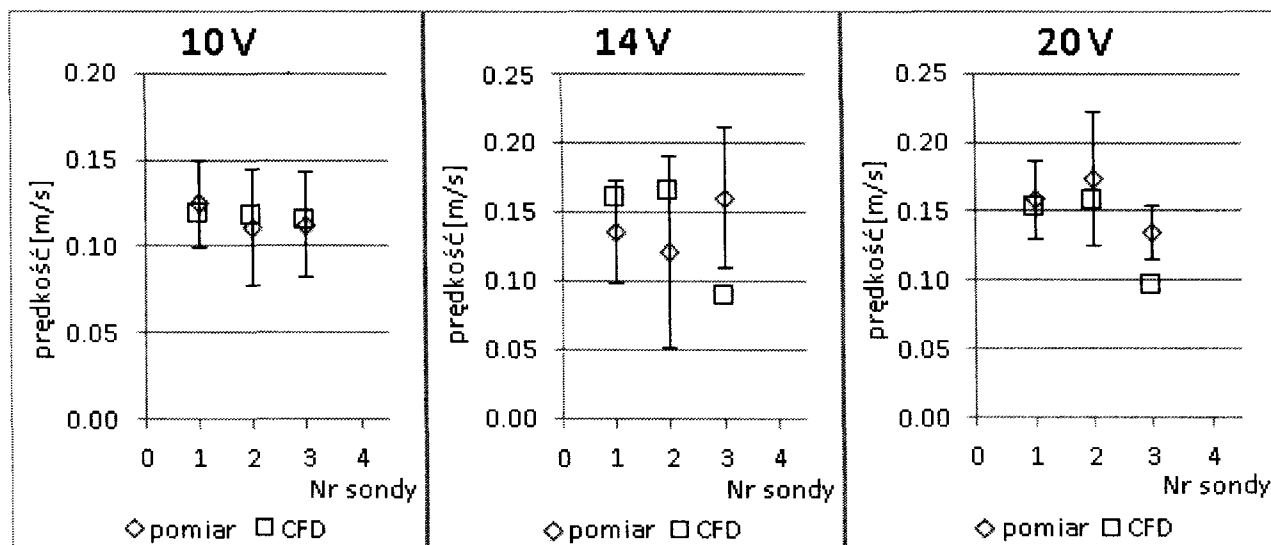
W tabeli 1 zaprezentowano porównanie punktowych temperatur wyznaczonych eksperymentalnie i obliczeniowo dla trzech warunków obciążenia badanego silnika. Pole temperatury na zewnątrz silnika elektrycznego wykazało dobrą zgodność pomiędzy wynikami przeprowadzonego eksperymentu a modelem cieplno-przepływowym. Pierwsze pięć termopar umieszczonych na silniku reprezentowało typ T o niepewności nieprzekraczającej 0,5 K. Rozbieżność wyników eksperymentu i modelu numerycznego dla tych punktów nie przekraczała 1,7 K. Pozostałe termopary wykorzystane w eksperymencie były typu J i posiadały niepewność pomiarową 1,5 K, a maksymalna bezwzględna różnica pomiędzy eksperymentem i modelem wyniosła 2,4 K. Zgodność pomiarów z modelem można zatem uznać za satysfakcjonującą. Najwyższa temperatura na zewnętrznej części obudowy silnika występowała na wysokości ulokowania uzwojeń stojana. Jest to oczywiste ze względu na występujące w tej okolicy największe straty i najtrudniejsze warunki odprowadzenia ciepła.

Tabela 1. Porównanie zmierzonych i obliczonych temperatur na i wokół silnika dla trzech obciążeń

Położenie sondy	% obciążenia znamionowego						
	33 % przy 10 V		58% przy 14 V		80% przy 20 V		Niepe- wność pomiaru typu B
	Temperatura, °C						
	Pomiar	Model	Pomiar	Model	Pomiar	Model	
Silnik pkt 1	48,5	49,3	59,5	60,9	66,3	66,0	0,5
Silnik pkt 2	48,7	49,9	59,8	61,8	66,8	67,3	0,5
Silnik pkt 3	47,7	48,1	58,1	58,9	64,9	64,1	0,5
Silnik pkt 4	49,0	49,3	60,0	60,9	66,9	66,0	0,5
Silnik pkt 5	48,1	48,6	58,9	59,8	65,8	65,1	0,5
Silnik pkt 6	48,3	49,7	59,4	61,5	66,4	66,9	1,5
Silnik pkt 7	48,4	49,3	59,5	60,9	66,4	66,0	1,5
Silnik pkt 8	48,3	49,7	59,2	61,4	66,2	66,8	1,5
Silnik pkt 9	47,2	48,0	57,4	58,8	64,1	64,0	1,5
Mocowanie pkt 1	48,0	48,0	62,8	62,0	80,2	79,3	1,5
Mocowanie pkt 2	45,7	46,9	55,1	57,0	61,3	62,0	1,5
Powietrze pkt 1	46,8	47,9	56,8	58,7	62,4	63,4	1,5
Powietrze pkt 2	31,1	31,5	34,8	36,6	38,7	39,8	1,5
Powietrze pkt 3	31,1	32,7	34,8	36,2	39,2	39,8	1,5
Powietrze pkt 4	31,3	32,7	35,2	36,8	39,1	39,3	1,5

Przy niskich obciążeniach silnika temperatura zewnętrznych części jego obudowy była na podobnym poziomie jak temperatura obudowy prądnicy. Natomiast przy wyższych obciążeniach temperatura obudowy prądnicy zaczynała znacznie przewyższać poziom temperatur obudowy silnika. Mogło to wynikać z faktu, że przy wyższych obciążeniach w uzwojeniach prądnicy płynęły większe prądy, ponieważ rozpraszanie mocy za układem odbywało się na sprężynach, które charakteryzowały się wysokim członem indukcyjnym. Na rysunku 2 przedstawione zostały wyniki pomiarów oraz modelu numerycznego, złożone z wartości składowych prędkości w kierunku pionowym. Na rysunku uwzględnione zostały niepewności pomiarowe typu A, które wynikają z analizy statystycznej.

Prędkość ta miała zasadniczy wpływ na ustabilizowanie się odpowiedniego pola temperatur i prędkości wewnątrz domeny obliczeniowej silnika.



Rys. 2. Wykresy pionowych składowych prędkości dla trzech napięć zasilania charakteryzujących obciążenie silnika

Pomiary składowej prędkości w kierunku pionowym wykazywały częściowo satysfakcjonującą zgodność z modelem numerycznym. Większość wartości prędkości z modelu numerycznego mieści się w granicach błędów pomiarowych wyznaczonych za pomocą niepewności typu A. Można zauważyć, że wraz ze wzrostem obciążenia rośnie również prędkość nad układem pomiarowym. Wynika to z faktu, że przy większych obciążeniach, ilościowe straty są również większe. Konsekwencją tego jest większa generacja ciepła oraz intensyfikacja konwekcji swobodnej, co przekłada się bezpośrednio na wzrost prędkości nad układem.

5. WNIOSKI

Model numeryczny ciepłno-przepływowy został poprawnie zwalidowany dla trzech obciążeń silnika PM BLDC. Pomiary przeprowadzone z odpowiednią dokładnością potwierdzają, że model wiernie oddaje rzeczywiste zjawiska fizyczne, które miały miejsce podczas eksperymentu. Można stwierdzić, że model może być w przyszłości wykorzystany do wyznaczenia współczynników wnikania ciepła z obudowy do otoczenia, które mogą być kolejno wykorzystane do budowy sieci cieplnych w celu uproszczenia obliczeń i ich praktycznego wykorzystania podczas projektowania i oceny efektywności chłodzenia zewnętrznej części obudowy.

LITERATURA

- [1] Luo F., Yeo H.: Advanced PM brushless DC motor control and system for electric vehicles, Industry Applications Conference, Vol. 2, 2000, pp. 1336-1343.

- [2] Chau K., Chan C., Liu C.: Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 55, No. 6, 2008, pp. 2246-2257.
- [3] Hetmańczyk J., Krykowski K.: Simulation and laboratory tests of a PM BLDC Motor with rotor position sensor in velocity control circuit, No. 72, 2005, pp. 149-154 (in Polish).
- [4] Boglietti A., Cavagnino A., Staton D., Shanel M., Mueller M., Mejuto C., Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines, *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 56, No. 3, 2009, pp. 871-882.
- [5] Lundström H., Sandberg M., Mosfegh B.: Temperature dependence of convective heat transfer from fine wires in air: A comprehensive experimental investigation with application to temperature compensation in hot-wire anemometry, *Experimental Thermal and Fluid Science*, Vol. 32, No. 2, 2007, pp. 649-657.
- [6] Tewari S., Jaluria Y.: Calibration of constant-temperature hot-wire anemometers for very low velocities in air, *Review of Scientific Instruments*, No. 61, 1990, pp. 3834-3845.
- [7] Wrobel R., Mellor P., Holliday D.: Thermal analysis of a segmented stator winding design, *Energy Conversion Congress and Exposition*, 2010, pp. 1290-1297.
- [8] Wrobel R., Mellor P.: A general cuboidal element for three-dimensional thermal modelling, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 46, No. 8, 2010, pp. 3197-3200.
- [9] Saqr K., Aly H., Wahid M., Sies M.: Numerical simulation of confined vortex flow using a modified k-epsilon turbulence model, *CFD Letters*, Vol. 1, No. 2, 2009, pp. 87-94.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2011/03/D/ST8/04171.

AN EXPERIMENTAL AND NUMERICAL ANALYSIS OF TEMPERATURE AND VELOCITY FIELD IN THE DC BRUSHLESS MOTORS WITH VARIOUS ROTATIONAL SPEEDS

Summary

In the paper, a validated numerical model was introduced to determine the temperature and velocity fields outside the electric motor. The analysed object was a brushless permanent magnet motor (PM BLDC) having a rated power of 431 W with neodymium permanent magnets located on the rotor. The temperature and velocity measurements were conducted using thermocouples and constant-temperature anemometers. Numerical model covered the motor with its loading as a generator and the air volume around them in order to improve the heat dissipation conditions. The numerical result show a satisfactory agreement with the values obtained during measurements.

Keywords: PM BLDC motor, CFD, heat transfer, thermal model.

MACIEJ PAŃCZYK¹, JAN SIKORA²

¹Politechnika Lubelska, Instytut Informatyki

²Politechnika Lubelska, Instytut Elektroniki i Technik Informacyjnych oraz Instytut Elektrotechniki, Warszawa

ZASTOSOWANIE METODY ELEMENTÓW BRZEGOWYCH DLA ŚRODOWISK NIEJEDNORODNYCH NA PRZYKŁADZIE BADANIA ZAWILGOCENIA MURÓW

Artykuł prezentuje opis matematyczny implementacji środowisk niejednorodnych w metodzie elementów brzegowych. Wyniki obliczeń porównane są z realnymi pomiarami zawilgocenia zbudowanego w warunkach laboratoryjnych muru, wykonanymi z użyciem 26 elektrodowego tomografu impedancyjnego i klasycznej metody suszarkowo-wagowej.

WPROWADZENIE

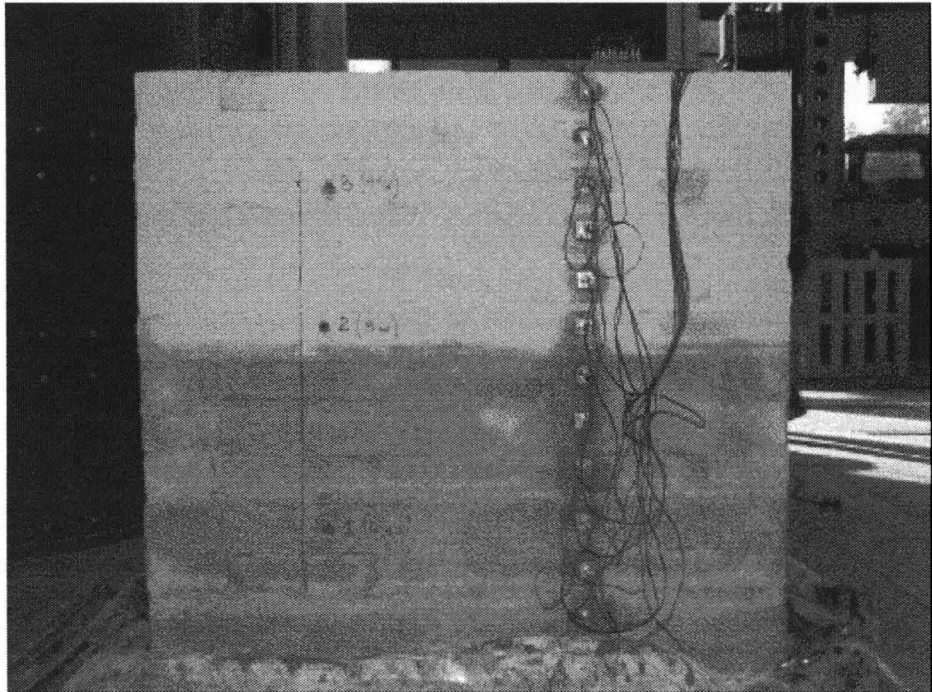
Zawilgocenia murów w sposób istotny wpływają na trwałość budynków i zdrowie osób w nich mieszkających. Związane z tym zjawiskiem zasolenie i zagrzybienie budynków zmniejsza wytrzymałość konstrukcji. Jest to również znany czynnik powodujący choroby układu oddechowego, alergie i wzrost ryzyka zachorowania na raka. W związku z tym istotna jest ocena stopnia zawilgocenia murów i ewentualnego monitorowania procesu ich osuszania. Tomografia impedancyjna pozwala w sposób nieinwazyjny i nieniszczący kontrolować skuteczność osuszania budynków. Zamiast wielokrotnych odwiertów można na badany mur nakleić elektrody pomiarowe i w oparciu o uzyskany tomograficznie obraz rozkładu przewodności wewnątrz muru określić zasięg i stopień jego zawilgocenia. Takie nieniszczące badania są szczególnie istotne w przypadku osuszania zabytkowych budowli.

Od strony obliczeniowej do uzyskania obrazu niedostępnego wnętrza muru można wykorzystać metodę elementów brzegowych. Zazwyczaj zawilgocenie ścian maleje wraz z wysokością muru. Ogrzewanie budynków i zmienne warunki pogodowe na zewnątrz wiążą się z dodatkową zmiennością zawilgocenia wzdłuż grubości muru. Zawilgocona ściana stanowi więc środowisko niejednorodne. Środowiska takie wymagają specjalnego potraktowania i implementacji w postaci modeli wielowarstwowych lub opisu niejednorodności

za pomocą funkcji, których współczynników poszukuje się podczas rozwiązywania zadania odwrotnego. Zmniejszenie ilości węzłów siatki opisującej badany obiekt, uzyskane poprzez zastosowanie modelu z niejednorodnością funkcyjną zamiast wielu warstw, znacząco wpływa na skrócenie czasu obliczeń, czyli czasu uzyskania tomograficznego obrazu rozkładu zawilgocenia.

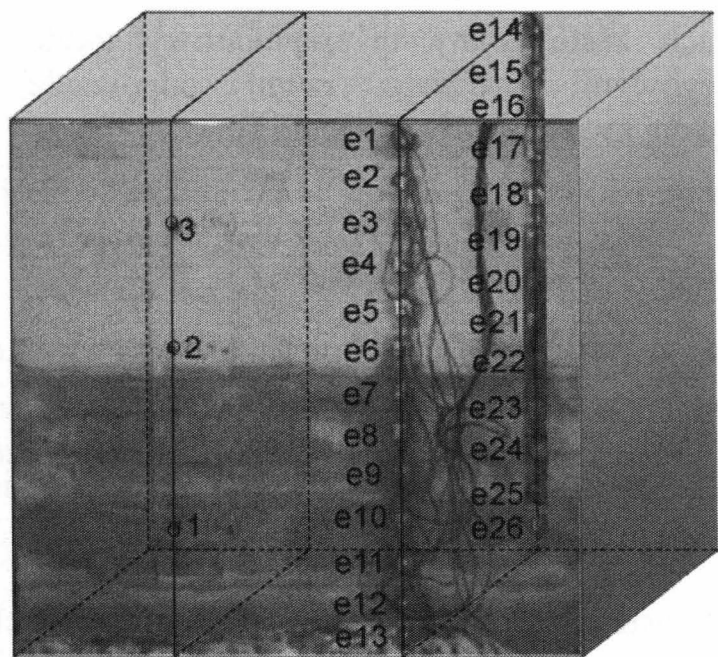
1. MODEL LABORATORYJNY I SFORMUŁOWANIE PROBLEMU

Rzeczywisty obiekt badań stanowił ceglany mur, zaprezentowany na rysunku 1, o wymiarach 1 m wysokości, 1 m długości i 0.51 m grubości. Mur zalano wodą do połowy jego wysokości, a następnie dzień po odprowadzeniu wody dokonano pomiarów.



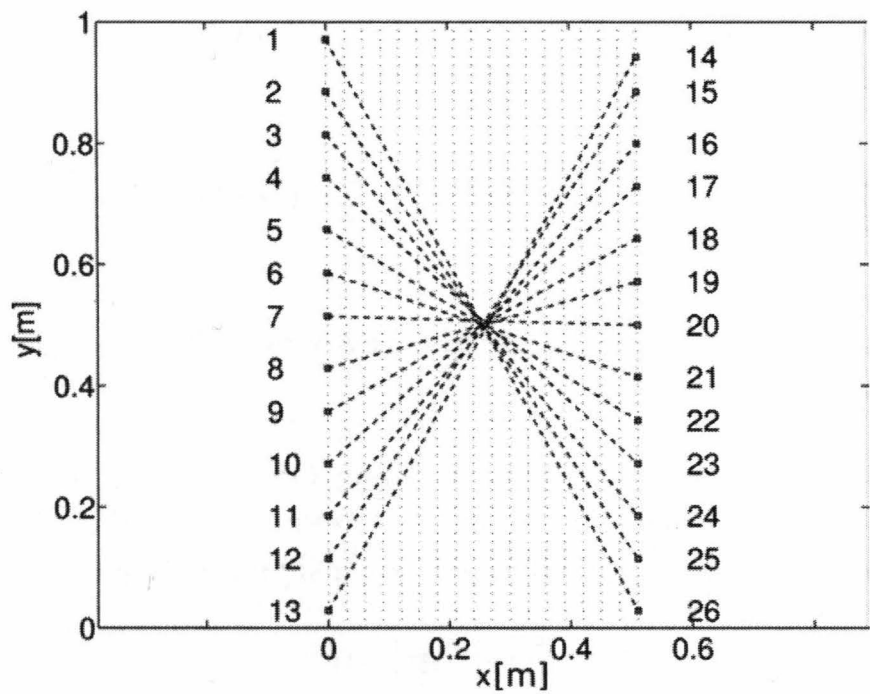
Rys. 1. Badany zawilgocony mur [1]

Układ elektrod (oznaczonych jako e1, e2, e3 ... e26) oraz miejsc dokonania odwiertów dla pomiaru wilgotności klasyczną metodą suszarkowo-wagową (oznaczone jako 1, 2 i 3) przedstawia rysunek 2.



Rys. 2. Badany zawilgocony mur z widocznymi 26 elektrodami tomografu impedancyjnego oraz 3 miejscami odwiertów dla klasycznego pomiaru zawilgocenia metodą suszarkowo-wagową

Kąty projekcji oraz odpowiadające im pary elektrod ($\Delta U = 7\text{ V}$, $f = 1\text{ kHz}$) 1-26, 2-25, 3-24, ... 12-15, 13-14 przedstawia rysunek 3.



Rys. 3. Kąty projekcji odpowiadające elektrodom pomiarowym: 1-26, 2-25, 3-24, ... 12-15, 13-14

W obliczeniach zastosowany dwuwymiarowy model z 174 (70×17) elementami brzegowymi drugiego rzędu odpowiadający przekrojowi interpolowano funkcją kwadratową o postaci [2]:

$$\gamma(x, y) = \gamma_0 \left[a_{00} + a_{10}x + a_{01}y + a_2(x^2 - y^2) \right]^2 \quad (1)$$

gdzie współrzędna x odpowiada grubości muru, a y jego wysokości.

Współczynniki a_{00} , a_{10} , a_{01} , a_{11} i a_2 zostały wyznaczone jako rozwiązanie zadania odwrotnego stosownie do wartości uzyskanych z pomiarów uzyskanych za pomocą tomografu impedancyjnego.

Dla typowych zastosowań metody elementów brzegowych (MEB) funkcje Greena są znane i stabelaryzowane dla poszczególnych zagadnień. W obiektach, w których mamy do czynienia z materiałami niejednorodnymi należy w pierwszym kroku wyznaczyć tzw. zmodyfikowaną funkcję Greena [2-8].

Zmodyfikowana funkcja Greena wpływa na postać równania całkowo-brzegowego MEB, które następnie rozwiązujemy numerycznie.

2. ROZWAŻANIA TEORETYCZNE

Równanie bazowe opisujące potencjał całkowity w materiale niejednorodnym przedstawia się następująco [2, 4]:

$$c(\mathbf{r})\Phi(\mathbf{r}) + \int_{\Gamma} \gamma(\mathbf{r}') \frac{\partial G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}')}{\partial n(\mathbf{r}')} \Phi(\mathbf{r}') d\Gamma(\mathbf{r}') = \int_{\Gamma} \gamma(\mathbf{r}') G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \frac{\partial \Phi(\mathbf{r}')}{\partial n(\mathbf{r}')} d\Gamma(\mathbf{r}') \quad (2)$$

gdzie $\gamma(\mathbf{r})$ określa przestrzenny rozkład przewodności elektrycznej, a krzywa Γ odpowiada granicom modelu muru.

Ponieważ zmodyfikowana funkcja Greena $G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ nie jest rozwiązaniem fundamentalnym dla równania Laplace'a, równanie cząstkowe, które należy rozwiązać względem potencjału Φ przedstawia się następująco:

$$\nabla \cdot [\gamma(\mathbf{r}) \nabla \Phi] = 0 \quad (3)$$

Zmodyfikowana funkcja Greena $G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ stanowi rozwiązanie fundamentalne równania:

$$\nabla \cdot [\gamma(\mathbf{r}) \nabla G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}')] = -\delta(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \quad (4)$$

Rozwiązanie analityczne równania (4) można uzyskać tylko dla pewnych szczególnych funkcji γ . Zakładając, że przewodność γ spełnia warunek:

$$\nabla^2 (\sqrt{\gamma(\mathbf{r})}) = 0 \quad (5)$$

otrzymujemy następującą zależność pomiędzy funkcją Grena dla równania Laplace'a G a zmodyfikowaną funkcją Grena G^* :

$$G^*(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \sqrt{\gamma(\mathbf{r})\gamma(\mathbf{r}')} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \quad (6)$$

Jednym z możliwych rozwiązań równania (5) jest wspomniana w poprzednim rozdziale funkcja rozkładu przewodności określona równaniem (1).

Współczynniki macierzy **A** i **B** zapisu macierzowego metody elementów brzegowych [2, 9] przedstawiać się będą następująco:

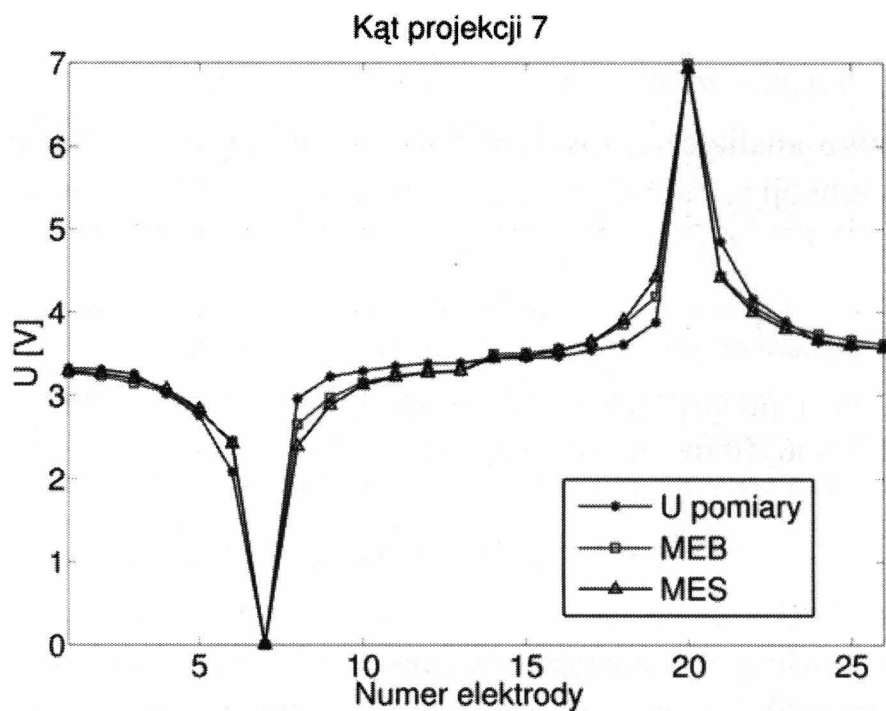
$$\begin{aligned} A_{i,j}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') &= \int_{\Gamma} \gamma(\mathbf{r}) G^*(|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) \\ B_{i,j}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') &= \int_{\Gamma} \gamma(\mathbf{r}) \frac{\partial G^*(|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|)}{\partial n} \end{aligned} \quad (12)$$

3. WYNIKI

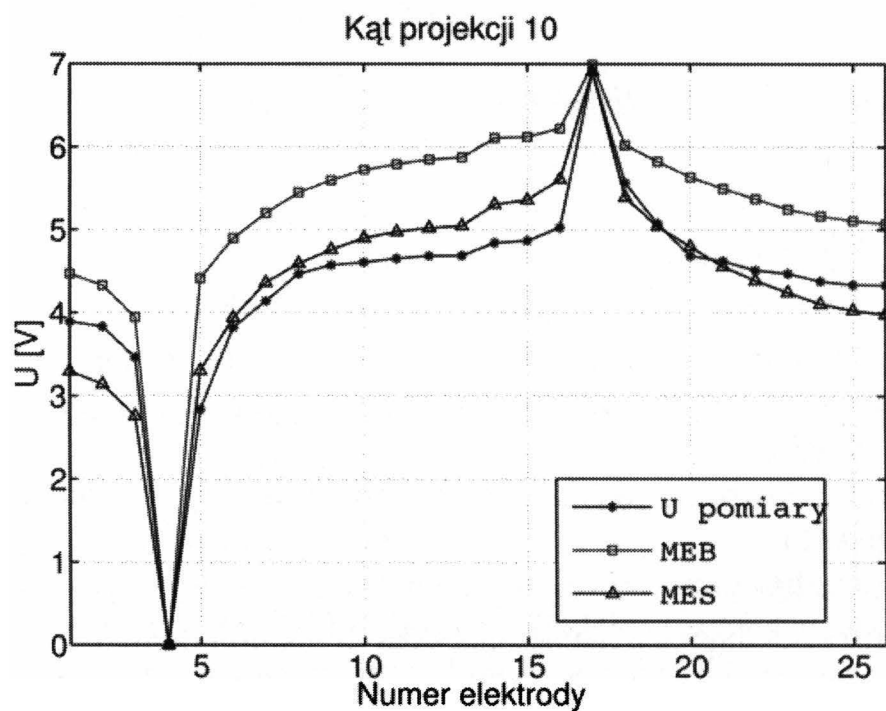
Uzyskane z obliczeń MEB wartości porównane zostały z wartościami pomiarowymi i z obliczeniami wykorzystującymi metodę elementów skończonych (MES).

Zagadnienie odwrotne wymagało 7 iteracji do wyznaczenia współczynników równania (1).

Poniżej przedstawiono rozkład potencjału na kolejnych elektrodach dla dwóch wybranych kątów projekcji: 7 (elektrody 7-20) i 10 (elektrody 10-17). Dla projekcji numer 7 uzyskano wyniki obliczeniowe najbliższe wartościom pomiarowym, natomiast dla projekcji numer 10 najdalsze.



Rys. 4. Rozkład potencjału na elektrodach tomografu impedancyjnego: wartości pomiarowe, wyniki obliczeń MEB i MES odpowiadające różnicy potencjałów 7 V przy częstotliwości 1 kHz dla pary elektrod 7-20



Rys. 5. Rozkład potencjału na elektrodach tomografu impedancyjnego: wartości pomiarowe, wyniki obliczeń MEB i MES odpowiadające różnicy potencjałów 7 V przy częstotliwości 1 kHz dla pary elektrod 10-17

4. WNIOSKI

Metoda elementów brzegowych zastosowana do badania środowisk niejednorodnych, wykorzystująca tzw. zmodyfikowaną postać funkcji Grena, pozwala na uzyskanie poprawnych rezultatów.

Przedstawione podejście zmniejsza nakład pracy związany z budową modelu numerycznego w stosunku do analogicznego modelu numerycznego wielowarstwowego.

Mimo iż wyniki uzyskane metodą elementów skończonych są nieco bliższe wartościom pomiarowym, to jednak typowy wysoki mur może być przedstawiony jako obiekt o otwartym brzegu z zastosowanymi elementami brzegowymi nieskończonymi, co docelowo stanowi interesujący autorów silnik tomografu impedancyjnego.

Zastosowana funkcja (1) opisująca niejednorodność materiału nienajlepiej sprawdza się w przypadku bardziej nieliniowych zmian przewodności.

Jako rozwinięcie prezentowanej tematyki warto rozważyć inne możliwe rozwiązania równania (5) lub zastosowanie podejścia dedykowanego dla zagadnień nieliniowych, związanego z transformacją zmiennych lub z procesem iteracyjnym [2].

LITERATURA

- [1] Hoła J., Matkowski Z., Schabowicz K.: Impedance tomographic method of assessing the dampness of masonry. Z. 1-B/2007 Wydawnictwo Politechniki Krakowskiej
http://bc.biblos.pk.edu.pl/bc/resources/CT/CzasopismoTechniczne_1B_2007/HolaJ/TomografiaImpedancyjna/pdf/HolaJ_TomografiaImpedancyjna.pdf (in Polish)
- [2] Jabłoński P., Metoda elementów brzegowych w analizie pola elektromagnetycznego, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej, Częstochowa 2003.
- [3] Gray L.J., Kaplan T., Richardson J.D., Paulino G.H.: Green's Functions and Bounday Integral Analysis for Exponentially Graded Materials: Heat Conduction. Journal of Applied Mechanics, Vol. 70, pp. 543-549, July 2003.
- [4] Kurgan E.: Analiza pola magnetostaticznego w środowisku niejednorodnym metodą elementów brzegowych. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH Kraków 1999.
- [5] Paulino G.H., Sutradhar A.: The simple boundary element method for multiple cracks in functionally graded media governed by potential theory: a three-dimensional Galerkin approach. International Journal for Numerical Methods in Engineering, No. 65, pp. 2007-2034, 2005.
- [6] Paulino G.H., Sutradhar A., Gray L.J.: Boundary element Methods for Functionally Graded Materials. International Association for Boundary Element Methods IABEM 28-30 May 2002 Austin.
- [7] Sutradhar A., Paulino G.H., Gray L.J.: On hypersingular surface integrals in the symmetric Galerkin boundary element method: application to heat conduction in

- exponentially graded materials. International Journal for Numerical Methods in Engineering, No. 62, pp. 122-157, 2005.
- [8] Sutradhar A., Paulino G.H.: A simple boundary element method for problems of potential in non-homogeneous media. International Journal for Numerical Methods in Engineering, No. 60, pp. 2203-2230, 2004.
- [9] Sikora J.: Numeryczne metody rozwiązywania zagadnień brzegowych. Podstawy metody elementów skończonych i metody elementów brzegowych. Wydawnictwa Uczelniane Politechniki Lubelskiej. Lublin 2009.

BOUNDARY ELEMENT METHOD APPLICATION WALL DAMPNESS TOMOGRAPHY

Summary

The boundary element method implementation used to find tomographic image of damped wall humidity distribution is presented. Damped wall represents non-homogeneous media where humidity has a spatial distribution that varies with two co-ordinates. Real measurements were taken and function coefficients were found using boundary element method, verified again by finite element method.

Keywords: Boundary Element Method, Functionally Graded Materials.

GRZEGORZ RANISZEWSKI**Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki
i Systemów Informatycznych**

WPLYW ROZKŁADU TEMPERATURY W ŁUKU ELEKTRYCZNYM NA SYNTEZĘ NANORUREK WĘGLOWYCH METODAMI ELEKTROŁUKOWYMI

Jedną z najbardziej powszechnych metod otrzymywania nanorurek węglowych jest metoda elektrołukowa. Wykorzystuje się tutaj łuk elektryczny palący się pomiędzy dwiema elektrodami grafitowymi. Parująca anoda tworzy strumień plazmy, którego poprzeczny profil temperatury jest zależny od parametrów wyładowania. Rozkład temperatury w łuku wpływa na wielkość i skład zawierającego nanorurki węglowe depozytu katodowego. W artykule została opisana elektrołukowa metoda otrzymywania nanorurek węglowych. Scharakteryzowano metodę pomiaru temperatury i opisano wpływ temperatury na strukturę depozytu katodowego.

WPROWADZENIE

W ostatnim dziesięcioleciu zaobserwować można gwałtowny rozwój nanotechnologii. Jednym z jej produktów są nanorurki węglowe CNTs (ang. *carbon nanotubes*). Dzięki rozwojowi badań nad technikami ich wytwarzania, oczyszczania i charakteryzacji są one konkurencyjne dla będących jeszcze w fazie badań innych nanostruktur węglowych, takich jak np. grafen. Przewiduje się, że zapotrzebowanie na nie znacząco wzrośnie w najbliższych latach. Obecnie nanotechnologie i nowe technologie materiałowe są jednym z głównych priorytetów badawczych w Unii Europejskiej.

Nie bez znaczenia dla rozwoju przemysłu jest cena nanorurek węglowych, która mimo iż z każdym rokiem maleje, to nadal osiąga nawet 150 EUR za 1 gram wielościennych nanorurek węglowych MWCNTs (ang. *multiwall carbon nanotubes*) o czystości technicznej i ok. 50 EUR za 1 gram depozytu katodowego zawierającego co najmniej 7,5% MWCNTs [1].

Historia nanorurek węglowych sięga lat 90. ubiegłego wieku, kiedy to prowadzono badania nad metodami elektrołukowymi otrzymywania fulerenów, a nanorurki węglowe były tylko produktem ubocznym. Odkrycie nanorurek

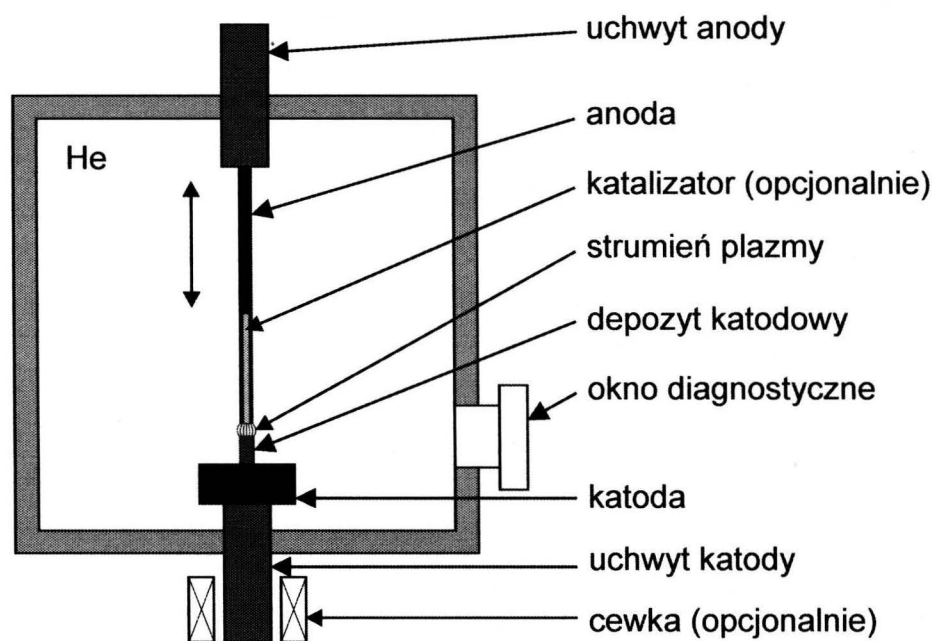
węglowych przypisuje się jednocześnie zespołom Iijimy [2] i Bethune [3]. Mimo wielu lat badań mechanizm powstawania CNTs nie został do końca poznany.

Jednościenna nanorurka węglowa SWCNTs (ang. *single-wall carbon nanotubes*) jest strukturą cylindryczną, podobną do powstałej po zwinięciu grafenu. Są to struktury o średnicy kilku nanometrów i długościach dochodzących do mm [4]. Wielościenne nanorurki węglowe składają się z wielu współosiowych cylindrów odległych od siebie o 0,34 nm. Średnice MWCNTs dochodzą do kilkuset nanometrów. Dzięki swojej strukturze są one lekkie (ok. 1,5-2 g/cm³), mają dużą wytrzymałość cieplną (ok. 1000 K w powietrzu) [5] i dużą wytrzymałość na rozciąganie dochodzącą do 63 GPa [6].

Dzięki swoim właściwościom mogą one znaleźć zastosowanie niemal w każdej gałęzi przemysłu. Do głównych przemysłowych zastosowań nanorurek węglowych należą przewodzące dodatki do baterii, elementy systemów paliwowych, elementy mikroskopii AFM, dodatki do tworzyw sztucznych, pasty przewodzące, materiałów, z których jest wykonany sprzęt sportowy. Przewiduje się ich rozwój pod kątem zastosowań w superkondensatorach, czujnikach chemicznych i biologicznych, medycynie, kompozytach.

1. ŁUKOWA SYNTEZA NANORUREK WĘGLOWYCH

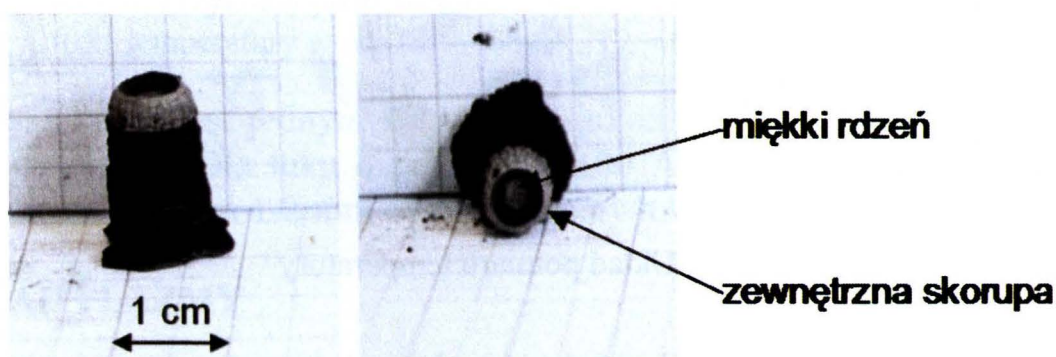
Stanowisko do łukowej syntezy nanorurek węglowych tworzy szczelna komora będąca reaktorem wypełnionym gazem obojętnym – helem lub argonem pod obniżonym ciśnieniem (rys. 1). Komora wyposażona jest w okienka badawcze, dopływ i odpływ gazu. W komorze umieszczono dwie elektrody grafitowe ustawione współosiowo do siebie.



Rys. 1. Schemat reaktora do łukowej syntezy nanomateriałów

Górną elektrodę – anodę stanowi pręt grafitowy o średnicy 6 mm. W przypadku stosowania katalizatorów jednym ze sposobów wprowadzania katalizatora jest wprowadzanie go wraz z materiałem elektrody. Anoda posiada wtedy wydrążenie w swojej osi wypełnione mieszaniną katalizatora i grafitu. Katodę stanowi grafitowy cylinder o średnicy większej od średnicy anody (od 20 do 50 mm). W celu zwiększenia wydajności możliwe jest także zastosowanie dodatkowego pola magnetycznego wytwarzanego przez cewkę umieszczoną na zewnątrz komory reaktora [7].

W przeprowadzonych badaniach synteza nanorurek węglowych rozpoczynała się od usunięcia powietrza mogącego doprowadzić do utlenienia materiału węglowego i wypełnienia komory helem pod ciśnieniem 0,2-0,4 atm. Napięcie łuku było regulowane w zakresie 20-24 V. Regulując napięcie, regulowana była odległość między elektrodami, która utrzymywała się w zakresie 0,5-1 mm. Wysoka temperatura łuku prowadziła do parowania materiału anody i tworzenia się strumienia węglowego tworzącego depozyt katodowy. Depozyt katodowy składa się z dwóch części – twardej zewnętrznej skorupy i miękkiego rdzenia zawierającego nanorurki węglowe. Miękki rdzeń stosunkowo łatwo można mechanicznie oddzielić od zewnętrznego rdzenia (rys. 2). Około 50% materiału anody przekształca się w depozyt katodowy. Pozostała część osadza się na ściankach reaktora tworząc mieszaninę sadzy, nanorurek węglowych i węgla amorficznego i katalizator. Jednakże w depozycie występują jedynie wielościennie nanorurki węglowe bez katalizatora. Natężenie prądu ustalone było na poziomie 60-90 A. Mniejsze natężenia prądu skutkowały niższą temperaturą, a więc wolniejszym parowaniem. Wyższe natężenia prądu powodowały szybsze parowanie grafitu, ale równocześnie zbyt wysoka temperatura niszczyła strukturę nanorurek.



Rys. 2. Depozyt katodowy

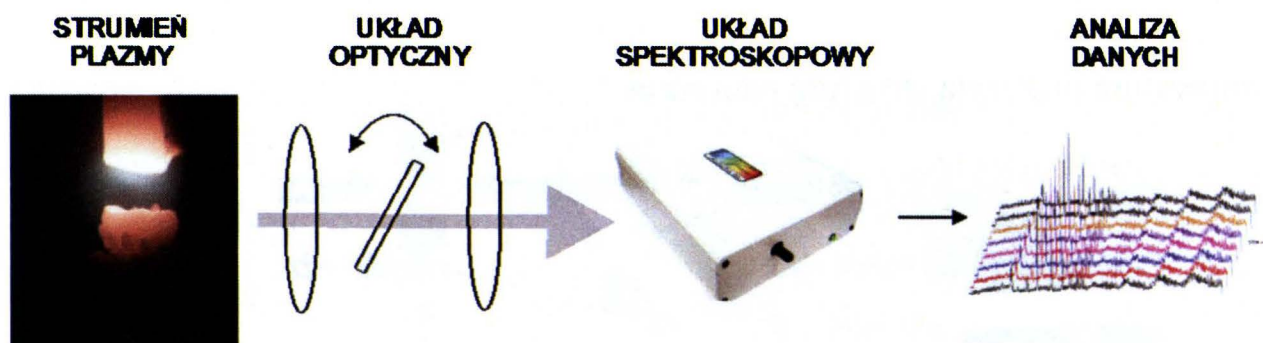
Ponieważ nanorurki węglowe są odporne na wysokie temperatury, jedną z metod ich oczyszczania jest utlenianie w wysokiej temperaturze. Po wyprażeniu przez 2 godziny w temperaturze 720-750 K pozostają jedynie nanorurki węglowe i cząsteczki katalizatora. Pozostałość po utlenianiu stanowiło 10-20% masy materiału zebranego ze ścian reaktora oraz 15-30% miękkiego

rdzenia depozytu katodowego. Zauważono, że na skład (średnicę miękkiego rdzenia) depozytu katodowego ma wpływ temperatura wyładowania. Dokonano więc pomiaru temperatury w celu określenia zależności pomiędzy temperaturą a składem depozytu katodowego.

2. POMIAR TEMPERATURY

Łuk elektryczny stanowi plazmę będącą z definicji mieszaniną elektronów, jonów i cząsteczek obojętnych, które poruszają się wzajemnie i oddziałują między sobą. Ze względu na zwiększone lokalne ciśnienie w obszarze przerwy międzyelektrodowej (pomimo obniżonego ciśnienia w komorze) założono, że plazma znajduje się w stanie lokalnej równowagi termodynamicznej LTE (ang. *local thermodynamic equilibrium*). W rzeczywistości wartość mierzona temperatury odnosi się tylko do cięższych cząstek (jony i atomy). Zmniejszenie ciśnienia powoduje większe odchylenie od LTE ze względu na zwiększenie prędkości elektronów.

W przypadku występowania stanu lokalnej równowagi termodynamicznej możliwe jest zastosowanie pomiaru temperatury poprzez pomiar intensywności dwóch linii spektralnych należących do tego samego pierwiastka [9]. Światło z kolumny plazmy dociera do układu optycznego, który umożliwia skan w płaszczyźnie poziomej wyładowania. Umożliwia to pomiar pełnego profilu temperatury. Światło, jak i jego zmiana w czasie jest rejestrowane i analizowane (rys. 3).

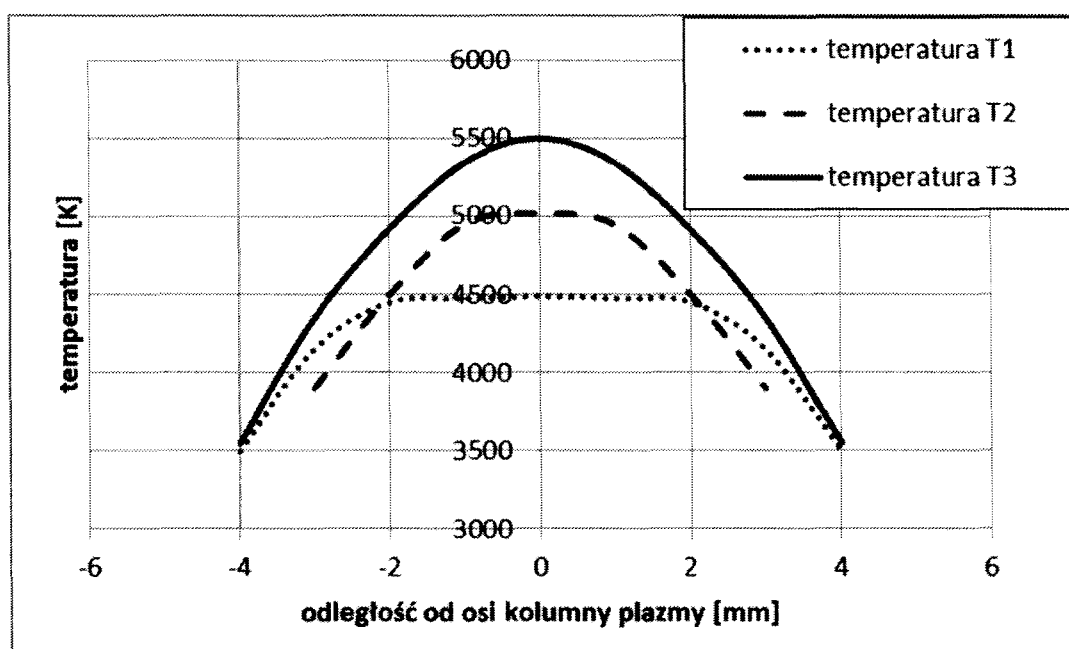


Rys. 3. Układ pomiaru temperatury

Po wyborze dwóch linii spektralnych należących do tego samego pierwiastka było możliwe wykreślenie zmiany intensywności w czasie, a tym samym profilu intensywności. Po obliczeniu temperatury ze wzoru (1) możliwe jest wyznaczenie profilu temperatury łuku. Na rysunku 4 przedstawiono przykładowe profile temperatury.

$$T = \frac{\chi_l - \chi_n}{\ln\left(\frac{A_{lk} \cdot g_l}{A_{nm} \cdot g_n}\right) - \ln\left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right) - \ln\left(\frac{\varepsilon_{v_1}}{\varepsilon_{v_2}}\right)} \quad (1)$$

gdzie: T – temperatura, χ – energia wzbudzenia odpowiednio dla poziomów l oraz n , A – prawdopodobieństwo przejścia spontanicznego, g – wagi statystyczne, λ – długość fali charakterystyczna dla danej linii widmowej, ε – intensywność linii widmowych obliczenia przy użyciu przekształcenia Abela dla zmierzonych wartości.



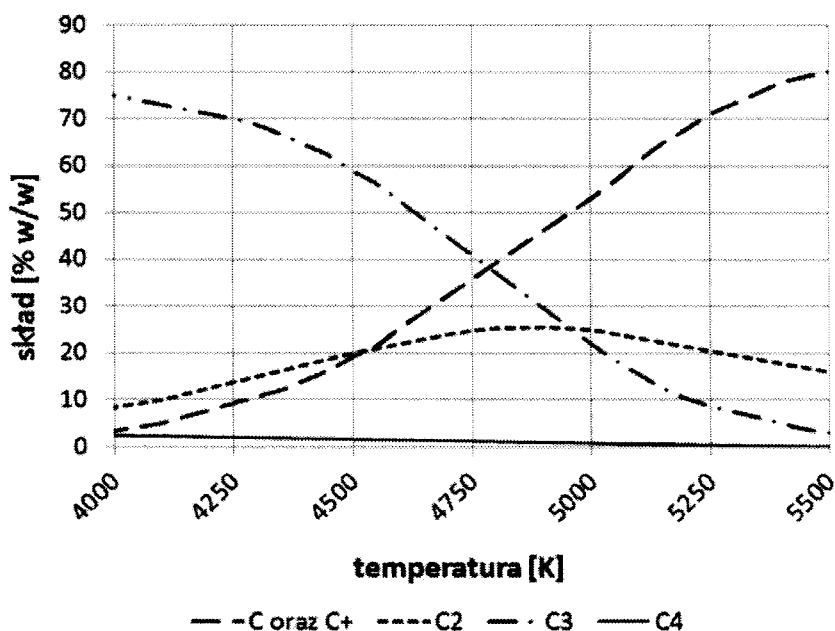
Rys. 4. Przykłady profili temperatur dla łuków o różnych parametrach (dla temperatury w osi $T1 = 4500$ K, $T2 = 5000$ K, $T3 = 5500$ K)

Temperatura jest jednym z najważniejszych czynników wpływających na wzrost nanorurek. Dla łuku o prądzie 70-100 A obszar, w którym tworzą się nanorurki ma promień 1-2 mm od osi kolumny łuku.

3. SKŁAD PLAZMY

Temperatura łuku w zasadzie nie zmienia się bezpośrednio na skutek zmiany natężenia prądu. W rzeczywistości, zmieniając natężenie prądu zmienia się moc wydzielana na elektrodach, co prowadzi do zmian warunków parowania elektrod i, w konsekwencji, wpływa na skład chemiczny plazmy. Zmiana składu chemicznego wpływa z kolei na procesy zachodzące w plazmie, zmienia to stopień jonizacji i zmienia warunki przenoszenia substancji elektrod do kanału łukowego. Ze względu na ograniczony obszar wyładowania i stosunkowo duży

strumień materiału węglowego poruszającego się od anody w kierunku katody można pominąć obecność helu w kolumnie plazmy. Strumień plazmy tworzą nie tylko jony węgla, ale również wieloatomowe cząsteczki węgla. W celu obliczenia przemiany węgla w stanie stałym do węgla gazowego, z którego formuje się depozyt katodowy zawierający nanorurki węglowe, wykorzystano program ChemSage (GTT Technologies). Rysunek 5 pokazuje skład plazmy węglowej w temperaturach charakterystycznych dla wyładowania łukowego.

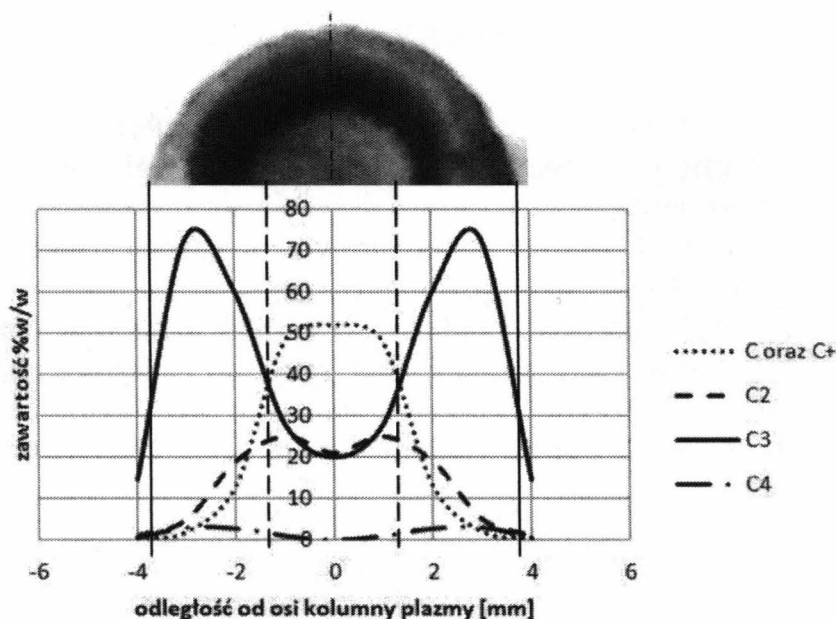


Rys. 5. Skład plazmy węglowej przy syntezie elektrołukowej

Można zauważyć, że w temperaturach powyżej 4770 K zaczyna występować gęstość jonów i atomów węgla, a zmniejsza się ilość dużych, wieloatomowych węgli C_2 , C_3 i C_4 . Znając profil temperatury (rys. 4) oraz krzywe rozkładu węgla w różnych temperaturach, można określić profile składu plazmy węglowej wzdłuż przekroju poprzecznego łuku i porównać je z powstającymi depozytami.

Na rysunku 6 liniami ciągłymi zaznaczono granice depozytu. Linia przerywaną zaznaczono granicę pomiędzy rdzeniem a płaszczem zewnętrznym. Oś pozioma wskazuje na dystans od osi wyładowania. Profil gęstości dla jonów i atomów węgla osiąga maksymalne wartości w promieniu ok. 1,5 mm od centrum. Temperatura w tym miejscu wynosi około 5000 K. Im bliżej krawędzi wyładowania, tym temperatura staje się niższa, a stosunek C_2/C i C_3/C zaczyna gwałtownie rosnąć. Odpowiada to pojawianiu się zewnętrznej skorupy w depozycie katodowym, którą formują duże cząstki węgla.

Przy mniejszych temperaturach (4500 K) stosunek gęstości C_2/C jest bliski 1 na całym przekroju wyładowania, a dominująca jest obecność węgla C_3 . Depozyt katodowy nie zawiera wtedy nanorurek węglowych, a przy jeszcze niższych temperaturach w ogóle nie powstaje (brak parowania anody).



Rys. 6. Fragment depozytu katodowego widziany od strony osadzania się cząsteczek węgla i strumień par węgla w kierunku od anody do katody dla profilu o temperaturze w osi 5000 K (temperatura mierzona na środku przerwy międzyelektrodowej)

Przy wyższych temperaturach (5500 K) pomimo większej gęstości prądu temperatura na brzegach wyładowania jest mniejsza niż przy małych prądach. Dzieje się tak dlatego, że do zewnętrznych regionów łuku dostarczane są pary węgla sublimujące w temperaturze 4000 K. Dalsze zwiększanie temperatury co prawda zwiększa ilość jonów węgla, ale może termicznie niszczyć strukturę nanorurek na jej końcach.

3. PODSUMOWANIE

Metoda elektrołukowa jest jedną z pierwszych metod otrzymywania nanorurek. Mimo iż jest ona znana już od ponad 20 lat, mechanizm powstawania nanorurek węglowych nie jest do końca poznany. Otrzymywane depozyty katodowe w zależności od warunków procesu syntezy różnią się budową i składem. Znając skład plazmy węglowej i powiązując ten skład z pomiarami temperatury, jest możliwa kontrola procesu w trakcie trwania syntezy. Wykazano, że miękki rdzeń zawierający nanorurki węglowe powstaje jedynie w rejonach odpowiadających strumieniowi plazmy o dużej zawartości cząsteczek węgla o małych rozmiarach. Dzięki znajomości temperatury i rozkładu cząsteczek w strumieniu plazmy możliwe jest stworzenie mechanizmu kontroli wzrostu depozytu katodowego o optymalnym składzie (największej zawartości nanorurek węglowych w depozycie). Możliwe jest więc udoskonalenie już istniejących technik otrzymywania nanorurek węglowych na skalę przemysłową.

LITERATURA

- [1] Sigma-Aldrich 2015 www.sigmaaldrich.com [dostęp: lipiec 2015].
- [2] Iijima S., Ichihashi T., Single-shell carbon nanotubes of 1-nm diameter, *Nature* 363, 1993, pp. 603-605.
- [3] Bethune D.S. et al.: Cobalt-catalysed growth of carbon nanotubes with single-atomic layer walls, *Nature* 363, pp. 605-607, 1993.
- [4] Szymanski L.: Electrothermal synthesis of carbon nanotubes under atmospheric pressure (in Polish), *Elektrotermiczna synteza nanorurek węglowych pod ciśnieniem atmosferycznym*, Zeszyty Naukowe Nr 1162, Lodz University of Technology Press: Scientific Bulletin of the Lodz University of Technology, Lodz, Poland, 2013.
- [5] Méténier K et al.: Coalescence of single walled nanotubes and formation of multi-walled carbon nanotubes under high temperature treatments, *Carbon* 40, 2002, pp. 1765-1773.
- [6] Yu M.F et al.: Strength and Breaking Mechanism of Multiwalled Carbon Nanotubes Under Tensile Load, *Science*, Vol. 287, 2000, pp. 637-640.
- [7] Raniszewski G., Pyc M., Kolacinski Z.: Optimization of Magnetoc Field-Assisted Synthesis of Carbon Nanotubes for Sensing Applications, *Sensors* 2014, 14, pp. 18474-18483.
- [8] Raniszewski G.: Temperature measurements in arc-discharge synthesis of nanomaterials dedicated for medical applications, *The European Physical Journal Applied Physics*, Volume 61, Issue 02, 2013, 24311 (6 stron).

TEMPERATURE DISTRIBUTION INFLUENCE ON CARBON NANOTUBES SYNTHESIS BY ARC DISCHARGE METHODS

Summary

Electric arc methods of carbon nanotubes synthesis are one of the most common methods. Arc discharge between two graphite rods is there applied. The high temperature of the arc leads to vaporization of the anode. A carbon plasma jet is formed. A temperature distribution in the plasma stream depends on discharge parameters. Temperature profile in the discharge influences on the size and composition of the containing carbon nanotubes cathode deposit. In the manuscript arc discharge method has been described, temperature measurement system has been presented, influence of temperature distribution in the plasma jet has been discussed.

Keywords: arc discharge, carbon nanotubes, local thermodynamic equilibrium.

SEBASTIAN STYŁA

Politechnika Lubelska, Instytut Elektrotechniki i Elektrotechnologii

ANALIZA ROZKŁADU TEMPERATURY W MŁYNIIE ELEKTROMAGNETYCZNYM

W artykule przedstawiono metodę kontroli stanu technicznego młyna elektromagnetycznego z wykorzystaniem kamery termowizyjnej. Określono główne miejsca występowania wysokiej temperatury oraz przyczyny jej powstawania. Zaprezentowano także sposoby interpretacji uzyskanych wyników. Analiza otrzymanych wyników pozwoliła na opracowanie modelu cieplnego wykorzystującego metodę zastępczych schematów cieplnych. Przedstawione badania dają możliwość zakwalifikowania młyna elektromagnetycznego do pracy ciągłej lub dorywczej, a także określenia optymalnych parametrów jego pracy z punktu widzenia uzyskiwanych przyrostów temperatury poszczególnych elementów konstrukcyjnych.

WPROWADZENIE

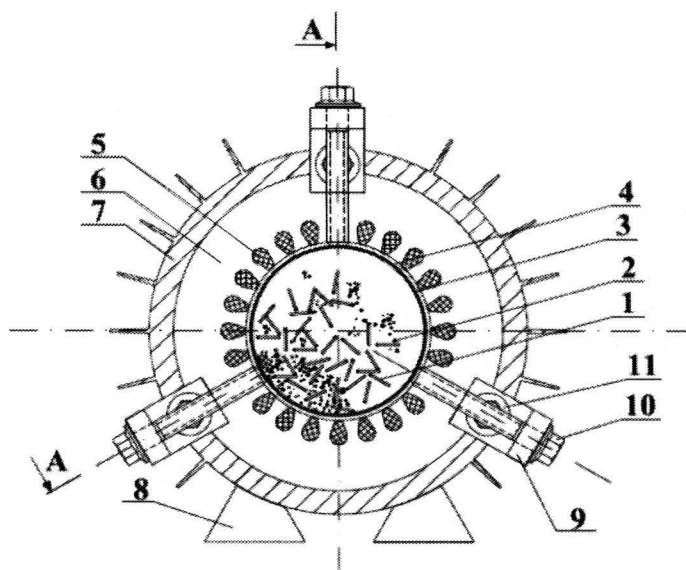
Rozdrabnianie jest to oddziaływanie na dany materiał pewną zewnętrzną siłą, pod wpływem której ulega zniszczeniu wewnętrzna struktura ziarna [1, 2]. Proces rozdrabniania można podzielić na dwa etapy: kruszenie i mielenie. Zazwyczaj oba etapy procesu występują równocześnie, mimo to urządzenia służące do zmniejszenia frakcji należą do dwóch różnych grup.

Mechanika procesów rozdrabniania materiałów jest złożona i mimo długiego czasu stosowania różnych urządzeń technologicznych służących do mielenia, wiedza na ich temat oparta jest głównie na badaniach empirycznych. W dostępnych opracowaniach bibliograficznych w znikomym stopniu znaleźć można opisy matematyczne oparte o teorie naukowe. Wynika to z trudności ścisłego sformalizowania opisu zjawisk zachodzących wewnątrz rozdrabnianego ziarna [3, 4]. Według spostrzeżeń autora, głównym problemem takiego stanu rzeczy jest brak możliwości jednoznacznego określenia energii potrzebnej na uzyskanie odpowiedniego uziarnienia oraz dokładne określenie efektywności procesu rozdrabniania. Efektywność ta uzależniona jest od dynamicznie zmieniających się właściwości ośrodków oraz obciążeń występujących w danej konstrukcji młyna. Dlatego też wiedza dotycząca projektowania układów technologicznych młynowni oraz obciążeń w nich występujących opiera się przede wszystkim na badaniach eksperymentalnych.

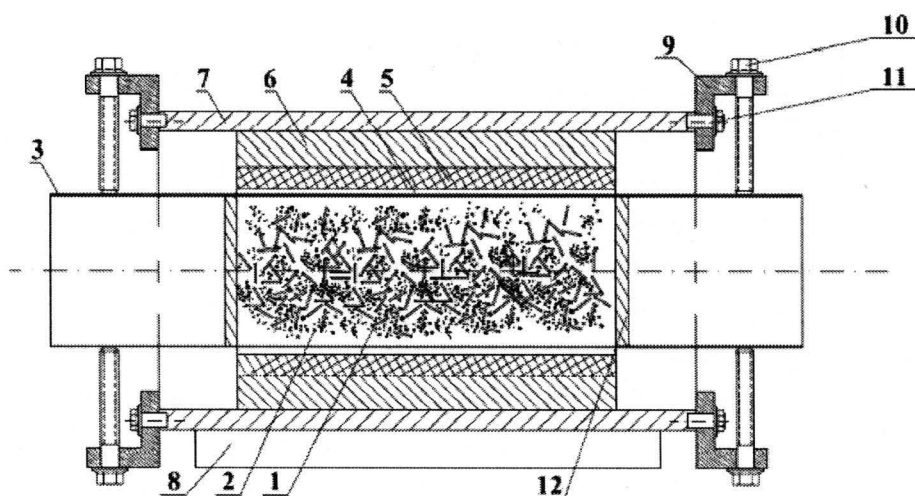
1. KONSTRUKCJA MŁYNA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Bazą do budowy badanego modelu laboratoryjnego jest stojan trójfazowego silnika asynchronicznego ogólnego przeznaczenia. Przez odpowiednie ukształtowanie obwodu roboczego, do którego należy komora robocza wraz z elementami mielącymi, możliwe było dostosowanie stojana do pracy jako wzbudnik pola wirującego młyna.

a)



b) A-A



Rys. 1. Przekrój młyna elektromagnetycznego [5]: a) widok od strony uzwojeń czołowych, b) widok od strony korpusu aluminiowego – przekrój A-A (bez układu chłodzenia); 1 – mielniki, 2 – materiał rozdrabniany, 3 – komora robocza, 4 – szczelina powietrzna, 5 – uzwojenie wzbudnika w żłobkach, 6 – rdzeń magnetyczny wzbudnika, 7 – korpus wzbudnika, 8 – łapy młyna, 9 – element łączeniowy, 10 – śruba regulacyjna komory roboczej, 11 – śruba mocująca element łączeniowy, 12 – element uszczelniający komorę roboczą

Młyn elektromagnetyczny ze wzбудnikiem z uzwojeniami utajonymi składa się z podstawowych elementów (rys. 1), do których można zaliczyć:

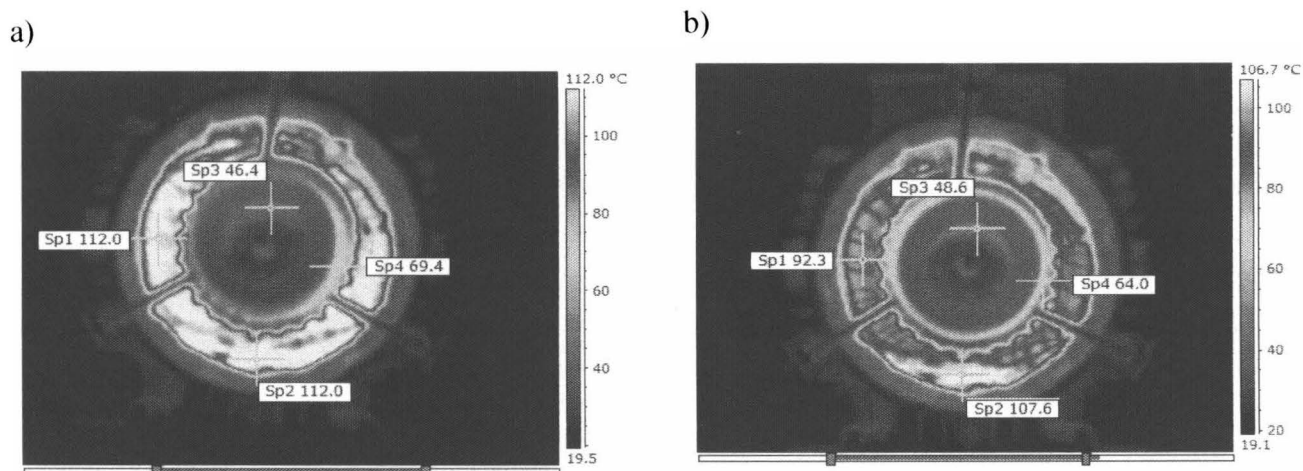
- trójfazowy wzbudnik pola wirującego z biegunami utajonymi wykonany na bazie silnika asynchronicznego o jednej parze biegunów,
- komorę roboczą wykonaną z materiału niemagnetycznego,
- elementy ferromagnetyczne – mielniki, które są umieszczone w komorze roboczej i poruszają się pod wpływem wirującego pola elektromagnetycznego,
- układ chłodzenia, który pozwala na efektywne odprowadzenia dużej ilości ciepła powstającego podczas procesu rozdrabniania.

Uzwojenia wzbudnika w przedstawionym rozwiązaniu są przystosowane do pracy w konfiguracji gwiazdy lub trójkąta. Badania przeprowadzono dla połączenia uzwojeń wzbudnika w trójkąt.

2. BADANIA LABORATORYJNE

Zastosowanie młyna elektromagnetycznego w procesie rozdrabniania materiałów charakteryzuje się wydzielaniem dużych ilości ciepła powstałego przede wszystkim w uzwojeniach wzbudzenia oraz komorze roboczej, co wynika z gwałtownych zderzeń elementów mielących z rozdrabnianym surowcem, a także przez nagrzewanie indukcyjnie pod wpływem pola wytworzonego przez wzbudnik młyna. Na całkowitą wartość temperatury w maszynach elektrycznych, do których należy zaliczyć omawiany młyn elektromagnetyczny, wpływają także straty elektryczne i magnetyczne.

W celu analizy rozkładu ciepła wewnątrz i na zewnątrz młyna wykonano pomiary termowizyjne badanego modelu. Jest to szczególnie ważne przy zakwalifikowaniu danego urządzenia do pracy ciągłej lub dorywczej. Wybór metody badania uwarunkowany był jego bezinwazyjnością, dokładnością oraz dużym doświadczeniem autora w badaniach z wykorzystaniem kamer termowizyjnych.



Rys. 2. Rozkład temperatury w czasie pracy młyna elektromagnetycznego:

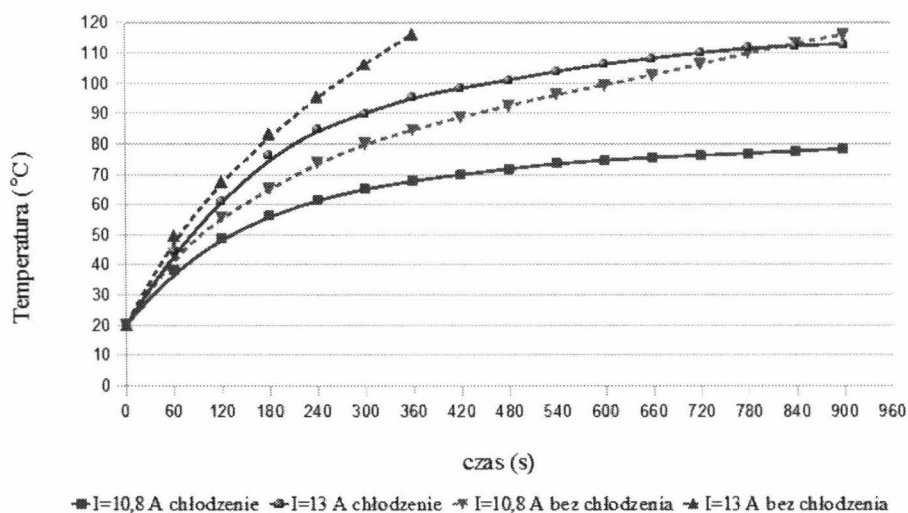
a) bez chłodzenia (t = 6 minut, I = 13 A), b) z chłodzeniem (t = 15 minut, I = 13 A)

Ze względu na to, że w badanym młynie występują różne materiały konstrukcyjne, o różnej wartości emisyjności, punktem wyjścia było określenie przede wszystkim temperatury uzwojeń wzbudnika podczas długotrwałej pracy (rys. 2).

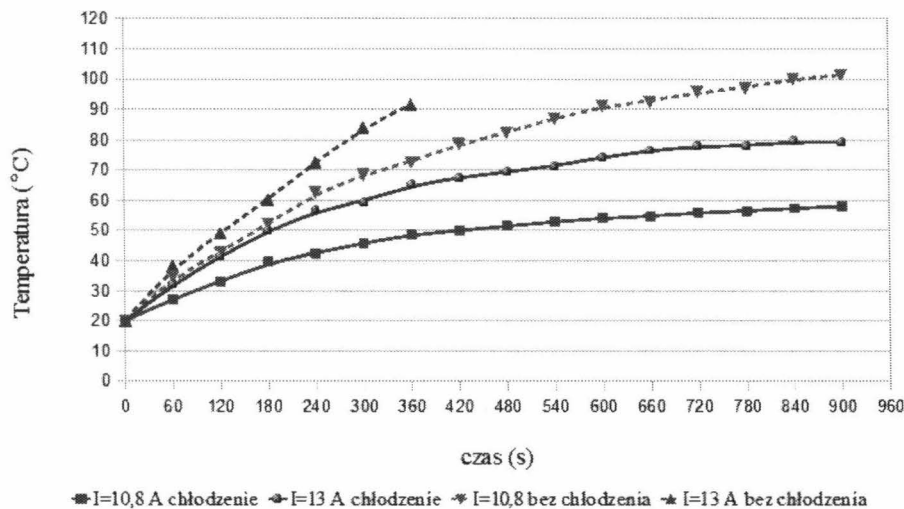
Badania wykonano dla dwóch wartości natężenia prądu zasilającego wzbudnik: 10,8 A i 13 A.

Zastosowanie gumowych elementów uszczelniających komorę roboczą uniemożliwia zobrazowanie temperatury wnętrza komory, w której wartość temperatury sięga ok. 100°C. Wysoka temperatura powstająca wewnątrz wpływa korzystnie na rozdrabniany materiał lub surowiec dodatkowo go dosuszając.

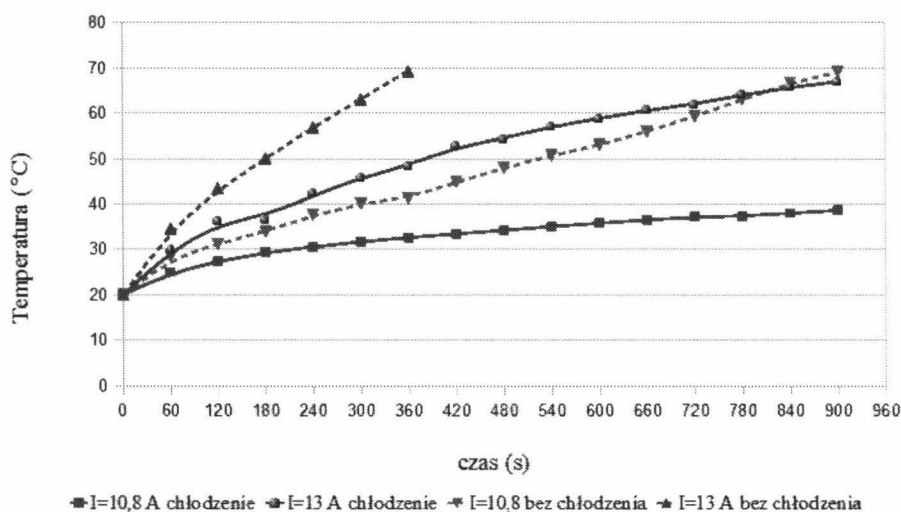
Przedstawiony młyn elektromagnetyczny, dzięki odpowiednio skonstruowanemu układowi chłodzenia, został przystosowany do pracy ciągłej S1. Jest to ważne z punktu widzenia procesów technologicznych, w których każdy przestój w pracy urządzeń przynosi straty ekonomiczne. Wartość temperatury w uzwojeniach wzbudnika stabilizuje się po ok. 15 minutach i osiąga maksymalną wartość mniejszą od 120°C dla natężenia prądu zasilającego młyn 13 A (rys. 3). Ze względu na to, że uzwojenia wzbudnika są wykonane w klasie izolacji F, która wytrzymuje maksymalną temperaturę trwale dopuszczalną 155°C, urządzeniu nie grozi uszkodzenie na skutek przegrzania uzwojeń. W przypadku konieczności zastosowania młyna elektromagnetycznego w środowisku uniemożliwiającym dobre odprowadzenie ciepła lub przy występowaniu wysokich temperatur zewnętrznych można zastosować izolację uzwojeń klasy H (180°C) lub klasy C (220°C). Wiąże się to jednak z koniecznością zmiany konstrukcji wzbudnika ze względu na współczynnik wypełnienia żłobków grubszą izolacją. Należy również pamiętać, że zwiększenie temperatury uzwojeń skraca ich żywotność; z tego też względu zaprojektowanie optymalnego układu chłodzącego jest, z punktu widzenia pracy urządzenia, niezwykle istotne.



Rys. 3. Rozkład maksymalnej temperatury czołowej części uzwojeń wzbudnika podczas pracy młyna z chłodzeniem i bez chłodzenia dla wartości prądu zasilającego wzbudnik 10,8 A i 13 A



Rys. 4. Rozkład maksymalnej temperatury rdzenia magnetycznego wzbudnika podczas pracy młyna z chłodzeniem i bez chłodzenia dla wartości prądu zasilającego wzbudnik 10,8 A i 13 A



Rys. 5. Rozkład maksymalnej temperatury komory roboczej podczas pracy młyna z chłodzeniem i bez chłodzenia dla wartości prądu zasilającego wzbudnik 10,8 A i 13 A

Na rysunkach 4 i 5 przedstawiono maksymalne temperatury w rdzeniu magnetycznym wzbudnika oraz komorze roboczej. Badania w układzie bez chłodzenia, dla natężenia prądu 13 A, zostały przerwane po sześciu minutach z powodu możliwości termicznego uszkodzenia uzwojeń wzbudnika. W takim przypadku młyn mógłby pracować tylko dorywczo – praca S3. Jak wynika z przedstawionych charakterystyk w układzie z wymuszonym obiegiem powietrza, przyrost temperatury osiąga wartość około 100°C. Można uznać, że warunki obciążenia są optymalne i odpowiadają klasie izolacji F. Elementy konstrukcyjne młyna nie osiągną dzięki temu temperatury, która mogłaby wpłynąć na jego poprawną pracę i spowodować uszkodzenie termiczne. Po około 15 minutach temperatura stabilizuje się na stałym poziomie.

3. ANALIZA WYNIKÓW BADAŃ LABORATORYJNYCH

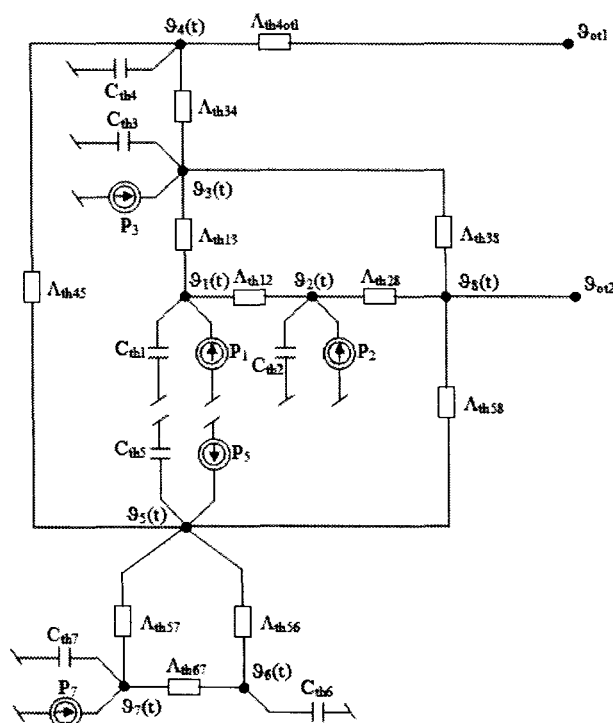
Głównymi miejscami młyna elektromagnetycznego, w których wydziela się energia cieplna, są uzwojenia wzbudnika oraz komora robocza. Jest to w znacznym stopniu energia strat. Podstawowym składnikiem strat są straty czynne uzwojenia (straty w miedzi) oraz straty w żelazie wzbudnika. Straty mocy w poszczególnych elementach konstrukcyjnych młyna są podstawowymi wielkościami przy obliczeniach cieplno-wentylacyjnych maszyny.

W obszarze aktywnym młyna elektromagnetycznego, główną przyczyną wydzielania się dużej energii cieplnej jest tarcie oraz zderzenia elementów mielących między sobą, a także z rozdrabnianym materiałem i ścianami komory roboczej. Ponadto wirujące pole elektromagnetyczne o częstotliwości 50 Hz powoduje nagrzewanie indukcyjne rury komory roboczej wraz z ferromagnetycznymi mielnikami. Wartość energii cieplnej wydzielanej przez elementy mielące podczas pracy młyna elektromagnetycznego, ze względu na chaotyczny ruch mielników, różną masę zarówno elementów mielących, jak i rozdrabnianego surowca umieszczanego wewnątrz komory roboczej można określić jedynie poprzez badania laboratoryjne dotyczące mocy oddanej w postaci ciepła do otoczenia. Analityczne określenie tej energii jest problematyczne i wymaga przyjęcia szeregu uproszczeń, co przyczynia się do znacznych błędów w otrzymanych wynikach.

W celu przeprowadzenia dokładnej analizy zachodzących zjawisk cieplnych w młynie elektromagnetycznym opracowano model cieplny pozwalający wyznaczyć rozkład temperatury w poszczególnych elementach maszyny. Wykorzystano w tym celu metodę zastępczych schematów cieplnych [6, 7, 8]. Wyznaczenie rozkładu temperatur daje możliwość opracowania w przyszłości urządzeń monitorujących pracę młyna pod kątem jego niezawodności.

W opracowanym zastępczym modelu cieplnym wzorowanym na schemacie elektrycznym (rys. 6) poszczególnym elementom konstrukcyjnym młyna elektromagnetycznego przyporządkowano węzły określające ich temperaturę. Przyjęto przy tym szereg założeń upraszczających:

- młyn elektromagnetyczny traktowany jest jak ciało jednorodne, które znajduje się w środowisku termicznie jednorodnym,
- ciepło powstaje wewnątrz badanego elementu młyna i przekazywane jest poprzez powierzchnię do otoczenia o stałej temperaturze,
- rozkład temperatury wewnątrz młyna jest symetryczny względem płaszczyzny prostopadłej do osi urządzenia,
- przewodności cieplne poszczególnych elementów konstrukcyjnych młyna są niezależne od temperatury zewnętrznej,
- ciepło z powierzchni młyna odprowadzane jest w drodze konwekcji.



Rys. 6. Zastępczy schemat cieplny młyna elektromagnetycznego: $\Theta_1(t)$ – temp. żłobkowej części uzwojenia wzbudnika, $\Theta_2(t)$ – temp. czołowej części uzwojenia wzbudnika, $\Theta_3(t)$ – temp. rdzenia wzbudnika, $\Theta_4(t)$ – temp. kadłuba młyna, $\Theta_5(t)$ – temp. komory roboczej, $\Theta_6(t)$ – temp. rozdrabnianego materiału lub surowca, $\Theta_7(t)$ – temp. ferromagnetycznych mielników, $\Theta_8(t)$ – temp. powietrza w szczelinie powietrznej młyna, Θ_{ot1} , Θ_{ot2} – temp. otoczenia, P_i – straty generowane w poszczególnych elementach, C_i – pojemność cieplna poszczególnych elementów, Λ_{ij} – zastępcza wartość przewodności cieplnej poszczególnych elementów ($i, j = 1, 2, 3, \dots, 8$)

4. PODSUMOWANIE

Przedstawiony w artykule prototyp młyna elektromagnetycznego charakteryzuje się wysoką wydajnością w porównaniu z konwencjonalnymi urządzeniami stosowanymi powszechnie do rozdrabniania materiałów. Ponadto działanie młyna jest wielokrotnie szybsze, a także pozwala na uzyskanie szeregu efektów obróbki materiałów niemożliwych do osiągnięcia innymi metodami i z wykorzystaniem innych urządzeń. Młyn elektromagnetyczny charakteryzuje się oddziaływaniem na rozdrabniany materiał jednocześnie pola elektrycznego, magnetycznego, cieplnego, a także wysokiego ciśnienia i tarcia.

Na podstawie przedstawionych badań można stwierdzić, że zastosowanie odpowiednio zaprojektowanego obwodu chłodzenia pozwala na zastosowanie młyna elektromagnetycznego w pracy ciągłej np. w linii technologicznej, w której występuje potrzeba rozdrabniania materiałów sypkich z wysoką efektywnością i wydajnością. W takim przypadku nie nastąpi uszkodzenie termiczne maszyny pod wpływem oddziaływania pola cieplnego występującego

w uzwojeniach wzbudnika i komorze roboczej. Optymalnie zaprojektowany układ chłodzenia pozwala na wykorzystanie młyna w pracy ciągłej S1 bez przestojów, co jest uzasadnione z punktu widzenia ekonomicznego.

LITERATURA

- [1] Drzymała Z.: Badania i podstawy konstrukcji młynów specjalnych. PWN Warszawa 1992.
- [2] Flizikowski J.: Rozdrabnianie tworzyw sztucznych. Wydawnictwo Uczelniane Akademii Techniczno-Rolniczej w Bydgoszczy. Bydgoszcz 1998.
- [3] Lowrison G. Ch.: Crushing and Grinding. Butterworths. London 1974.
- [4] Zawada J.: Wprowadzenie do mechaniki maszynowych procesów kruszenia. Wydawnictwo Instytutu Technologii Eksploatacji. Warszawa 2005.
- [5] Styła S., Pietrzyk W.: Patent na wynalazek pt. Młyn elektromagnetyczny z trójfazowy wzbudnikiem pola wirującego nr P.395321.
- [6] Krok R.: Sieci cieplne w modelowaniu pola temperatury w maszynach elektrycznych prądu przemiennego. Monografia, Gliwice 2010.
- [7] Di Gerlando A., Vistoli I.: Thermal networks of induction motors for steady state and transient operation analysis. International Conference on Electrical Machines Paris 1994.
- [8] Mnich T.: Zabezpieczenie cieplne silnika indukcyjnego bazujące na metodzie zastępczych schematów cieplnych. Zeszyty Politechniki Śląskiej w Gliwicach – Elektryka, zeszyt 2 (214)/2010. Rok LVI, ss. 141-151.

ANALYSIS OF TEMPERATURE DISTRIBUTION IN THE ELECTROMAGNETIC MILL STRUCTURE

Summary

The method proposed in the present article consists in the use of thermovision camera in order to check the technical condition of an electromagnetic mill. The main locations of high temperature and causes of its origin are identifies. Furthermore the article presents the procedure to be followed in course of such type of tests as well as the ways to interpret obtained results. The analysis of obtained results allowed the development of a thermal model.

Keywords: electromagnetic mill, rotating field inductor, thermovision camera.

MARCIN WESOŁOWSKI**Politechnika Warszawska, Instytut Elektroenergetyki**

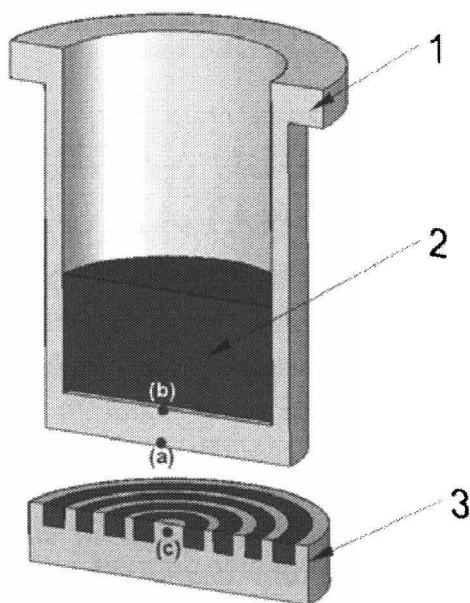
WPLYW SPOSOBU NAGRZEWANIA NA DOKŁADNOŚĆ NADAŻNEJ REGULACJI TEMPERATURY

Realizacja wielu technologii wymaga stosowania precyzyjnych układów regulacji temperatury. Oprócz technik regulacji stałowartościowej, wiele z zaawansowanych procesów uzależnionych jest od realizacji wymaganych charakterystyk nagrzewania, o zróżnicowanych szybkościach. Zagadnienia te są często wysoce skomplikowane z uwagi na nieliniowość parametrów materiałowych i warunków wymiany ciepła, będących funkcją temperatury. W niniejszej pracy analizie poddano liniowy proces nagrzewania stosowany przy pomiarze jakościowych parametrów węgla i koksów. Wykonane modele i obliczenia numeryczne umożliwiły porównanie rezultatów uzyskiwanych przy wykorzystaniu typowych technik nagrzewania pośredniego, z charakterystykami uzyskiwanymi przy nagrzewaniu indukcyjnym. Analiza wyników umożliwiła podanie zasad konstrukcji i eksploatacji urządzeń analizowanej klasy, ze szczególnym uwzględnieniem współpracy z układami regulacji temperatury. Podane rozważania mają charakter ogólny i mogą stanowić podstawę do tworzenia podobnych rozwiązań.

WPROWADZENIE

Znaczna liczba technologii realizowanych w urządzeniach elektrotermicznych wymaga utrzymania warunków nagrzewania określonych odpowiednimi charakterystykami czasowo-temperaturowymi. W wielu przypadkach spełnienie tych warunków jest podstawą poprawności przebiegu procesu. Szczególnie wysokie wymagania, co do jakości nagrzewania, spotykane są w technologiach półprzewodnikowych oraz szeroko rozumianym przemyśle nanotechnologicznym, gdzie stosunkowo niewielkie odchyłki od wytycznych technologicznych prowadzą do negatywnych rezultatów. Jednym z procesów wymagających utrzymania odpowiednich charakterystyk czasowo-temperaturowych jest pomiar ciśnienia rozprężania węgla koksujących, w którym analityczna próbka węglowa powinna być nagrzewana ze stałą szybkością. W klasycznym ujęciu, zgodnie z obowiązującą normą [1], nagrzewanie odbywa się w układzie zgodnym z rysunkiem 1. Układ składa się z elementu grzejnego oraz tygla zawierającego

próbkę węglową. Pozostałe elementy układu zostały pominięte ze względu na brak ich wpływu na proces nagrzewania.



Rys. 1. Układ grzejny wykorzystywany w pomiarze ciśnienia rozprężania
1 – tygiel, 2 – wsad, 3 – element grzejny

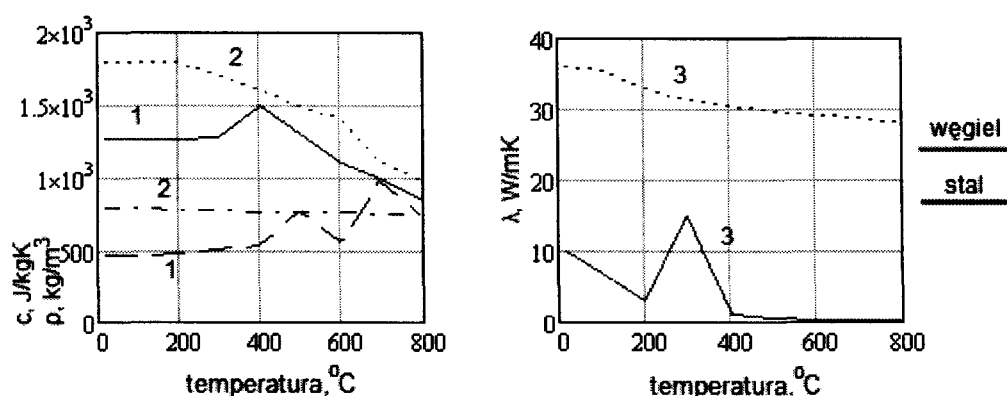
Pomimo pozornej prostoty zasad nagrzewania oraz układu grzejnego, realizacja liniowego nagrzewania w analizowanym przypadku jest zagadnieniem o wysokim stopniu komplikacji. Nieliniowość parametrów materiałowych oraz przemiany fazowe zachodzące w rozpatrywanym przedziale temperatur (200-1000°C) wymagają stosowania specjalnych regulatorów.

Niniejsza praca dotyczy problematyki regulacji temperatury w układzie charakterystycznym dla pomiarów ciśnienia rozprężania, przy nagrzewaniu ze stałą szybkością. Zaprezentowano podstawowe zagadnienia związane z problematyką regulacji temperatury w układach tej klasy, z uwzględnieniem nieliniowości modelu matematycznego oraz parametrów materiałowych. Dokonano oceny możliwości doboru układu regulacji w klasycznym układzie zgodnym z rysunkiem 1 oraz [1]. Wyniki symulacji procesu nagrzewania porównano z odpowiednikiem układu grzejnego wykorzystującego nagrzewanie indukcyjne.

1. MODEL OBLICZENIOWY

Obliczenia wykonane zostały przy wykorzystaniu metody elementów skończonych, z krokiem w przód, umożliwiającą łatwą analizę przemian fazowych [2]. Autorskie algorytmy zostały zaimplementowane w programie MathCAD [3]. Nieliniowości parametrów materiałowych uwzględniono poprzez

wprowadzenie danych tablicowych, uśrednianych dla aktualnej temperatury węgla. Na rysunku 2 pokazano zmienność parametrów stali i węgla.



Rys. 2. Parametry materiałowe węgla i stali
1 – ciepło właściwe, 2 – gęstość, 3 – przewodność cieplna właściwa

W obszarach ciał stałych rozwiązano podstawowe równanie Fouriera-Kirchoffa (1), z warunkami brzegowymi trzeciego rodzaju, uwzględniającymi oddawanie ciepła przez konwekcję i radiację z górnej powierzchni tygla i próbki węglowej. Gęstość mocy (p_v) uwzględniano tylko w obszarze elementu grzejnego:

$$\frac{\partial t}{\partial \tau} = \frac{p_v}{c\rho} + \frac{1}{c\rho} [\nabla(\lambda \nabla t)] \quad (1)$$

gdzie: t – temperatura, c – ciepło właściwe, λ – przewodność cieplna właściwa, τ – czas ρ .

Pomiędzy powierzchnią elementu grzejnego a dnem tygla założono występowanie konwekcyjnej i radiacyjnej wymiany ciepła. W celu uwzględnienia konwekcji wykorzystano pojęcie zastępczej przewodności cieplnej [4], umożliwiające uwzględnienie konwekcji w układach szczelin (2):

$$\lambda_e = 1 + \frac{C_1 Ra_s^n}{Ra_s + C_2} \cdot \lambda_s \quad (2)$$

gdzie: Ra – liczba Rayleigha, λ_s – przewodność cieplna właściwa płynu, C_1 , C_2 , n – współczynniki zależne od charakteru przepływu płynu.

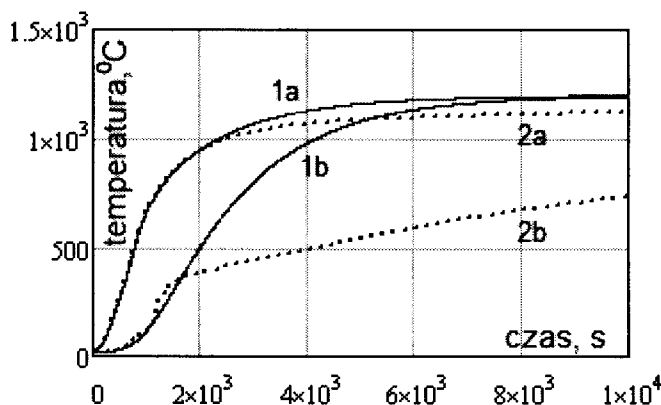
Radiacyjna wymiana ciepła została uwzględniona poprzez wprowadzenie oporu radiacyjnego pomiędzy element grzejny oraz dno tygla (3). Do obliczeń przyjęto model ciała szarego. Zjawisko niecałkowitego pochłaniania promieniowania padającego na powierzchnię uwzględniono w obliczeniach zastępczego współczynnika konfiguracji:

$$W_R = \frac{1}{\sigma_0 \cdot \varphi_{G-T}^* \cdot (T_G^2 + T_T^2)(T_G + T_T)} \quad (3)$$

gdzie: φ_{G-T}^* – zastępczy współczynnik konfiguracji, σ_0 – stała Stefana-Boltzmann, T_G – temperatura elementu grzejnego, T_T – temperatura tygla.

2. CZYNNIKI WPŁYWAJĄCE NA DOKŁADNOŚĆ REGULACJI TEMPERATURY

Kompletny model układu grzejnego, o określonej geometrii, parametrach materiałowych oraz mocy grzejnej, charakteryzuje się identyfikowalnymi parametrami umożliwiającymi dobór układu regulacji temperatury. Zagadnienie to jest jednak w wielu przypadkach utrudnione, ze względu na cechy obiektów elektrotermicznych charakteryzujących się znacznymi perturbacjami oraz nieliniowością parametrów materiałowych. W celu identyfikacji obiektu opisanego w poprzednim rozdziale wykorzystano prostą metodę skoku jednostkowego. W celu prezentacji problematyki wykorzystano zarówno pełny, jak i uproszczony model charakteryzujący się uśrednionymi parametrami materiałowymi. Przebiegi temperatur w charakterystycznych punktach (według rys. 1) podano na rysunku 3.

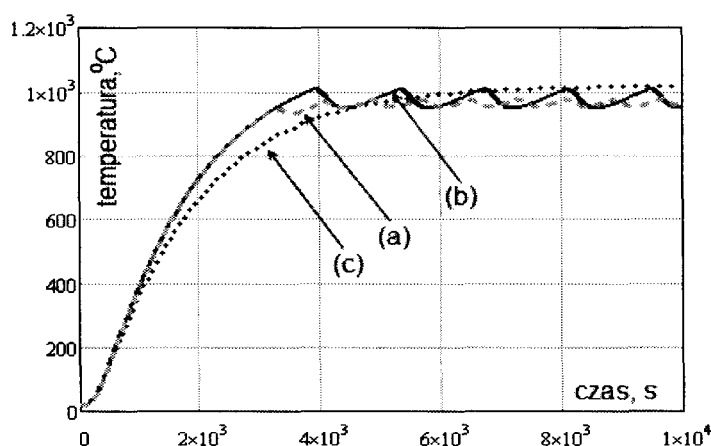


Rys. 3. Przebiegi temperatury w funkcji czasu w modelu uproszczonym (1) oraz pełnym (2), w odpowiedzi na jednostkowy skok mocy. (a), (b) – lokalizacje według rys. 1

Model uproszczony, pomimo nieliniowości wynikających z modelu matematycznego, może być przybliżony elementem inercyjnym pierwszego rzędu z opóźnieniem (4). W tym przypadku identyfikacja ogranicza się do wyznaczenia trzech parametrów: stałej czasowej, czasu opóźnienia oraz stałego wzmocnienia.

$$O(s) = \frac{x_m e^{-s\tau_o}}{1 + sT} \quad (4)$$

Opis pełnego modelu jest bardziej skomplikowany i wymaga stosowania członów wyższego rzędu [5]. Tym niemniej, w zależności od lokalizacji, przebiegi temperatury w modelu charakteryzują się odmiennymi czasami opóźnień i stałymi czasowymi. Lokalizacja przetwornika temperatury regulatora ma zatem istotny wpływ na osiąganą przebiegi oraz dokładność regulacji temperatury. Efekt ten pokazano na rysunku 4, przedstawiającym efekty działania regulatora proporcjonalnego, z przetwornikami temperatury umieszczonymi w różnych miejscach (a, b, c) modelu (według rys. 1). Badano regulację stałowartościową, przy temperaturze zadanej na poziomie 1000°C.



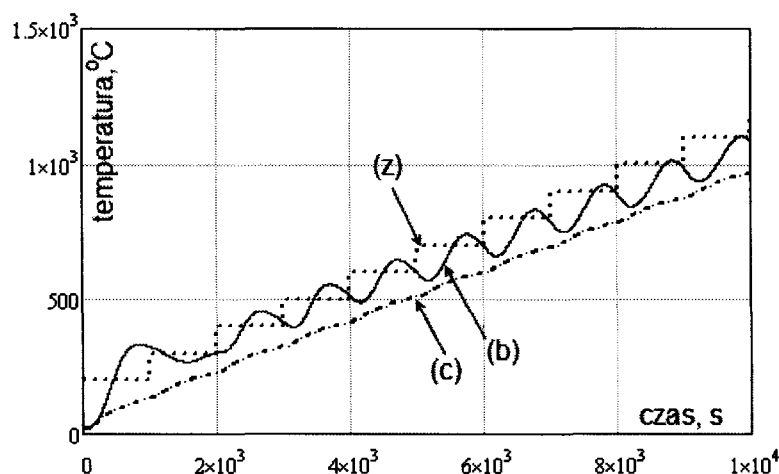
Rys. 4. Przebiegi temperatury w funkcji czasu dla regulatora proporcjonalnego z przetwornikiem temperatury umieszczonym w różnych lokalizacjach.
(a, b, c) – lokalizacja przetwornika wg rys. 1

W analizowanym przypadku najlepsze rezultaty osiągnięto przy umieszczeniu czujnika temperatury w okolicy elementu grzejnego. Własności uśredniające układu tygiel-wsad oraz znikomy czas opóźnienia czujnika względem temperatury elementu grzejnego umożliwiły praktyczną eliminację rozrzutu temperatury wokół wartości zadanej. Tym niemniej wydłużeniu uległ czas nagrzewania. W zagadnieniach regulacji nadążnej rozwiązanie to nie musi być zatem optymalne.

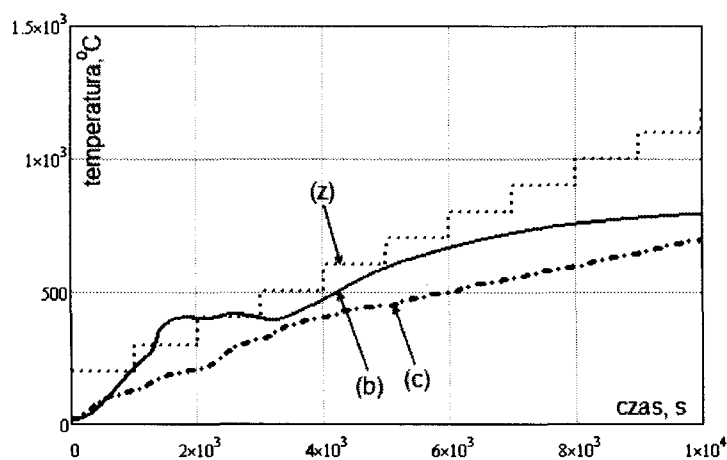
3. PROCES NAGRZEWANIA POŚREDNIEGO

Czynniki omówione w poprzednim rozdziale w sposób istotny wpływają na charakterystyki robocze i nastawy układów regulacji temperatury. Po zakończeniu procesu identyfikacji dokonano doboru nastaw regulatora PID, zarówno dla modelu uproszczonego, jak i pełnego (model wieloinercyjny). Nastawy te były stałe w całym zakresie analizowanych temperatur. Celem

obliczeń podanych w niniejszym rozdziale było sprawdzenie dokładności odwzorowania przebiegu temperatury w analizowanych modelach. Założono, zgodnie z obowiązującymi zaleceniami [1], że temperatura powinna wzrastać liniowo, z szybkością 10 K/min. Wykorzystano schodkowy przebieg temperatury zadanej, lepiej oddający błędy regulacyjne. W początkowej chwili analizy zadana temperatura wynosiła 200°C i była inkrementowana z okresem 600 s. Na rysunku 5 pokazano przebieg temperatury w p. (b) (według rys. 1), przy stosowaniu przetwornika temperatury zlokalizowanego w p. (b) oraz p. (c) (według rys. 1). Wyniki uzyskano przy wykorzystaniu modelu uproszczonego.



Rys. 5. Przebiegi temperatury w funkcji czasu dla nadążnej regulacji PID, z przetwornikiem temperatury umieszczonym w różnych lokalizacjach. (b, c) – lokalizacja przetwornika wg rys. 1, (z) – temperatura zadana



Rys. 6. Przebiegi temperatury w funkcji czasu dla nadążnej regulacji PID, z przetwornikiem temperatury umieszczonym w różnych lokalizacjach. (b, c) – lokalizacja przetwornika wg rys. 1, (z) – temperatura zadana

Umieszczenie przetwornika temperatury bezpośrednio w tyglu, pomimo globalnie mniejszych błędów regulacji, nie daje możliwości uzyskania liniowego przyrostu temperatury próbki. Pod tym względem dominujący jest przypadek

z przetwornikiem umieszczonym bezpośrednio przy elemencie grzejnym. Znacznie lepsze sprzężenie pomiędzy tymi elementami oraz własności uśredniające układu spowodowały, że uzyskano niemal stałe tempo nagrzewania. W końcowej części charakterystyk, w obu przypadkach zmniejsza się tempo nagrzewania wywołane zwiększeniem ciepła traconego do otoczenia [4] oraz temperaturą graniczną elementu grzejnego (1250°C).

Na rysunku 6 pokazano odpowiadające charakterystyki dla modelu pełnego. Oznaczenia odpowiadają oznaczeniom z poprzedniego przypadku.

W przypadku modelu pełnego, uzyskane charakterystyki nie odpowiadają wymaganiom stawianym układowi regulacji. Z uwagi na zmienność parametrów modelu oraz występowanie przemian fazowych (w węglu oraz stali), nie jest możliwe opracowanie regulatora o stałych nastawach, umożliwiającego uzyskanie zadowalających dokładności. Zagadnienia te są możliwe do rozwiązania przy wykorzystaniu regulatorów adaptacyjnych, z nastawami zmienianymi w funkcji temperatury [5]. Rozwiązania te, w analizowanym przypadku, nie mogą być jednak uznane za racjonalne z uwagi na niepowtarzalność charakterystyk przy zmianie materiału wsadowego (typu węgla) oraz ograniczoną temperaturą maksymalną elementu grzejnego, powodującą ograniczenie dynamiki nagrzewania w końcowej fazie.

4. PROCES NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

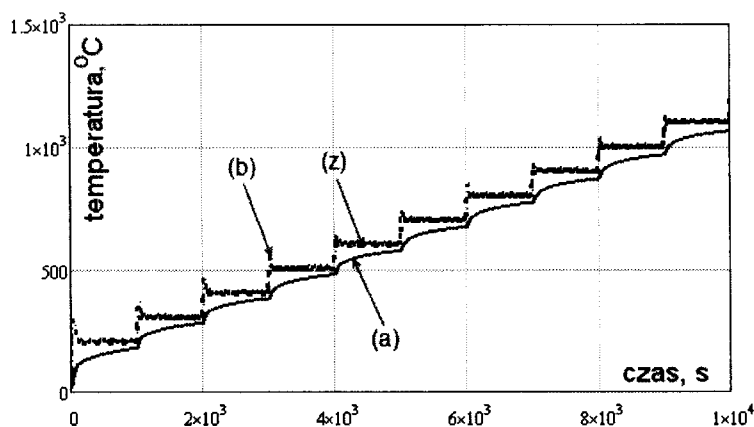
Proces bezpośredniego nagrzewania tygla możliwy jest dzięki wykorzystaniu metody indukcyjnej. Obliczenia wykonano przy założeniu zmiany elementu grzejnego (poz. 3 na rys. 1), wzbudnikiem o czterech zwojach, wykonanym z rurki miedzianej ϕ 6/4 mm. Model obliczeniowy odpowiadał modelowi opisanemu w rozdziale 2. Istotną różnicą było wyznaczenie rozkładu oraz gęstości mocy grzejnych. Z uwagi na stosowanie stali niemagnetycznej 1H18N9T przyjęto stałą częstotliwość prądu we wzbudniku, wynoszącą 5 kHz. W tych warunkach głębokość wnikania wynosiła około 3.5 mm i była niemal trzykrotnie mniejsza niż dno tygla. Rozkład gęstości mocy wyznaczono na drodze analitycznej (5) [6], a wyniki wprowadzono do odpowiednich węzłów siatki.

$$p_v(x) = H_0^2 \rho_s \left| \frac{\sinh\left(\sqrt{j \frac{\omega \mu}{\rho_s}} \cdot x\right)}{\cosh\left(\sqrt{j \frac{\omega \mu}{\rho_s}} \cdot \frac{g}{2}\right)} \right| \quad (5)$$

gdzie: H_0 – natężenie pola magnetycznego na powierzchni; s – rezystywność stali, x – współrzędna przestrzenna ($x = 0$ – g), g – grubość dna tygla.

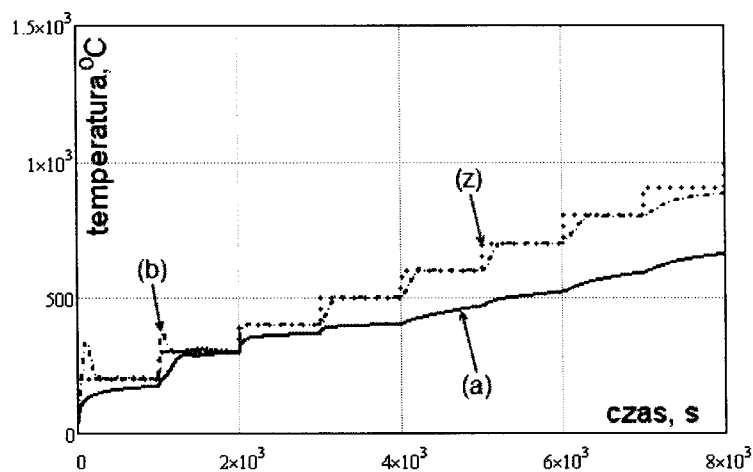
Obliczenia wykonano dla przypadków analogicznych do zaprezentowanych w poprzednim rozdziale. Założono wyidealizowane działanie regulatora temperatury. Wartości maksymalnych mocy grzejnych (5) wymnażano przez współczynniki wynikające z aktualnego stanu pracy regulatora, co nie we wszystkich przypadkach odpowiada warunkom współpracy z rzeczywistymi źródłami energii [6]. Dla celów niniejszej pracy przybliżenie to nie wnosi znaczących błędów.

Przetwornik pomiarowy regulatora umieszczono w p. (a) oraz p. (b) (według rys. 1). Przebiegi temperatury w p. (c) (według rys. 1), dla modelu uproszczonego, pokazano na rysunku 7.



Rys. 7. Przebiegi temperatury w funkcji czasu dla nadążnej regulacji PID, z przetwornikiem temperatury umieszczonym w różnych lokalizacjach. (a, b) – lokalizacja przetwornika wg rys. 1, (z) – temperatura zadana

W przypadku nagrzewania indukcyjnego, jakość regulacji uległa znakomitej poprawie. Zarówno czas działania układu regulacji, jak i moc były wystarczające do realizacji założonego procesu. W podobny sposób dokonano obliczeń modelu pełnego. Wyniki pokazano na rysunku 8.



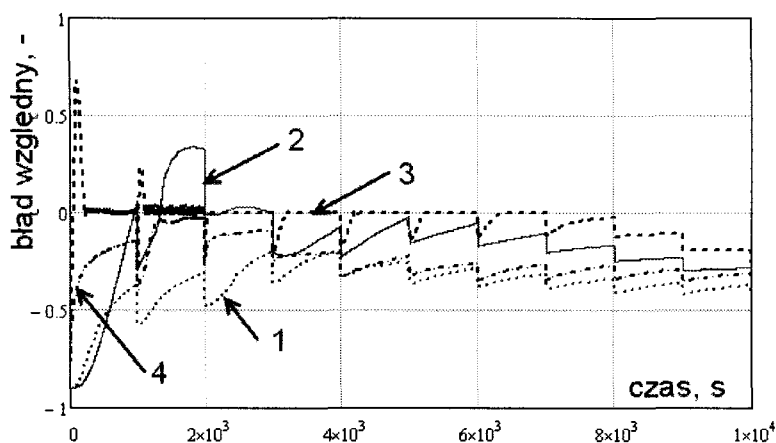
Rys. 8. Przebiegi temperatury w funkcji czasu dla nadążnej regulacji PID, z przetwornikiem temperatury umieszczonym w różnych lokalizacjach. (a, b) – lokalizacja przetwornika wg rys. 1, (z) – temperatura zadana

Podobnie do przypadku nagrzewania pośredniego, jakość regulacji uległa pogorszeniu. Tym niemniej, w miejscu umieszczenia czujnika, uzyskano bardzo wysoką zgodność z temperaturą zadaną. Fakt ten bezpośrednio świadczy o przewadze nagrzewania bezpośredniego w urządzeniach klasy, której dotyczy niniejsza praca.

5. PODSUMOWANIE

W pracy omówiono podstawowe problemy dotyczące regulacji temperatury w układzie wymagającym utrzymania stałej szybkości nagrzewania. Poruszane zagadnienia dotyczyły zarówno podstawowych problemów związanych z identyfikacją, jak i rzeczywistymi charakterystykami nagrzewania. Wykazano, iż przyjmowanie powszechnie wykorzystywanych uproszczeń w postaci liniowości modeli opisujących proces nagrzewania prowadzi do znacznych błędów, często uniemożliwiających prawidłowy dobór układów regulacji temperatury.

Główną częścią pracy było porównanie rezultatów obliczeń uzyskanych przy wykorzystaniu pośredniej metody nagrzewania, z metodą bezpośrednią, w ujęciu charakterystycznym dla nagrzewania indukcyjnego. Wykonane analizy umożliwiły stwierdzenie, znacznej przewagi metody bezpośredniej, umożliwiającej redukcję błędów regulacji, nawet o 60%. Na rysunku 9 pokazano charakterystyki błędów dla modeli uwzględniających nieliniowości w funkcji czasu nagrzewania. W układach rozpatrywanej klasy stosowanie nagrzewania indukcyjnego zamiast rezystancyjnego pośredniego umożliwia, przy tej samej mocy grzejnej, bardziej wierne odwzorowanie wymaganych programów nagrzewania w szerokim zakresie temperatur. Szybsze czasy regulacji oraz możliwość kształtowania rozkładów mocy grzejnych czynią ten sposób znacznie efektywniejszym. Dodatkowo, całkowita sprawność procesu nagrzewania indukcyjnego przekraczała 70% i była o 12% wyższa od nagrzewania rezystancyjnego.



Rys. 9. Charakterystyki błędów względnych regulacji w funkcji czasu.
1, 2 – nagrzewanie pośrednie, 3, 4 – nagrzewanie indukcyjne

LITERATURA

- [1] PN-73/G-04522, „Węgiel kamienny. Oznaczanie ciśnienia rozprężania”.
- [2] Wesołowski M., Niedbała R., Czaplicki A.: Modelowanie numeryczne w procesie projektowania urządzeń do wytwarzania materiałów półprzewodnikowych, Elektronika, nr 2/2011.
- [3] <http://www.ptc.com/engineering-math-software/mathcad> (dostęp 11.07.2015)
- [4] Hering M.: Termokinetika dla Elektryków, WNT 1981.
- [5] Skoczowski S.: Technika Regulacji Temperatury, PAK, 2000.
- [6] Zgraja J.: Współpraca Indukcyjnego Układu Grzejnego z Szeregowym Falownikiem Rezonansowym, Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, nr 1165/2013.

INFLUENCE OF HEATING METHOD ON FOLLOWING TEMPERATURE CONTROL ACCURACY

Summary

Realization of many technologies requires a precise temperature control systems, as fixed as following. Such issues are difficult in many cases as many parameters and models are nonlinear. In the article the heating process of hard coal requiring constant heat rate was analyzed. Numerical models and analysis allow to compare results of indirect and direct heating methods, in relation to temperature control accuracy. Some rules of design of such devices and temperature controllers were described. Presented considerations can be described as general and they can be used in similar devices and processes.

Keywords: direct and indirect heating, temperature control, induction heating.

JERZY ZGRAJA**Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej**

OBLICZENIA CIEPLNE CHŁODZONYCH WODĄ RADIATORÓW FALOWNIKÓW DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

Falowniki do nagrzewania indukcyjnego są zazwyczaj wyposażone w systemy chłodzenia wodnego. Wynika to zarówno ze znacznych, co najmniej kilkunastokilowatowych, mocy tych urządzeń, jak również z faktu dostępności chłodzenia wodnego stosowanego powszechnie np. do chłodzenia wzбудnika. W pracy przedstawiono metodę obliczania chłodzenia wodnego radiatorów, opartą o wykorzystanie metody elementów skończonych do analizy przewodzenia ciepła w radiatorze z uwzględnieniem konwekcyjnego podgrzewania przepływającej w kanale chłodzącym wody, prowadzącego do zmiany warunków wymiany ciepła.

WPROWADZENIE

Półprzewodnikowe falowniki rezonansowe są współcześnie dominującą grupą źródeł zasilania w przemysłowych technologiach nagrzewania indukcyjnego. Wykorzystanie tranzystorów IGBT oraz MOSFET pozwala na realizację źródeł zarówno o dużych mocach przekraczających 1 MW, jak i wysokich częstotliwościach ponad 500 kHz [1], [2]. Ograniczanie gabarytów źródeł zasilania prowadzi do potrzeby stosowania wydajnych systemów chłodzenia, co nawet dla źródeł o relatywnie niewielkich mocach prowadzi do powszechnego stosowania chłodzenia wodnego [1]. Dotyczy to zarówno chłodzenia wzбудnika, gdzie zazwyczaj następuje największa koncentracja strat mocy, ale również innych elementów, jak transformatory, dławiki, kondensatory, szynoprzewody oraz energoelektroniczne elementy silnoprądowe, tj. tranzystory czy diody. Przy stosowaniu modułów elektroizolowanych, na jednym radiatorze może być umieszczonych wiele tranzystorów i diod, co prowadzi do dużej koncentracji mocy strat, nawet jak na radiatory chłodzone wodą. Przy postępującej miniaturyzacji urządzeń stanowi to o potrzebie coraz precyzyjniejszych obliczeń cieplnych radiatorów, na etapie ich projektowania. W pracy przedstawiono wykorzystaną metodę oraz uzyskane wyniki dla takich obliczeń, opartych na połączeniu numerycznej metody elementów skończonych MES dla przewodzenia ciepła w radiatorze, sprzężonych z bazującym na teorii

podobieństwa wyznaczaniem zarówno współczynników konwekcyjnego przejmowania ciepła w kanałach chłodzących, jak i uwzględnieniem efektu nagrzewania przepływającej wody chłodzącej. Zarówno wartości strat mocy w modułach zamocowanych na radiatorze, jak i rezystancje przejścia moduł-radiator zostały przyjęte w sposób arbitralny, w oparciu o parametry katalogowe i mogą być w łatwy sposób modyfikowane. Tego typu podejście stanowi alternatywę obliczeń numerycznych łączących analizę przewodzenia ciepła z obliczeniową dynamiką płynu (CFD). Biorąc pod uwagę, że celem realizowanych obliczeń cieplnych radiatora nie jest obliczanie rozkładu temperatury w wodzie chłodzącej oraz że elementy półprzewodnikowe są relatywnie w znacznej odległości od powierzchni wody chłodzącej (co niweluje wpływ lokalnych wartości współczynnika konwekcji na wartość temperatury w pobliżu elementu półprzewodnikowego), ograniczenia obliczeniowe realizowanej metody nie wydają się szczególnie istotne, jeśli chodzi o zastąpienie lokalnych wartości współczynników przejmowania konwekcyjnego zastępczymi wartościami uśrednionymi. Problem dokładności obliczanych z wykorzystaniem teorii podobieństwa zastępczych współczynników konwekcji oczywiście pozostaje.

1. MODEL OBLICZENIOWY DLA PRZEWODZENIA CIEPŁA W RADIATORZE

Analizie obliczeniowej poddano radiator w postaci chłodzonego wodą bloku aluminiowego o wymiarach 460x310x25 mm przedstawionego na rys. 1, do którego mocowanych jest sześć 300 A pomostków IGBT w postaci modułów elektroizolowanych.

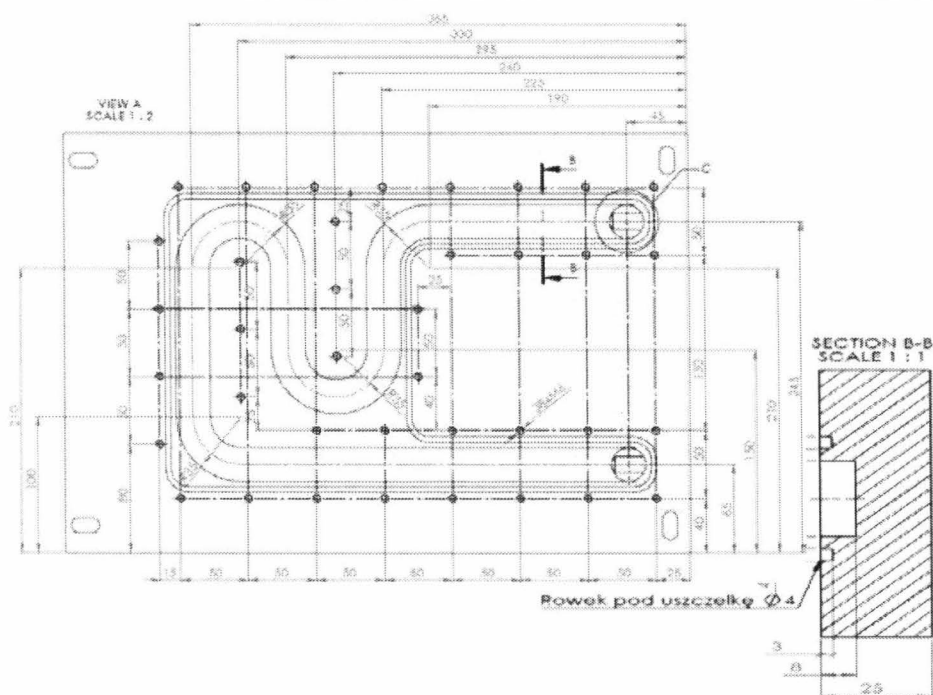
Obliczenia rozkładu pola temperatury w radiatorze oparto o analizę równania Fourier-Kirchhoffa:

$$\operatorname{div}[(-\lambda)\operatorname{grad}\vartheta] + \rho c \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = p_v \quad (1)$$

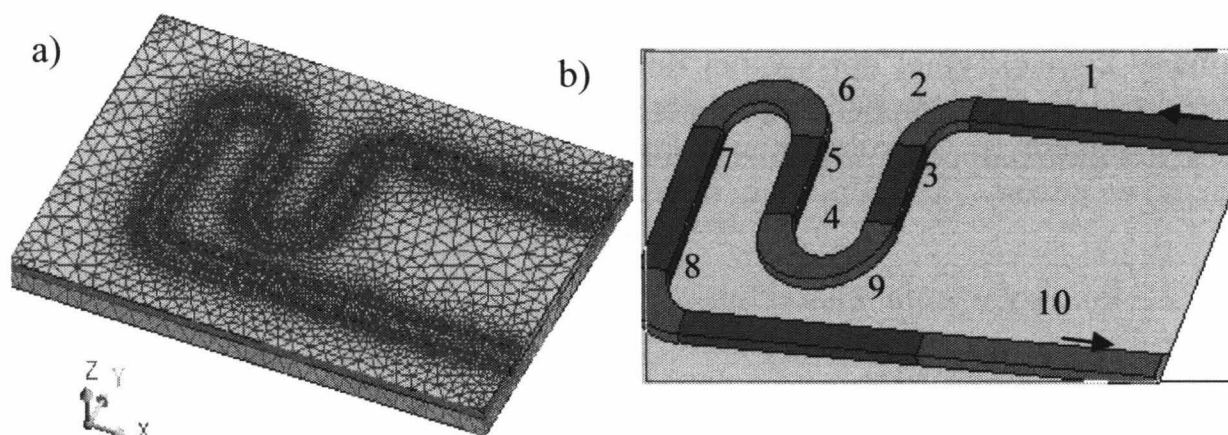
gdzie: λ – przewodność cieplna właściwa materiału radiatora, ρ – gęstość masy, c – ciepło właściwe, p_v – gęstość objętościowa strumienia cieplnego źródeł,

z uwzględnieniem trzeciego warunku brzegowego oraz warunku początkowego w postaci pola izotermicznego o wartości temperatury równej temperaturze wody wlotowej.

Dla rozważanego radiatora zbudowano w programie komercyjnym Flux dyskretny model 3D, przedstawiony na rys. 2a.



Rys. 1. Radiator chłodzony wodą, widok kanału wodnego



Rys. 2. Model obliczeniowy 3D radiatora: a) model dyskretny, b) sposób podziału kanału na dziesięć stref o różnej temperaturze wody chłodzącej

Dla uwzględnienia w obliczeniach występującej wzdłuż kanału zmiany temperatury wody chłodzącej, kanał został podzielony na dziesięć stref izotermicznych (rys. 2.b), przy czym izotermiczność dotyczyła jedynie pola temperatury wody, a nie ścianek kanału wodnego radiatora.

Zarówno na powierzchni zewnętrznej radiatora (z wyjątkiem powierzchni styku z modułem IGBT), jak i na powierzchni wewnętrznej kanału wodnego przyjęto III warunek brzegowy wymiany ciepła opisany prawem Newtona:

$$q = \alpha_k (\vartheta_F - \vartheta_o) \quad (2)$$

gdzie: α_k – konwekcyjny współczynnik przejmowania ciepła, ϑ_F – temperatura powierzchni radiatora, ϑ_o – temperatura otaczającego płynu.

W obliczeniach pominięto radiacyjną wymianę ciepła, co jest w pełni uzasadnione dla kanałów, natomiast dla powierzchni zewnętrznej błąd liczenia rozkładu temperatury radiatora jest tu silnie ograniczony zarówno małą wartością emisyjności dla aluminium, jak i decydującym wpływem wymiany cieplnej radiator-woda.

2. WSPÓŁCZYNNIK KONWEKCYJNY PRZEJMOWANIA CIEPŁA W KANAŁACH

Współczynnik przejmowania konwekcyjnego jest silnie uzależniony zarówno od rodzaju przepływu i charakteru ruchu płynu, jak i od konfiguracji geometrycznej omywanego ciała stałego [3]. W tym kontekście przy stosowaniu teorii podobieństwa i analizy kryterialnej wymianę konwekcyjną między wewnętrzną powierzchnią kanału chłodzącego radiatora i przepływającą w nim wodą należy traktować jako specyficzną wymianę przy wymuszonym przepływie w układzie zamkniętym. Dla tego typu wymiany ciepła wartość krytyczna kryterium Reynoldsa Re_{kr} wynosi wg [3] $Re_{kr} = 2000$, a wg [4] dla kanałów o przekroju okrągłym i prostokątnym – $Re_{kr} = 2300$. Oznacza to, że dla wymiany konwekcyjnej opisywanej liczbą $Re < Re_{kr}$ ruch płynu w kanale ma charakter laminarny. Znając Re_{kr} , można określić prędkość krytyczną w_{kr} płynu o lepkości kinematycznej ν , poniżej której występuje ruch laminarny [3]:

$$w_{kr} = Re_{kr} \frac{\nu}{l} \quad (3)$$

gdzie l – liniowy wymiar charakterystyczny.

Dla kanału przekroju kołowego o średnicy d liniowy wymiar charakterystyczny $l = d$, natomiast dla kanału innego przekroju wynosi:

$$l = \frac{4S_k}{Ob} \quad (4)$$

gdzie – S_k – wartość przekroju poprzecznego kanału, Ob – wartość obwód przekroju poprzecznego kanału.

Za w pełni turbulentny charakter ruchu płynu można uważać przypadki, dla których [4] $Re > 3000$, choć w praktyce pewność osiągnięcia tego stanu jest przy $Re > 10000$ [3], [4]. Podane wyżej wartości liczbowe pokazują znaczne rozbieżności w określaniu stanu turbulentnego na podstawie analizy kryterialnej, co może być przyczyna błędów obliczeniowych dla tego typu przepływów.

W przypadku rozważanego radiatora i występujących strat mocy, mamy do czynienia głównie z przepływem laminarnym, co ogranicza spodziewany poziom błędu obliczeniowego. Dla ruchu laminarnego, wg [5], liczbę Nusselta dla przepływu w kanałach o przekroju kołowym średnicy D , z uwzględnieniem

zawierania w strefie początkowej kanału o długości L , można wyznaczyć z zależności:

$$Nu = 3,66 + \frac{0,065 \cdot \frac{D}{L} \cdot Re \cdot Pr}{1 + 0,04 \cdot \left(\frac{D}{L} \cdot Re \cdot Pr\right)^{2/3}} \quad (5)$$

gdzie: Re i Pr – liczby Reynoldsa i Prandtla obliczone dla temperatury obliczeniowej równej średniej arytmetycznej z temperatur płynu i ścianki kanału.

Dla kanałów o przekroju prostokątnym zależność ta zostaje przekształcona [4] do postaci:

$$Nu = 7,49 - 17,02 \cdot \frac{H}{W} + 22,43 \cdot \left(\frac{H}{W}\right)^2 - 9,94 \cdot \left(\frac{H}{W}\right)^3 + \frac{0,065 \cdot \frac{l}{L} \cdot Re \cdot Pr}{1 + 0,04 \cdot \left(\frac{l}{L} \cdot Re \cdot Pr\right)^{2/3}} \quad (6)$$

gdzie: H , W – mniejszy i większy wymiar liniowy prostokątnego przekroju poprzecznego kanału.

Dla tego samego laminarnego charakteru przepływu, wg [3] natomiast, liczbę Nusselta w kanałach o dowolnym przekroju, z uwzględnieniem zawierania w strefie początkowej kanału o długości L , można wyznaczyć z zależności:

dla $Re_f \cdot Pr_f \cdot \frac{l}{L} \leq 13$

$$Nu_f = \left(0,5 \cdot Re_f \cdot Pr_f \cdot \frac{l}{L}\right)^{0,79 + 0,17 \cdot \log \frac{v_f}{v_F}} \quad (7)$$

dla $Re_f \cdot Pr_f \cdot \frac{l}{L} > 13$

$$Nu_f = \left(6,43 \cdot Re_f \cdot Pr_f \cdot \frac{l}{L}\right)^{\frac{1}{3}} \left(\frac{v_f}{v_F}\right)^{0,14} \quad (8)$$

gdzie: indeks dolny f oznacza wielkość wyznaczoną dla temperatury wody chłodzącej, indeks dolny F oznacza wielkość wyznaczoną dla temperatury powierzchni kanału.

Na podstawie liczby Nusselta wartość współczynnika przejmowania konwekcyjnego α_k można łatwo obliczyć z zależności [3]:

$$\alpha_k = \frac{Nu \cdot \lambda}{l} \quad (9)$$

gdzie: λ – przewodność cieplna właściwa płynu (wody chłodzącej).

W tabeli 1 porównano przykładowo (przepływ $Q = 0,5 \cdot 10^{-4}$ [m³/s], czyli 3 [l/min], temperatura wody 15°C, temperatura kanału 40°C, $L = 1$ m) wartości $\alpha_{k[3]}$ i $\alpha_{k[4]}$ konwekcyjnych współczynników przejmowania ciepła wyznaczonych z wykorzystaniem liczby Nusselta obliczonej odpowiednio na podstawie literatury [3] (wzory (7), (8)) oraz [4] (wzór (6)) dla kanału o przekroju prostokątnym.

Tabela 1. Wartości współczynnika przejmowania konwekcyjnego w kanale

H [mm]	W [mm]	$\frac{H}{W}$ [-]	w [m/s]	Re [-]	$\alpha_{k[3]}$ [W/m ² /K]	$\alpha_{k[4]}$ [W/m ² /K]	$\varepsilon = \frac{ \alpha_{k[3]} - \alpha_{k[4]} }{\alpha_{k[4]}}$ [-]
20	25	0,8	0,10	1850	377	290	0,30
15	25	0,6	0,13	2080	438	339	0,29
10	25	0,4	0,20	2370	549	439	0,25
5	25	0,2	0,40	2770	828	743	0,11

W tabeli 2 przedstawiono porównanie, jak wyżej, wykonane dla znacznie krótszego kanału, o długości $L = 0,2$ m.

Wyniki z tabel 1 i 2 pokazują ok. 10-30% rozbieżności w wartościach współczynników przejmowania konwekcyjnego α_k obliczonych przy wykorzystaniu zależności z [3] lub [4]. Pokazują również bardzo duży wpływ zjawisk „początkowych” w kanale (prowadzących do lokalnych zawirowań), co dla relatywnie krótkich kanałów prowadzi do znacznego wzrostu współczynnika α_k . Prowadzi to również do znaczących różnic w wartościach α_k wzdłuż kanału, tj. znacznie większych wartości w początkowej, wlotowej, strefie.

Tabela 2. Współczynniki przejmowania konwekcyjnego w kanale, $L = 0,2$ m

H [mm]	W [mm]	$\frac{H}{W}$ [-]	w [m/s]	Re [-]	$\alpha_{k[3]}$ [W/m ² /K]	$\alpha_{k[4]}$ [W/m ² /K]	$\varepsilon = \frac{ \alpha_{k[3]} - \alpha_{k[4]} }{\alpha_{k[4]}}$ [-]
20	25	0,8	0,10	1850	641	533	0,20
15	25	0,6	0,13	2080	747	622	0,20
10	25	0,4	0,20	2370	936	794	0,18
5	25	0,2	0,40	2770	1411	1276	0,11

3. REALIZACJA OBLICZEŃ CIEPLNYCH ZA POMOCĄ PAKIETU FLUX®, WYNIKI OBLICZEŃ SYMULACYJNYCH

Obliczenia symulacyjne rozkładu temperatury w radiatorze zrealizowano przy wykorzystaniu komercyjnego pakietu Flux® [6], służącego do polowych obliczeń MES zagadnień elektromagnetycznych i cieplnych z obszaru przewodzenia ciepła. Przy wyznaczaniu, przyjmowanych w obliczeniach symulacyjnych, wartości współczynnika przejmowania konwekcyjnego bazowano na zależnościach podanych w [4], które prowadzą zwykle do obliczenia niższych wartości współczynnika niż przy korzystaniu z [3], co w rozważanym przypadku radiatora prowadzi do wyższych wartości temperatury elementów chłodzonych. W obliczeniach symulacyjnych należało dodatkowo rozwiązać problem uwzględnienia zmiany temperatury wody chłodzącej oraz współczynnika konwekcyjnego przejmowania ciepła wzdłuż kanału radiatora.

W rozważanym modelu przyjęto 10 stref zmiany temperatury wody, tak jak to przedstawiono na rys. 2. Temperatura ϑ_n w n -tej (w kierunku przepływu) strefie wody chłodzącej jest wynikiem bilansu energetycznego strumienia cieplnego $P_{i, \text{strat_konwekcyjnych}}$ odbieranego drogą konwekcji od radiatora w każdej i -tej ($i = 1 \div n$)

strefie i strumienia akumulowanego $P_{a,n} = \sum_{i=1}^n P_{a,i}$ w przepływającej wodzie chłodzącej przy przepływie Θ oraz temperaturze ϑ_{wlot} na wlocie, wg zależności:

$$P_{a,n} = m_{wody} c_{wody} \Delta \vartheta_n = \Theta \rho_{wody} c_{wody} (\vartheta_n - \vartheta_{wlot}) \quad (10)$$

przy czym dla n -tej strefy $n \in (1, 10)$:

$$\Delta \vartheta_n = \vartheta_n - \vartheta_{wlot} = \frac{\sum_{i=1}^n P_{i, \text{strat_konwekcyjnych}}}{\Theta \rho_{wody} c_{wody}} \rightarrow \vartheta_n = \frac{\sum_{i=1}^n P_{i, \text{strat_konwekcyjnych}}}{\Theta \rho_{wody} c_{wody}} + \vartheta_{wlot} \quad (11)$$

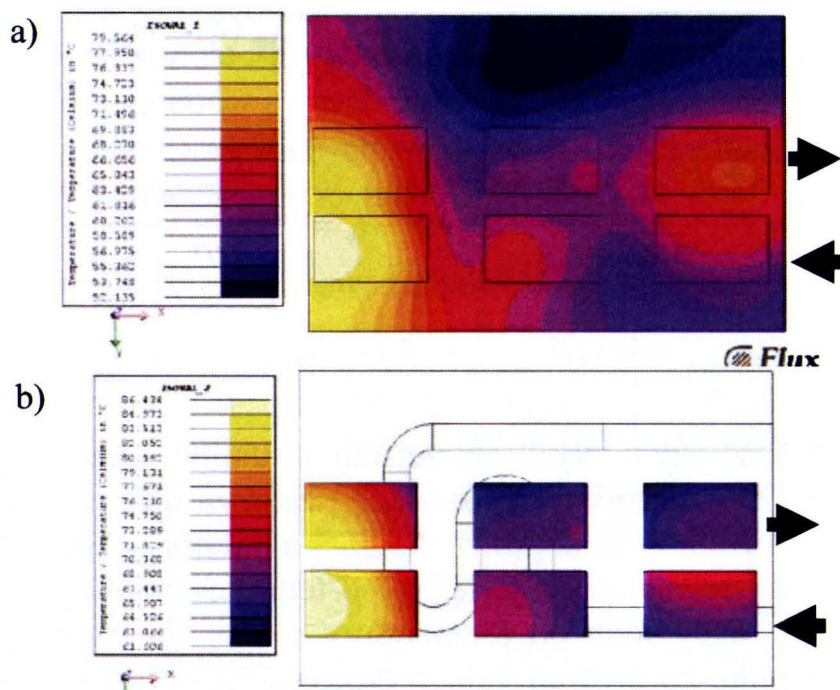
gdzie:

$$P_{i, \text{strat_konwekcyjnych}} = \alpha_{k,i} (\vartheta_{\text{radiatora}} - \vartheta_i) \quad \text{dla } i = 1 - n \quad (12)$$

Przy zaprezentowanym wyżej podejściu strumień cieplny przejmowany konwekcyjnie w poszczególnych strefach zależy od temperatury wody i współczynnika przejmowania konwekcyjnego strefy. Temperatura wody w strefie jest jednak jednocześnie zależna od tego strumienia, a współczynnik przejmowania konwekcyjnego od temperatury wody. Ta wzajemna zależność komplikuje obliczenia, co prowadzi do wykonywania obliczeń cieplnych stanu przejściowego z przesunięciem o krok czasowy wpływu strat konwekcyjnych na temperaturę wody i współczynnik przejmowania konwekcyjnego. Przy wolnozmiennych przebiegach czasowych temperatury radiatora nie prowadzi to jednak do potrzeby radykalnego obniżenia kroku czasowego obliczeń.

Od strony źródeł ciepła rozważany model obliczeniowy został sprowadzony do rozmieszczonych na zewnętrznej powierzchni radiatora (na stronie przeznaczonej do mocowania elementów półprzewodnikowych) regionów reprezentujących strefę przejścia radiator-moduł półprzewodnikowy (pasta silikonowa). Parametry materiałowe regionów dobrano tak, aby ich rezystancje cieplne w kierunku prostopadłym do radiatora odpowiadały wartościom katalogowym rezystancji przejścia obudowa-rozważany moduł. Zewnętrznym powierzchniom tych regionów (które od strony fizycznej reprezentują zewnętrzne powierzchnie modułów) zostały przypisane strumienie cieplne równe wartościom przyjętych mocy strat w modułach.

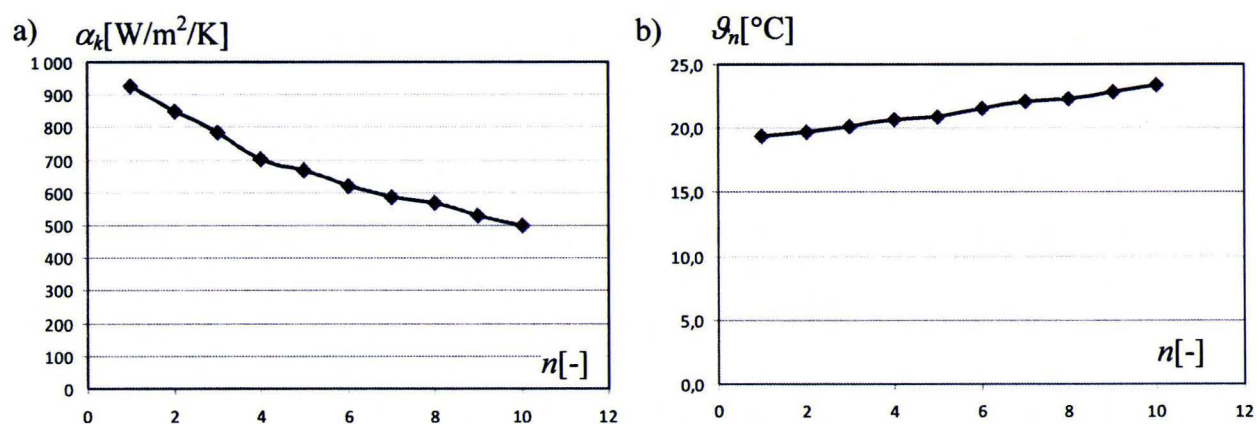
Uwzględniając zarówno chłodzenie przepływającą wodą, jak i naturalne chłodzenie powietrzne, na rys. 3a przedstawiono rozkład temperatury na powierzchni radiatora, dla przykładowego rozmieszczenia sześciu półmostkowych modułów IGBT SKM 200GB125D, przy 200-watowych stratach w każdym z modułów i przepływie $\dot{Q} \approx 3$ l/min wody chłodzącej o temperaturze na wlocie $\vartheta_{wlot} = 18^\circ\text{C}$, dla stanu cieplnego po 0,5 h pracy układu. Na rys. 3b przedstawiono jednocześnie, przy przyjęciu katalogowej wartości oporu cieplnego przejścia obudowa-radiator $R_{t,cs} = 0,038$ K/W, rozkład temperatury na powierzchni obudowy chłodzonych modułów. Dla przyjętego rozłożenia przestrzennego modułów na radiatorze obserwuje się znaczące, sięgające nawet 20°C , różnice temperatury na powierzchniach obudowy chłodzonych modułów.



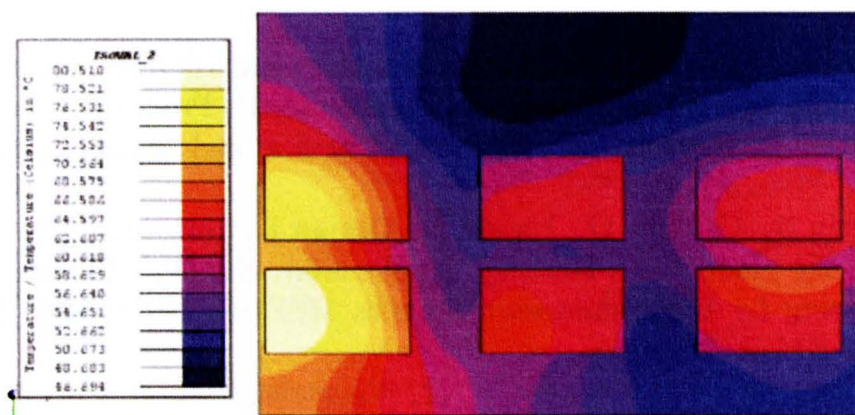
Rys. 3. Rozkład temperatury: a) na powierzchni radiatora, b) na powierzchni obudowy chłodzonych modułów IGBT

Na rys. 4 przedstawiono jak zmienia się w rozważanym układzie zarówno wartość współczynnika przejmowania konwekcyjnego, jak i wartość temperatury wody wzdłuż kanału, tj. dla jego kolejnych stref (rys. 2). Jak widać na rys. 4 szczególnie wartość współczynnika przejmowania konwekcyjnego podlega bardzo dużej, prawie dwukrotnej, zmianie. Jest to spowodowane głównie zmianą charakteru ruchu płynu, który staje się bardziej laminarny przy oddalaniu od strefy wlotu wody.

Biorąc pod uwagę sygnalizowane wyżej (10-30)% różnice w wartościach współczynników konwekcji obliczonych wg zależności z [3] i [4], zbadano wrażliwość temperatury na powierzchni obudowy modułów półprzewodnikowych na 20% wzrost wartości obliczonych współczynników przejmowania konwekcyjnego (co może, w pierwszym przybliżeniu, odpowiadać obliczeniom przy wykorzystaniu zależności z [3]).



Rys. 4. Zmiana współczynnika przejmowania konwekcyjnego (a) oraz temperatury wody (b) wzdłuż długości kanału (dla kolejnych stref kanału)



Rys. 5. Rozkład temperatury na powierzchni radiatora oraz na powierzchniach reprezentujących obudowy modułów IGBT, obliczony przy zwiększonych o 20% współczynnikach przejmowania konwekcyjnego

Na rys. 5 przedstawiono rozkłady temperatury zarówno na powierzchni radiatora, jak i na powierzchniach reprezentujących obudowy modułów, uzyskane dla wymuszeń jak wyżej, ale przy przyjęciu podwyższonych o 20% wartościach współczynników przejmowania konwekcyjnego. Porównując rozkłady na rys. 3 i rys. 5 widać, że ten 20% wzrost prowadzi jedynie do ok. 6°C spadku temperatury maksymalnej na obudowie chłodzonych modułów.

4. PODSUMOWANIE

Przedstawione obliczenia symulacyjne pokazują, że przy wykorzystaniu programu do polowych obliczeń cieplnych przewodzenia, takiego jak program Flux możliwe jest efektywne analizowanie również zagadnień bardziej złożonych, obejmujących konwekcyjne przejmowanie ciepła w układach zamkniętych. Poprzez uwzględnienie wpływu odbieranego ciepła na temperaturę czynnika chłodzącego (wody), możliwe staje się bardziej efektywne uwzględnienie zmiany warunków wymiany ciepła wzdłuż kanału chłodzącego, z uwzględnieniem zmiany współczynnika konwekcyjnego przejmowania ciepła zależnego w znacznym stopniu od wpływu temperatury wody na jej parametry materiałowe. Tego typu podejście łączące numeryczne obliczenia przewodzenia 3D z opartym o teorie podobieństwa analizowaniem przejmowania konwekcyjnego pozwala na szybkie i w miarę dokładne obliczenie układów chłodzenia wodnego w urządzeniach energoelektronicznych. Poprawy dokładności tych obliczeń można poszukiwać w skalowaniu obliczanych współczynników wymiany konwekcyjnej opartym na wzorcowych pomiarach termowizyjnych rozkładu temperatury dla przykładowego radiatora. Tego typu analizy są przewidziane w dalszym etapie prowadzonych prac.

LITERATURA

- [1] Dede E.J., Jordan J., Esteve V.: 'State-of-the Art and Future Trends in Transistorised Inverters for Induction Heating Applications'. Proc. of 5th IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 2004, pp. 204-210.
- [2] Cesano M., Etflandrin S., Griffero G., Natale L.: Design Optimization of a High Frequency Power for Induction Heating Application Supply. International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources HES-10, 19-21 May 2010, Padua, Italy, pp. 419-424.
- [3] Hering M. : Termokinytyka dla elektryków. WNT, Warszawa 1980.
- [4] Staton D.: Motor-CAD v8.1 Manual, 2014.
- [5] Mills A.F.: Heat Transfer, Prentice Hall, 1999.
- [6] Cedrat, "Flux User's Guide" Vol. 12, 2015.

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych nr umowy PBS1/A4/2/2012.

THERMAL CALCULATIONS OF COOLING SYSTEM OF INVERTER FOR INDUCTION HEATING

Summary

Inverters for induction heating are usually equipped with water cooling systems. This is due to both, the significant power of these devices as well as the fact that the availability of cooling water used widely eg. for inductor cooling. The paper presents a method of calculation the water cooling of radiators based on the use of finite element methods for the analysis of heat conduction into the heat sink, taking into account convective heat exchange in the channel of water.

Keywords: induction heating, inverter, cooling systems.

ROBERT KAZAŁA**Politechnika Świętokrzyska, Zakład Urządzeń
i Systemów Automatyki**

METODA POPRAWY DOKŁADNOŚCI WYZNACZANIA SKŁADOWYCH HARMONICZNYCH W PRZEBIEGACH ELEKTRYCZNYCH

W ramach pracy przedstawiono problemy związane z wyznaczaniem składowych harmoniczných za pomocą transformaty Fouriera. Przedstawiono sposoby wyznaczania tych składowych z wykorzystaniem metod optymalizacji. Zaproponowano procedurę pozwalającą na zwiększenie dokładności wyznaczania składowych harmoniczných wykorzystującą metody optymalizacji. Pokazano na przykładach korzyści wynikające z wykorzystania metod optymalizacji do wyznaczania składowych harmoniczných.

WPROWADZENIE

Eksploatacja urządzeń elektrotechnologicznych związana jest z zapewnieniem niezakłóconego dopływu energii elektrycznej. Dostarczenie wystarczającej ilości energii elektrycznej nie jest jedynym wymaganiem. Ważne jest także, żeby dostarczana energia charakteryzowała się określonymi parametrami, pozwalającymi na niezakłóconą pracę zasilanych nią urządzeń [1]. Zbiór wymagań dotyczących parametrów energii elektrycznej zawarty jest w normach określających jakość energii elektrycznej. Zawierają one dopuszczalne przedziały, w jakich mogą znajdować się parametry określające jakość energii elektrycznej [2].

Jednym z podstawowych parametrów określających jakość energii elektrycznej jest stopień odkształcenia napięcia. Do jego określenia wyznacza się najczęściej współczynnik odkształcenia THD lub analizuje zawartość wyższych harmoniczných. Parametry te wykorzystuje się także do oceny wpływu odbiornika na sieć zasilającą i wyznacza się je w takim przypadku dla przebiegów prądu [3].

W normach określone są dopuszczalne wartości poszczególnych harmoniczných napięcia zasilającego. W związku z tym w celu udowodnienia spełniania wymagań, należy dokonać pomiaru harmoniczných napięcia.

W ramach pracy przeanalizowano problemy związane z wyznaczaniem współczynników transformaty Fouriera dla stałej częstotliwości próbkowania.

Przeanalizowano możliwości wykorzystania metod optymalizacji do wyznaczenia prawidłowych wartości współczynników w przypadku, gdy częstotliwość próbkowania nie jest prawidłowo dobrana do częstotliwości mierzonego przebiegu. Opracowano sposób pozwalający na wyznaczenie prawidłowych wartości dla każdego okresu badanego przebiegu, co nie jest możliwe przy wykorzystaniu klasycznego algorytmu przekształcenia Fouriera.

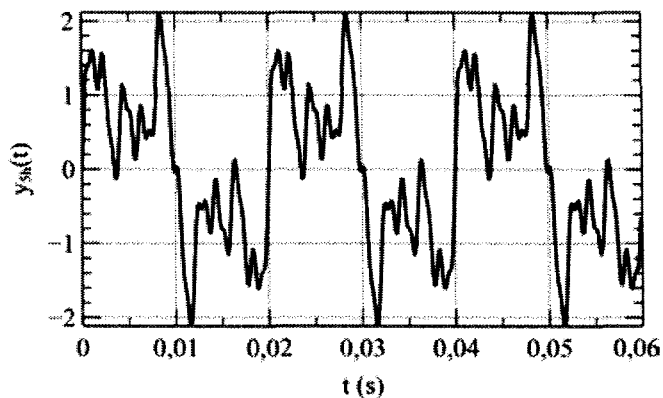
1. PROBLEMY ZWIĄZANE Z WYZNACZANIEM HARMONICZNYCH

Wyznaczanie harmoniczných napięć i prądów w przypadku urządzeń zasilanych napięciem o zmiennej częstotliwości wymaga stosowania urządzeń pomiarowych, które dostosowują częstotliwość próbkowania do zmian częstotliwości składowej podstawowej. Wykorzystanie stałej częstotliwości próbkowania powoduje występowanie błędów spowodowanych zjawiskiem przecieku. W efekcie występuje rozproszenie energii pojedynczej harmoniczných na harmoniczných sąsiednie [4].

Najprostszą metodą wyznaczania harmoniczných sygnału jest zarejestrowanie przebiegu ze stałą częstotliwością próbkowania i wyznaczenie dyskretnej lub szybkiej transformaty Fouriera [5]. Podstawowym warunkiem, jaki należy spełnić w tego typu systemach jest zasada Nyquista-Shannona wymagająca, żeby częstotliwość próbkowania była przynajmniej dwukrotnie większa od składowej harmoniczných sygnału o największej częstotliwości. Normy dotyczące jakości energii elektrycznej wymagają pomiaru składowych harmoniczných do 50 harmoniczných. Częstotliwość próbkowania f_s powinna wynosić w takim przypadku minimum 5 kHz.

W celu wyznaczenia harmoniczných sygnału przy wykorzystaniu dyskretnej transformaty Fouriera, wymagane jest zastosowanie okna o szerokości obejmującej 100 próbek sygnału. W przypadku wykorzystania szybkiej transformaty Fouriera ilość próbek powinna być potęgą liczby 2. W związku z tym w celu umożliwienia obliczenia dokładnych wartości harmoniczných, częstotliwość próbkowania powinna wynosić 6400 Hz. Umożliwi to wyznaczenie na podstawie 128 próbek, 64 harmoniczných sygnału z krokiem częstotliwości wynoszącym 50 Hz.

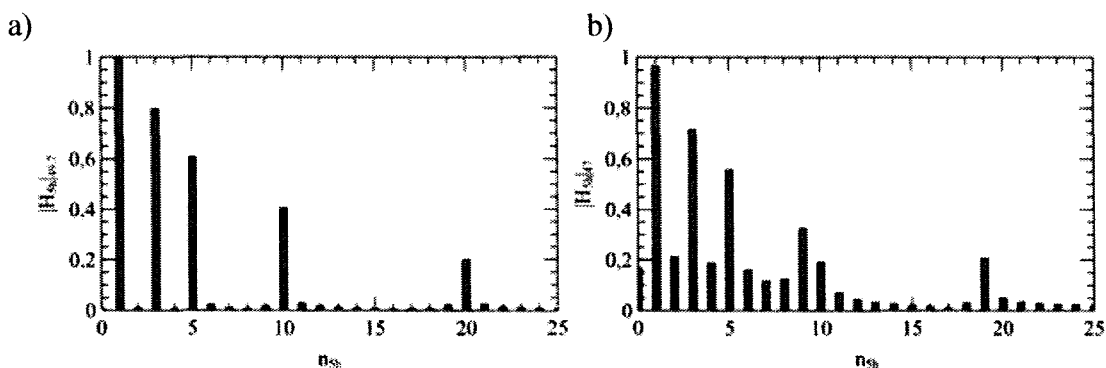
Na rysunku 1 pokazano przykładowy przebieg składający się ze składowej podstawowej o częstotliwości 50 Hz i czterech składowych harmoniczných o częstotliwościach 150 Hz, 250 Hz, 500 Hz oraz 1000 Hz. Przesunięcie fazowe poszczególnych składowych wynosi 0.



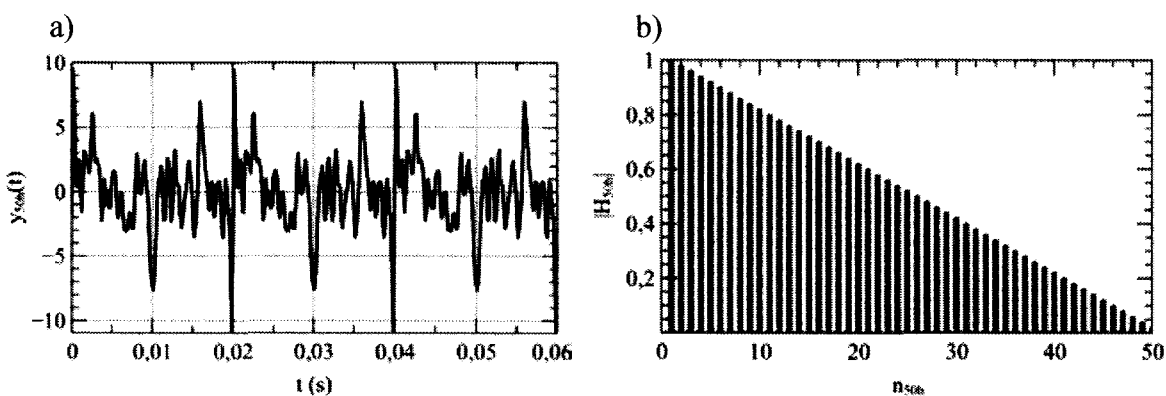
Rys. 1. Przebieg harmoniczny o 5-ciu składowych

Rysunek 2a przedstawia wyznaczone składowe harmoniczne przy wykorzystaniu FFT w przypadku, gdy składowa podstawowa wynosi 49,7 Hz. W przypadku, gdy odchylenia częstotliwości mają niewielką wartość, amplitudy poszczególnych składowych wyznaczone są z niewielkim błędem. Pojawiają się jednak niewystępujące w sygnale składowe o niewielkiej wartości.

Na rysunku 2b pokazano przebieg o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej 47 Hz. Dla większych odchylen częstotliwości występują znaczne błędy w wyznaczonych wartościach. Pojawia się także duża ilość składowych niewystępujących w sygnale, o znaczących wartościach.



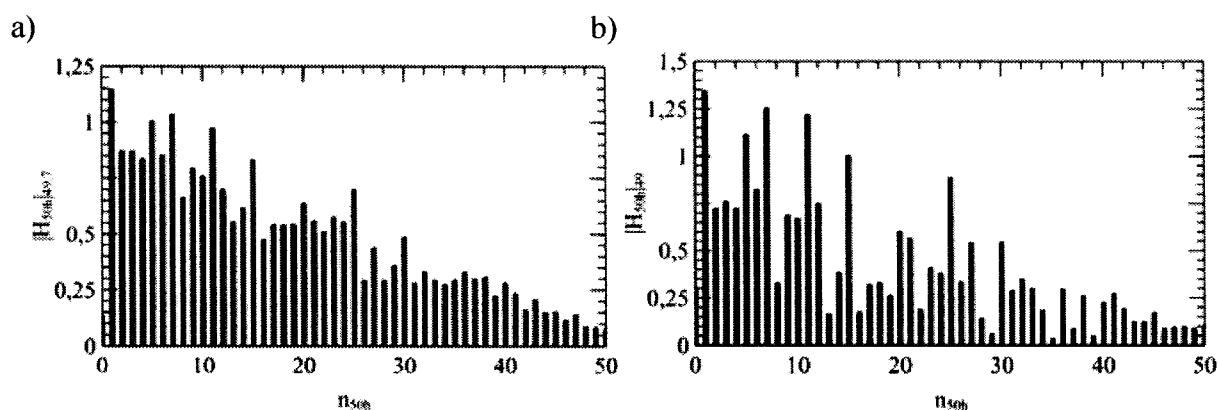
Rys. 2. Amplitudy harmonicznych dla częstotliwości sygnału: a) 49,7 Hz, b) 47 Hz



Rys. 3. Przebieg harmoniczny o 50-ciu składowych: a) przebieg czasowy, b) amplitudy harmonicznych

Jak widać na wykresach problem pojawia się wtedy, gdy okres składowej podstawowej nie pokrywa się z szerokością okna służącego do wyznaczania FFT. W tym przypadku występują nieciągłości na krańcach przedziałów, co związane jest z tym, że przy wyznaczaniu transformaty Fouriera przyjmowane jest założenie, że przebieg jest okresowy o okresie równym długości okna obliczeniowego FFT.

Wraz ze wzrostem ilości harmoniczných w sygnale problem ten znacznie narasta. W celu pokazania wpływu odchyłek częstotliwości dla sygnałów o dużej ilości harmoniczných, w ramach badań wygenerowano sygnał przedstawiony na rysunku 3 składający się z 50-ciu harmoniczných.



Rys. 4. Amplitudy harmoniczných dla różnych częstotliwości sygnału o 50-ciu składowych: a) 49,7 Hz, b) 49 Hz

Amplitudy harmoniczných wyznaczone dla tego przebiegu w przypadku, gdy częstotliwość wynosi 49,7 Hz i 49 Hz pokazane są na rysunku 4. Widać na nim wyraźnie, że dla dużej ilości składowych błędy obliczeniowe występują przy stosunkowo niewielkiej odchyłce częstotliwości.

2. WYZNACZANIE HARMONICZNYCH Z ZASTOSOWANIEM METOD OPTIMALIZACJI

W poprzednim punkcie przedstawione zostały problemy związane z wyznaczaniem składowych harmoniczných sygnału, w przypadku przyjęcia stałej częstotliwości próbkowania. W celu ograniczenia błędów stosuje się różne techniki, jednak nie pozwalają one na uzyskanie poprawnego rezultatu. Dlatego w ramach prowadzonych badań przeanalizowano możliwość wykorzystania metod optymalizacji, do określania wartości składowych harmoniczných mierzonych sygnałów.

W przypadku klasycznego problemu optymalizacji podstawowym zadaniem jest określenie funkcji celu, zapewniającej znalezienie poprawnych parametrów poszukiwanej funkcji, zapewniających prawidłowe odwzorowanie przebiegu mierzonego.

W przypadku poszukiwania składowych harmonicznego sygnału, jako funkcję celu można wybrać funkcję wykorzystywaną w metodzie najmniejszych kwadratów, określoną jako suma kwadratów różnic pomiędzy sygnałem mierzonym a wartością uzyskaną z identyfikowanego modelu. Określić to można następującą zależnością:

$$e(\mathbf{t}, f, \mathbf{A}, \Phi) = \sum_{\mathbf{K}} \left(y(t_k) - \sum_n A_n \sin(2\pi n f t_k + \Phi_n) \right)^2 \quad (1)$$

gdzie: \mathbf{t} jest wektorem o długości \mathbf{K} zawierającym wartości czasu, dla których wyznaczana jest funkcja błędu, f – poszukiwaną częstotliwością składowej podstawowej, \mathbf{A} – wektorem opisującym amplitudy poszczególnych harmoniczych, Φ – wektorem opisującym fazy składowych sygnału. Jeżeli zapiszemy, że poszukiwany wektor parametrów \mathbf{P} ma postać:

$$\mathbf{P} = (f, \mathbf{A}, \Phi) \quad (2)$$

to zadanie optymalizacji będzie polegało na znalezieniu takiego wektora parametrów \mathbf{P} , że:

$$\bar{\mathbf{P}} = \arg \min_{\mathbf{P}} e(\mathbf{t}, f, \mathbf{A}, \Phi) \quad (3)$$

Do wyznaczenia rozwiązania zadania (3) można wykorzystać różne metody optymalizacji, jednak należy zwrócić uwagę, że w przypadku metod bez ograniczeń może wystąpić problem związany z trudnością znalezienia minimum globalnego. Związane jest to z tym, że przebiegi sinusoidalne są okresowe i w związku z tym występują też okresowe zmiany funkcji celu, powodujące powstawanie minimów lokalnych.

Na podstawie przedstawionych w pracy [6] przebiegów można stwierdzić, że funkcja celu posiada wiele minimów lokalnych. Jej przebieg jest bardziej regularny dla składowych o małej częstotliwości; wraz ze wzrostem częstotliwości w przedstawionym obszarze pojawia się coraz więcej minimów lokalnych. Powoduje to, że przy poszukiwaniu rozwiązania istotne znaczenie będzie miało przyjęcie odpowiednich warunków początkowych. Poza tym skuteczność znalezienia prawidłowego rozwiązania będzie zależała od ilości harmoniczych występujących w sygnale. Jeżeli w sygnale będzie wiele harmoniczych o dużych częstotliwościach, to zadanie optymalizacji będzie trudniejsze do rozwiązania.

Dodatkowy problem stanowią niejednoznaczności związane z fazą sygnału powodujące, że w przypadku wykorzystywania do identyfikacji metod bez

ograniczeń amplitudy niektórych składowych mogą przyjmować wartości ujemne. W związku z tym do efektywnego wykorzystania metod optymalizacji, celowe jest wykorzystanie algorytmów pozwalających na wprowadzenie ograniczeń zapewniających utrzymanie poszukiwanych parametrów w zadanych zakresach.

W dalszej części pracy przedstawiono wyniki uzyskane z wykorzystaniem języka programowania Python i metody SLSQP (Sequential Least Squares Programming) dostępnej w module `scipy.optimize`. Metoda ta pozwala na ograniczenie wartości parametrów. Wprowadzone ograniczenia wynosiły (0, 10) dla amplitud i $(-2\pi, 2\pi)$ dla faz. W przypadku częstotliwości przyjęto zakres (40, 60) dla sygnału składającego się z pięciu harmoniczych i (47, 51) dla sygnału zawierającego 50 harmoniczych. Wszystkie przedstawione wyniki uzyskano przy wykorzystaniu 128 próbek sygnału.

W przypadku identyfikacji parametrów sygnału o ograniczonej zawartości harmoniczych i częstotliwości 47 Hz uzyskano wartości praktycznie zgodne z przebiegiem wzorcowym. Jako częstotliwość początkową dla metody optymalizacji przyjęto wartość 50 Hz, amplituda składowej podstawowej wynosiła 0.7, pozostałe składowe miały wartość 0. Przy dalszym obniżaniu częstotliwości zaczęły pojawiać się odchyłki w wartościach otrzymanych harmoniczych.

3. METODA POPRAWY DOKŁADNOŚCI WYZNACZANIA SKŁADOWYCH HARMONICZNYCH

Na podstawie wyników pokazanych w poprzednim punkcie można zauważyć, że możliwe jest wyznaczenie harmoniczych sygnału z wykorzystaniem metod optymalizacji. Dla przebiegów o niewielkiej liczbie składowych warunki początkowe mają niewielki wpływ na zbieżność uzyskanego wyniku z rozwiązaniem prawidłowym. Jednak przy sygnałach zawierających dużą ilość harmoniczych bardzo duże znaczenie ma prawidłowe przyjęcie warunków początkowych. W takim przypadku, przy wykorzystaniu losowych wartości początkowych, rzadko uzyskuje się zbieżność do prawidłowego rozwiązania.

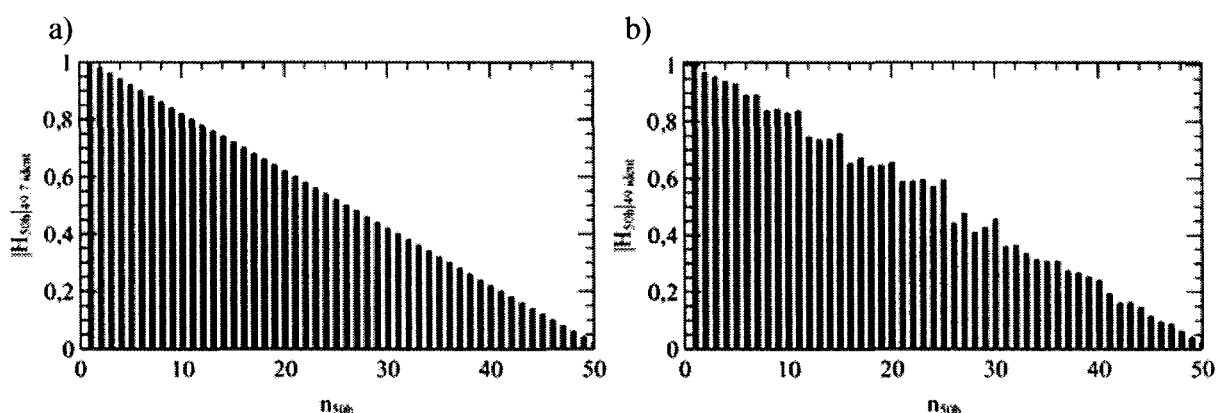
Jednym z możliwych rozwiązań, pozwalających na uzyskanie poprawnego wyniku, jest przyjęcie rozwiązania uzyskanego przy wykorzystaniu transformaty Fouriera jako warunku startowego dla metody optymalizacji. Kolejnym sposobem na poprawę zbieżności jest przyjęcie wartości początkowej częstotliwości, zbliżonej w jak największym stopniu do wartości rzeczywistej. Można to uzyskać przez przeprowadzenie wstępnej identyfikacji częstotliwości składowej podstawowej. W związku z tym metoda pozwalająca na poprawne wyznaczenie składowych harmoniczych jest następująca:

Krok 1: Wstępna identyfikacja częstotliwości składowej podstawowej.

Krok 2: Wyznaczenie startowych wartości harmoniczných z wykorzystaniem transformaty Fouriera.

Krok 3: Identyfikacja poprawnych wartości parametrów z wykorzystaniem metod optymalizacji.

Wykres 5a przedstawia wyniki uzyskane przy wykorzystaniu przedstawionej procedury dla sygnału składającego się z 50-ciu harmoniczných o losowych fazach i częstotliwości 49,7 Hz, rysunek 5b przedstawia zidentyfikowane składowe dla częstotliwości 49 Hz. Jak widać uzyskano dużo lepsze rezultaty niż przy wykorzystaniu transformaty Fouriera. Przedstawione podejście pozwoliło znaleźć dokładne rozwiązanie dla częstotliwości 49,7 Hz i rozwiązanie z niewielkimi odchyłkami dla 49 Hz.



Rys. 5. Wartości zidentyfikowanych harmoniczných dla sygnału o częstotliwości składowej podstawowej wynoszącej: a) 49,7 Hz i 49 Hz

4. PODSUMOWANIE

Wyznaczanie harmoniczných z wykorzystaniem transformaty Fouriera dla sygnałów, których okres nie pokrywa się z oknem obliczeniowym, powoduje powstawanie znacznych błędów w wartościach wyznaczonych harmoniczných. Wykorzystanie metod optymalizacji pozwala na identyfikację nieznaných wartości parametrów, występuje jednak problem wyboru warunków początkowych.

Przedstawiona w pracy metoda bazująca na metodach identyfikacji i wykorzystująca jako warunek startowy wyniki identyfikacji składowej podstawowej oraz wyznaczonej transformaty Fouriera pozwala na znalezienie dokładnej wartości częstotliwości składowej podstawowej. Pozwala także na zmniejszenie ilości rejestrowanych danych pomiarowych i wyznaczanie harmoniczných sygnału na podstawie niepełnych danych.

LITERATURA

- [1] Chapman D.: HARMONICS: CAUSES AND EFFECTS, Leonardo Energy, November 2011.
- [2] PN-EN 61000-3-12:2012 Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) – Część 3-12: Poziomy dopuszczalne – Poziomy dopuszczalne emisji harmoniczných prądu dla odbiorników o znamionowym prądzie fazowym $> 16\text{ A}$ i $<$ lub $= 75\text{ A}$ przyłączonych do publicznej sieci zasilającej niskiego napięcia.
- [3] Wciślik M., Kazała R.: DSP in power quality monitoring device, IFAC Workshop, Programmable Devices and Systems, PDS 2003, ss. 285-290.
- [4] Lyons R.G.: Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów, WKiŁ, Warszawa 1999.
- [5] Szafran J., Wiszniewski A.: Algorytmy pomiarowe i decyzyjne cyfrowej automatyki elektroenergetycznej, WNT, Warszawa 2001.
- [6] Kazała R.: Wyznaczanie składowych harmoniczných sygnału z wykorzystaniem metod optymalizacji, Elektronika – Konstrukcje, Technologie, Zastosowania, 10/2014, ss. 58-61.

METHOD TO IMPROVE THE ACCURACY OF DETERMINING HARMONIC COMPONENTS OF ELECTRIC SIGNALS

Summary

The paper presents problems related to the determine of harmonic components using Fourier transform. The methods for determining these components using optimization methods. It proposes a procedure enabling to increase the accuracy of determining harmonic which uses optimization methods. The examples showing the benefits of using proposed methods for determination of the harmonic components are also presented.

Keywords: harmonic components, signals, measurements, determination, electronics, optimization methods.

ALEKSANDER SKAŁA, ZBIGNIEW WARADZYN**Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Katedra****Energoelektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii**

WYZNACZANIE SPRAWNOŚCI UKŁADU JEDNOŁĄCZNIKOWEGO FALOWNIKA NAPIĘCIOWEGO ZVS-1S KLASY E W ZASTOSOWANIU DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

Artykuł jest próbą dyskusji i przedstawieniem koncepcji metody wyznaczania sprawności układów falowników wysokoczęstotliwościowych wykorzystywanych w grzejnictwie elektrycznym. Na przykładzie wykonanego modelu układu jednołącznikowego falownika napięciowego ZVS-1S klasy E i wyników zrealizowanych pomiarów podjęto próbę oszacowania jego sprawności. Przedstawiono pokrótce analizę pracy oraz podstawowe zależności występujące w falowniku, koncepcję jego sterowania, założenia projektowe, trudności wykonawcze oraz określono źródła strat mocy w falowniku i wyznaczono jego sprawność dla różnych parametrów obciążenia.

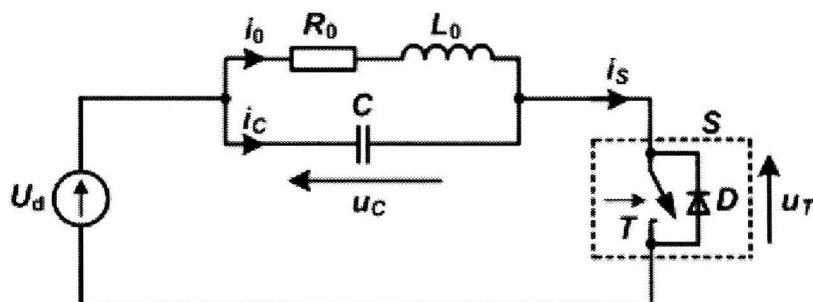
WPROWADZENIE

Do realizacji nagrzewania indukcyjnego stosuje się m.in. falowniki jednołącznikowe. Jednym z nich jest układ przedstawiony na rys. 1, należący do falowników klasy E; został przedstawiony w literaturze głównie przy zastosowaniu w kuchniach indukcyjnych, pracujących zwykle w zakresie częstotliwości 20÷50 kHz, m.in. w pracach [1]-[3].

Celem autorów była analiza właściwości i oszacowanie sprawności wykonanego modelu falownika w zastosowaniu do nagrzewania indukcyjnego przy częstotliwości wynoszącej kilkaset kiloherców, czyli o ok. rząd wielkości wyższej niż częstotliwość stosowana w opisanych zastosowaniach. Dlatego szczególną uwagę zwrócono na weryfikację układu sterowania pod kątem pracy optymalnej falownika, przy której straty mocy w łączniku są najmniejsze.

1. ZASADA DZIAŁANIA FALOWNIKA

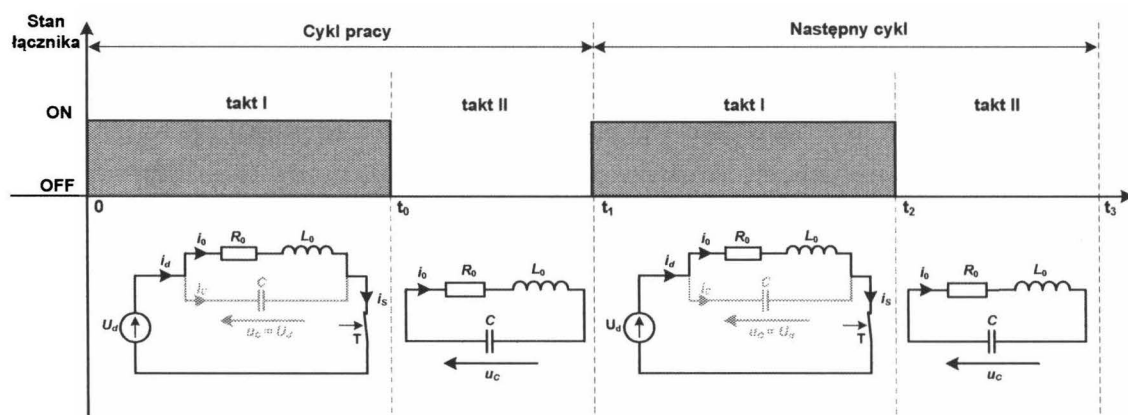
Falownik (rys. 1) zasilany jest ze źródła napięcia stałego U_d . Elementy R_0 i L_0 to elementy zastępcze układu wzбудnik-wsad. Łącznik energoelektroniczny S jest dwukierunkowy prądowo.



Rys. 1. Schemat analizowanego falownika jednołącznikowego

Korzystne jest, aby falownik pracował przy zapewnieniu przełączania łącznika przy zerowym napięciu (przełączanie ZVS). Każdy cykl T_s pracy falownika w stanie ustalonym przy takim rodzaju pracy można podzielić na dwa takty. Schematy zastępcze falownika dla każdego taktu przedstawia rys. 2.

- W takcie I, o czasie trwania T_1 , łącznik S przewodzi prąd elektryczny. Napięcie na dwójniku R_0L_0 jest praktycznie stałe i prąd i_0 , równy prądowi łącznika i_s , narasta wykładniczo.
- W takcie II, który trwa przez czas T_2 , łącznik S jest wyłączony. Następuje oscylacyjne przeładowanie w obwodzie R_0L_0C do chwili, gdy napięcie u_c osiągnie wartość napięcia zasilania U_d .



Rys. 2. Schematy zastępcze falownika w takcie I i w takcie II

Można rozróżnić dwa przypadki pracy falownika, przy których łącznik jest przełączany z zachowaniem warunku ZVS:

- *Przypadek ogólny* dotyczy sytuacji, gdy w takcie II napięcie u_c osiąga wartość równą napięciu zasilania U_d przy ujemnej wartości prądu i_0 . Zaczyna wtedy przewodzić dioda D , co oznacza samoczynne zakończenie taktu II i rozpoczęcie taktu I następnego cyklu. W przedziale czasowym pomiędzy

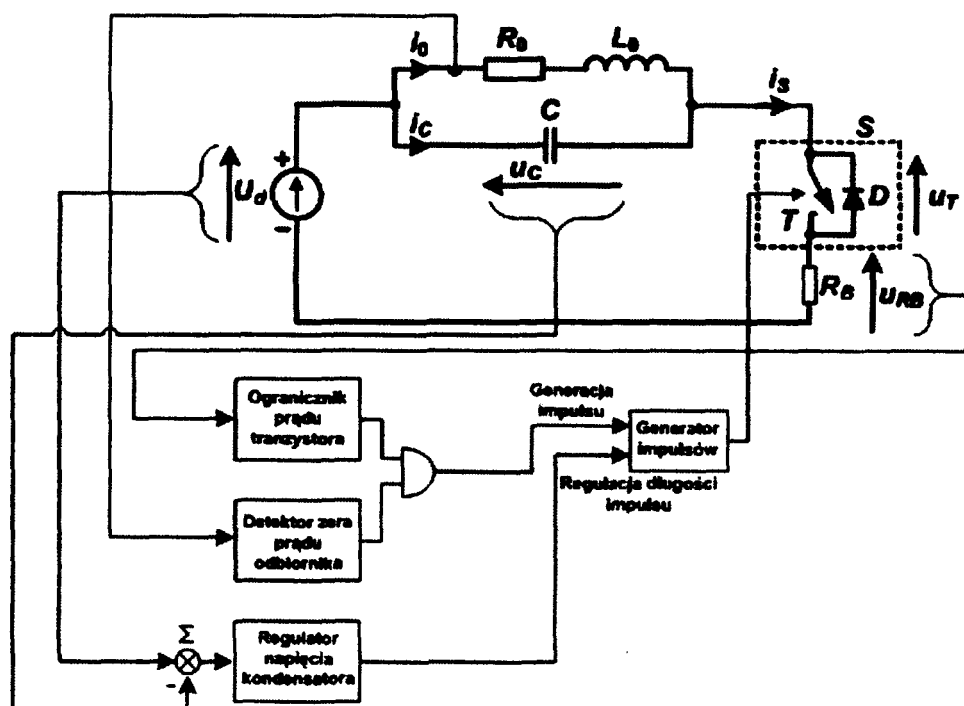
rozpoczęciem przewodzenia diody a dojściem prądu i_0 do zera należy załączyć tranzystor, aby przejął on prąd diody. Załączanie tranzystora następuje podczas przewodzenia diody zwrotnej, czyli przy praktycznie zerowym napięciu na tranzystorze.

- *Praca optymalna* ma miejsce wtedy, gdy w takcie II napięcie u_C osiąga wartość równą napięciu zasilania U_d w tej samej chwili, w której prąd i_0 zanika. Należy wtedy załączyć tranzystor, co zapoczątkuje takt I kolejnego cyklu.

Możliwa jest też praca falownika z twardym załączaniem tranzystora. Jeśli czas przewodzenia tranzystora będzie zbyt krótki lub tłumienie obwodu rezonansowego będzie zbyt duże, kondensator nie osiągnie w drugim takcie napięcia równego napięciu zasilania. W konsekwencji konieczne stanie się jego załączanie przy niezerowym napięciu (NZVS), co spowoduje dodatkowe straty w tranzystorze. Dlatego taka praca nie jest zalecana.

2. KONCEPCJA UKŁADU STEROWANIA FALOWNIKA

Koncepcja sterowania falownika (rys. 3) opiera się na wykorzystaniu czterech układów funkcyjnych: detektora zera prądu odbiornika, ogranicznika prądu tranzystora, regulatora napięcia kondensatora oraz generatora impulsów sterujących tranzystor z regulacją długości impulsu sterującego.



Rys. 3. Schemat blokowy układu sterowania falownika

Detekcja zera (zanik ujemnej połówki) prądu odbiornika i_0 wyznacza moment załączenia łącznika S (wysterowanie tranzystora T).

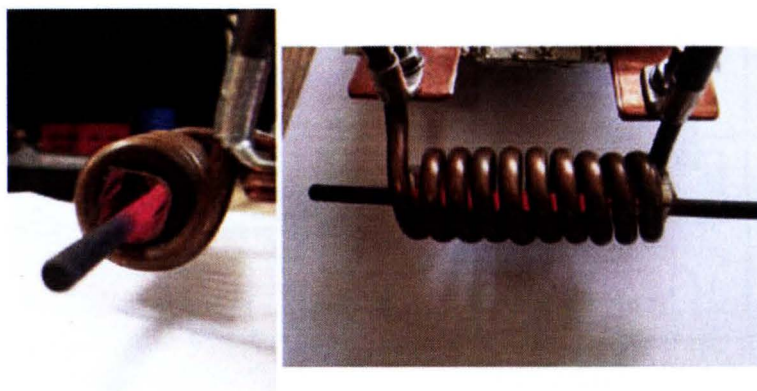
Jeśli sygnał wyjściowy ogranicznika prądu tranzystora (pomiar napięcia na boczniku R_B) nie blokuje wysterowania tranzystora, tranzystor zaczyna przewodzić prąd, którego energia gromadzi się w układzie w indukcyjności wzbudnika.

Długość impulsu sterującego tranzystorem jest początkowo minimalna (ok. 10% wartości okresu sterowania, czyli $D = 0,1$). Następują przeładowania w obwodzie rezonansowym, a miarą energetyczną czasu przewodzenia tranzystora jest napięcie maksymalne osiągnięte przez kondensator. Sygnał będący różnicą zmierzonej maksymalnej dodatniej wartości napięcia u_C (napięcie na kondensatorze powinno być równe napięciu zasilania po zakończeniu przeładowania w układzie rezonansowym) i napięcia zasilania U_d podawany jest na wejście regulatora napięcia kondensatora. Sygnał wyjściowy regulatora określa długość przewodzenia tranzystora (zwiększenie lub zmniejszenie aktualnej wartości współczynnika D), a zarazem determinuje ilość energii dostarczanej do obwodu rezonansowego. W konsekwencji regulator sprowadza błąd regulacji do zera i tranzystor załącza się przy zerowym napięciu (praca optymalna). Regulacja napięcia u_C następować będzie w wielu okresach sterowania, ale za to z dokładnością do pojedynczych miliwoltów.

W układzie sterowania opisanym powyżej (rys. 3) nie omówiono układu rozruchowego, koniecznego ze względu na strukturę obwodu falownika.

3. OSZACOWANIE MOCY I SPRAWNOŚCI UKŁADU

W celu dokonania oceny jakości wykonanego modelu (rys. 4) jako kryterium optymalizacji przyjęto sprawność układu i realizowanego przez niego procesu nagrzewania.



Rys. 4. Wzbudnik z wsadem (pręt: stal $\varnothing 4$ mm) podczas procesu nagrzewania

Ponieważ każde przetworzenie energii jest nieodłącznie związane z generacją strat energii przez układ przetwarzający, wprowadzono podział układu falownika na dwa główne tory, w których dochodzi do konwersji energii:

- tor elektryczny – w którym następuje zamiana parametrów elektrycznych energii dostarczonej ze źródła zasilania do końcówki grzejnej (wzbudnika z wsadem),

- tor cieplny – w którym następuje zamiana energii elektrycznej dostarczonej do wzбудnika na energię cieplną użyteczną wydzielaną we wsadzie.

Na podstawie ogólnej definicji sprawności, wprowadzono następujące oznaczenia:

- P_e – moc elektryczna zasilająca układ ze źródła zasilania,
- P_{se} – moc strat elektrycznych w głównym torze elektromagnetycznym urządzenia (moc strat na tranzystorze – główne, choć niejedyne, źródło strat w tym torze – dająca się jednak wiarygodnie oszacować i będąca jednocześnie miarą jakości sterowania układem),
- P_g – moc elektryczna doprowadzona do przetwornika elektrotermicznego (wzбудnika z wsadem) i wytwarzająca w nim w czasie energię cieplną,
- P_u – moc cieplna użyteczna, powodująca w czasie wzrost energii wewnętrznej wsadu (nagrzewająca wsad).

Zależności definiujące poszczególne wielkości i realcje pomiędzy nimi:

$$P_e = U_d \cdot I_d = U_d \cdot I_T$$

Moc elektryczna wyznaczona została jako iloczyn wartości średnich prądu i napięcia:

$$P_g = P_e - P_{se}$$

Moc strat elektrycznych P_{se} wyznaczono w układzie na podstawie rejestracji oscylograficznych przebiegów prądu i napięcia na tranzystorze, a następnie ich scałkowaniu po czasie. Stąd efektywność przetwarzania energii w torze elektrycznym określa **sprawność elektryczna obwodu siłowego falownika**:

$$\eta_e = \frac{P_g}{P_e} = \frac{P_e - P_{se}}{P_e}$$

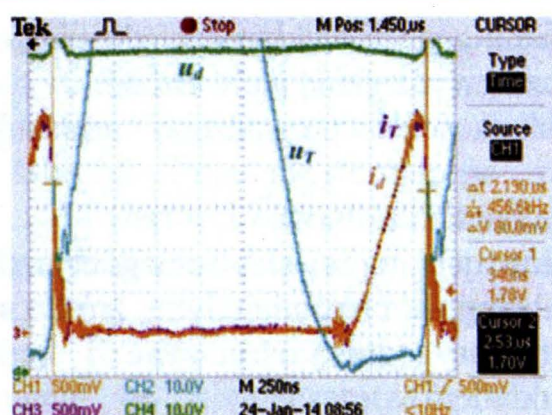
Efektywność przetwarzania energii w torze cieplnym określa **sprawność elektryczna układu grzejnego**:

$$\eta_t = \frac{P_u}{P_g} = \frac{I_0^2 \cdot R_{wsad}}{I_0^2 \cdot (R_{obw_rez} + R_{wsad})} = \frac{R_{wsad}}{R_{obw_rez} + R_{wsad}}$$

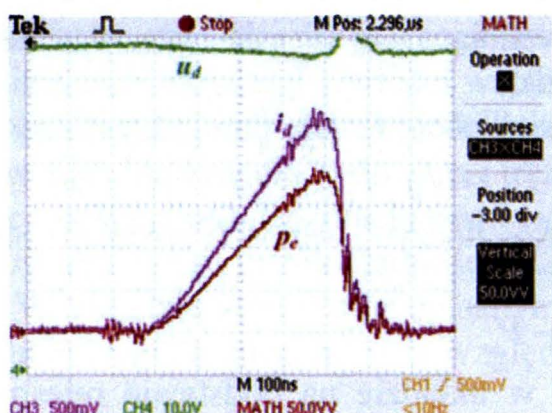
gdzie: R_{obw_rez} jest rezystancją obwodu oscylacyjnego zawierającego wzбудnik, baterię kondensatorów i połączenia między nimi, w którym dochodzi do przeładowań swobodnych, natomiast R_{wsad} – rezystancją wnoszoną przez wsad do impedancji obciążenia układu.

Ostatecznie efektywność przetwarzania energii w całym układzie falownika, będąca miarą uzysku energetycznego, jaki otrzymujemy we wsadzie, realizując proces jego nagrzewania wykonanym falownikiem, określa **sprawność elektrotermiczna**:

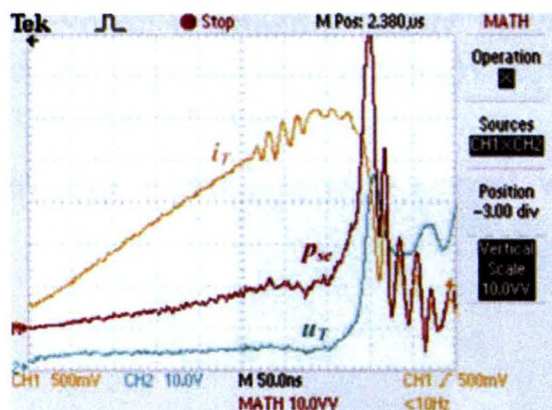
$$\eta_{et} = \eta_e \cdot \eta_t$$



a) widok ogólny przebiegów;
 $f = 456,6 \text{ kHz}$

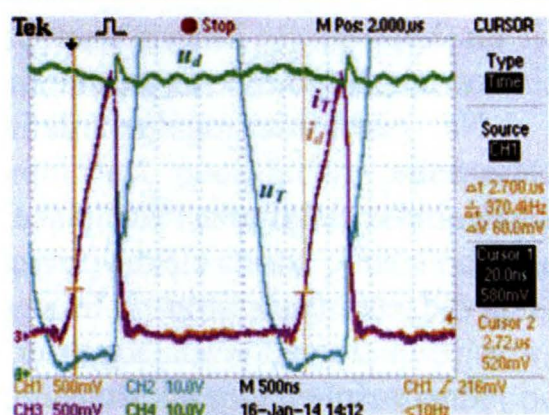


b) przebieg mocy zasilającej,
 $P_e = 560,36 \text{ W}$,

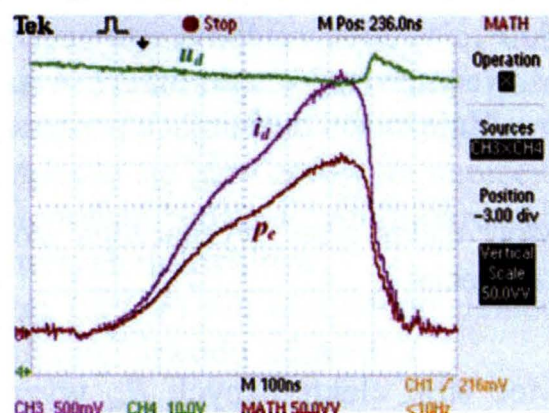


c) przebieg mocy strat elektrycznych
na tranzystorze, $P_{se} = 54,91 \text{ W}$,

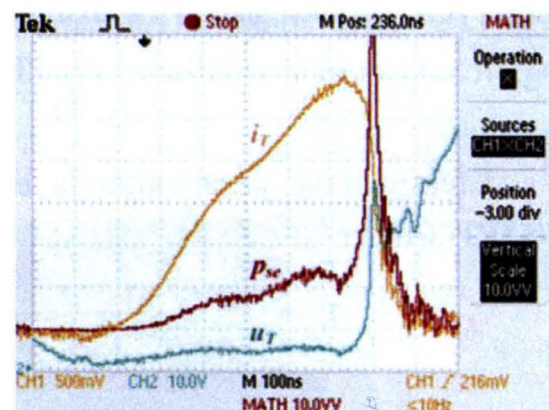
Rys. 5. Przykładowe przebiegi prądu zasilającego i_d , napięcia u_d , prądu tranzystora i_T , napięcia u_T oraz mocy elektrycznej zasilającej p_e i mocy strat na tranzystorze p_{se} w układzie z obciążeniem go wsadem: pręt stalowy ferromagnet. Ø3 mm, z pojemnością $C = 235 \text{ nF}$, przy napięciu zasilania $U_d = 75 \text{ V}$



a) widok ogólny przebiegów;
 $f = 370,4 \text{ kHz}$



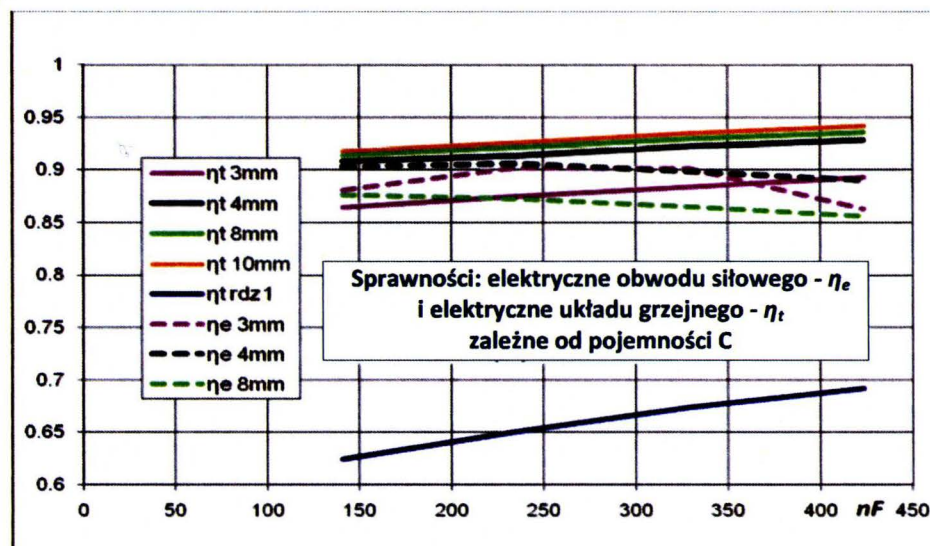
b) przebieg mocy zasilającej,
 $P_e = 785,46 \text{ W}$,



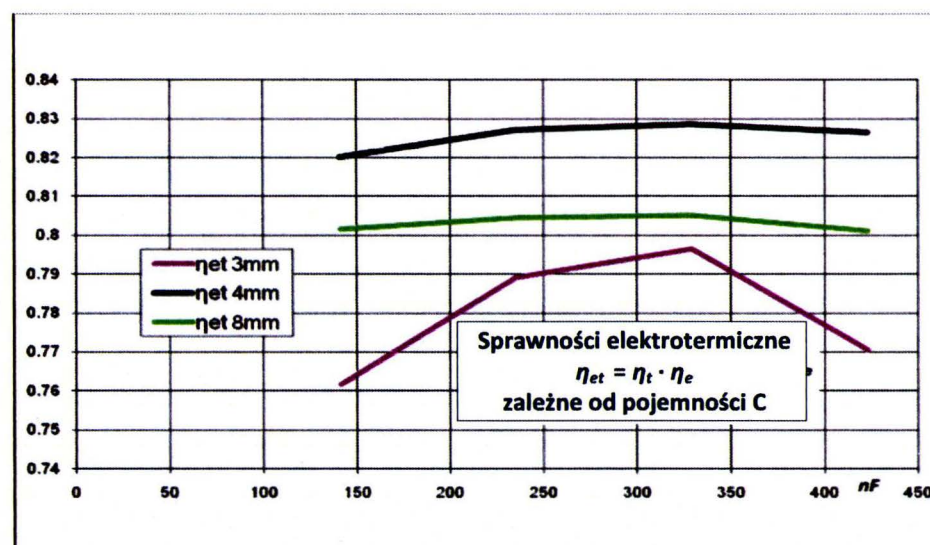
c) przebieg mocy strat elektrycznych
na tranzystorze, $P_{se} = 77,68 \text{ W}$,

Rys. 6. Przykładowe przebiegi prądu zasilającego i_d , napięcia u_d , prądu tranzystora i_T , napięcia u_T oraz mocy elektrycznej zasilającej p_e i mocy strat na tranzystorze p_{se} w układzie z obciążeniem go wsadem: pręt stalowy ferromagnet. Ø3 mm, z pojemnością $C = 329 \text{ nF}$, przy napięciu zasilania $U_d = 70 \text{ V}$

Wyniki pomiarów oscylograficznych mocy zasilania (rys. 5a i 6a), mocy strat elektrycznych na tranzystorze (rys. 5b i 6b) i częstotliwości pracy falownika w zależności od rodzaju obciążenia (średnicy wsadu) i zainstalowanej pojemności C w wyjściowym obwodzie oscylacyjnym wykorzystano do wyznaczenia zależności sprawności od: rodzaju obciążenia (wielkości tłumienia w wyjściowym obwodzie oscylacyjnym) i pojemności wyjściowej C . Wyniki obliczeń zestawiono tabelarycznie, a następnie przedstawiono na wykresach (rys. 7 i 8).



Rys. 7. Wykres zależności sprawności elektrycznej układu grzejnego η_t i elektrycznej obwodu siłowego η_e modelu falownika od wartości zainstalowanej pojemności C w wyjściowym obwodzie oscylacyjnym



Rys. 8. Wykres zależności sprawności elektrotermicznej η_{et} modelu falownika od wartości zainstalowanej pojemności C w wyjściowym obwodzie oscylacyjnym

Z wykresu na rys. 7 wynika, że wraz ze wzrostem pojemności C w obwodzie oscylacyjnym falownika rośnie sprawność elektryczna układu grzejnego.

Sprawność ta jest funkcją stosunku średnicy nagrzewanego wsadu d_2 do głębokości wnikania fali elektromagnetycznej do wsadu δ_2 . Ponieważ zwiększano podczas przeprowadzonych badań pojemność C , więc malała częstotliwość pracy obwodu rezonansowego, co powodowało wzrost penetracji wsadu przez falę elektromagnetyczną. Zmalał więc stosunek $\frac{d_2}{\delta_2}$, co w efekcie

spowodowało wzrost sprawności elektrycznej układu grzejnego.

Natomiast krzywe dotyczące sprawności elektrycznej obwodu siłowego pokazują obniżanie się tej sprawności wraz ze wzrostem pojemności C . Jest to spowodowane przez konstrukcję pojemności C układu, a konkretnie połączenia pomiędzy kondensatorami tworzącymi baterię kondensatorów. Wraz ze wzrostem ich ilości, rośnie gabaryt całej baterii i długość połączeń pomiędzy nimi. W związku z tym wywołuje to dodatkowe oscylacje pasożytnicze w obwodzie kondensatorów obniżając sprawność układu.

W efekcie poprzez nałożenie się tych czynników, otrzymano maksima dla sprawności elektrotermicznych układu (rys. 8) dla siedmiu zainstalowanych kondensatorów. Jednakże należy podkreślić bardzo dużą otrzymaną sprawność układu; zwłaszcza sprawność elektryczną obwodu siłowego, którą w literaturze autorzy podają jako ocenę wykonanych konstrukcji – nieznacznie przekraczającą 90% przy częstotliwości pracy układu 565 kHz, dla wsadu $\varnothing 4$ mm. Autorzy [1] podają sprawność opisywanego urządzenia na poziomie 83% (brak precyzyjnie określonej metody pomiaru, ale z kontekstu wynika sprawność elektryczna obwodu siłowego), przy częstotliwości pracy 20÷50 kHz, co odpowiada częstotliwości pracy 11÷28 razy mniejszej.

4. PODSUMOWANIE

Zaletą omawianego falownika jest zastosowanie tylko jednego zaworu energoelektronicznego, a wadą – duża wartość napięcia na łączniku.

Analizowany w pracy falownik może pracować optymalnie w klasie E pod warunkiem, że dobroć obwodu szeregowego $R_0 L_0 C$ jest wystarczająco duża ($Q > \text{ok. } 2,61$).

Regulacja mocy falownika pracującego optymalnie jest możliwa przez zmianę napięcia zasilania. Alternatywą jest odejście od pracy optymalnej przez odpowiednie zwiększenie czasu przewodzenia tranzystora i okresu jego przełączania, co skutkuje zwiększeniem mocy falownika przy zachowaniu przełączania ZVS.

W artykule określone zostały na podstawie ogólnej definicji sprawności tory konwersji energii w falowniku i na tej podstawie zdefiniowane moce występujące na poszczególnych stopniach w układzie. Rejestracja przebiegów prądów i napięć na tranzystorze, wejściu i wyjściu układu falownika, pozwoliła na oszacowanie bilansu mocy w układzie i wyznaczenia sprawności: elektrycznej obwodu siłowego falownika, elektrycznej układu grzejnego

i elektrotermicznej urządzenia, której duża wartość ostatecznie potwierdziła słuszność przyjętej i wdrożonej koncepcji sterowania układem.

LITERATURA

- [1] Omori H., Yamashita H., Nakaoka M., Maruhashi T.: A Novel Type Induction-Heating Single-Ended Resonant Inverter Using New Bipolar Darlington-Transistor. IEEE Power Electronics Specialist Conference Rec., 1985, Vol. 1, pp. 590-599.
- [2] Llorente S., Monterde F., Burdío J.M., Acero J.: A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, Vol. 2, pp. 1168-1174.
- [3] Saoudi M., Puyal D., Bernal C., Antón D., Mediano A.: Induction Cooking Systems with Single Switch Inverter Using New Driving Techniques, Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on, Vol. No. 4-7 July 2010, pp. 878-883.
- [4] Hering M.: Podstawy elektrotermii, cz. II. WNT, Warszawa 1998.
- [5] Waradzyn Z., Skała A., Świątek B., Klempka R., Kieroński R.: ZVS single-switch inverter for induction heating – optimum operation. Przegląd Elektrotechniczny, 2014 R. 90, Nr 2, ss. 32-35.
- [6] Skała A., Waradzyn Z.: Wpływ wartości elementów obwodu oscylacyjnego jednołącznikowego falownika napięciowego klasy E do nagrzewania indukcyjnego na parametry jego pracy przy sterowaniu optymalnym. Modelowanie i sterowanie procesów elektrotechnologicznych: konferencja naukowo-techniczna, Kielce, 15-17 września 2014 r. materiały konferencyjne – Politechnika Świętokrzyska, ss. 119-126.
- [7] Skała A.: Falownik ZVS-1S w zastosowaniu do nagrzewania indukcyjnego. Rozprawa doktorska. AGH Kraków, 2014.

DETERMINATION OF EFFICIENCY IN A SINGLE-SWITCH CLASS E ZVS-1S RESONANT INVERTER IN APPLICATION FOR INDUCTION HEATING

Summary

The paper is an attempt of discussion and presentation of the concept of a method for determining efficiency of the high frequency inverter systems used in electroheat processes. Based on the example of constructed model of a single – switch Class E ZVS-1S resonant inverter and obtained results of the measurements, an effort has been made of assessment its performance and efficiency. The paper presents a brief analysis of work and basic relationships in the inverter, the concept of control, conceptual design, difficulties during its implementation and it also identifies sources of power losses in the inverter and determines its efficiency for various load parameters.

Keywords: ZVS, transistor inverters, class E inverters, induction heating.

MIROSLAW WCIŚLIK, PAWEŁ STRZĄBAŁA
Politechnika Świętokrzyska w Kielcach

PRZEPŁYW WYŻSZYCH HARMONICZNYCH W OBWODZIE PRĄDU PRZEMIENNEGO Z PROSTOWNIKIEM MOSTKOWYM

W pracy przedstawiono nieliniowy model prostownika mostkowego w obwodzie prądu przemiennego. Opracowano model matematyczny analizowanego obwodu oraz zaprezentowano metodykę formowania równań opisujących obwód z wykorzystaniem zmiennych bezwymiarowych. Na podstawie modelu matematycznego utworzono schemat operacyjny w programie Simulink i poddano go analizie. Przeprowadzono analizę zniekształceń harmoniczných przebiegów prądów oraz napięć rozważanego obwodu. Wykonano bilanse mocy czynnej oraz biernej.

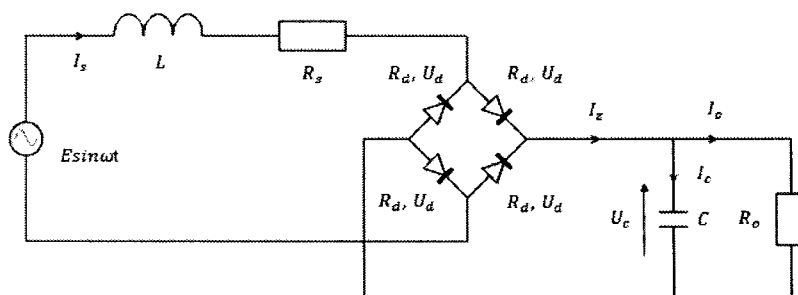
WPROWADZENIE

Obciążenia nieliniowe są głównym źródłem wyższych harmoniczných w systemie zasilania. Jednym z najczęściej spotykanych obciążeń nieliniowych są prostowniki mostkowe dwupołówkowe. Układy te znajdują zastosowanie w aplikacjach przemysłowych oraz układach zasilania urządzeń elektronicznych stanowiących wyposażenie biur oraz prywatnych odbiorców energii elektrycznej przyłączonych do sieci zasilającej. Podstawowym trybem pracy prostownika mostkowego rozważanym w literaturze [1, 2] jest praca przerywana, która występuje, gdy kondensator filtrujący wyższe harmoniczne jest ładowany przez prostownik i rozładowywany przez rezystancję obciążenia.

Z [3] wynika, że obciążenie nieliniowe powoduje wzrost indukcyjności widzianej z zacisków źródła zasilania, pogarsza efektywność energetyczną oraz zmniejsza wartość współczynnika mocy. Aby te wielkości zbadać, konieczna jest ocena interakcji takiego obciążenia z systemem zasilania. Do właściwej oceny oddziaływań, tj. propagacji energii wyższych harmoniczných oraz mocy biernej w systemie zasilania opracowano model matematyczny obwodu, w którym system zasilania rozważany jest jako idealne źródło napięciowe zasilające prostownik mostkowy przez szeregowo połączoną indukcyjność i rezystancję. Proponowany model obwodu umożliwia analizę zarówno pracy przerywanej układu prostownika, jak również pracy ciągłej, której analizy w [1] i [2] nie znaleziono.

1. MODEL ANALIZOWANEGO OBWODU

Schemat rozważanego obwodu prezentuje rysunek 1. Obwód ten zawiera prostownik mostkowy, który jest obciążony kondensatorem C i rezystancją obciążenia R_o . Układ prostowniczy natomiast zasilany jest napięciem sinusoidalnym o pulsacji ω , poprzez szeregową połączoną indukcyjność L i rezystancję R_s , które modelują szeregową impedancję systemu zasilania.



Rys. 1. Schemat analizowanego obwodu z prostownikiem mostkowym

Prezentowany obwód może pracować w dwu trybach: ciągłym i przerywanym.

1.1. MODEL MATEMATYCZNY

Na podstawie wstępnych analiz obwodu z rysunku 1 prowadzonych w programie PSpice opracowano model matematyczny takiego obwodu, w którym model prostownika mostkowego utworzono wykorzystując funkcje signum prądu I_s . W rezultacie obwód można opisać równaniami:

$$L \frac{dI_s}{dt} = E \cdot \sin(\omega t) - I_s \cdot (R_s + 2R_d) - (2U_d + U_c) \cdot \text{sign}(I_s) \quad (1)$$

$$C \frac{dU_c}{dt} = |I_s| - \frac{1}{R_o} \cdot U_c \quad (2)$$

gdzie: I_s – chwilowa wartość prądu płynąca przez układ prostowniczy, indukcyjność L oraz rezystancję R_s modelujące impedancję układu zasilania, R_d – rezystancja szeregową diody w stanie przewodzenia.

Układ prostownika mostkowego widziany jest dla źródła zasilania jako obciążenie nieliniowe, którego napięcie jest proporcjonalne do funkcji signum prądu I_s . Współczynnikiem proporcjonalności jest natomiast sumą napięcia na pojemności C i spadków napięć na dwu przewodzących diodach. W równaniach założono, że napięcie U_c przyjmuje wartości dodatnie.

W celu uproszczenia prowadzonych analiz oraz organizacji eksperymentu symulacyjnego zastosowano skalowanie czasu oraz zmienne odniesienia:

$$\tau = \omega t; \quad X = \omega L; \quad I_m = \frac{E}{X}; \quad Y = \omega C \quad (3)$$

Wykorzystując zmienne i parametry bezwymiarowe:

$$i_s = \frac{I_s}{I_m}; \quad u_d = \frac{U_d}{E}; \quad u_c = \frac{U_c}{E} \quad (4)$$

$$r_z = \frac{R_s + 2R_d}{\omega L}; \quad r_o = \frac{R_o}{\omega L}; \quad y = XY = \omega^2 LC; \quad (5)$$

równania opisujące obwód mogą być zapisane w następującej postaci:

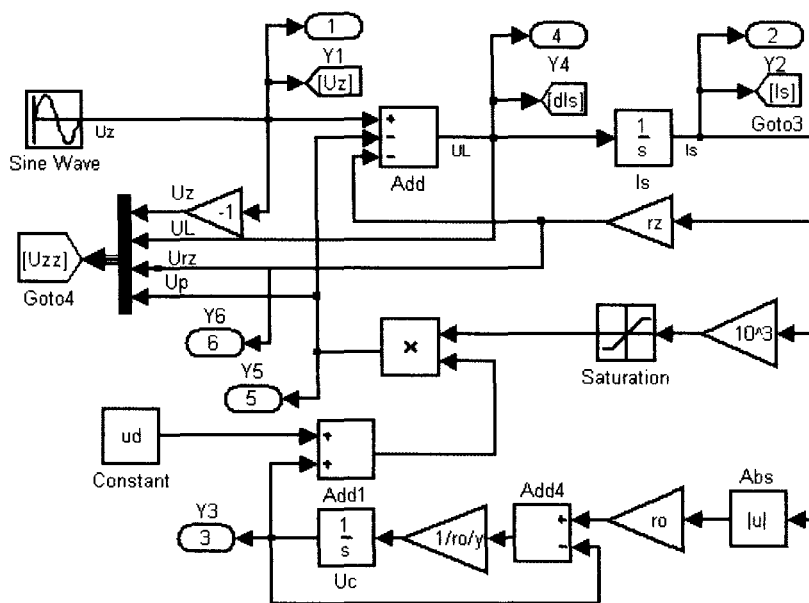
$$\frac{di_s}{d\tau} = \sin\tau - i_s \cdot r_z - \text{sign}(i_s) \cdot (2u_d + u_c) \quad (6)$$

$$\frac{du_c}{d\tau} = \frac{1}{y \cdot r_o} (|i_s| \cdot r_o - u_c) \quad (7)$$

Po wprowadzonych przekształceniach liczba parametrów i wielkości wejściowych zmniejszyła się o 4. W efekcie otrzymane równania (6) i (7) w postaci bezwymiarowej mają 5 parametrów i wielkości wejściowych, co znacznie upraszcza dalszą analizę modelu.

1.2. MODEL W SIMULINKU

Na podstawie równań (6) i (7) utworzono schemat operacyjny analizowanego obwodu w programie Simulink, który zaprezentowano na rysunku 2. Na schemacie można wyróżnić sumatory, bloki wzmacnienia oraz integratory opisujące zmienne stanu rozważanego obwodu.

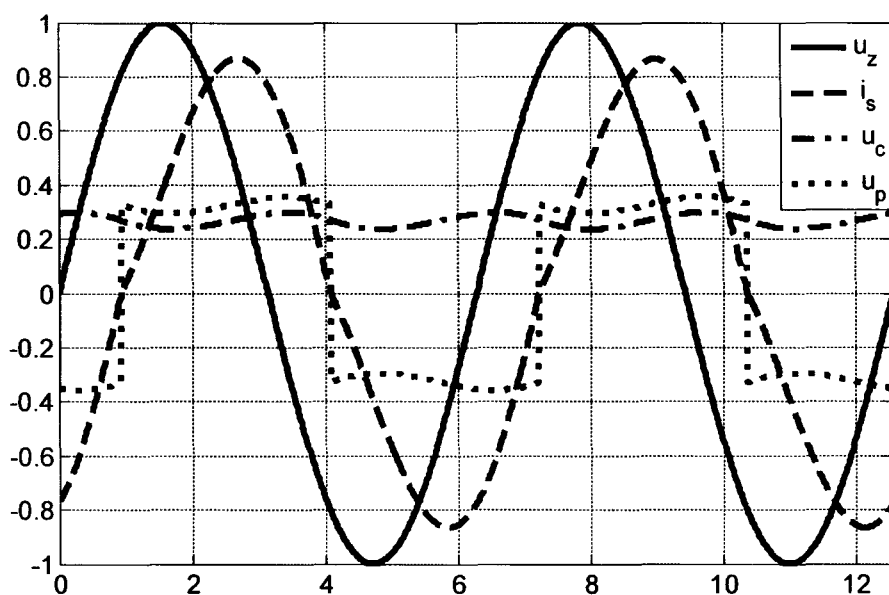


Rys. 2. Schemat operacyjny obwodu w Simulinku

Funkcję signum zrealizowano wzmacniając sygnał tysiąc razy, a następnie zastosowano funkcję nasycenia. Portami wyjściowymi natomiast wyprowadzono chwilowe wartości prądów i napięć, które wykorzystano w bilansie mocy czynnych i biernych oraz analizie harmonicznnej przebiegów prądów i napięć modelu.

Aby dokonać oceny jakościowej przebiegów prądów i napięć obwodu, przeprowadzono symulację modelowanego obwodu z wykorzystaniem systemu MATLAB. Eksperyment symulacyjny oraz analizę wyników wykonano z wykorzystaniem zmiennych bezwymiarowych opisanych zależnościami (4) i (5). Jako zmienne wejściowe zastosowano parametry r_o , γ , u_d oraz r_z . Parametry r_o i γ decydują o warunkach granicznych pracy ciągłej układu prostownika.

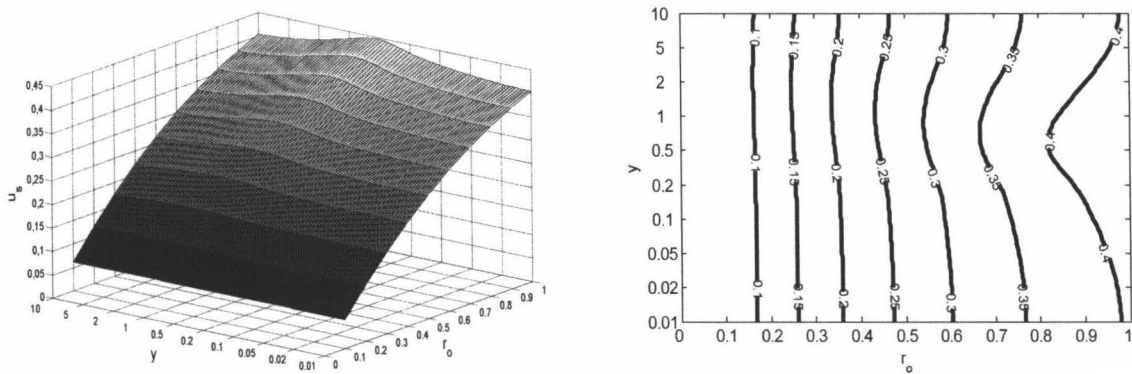
Zmienne r_o i γ wyrażają odpowiednio bezwymiarową wartość obciążenia rezystancyjnego i pojemnościowego układu prostownika odniesionych do indukcyjności systemu zasilania. Przykładowe przebiegi prądów i napięć modelu w stanie ustalonym dla wymuszenia sinusoidalnego w postaci funkcji $\sin(\tau)$ i parametrów wejściowych $r_o = 0.5$, $\gamma = 6$, $u_d = 0.06$ oraz $r_z = 0.01$ prezentuje rysunek 3. Przebiegi te są charakterystyczne dla trybu pracy ciągłej prostownika.



Rys. 3. Bezwymiarowe prąd i napięcia w obwodzie z rys. 1

u_z, u_c, u_p – odpowiednio napięcie zasilania, wyjściowe, na prostowniku,
 i_s – prąd w obwodzie

Jedną z podstawowych wielkości wyjściowych prostownika mostkowego jest wartość średnia napięcia u_s . Napięcie to w funkcji r_o i γ prezentuje rysunek 4. Prezentowane wykresy są charakterystyczne dla pracy ciągłej. Należy zauważyć, że w określonym zakresie zmian wartości γ napięcie u_s osiąga maksimum, którego wartość rośnie wraz ze wzrostem r_o .

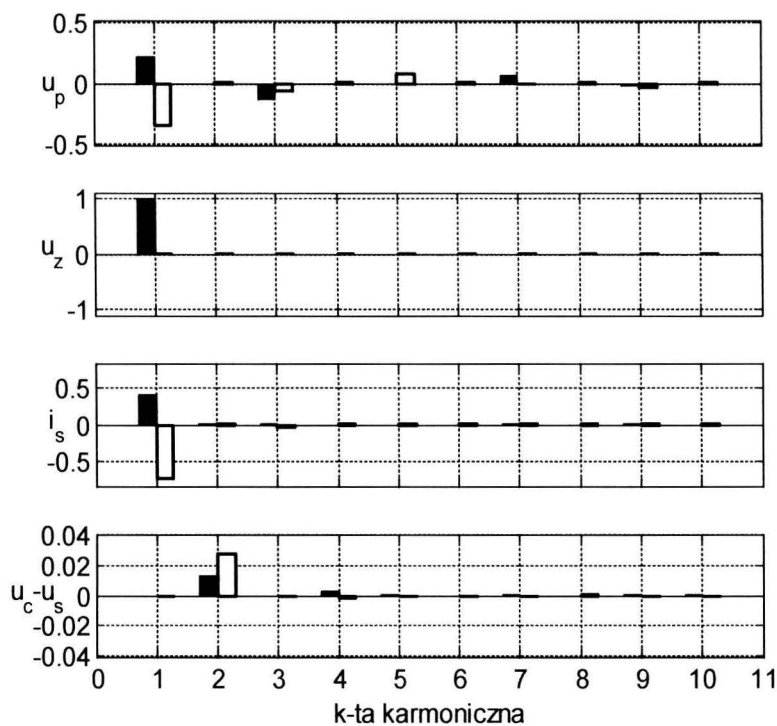


Rys. 4. Średnia wartość napięcia wyjściowego u_s w funkcji r_o i y dla $u_d = 0.06$ i $r_z = 0.1$

Z wykresu konturowego wynika, że maksimum to jest funkcją parametru y oraz występuje, gdy $r_o > 0.3$.

2. ANALIZA HARMONICZNA PRZEBIEGÓW PRĄDÓW I NAPIĘĆ W OBWODZIE

Prądy i napięcia z rysunku 3 poddano analizie harmoniczej. Dla okresowych przebiegów odkształconych analizę harmoniczną wykonuje się przy użyciu szeregu Fouriera.



Rys. 5. Amplitudy części rzeczywistych (kolor czarny) i części urojonych (kolor biały) harmoniczných napięć i prądów z rysunku 3

W tym celu modelem obwodu utworzonym w Simulinku sterowano z pliku MATLABa, pobierając kolejne wartości chwilowe prądów i napięć, a następnie na ich podstawie przeprowadzano dyskretną transformację Fouriera. Z rysunku 5 wynika, że największą zawartością harmonicznym cechuje się napięcie na prostowniku u_p . Wartości tych harmonicznym są charakterystyczne dla obciążenia nieliniowego, amplitudy poszczególnym harmonicznym maleją wraz ze wzrostem ich rzędów. Zawartość harmonicznym w prądzie i_s nie jest duża, obserwuje się znaczną wartość harmonicznej podstawowej oraz znikome wartości harmonicznym nieparzystym 3 i 5, które odpowiednio maleją.

Skutkiem występowania wyższym harmonicznym są odkształcenia przebiegów napięć i prądów. Do oceny tych odkształceń stosuje się współczynnik zawartości wyższym harmonicznym, który zdefiniowano zgodnie ze standardem IEEE 519 następującą zależnością: [4]:

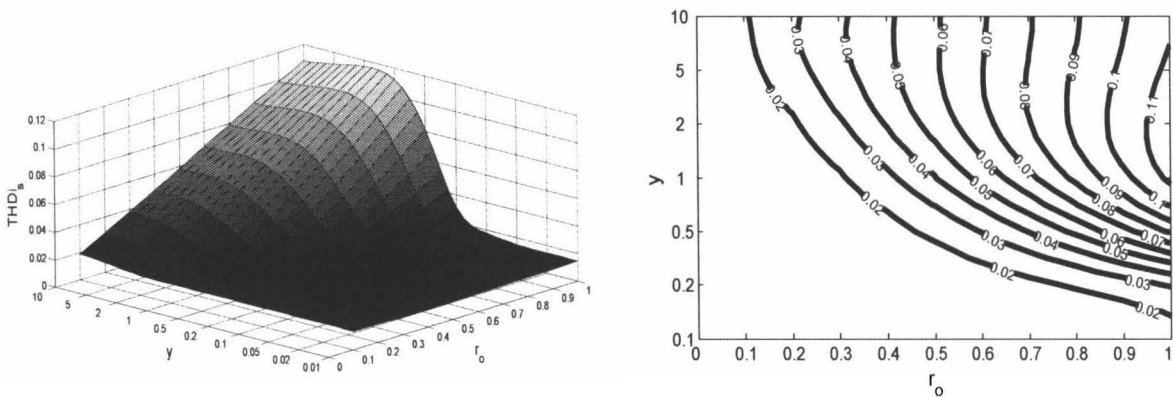
$$THDi = \frac{\sqrt{i_2^2 + i_3^2 + i_4^2 + \dots}}{\sqrt{i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + \dots}} \tag{8}$$

gdzie i_n są to wartości skuteczne kolejnym składowym harmonicznym. Dla analizowanym napięć i prądów obwodu wartości współczynnika THD zaprezentowano w tabeli 1.

Tabela 1. Wartości współczynnika THD dla napięć i prądów w rozważanym obwodzie z rysunku 1

$THDu_z$	$THDu_p$	$THDi_s$	$THDu_c$
0.000	0.402	0.059	0.1

Wartości współczynników THD przedstawionych w tabeli 1 istotnie zależą od zmian parametrów r_o i y . Wpływ zmian obciążenia pojemnościowego oraz rezystancyjnego układu prostowniczego na współczynnik THD prądu i_s prezentują wykresy z rysunku 6.

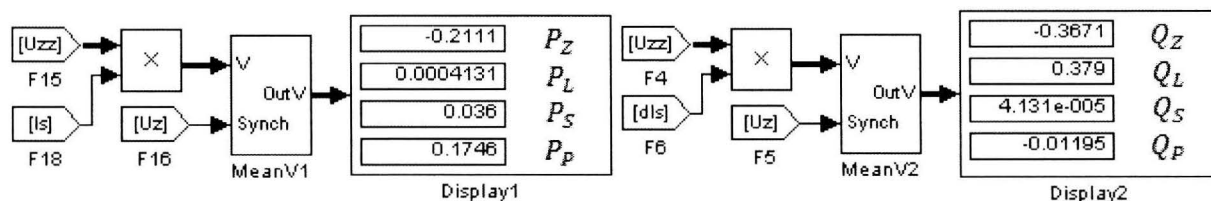


Rys. 6. Współczynnik THD prądu i_s w zależności od parametrów r_o i y

Z wykresów wynika, że wartości współczynnika THD prądu i_s płynącego w obwodzie zasilania zależą zarówno od parametrów r_o , jak i y . Maksymalna wartość THD w rozważanym przedziale zmienności parametrów wejściowych występuje, gdy $r_o = 0.95$ oraz $y = 2$ i wynosi 11%.

3. BILANSE MOCY CZYNNYCH I BIERNYCH

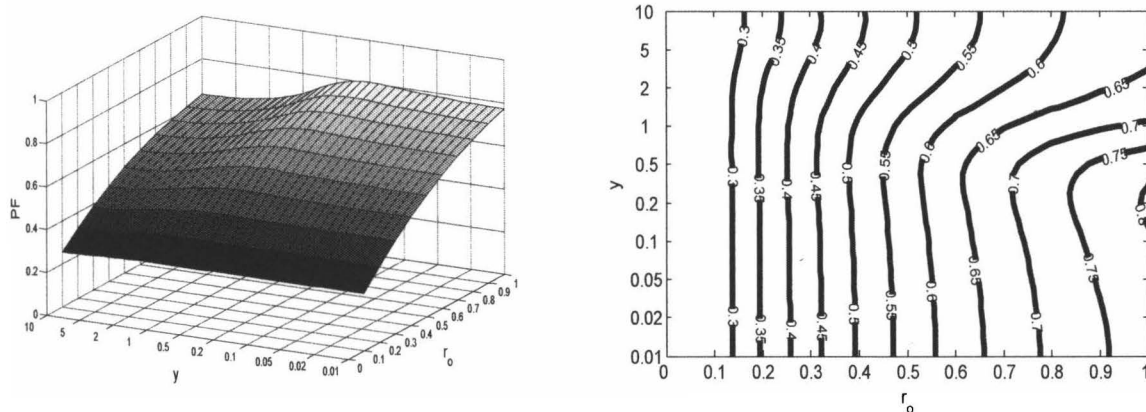
Chwilowe wartości mocy czynnej i biernej poszczególnych elementów obwodu wyznaczono stosując układ pomiarowy zaproponowany w pozycji [5]. Schemat układu prezentuje rysunek 7. Wartości mocy czynnej i biernej otrzymano w wyniku mnożenia wektorów spadków napięć i prądów sformułowanych w modelu z rysunku 2 przez prąd i_s oraz jego pochodną. Wartości te uśredniane są kolejno na filtrach cyfrowych MeanV1 i MeanV2 za okres i wyświetlane na wyświetlaczach. Na podstawie otrzymanych wyników łatwo można stwierdzić, że bilans mocy jest spełniony z dokładnością ok. 0.2%



Rys. 7. Schemat układu pomiarowego mocy czynnej i biernej

P_Z, P_L, P_S, P_P – odpowiednio moc czynna całkowita, indukcyjności, rezystancji r_z , pobierana przez układ prostowniczy, Q_Z, Q_L, Q_S, Q_P – odpowiednio moc bierna całkowita, indukcyjności, rezystancji r_z , układu prostowniczego, parametry: $r_o = 0,5$, $r_z = 0,1$, $u_d = 0,06$, $y = 6$

Dla definicji mocy biernej w postaci iloczynu napięcia i pochodnej prądu względem czasu, dla rozważanego obwodu obserwuje się bilansowanie mocy biernej. Na wyświetlaczu mocy biernej można zauważyć, że prostownik ma moc bierną pojemnościową ujemną tak jak źródło zasilania.



Rys. 8. Wykres konturowy prezentujący zależność współczynnika mocy od parametrów r_o i y

Wartość współczynnika mocy dla rozważanego obwodu w funkcji r_o i y , dla stałych wartości $u_d = 0,06$ i $y = 6$ przedstawiono na wykresach z rysunku 8. Dla $r_o = 0.98$ i $y = 0.2$ współczynnik mocy osiąga wartość maksymalną, która jest równa 0.8. Oznacza to, że dla takiego przypadku w obwodzie wydzielana jest maksymalna moc czynna.

4. PODSUMOWANIE

Prezentowany model obwodu stanowi dobry przykład do badań oddziaływań obciążenia nieliniowego na sieć zasilania oraz inne odbiorniki przyłączone do tej sieci. Charakterystyka mostka obserwowana na zaciskach AC jest niejednoznaczna. Dlatego obserwuje się, że moc bierna prostownika jest niezerowa i ujemna. Znak tej mocy związany jest z kątem przesunięcia oscylacji napięcia na kondensatorze wyjściowym. Z bilansu mocy biernej wynika, że kondensator po stronie wyjściowej mostka częściowo kompensuje moc bierną indukcyjności.

LITERATURA

- [1] Mohan N., Undeland T.M., Robbins W.P.: *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. John Wiley & Sons, 2003.
- [2] Kaźmierkowski M.P., Matysik J.T.: Wprowadzenie do elektroniki i energoelektroniki. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2005.
- [3] Wciślik M.: *Bilanse mocy w obwodzie prądu przemiennego z odbiornikiem nieliniowym*. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2, 2014, ss. 5-8.
- [4] Wciślik M.: *Harmoniczne w obwodzie prądu przemiennego z obciążeniem nieliniowym i kompensacją mocy biernej*. Computer Applications in Electrical Engineering 2015, Poznań, 2015, ss. 77- 84.
- [5] Wciślik M.: *Bilanse mocy w obwodzie prądu przemiennego z obciążeniem nieliniowym i kompensacją mocy biernej*. Materiały z IX Ogólnopolskiej Konferencji Naukowo-Technicznej PES – 9, Kościelisko 2014, ss. 153-156.

HIGHER HARMONICS FLOW IN AC CIRCUIT WITH A RECTIFIER BRIDGE

Summary

The paper deals with the nonlinear model of a full-wave bridge rectifier in AC circuit. The mathematical model of the analysed circuit was worked out. Methodology of circuit equations forming with use of the dimensionless variables is presented. On the basis of the mathematical model the operational diagram in Simulink was created. Analysis of harmonic distortion of the currents and voltages in considered circuit was carried out. The balances active and reactive power were performed.

Keywords: nonlinear load, bridge rectifier, higher harmonics, modeling.

**ZBIGNIEW WARADZYN, ALEKSANDER SKAŁA
ROMAN KIEROŃSKI**

**Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie,
Katedra Energoelektroniki i Automatyki
Systemów Przetwarzania Energii**

STAŁOCZĘSTOTLIWOŚCIOWE METODY STEROWANIA FALOWNIKA SZEREGOWEGO DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO – PORÓWNANIE WŁAŚCIWOŚCI

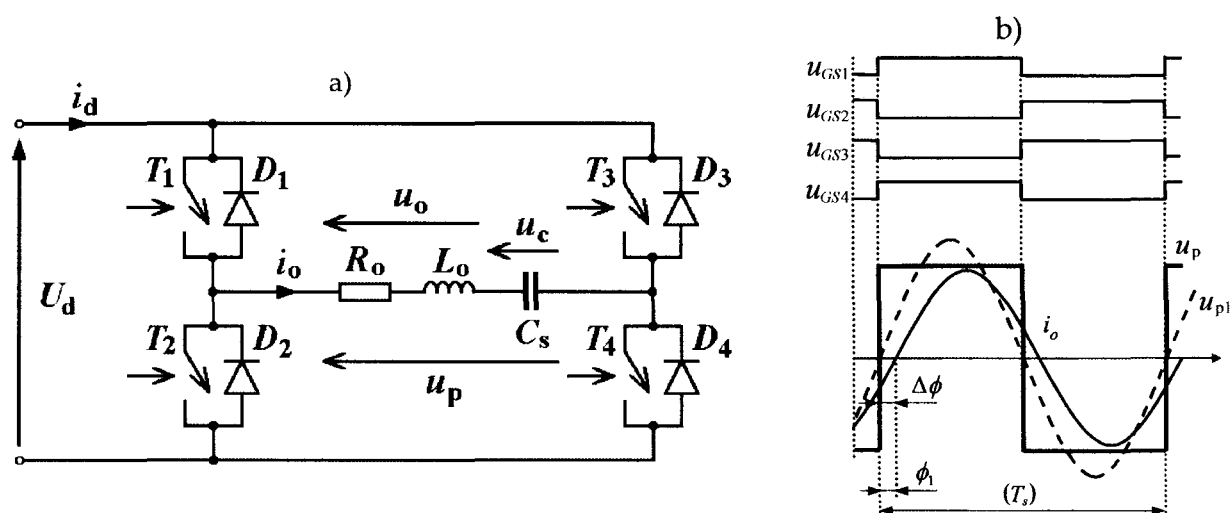
W artykule porównano właściwości trzech stałoczęstotliwościowych metod sterowania falownika szeregowego do nagrzewania indukcyjnego: ADC, PS-PWM i ACM. Analizę przeprowadzono z wykorzystaniem rozkładu napięcia na wyjściu falownika na składowe harmoniczne. Szczególną uwagę zwrócono na określenie warunków zapewniających przełączanie zaworów przy zerowym napięciu (ZVS) oraz sprawność.

WPROWADZENIE

Przemienniki częstotliwości z szeregowym falownikiem napięcia (rys. 1a) stanowią jedno z podstawowych źródeł zasilania indukcyjnych urządzeń grzejnych. Moc falownika często reguluje się przez zmianę częstotliwości przełączania zaworów energoelektronicznych (ang. *Frequency Modulation – FM*). Niekorzystną właściwością wymienionej metody częstotliwościowej (rys. 1b) jest zmienna częstotliwość pracy falownika, co stwarza m.in. problemy z doбором filtrów przeciwzakłóceńowych, zaś w przypadku nagrzewania indukcyjnego powoduje zmiany parametrów układu wzbudnik-wsad.

Wady tej pozbawione są metody stałoczęstotliwościowe, w których zawory energoelektroniczne przełączane są ze stałą częstotliwością, zaś zmianę mocy wyjściowej uzyskuje się przez zmianę kształtu napięcia na obwodzie rezonansowym. Analizę tych metod przeprowadza się często biorąc pod uwagę tylko pierwszą harmoniczną tego napięcia [1]-[3]. W niektórych pracach przytacza się złożone zależności analityczne [4]. Alternatywnym sposobem analizy pracy falownika sterowanego omawianymi metodami są obliczenia

numeryczne uwzględniające dużą ilość harmoniczných napięcia na obwodzie rezonansowym. Wyniki takich obliczeń przedstawiono w artykule.



Rys. 1. Mostkowy rezonansowy falownik szeregowy klasy D: a) schemat, b) przykładowe przebiegi sygnałów bramkowych, prądu i_o odbiornika, napięcia u_p na obwodzie rezonansowym oraz jego pierwszej harmoniczných u_{p1} w metodzie częstotliwościowej (FM)

1. ZALEŻNOŚCI PODSTAWOWE

Napięcie u_p na obwodzie rezonansowym w mostkowym falowniku klasy D (rys. 1a) może przyjmować przedziałami dwie lub trzy z dyskretnych wartości: $+U_d$, $-U_d$ lub 0, przy czym U_d jest równe napięciu zasilania. Kształt napięcia u_p zależy od przyjętego sposobu sterowania. Na rysunku 2a przedstawiono typowe przebiegi prądów i napięć w metodzie określanej jako AVC (ang. *Asymmetrical Voltage Cancellation*) [1]. Jest to uogólniona metoda zapewniająca asymetryczne „zerowanie” napięcia wyjściowego falownika. Moc falownika można zmieniać przy utrzymywaniu stałej częstotliwości sterowania f_s przez zmianę kątów: α_+ , α oraz β .

Po przyjęciu założeń, że napięcie zasilania U_d jest stałe w jednym cyklu pracy oraz że wszystkie elementy falownika są idealne i liniowe można względne wartości napięcia na obwodzie rezonansowym falownika oraz prądu odbiornika w stanie ustalonym przy sterowaniu falownika metodą AVC przedstawić w postaci sumy harmoniczných:

$$\frac{u_{pn}}{U_d} = \frac{u_p}{U_d} = \frac{U_{0n}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} U_{pkmn} \sin(k\omega_s t + \phi_{uk}) \quad (1)$$

$$i_{on} = \frac{i_o}{\frac{U_d}{\sqrt{\frac{L_o}{C_s}}}} = Q \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_{pkmn}}{\sqrt{1 + Q^2 \left(k \frac{f_s}{f} - \frac{f_r}{kf_s} \right)^2}} \sin(k\omega_s t + \phi_{uk} - \phi_k) \quad (2)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} U_{pkmn} &= \frac{1}{k\pi} \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; U_{0n} = \frac{2}{\pi} \left(\beta - \pi + \frac{\alpha_- - \alpha_+}{2} \right) \\ a_k &= \sin k(\beta - \alpha_+) + \sin k\beta + \sin k\alpha_- \\ b_k &= 1 - \cos k(\beta - \alpha_+) - \cos k\beta + \cos k\alpha_- \\ \operatorname{tg} \phi_{uk} &= \frac{b_k}{a_k}; \quad \varphi_k = \operatorname{arctg} \left[Q \left(k \frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{kf_s} \right) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

oraz f_r jest częstotliwością rezonansową obwodu szeregowego $R_o L_o C_s$:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_s}} \quad (4)$$

Moc całkowita falownika jest sumą mocy wnoszonych przez poszczególne harmoniczne i jej względną wartość określa zależność:

$$P_n = \frac{P}{\frac{U_d^2}{\sqrt{\frac{L_o}{C_s}}}} = \frac{Q}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_{pkmn}^2}{1 + Q^2 \left(k \frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{kf_s} \right)^2} \quad (5)$$

W artykule uwzględniono następujące szczególne przypadki metody AVC:

- modulacja szerokości impulsów za pomocą przesunięcia fazowego sygnałów sterujących poszczególne gałęzie mostka (ang. *Phase Shift PWM, PS-PWM, PS, PSC*) – rys. 2b:

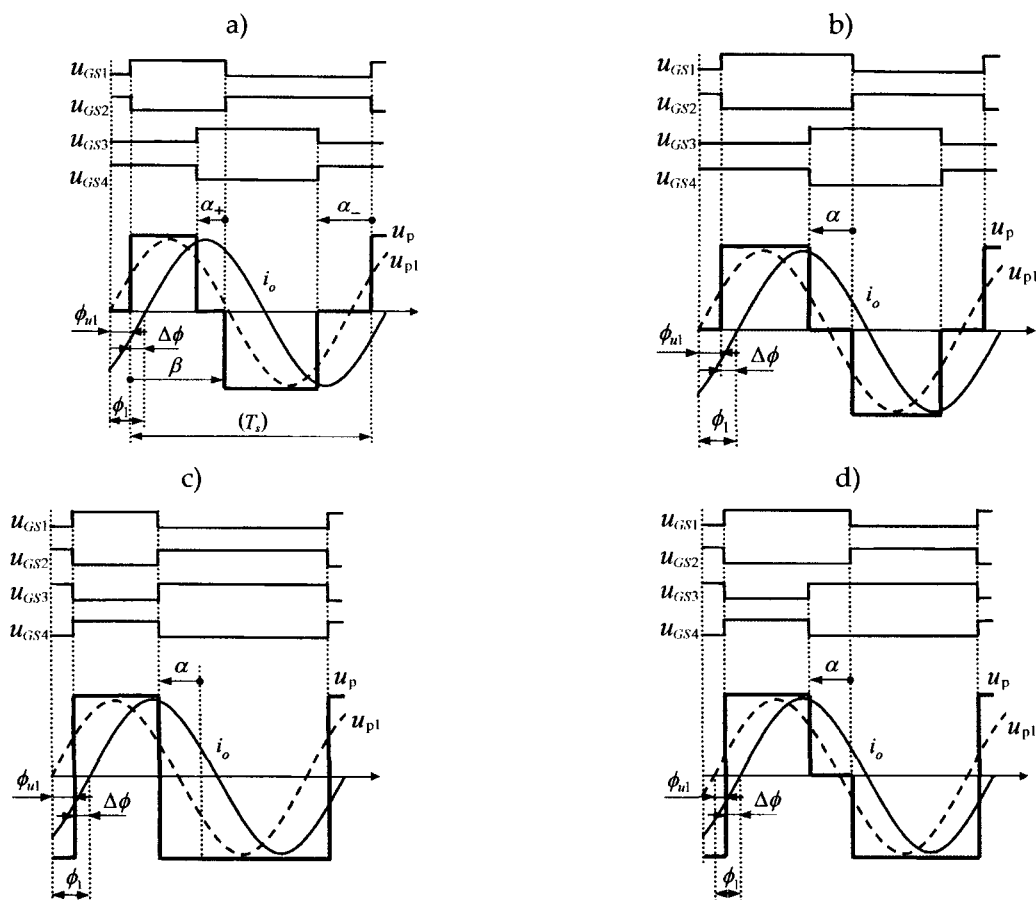
$$\alpha_+ = \alpha_- = \alpha; \beta = \pi \quad (6)$$

- asymetryczne zmiany współczynnika wypełnienia (ang. *Asymmetrical Duty-Cycle – ADC*) – rys. 2c:

$$\alpha_+ = \alpha_- = 0; \alpha = \pi - \beta \quad (7)$$

- asymetryczne zwieranie przekątnej mostka tylko w jednym półokresie (ang. *Asymmetrical Clamped Mode – ACM, AVC1h, optimum AVC*) – rys. 2d:

$$\alpha = \alpha_+; \alpha_- = 0; \beta = \pi \quad (8)$$



Rys. 2. Przykładowe przebiegi sygnałów bramkowych, prądu i_o odbiornika, napięcia u_p na obwodzie rezonansowym oraz jego pierwszej harmonicznej u_{p1} w metodzie: a) AVC, b) PS-PWM, c) ADC, d) ACM, na podstawie [1]

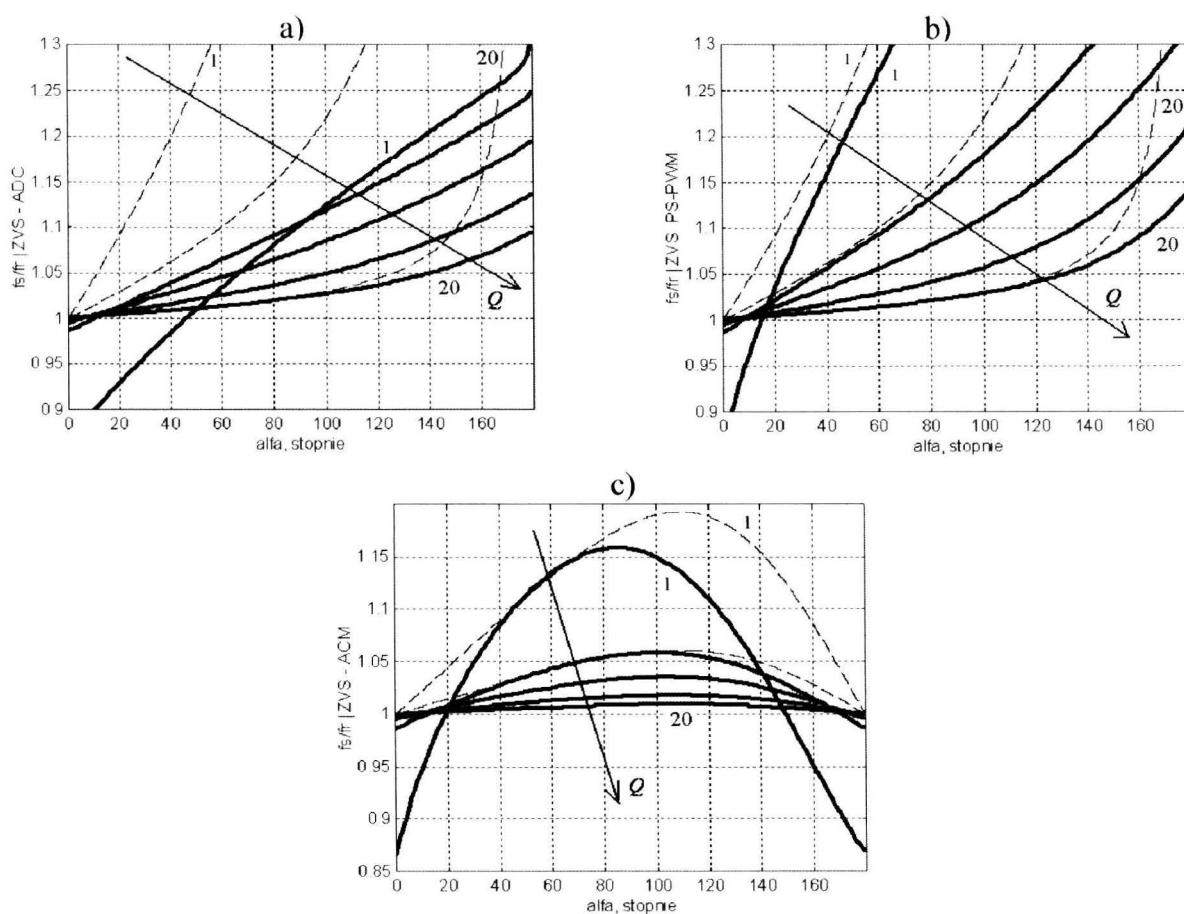
2. MINIMALNA WARTOŚĆ CZĘSTOTLIWOŚCI STEROWANIA ZAPEWNIAJĄCA PRZEŁĄCZANIE TRANZYSTORÓW PRZY ZEROWYM NAPIĘCIU

W każdej z analizowanych metod moc zadaje się przez zmianę kąta α . Bardzo istotne jest zapewnienie miękkiego przełączania tranzystorów w całym zakresie pracy falownika. Dlatego w każdym punkcie pracy należy zapewnić odpowiednio wysoką częstotliwość sterowania f_s . Przy minimalnej wartości tej częstotliwości przełączanie tranzystorów ma miejsce przy zerowym prądzie, zaś po jej zwiększeniu uzyskuje się przełączanie tranzystorów przy zerowym napięciu (ZVS). Ta częstotliwość minimalna jest więc częstotliwością graniczną przełączania przy zerowym napięciu. W dalszej części artykułu będzie ona określana mianem *częstotliwości granicznej*.

Na rysunku 3 przedstawiono za pomocą linii ciągłych zależność względnej częstotliwości granicznej $f_s/f_{r|ZVS}$ od kąta α , zaznaczonego na rys. 2. W przypadku każdej metody sterowania częstotliwość graniczną wyznaczono

numerycznie poszukując dla każdej wartości kąta α takiej wartości f_s/f_r , przy której uzyskuje się przełączanie tranzystorów przy zerowym prądzie. Jako krok kąta α przyjęto 1 stopień, zaś iloraz f_s/f_r zmieniano z krokiem 0,0005.

Z uzyskanych zależności wynika, że w metodach ADC i PS-PWM częstotliwość graniczna rośnie ze wzrostem kąta α , przy czym jej wartości są znacznie większe w metodzie PS-PWM. Natomiast w przypadku metody ACM wraz ze wzrostem kąta α częstotliwość graniczna najpierw wzrasta, a następnie maleje. Wartości częstotliwości granicznej są najmniejsze w metodzie ACM.



Rys. 3. Częstotliwości graniczne: a) metoda ADC, b) metoda PS-PWM, c) metoda ACM, częstotliwości te wyznaczone przy uwzględnieniu: 1999 harmonicznych – linie ciągłe, $Q = 1, 3, 5, 10, 20$, tylko harmonicznej podstawowej – linie przerywane, $Q = 1, 3, 20$

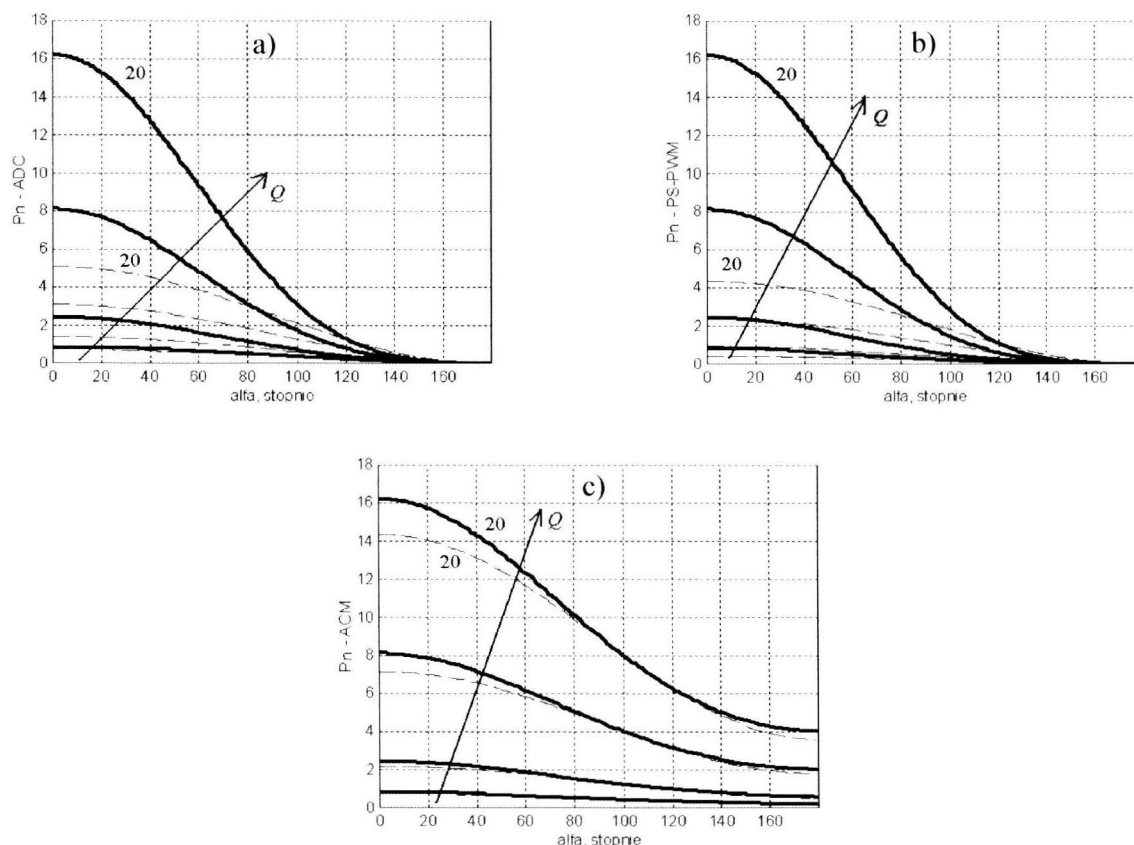
Częstotliwość graniczna zależy też od dobroci obwodu szeregowego. W przeważającym zakresie kąta α jest ona tym mniejsza, im większa jest dobroć obwodu.

Na rysunku 3 przedstawiono dodatkowo liniami przerywanymi częstotliwość graniczną wyznaczoną przy uwzględnieniu tylko pierwszej harmonicznej napięcia u_p na obwodzie rezonansowym. Widać dużą różnicę pomiędzy wynikami obliczeń tej częstotliwości uzyskanych z uwzględnieniem wielu

harmonicznych i tylko pierwszej harmonicznej, przy czym w większości przypadków częstotliwość uzyskana z uwzględnieniem wielu harmonicznych jest znacznie mniejsza. Najmniejsze różnice występują w obwodach o dużej dobroci i przy małych wartościach kąta α .

3. MOC FALOWNIKA

Na rysunku 4 przedstawiono liniami ciągłymi zależność względnej mocy falownika (5) od kąta α dla trzech omawianych przypadków sterowania. Każdej wartości kąta α odpowiada częstotliwość graniczna przedstawiona na rys. 3. Moc maksymalną uzyskuje się przy zerowej lub niewielkiej wartości kąta α , przy której względna częstotliwość graniczna jest bliska 1. Przy dalszym wzroście kąta α moc maleje: do zera w metodach PS-PWM i ADC oraz do $\frac{1}{4}$ mocy maksymalnej w metodzie ACM. Wartość mocy zależy także znacząco od dobroci Q obwodu: im większa dobroć, tym większa moc. Przebiegi mocy w funkcji kąta α i dobroci Q przy sterowaniu falownika metodami ADC i PS-PMW są do siebie podobne, ale nie identyczne.



Rys. 4. Zależność względnej mocy falownika P_n od kąta α : a) metoda ADC, b) metoda PS-PWM, c) metoda ACM, linie ciągłe – częstotliwość graniczna w każdym punkcie pracy, linie przerywane – stała częstotliwość sterowania; $Q = 1, 3, 10, 20$

4. WYZNACZENIE CZĘSTOTLIWOŚCI PRACY FALOWNIKA

Bardzo istotnym zagadnieniem przy projektowaniu falownika jest właściwy dobór stałej częstotliwości jego pracy, gwarantujący przełączanie ZVS w pełnym zakresie założonych zmian mocy z uwzględnieniem wartości dobroci Q obwodu. Na podstawie danych z rys. 3 i 4 dokonano numerycznie wyznaczenia minimalnej względnej częstotliwości sterowania umożliwiającej przy zachowaniu przełączania ZVS zmianę mocy od wartości maksymalnej do 25% tej wartości. Założono przy tym stałość dobroci Q . Wyniki podano w tabeli 1.

Wyznaczona częstotliwość sterowania silnie zależy od metody sterowania i dobroci układu. Największe jej wartości są wymagane w metodzie PS-PWM, zaś najmniejsze – w metodzie ACM. Częstotliwość maleje ze wzrostem dobroci.

Tabela 1. Częstotliwości sterowania oraz ilorazy względnych mocy maksymalnych

Q	f_s/f_r			$P_{nmax}/P_{nmax-fr}$		
	ADC	PS-PWM	ACM	ADC	PS-PWM	ACM
1	1,1785	1,5880	1,1580	0,8313	0,4801	0,8484
3	1,1505	1,2345	1,0580	0,5722	0,3773	0,8862
5	1,1090	1,1500	1,0355	0,4801	0,3359	0,8874
10	1,0655	1,0805	1,0180	0,3825	0,2937	0,8860
20	1,0375	1,0420	1.0090	0,3155	0,2695	0,8859

Dodatkowo na rys. 4 zaznaczono liniami przerywanymi względną moc falownika przy sterowaniu ze stałą częstotliwością podaną w tabeli 1. W zakresie od $0,25P_{nmax}$ do P_{nmax} moc falownika jest mniejsza od mocy falownika sterowanego z częstotliwością graniczną. Wynika to z tego, że w prawie całym zakresie mocy falownika częstotliwość sterowania jest większa od granicznej.

Praca falownika z częstotliwością sterowania f_s większą od częstotliwości rezonansowej f_r powoduje, że maksymalna względna moc P_{nmax} , jaką można osiągnąć stosując metody stałoczęstotliwościowe, jest mniejsza od względnej mocy $P_{nmax-fr}$, jaką można by uzyskać przy $f_s = f_r$. Ilorazy tych mocy przedstawiono w tabeli 1. Najmniejsze wartości ilorazów uzyskuje się w metodzie PS-PWM, zaś największe – w metodzie ACM. W metodach ADC i PS-PWM ilorazy te silnie maleją ze wzrostem dobroci, a w metodzie ACM ich zależność od dobroci jest niewielka. Uzyskanie jednakowych rzeczywistych maksymalnych mocy falownika przy zadanych parametrach obwodu i stosowaniu każdej z metod wymaga zastosowania różnych wartości napięcia zasilania.

5. SYMULACJA PRACY FALOWNIKA W PROGRAMIE ISSPICE

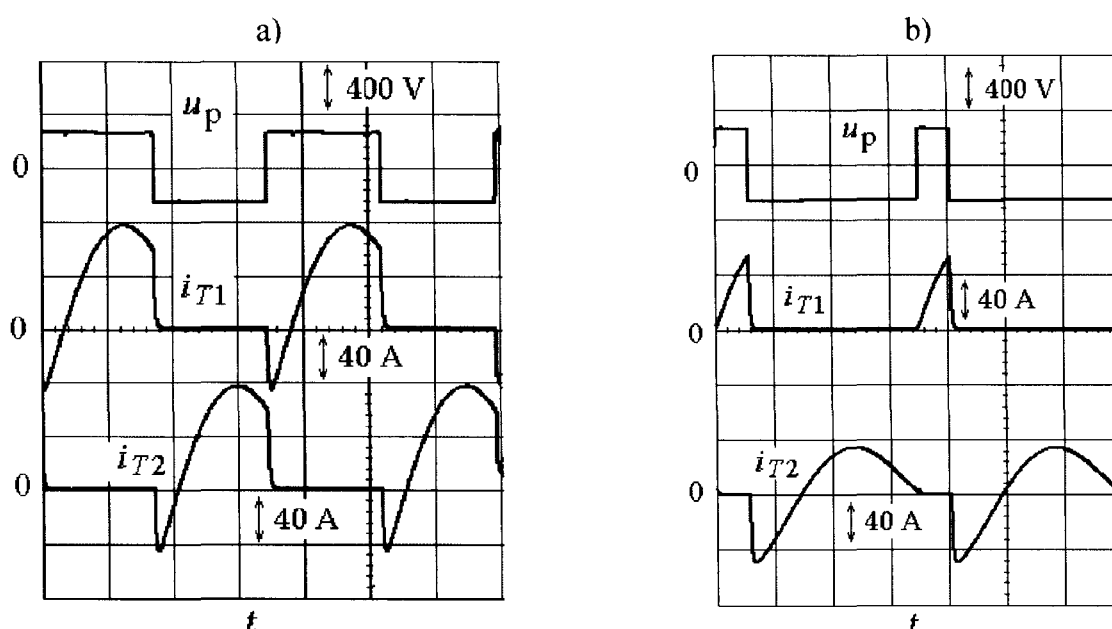
Dokonano symulacji pracy falownika w programie IsSpice, zakładając zastosowanie modułów IGBT CM30TF-12H. Przyjęto: $R_o = 3,131\ \Omega$, $L_o = 30 \cdot 10^{-6}\text{ H}$, $C_s = 340 \cdot 10^{-9}\text{ F}$ i $P_{\max} = 10\text{ kW}$, z czego wynika: $Q = 3,0$ oraz $f_r = 49,833\text{ kHz}$. Napięcie zasilania U_d oraz częstotliwość sterowania f_s dobrano wykorzystując wyniki obliczeń z tabeli 1, przy czym uwzględnienie w symulacji w IsSpice parametrów tranzystorów i diod wymagało niewielkiego skorygowania tych wielkości. Jako punkt odniesienia przy wyborze U_d przyjęto 204 V, przy których uzyskuje się moc maksymalną P_{\max} sterując falownik z częstotliwością rezonansową (tabela 2).

W tabeli 2 przedstawiono także oszacowaną sprawność falownika uwzględniającą jedynie straty w zaworach energoelektronicznych przy pełnej mocy 10 kW oraz przy mocy 2,5 kW. Sprawność tę wyznaczono jako stosunek mocy wydzielanej w rezystancji zastępczej układu wzбудnik-wsad do mocy wejściowej falownika. Najkorzystniej pod tym względem przedstawia się metoda ACM, w której uzyskuje się najwyższą sprawność oraz jej najmniejszą zależność od mocy falownika. Metoda PS-PWM jest nieco mniej korzystna od metody ADC. Natomiast metoda FM wymaga dużych zmian częstotliwości sterowania i charakteryzuje się największym spadkiem sprawności przy zmniejszaniu mocy. Wnioski te są zgodne z umieszczonymi w pracy [204].

Tabela 2. Wymagane napięcie zasilania falownika, częstotliwość jego sterowania oraz oszacowana sprawność falownika uwzględniająca jedynie straty w zaworach energoelektronicznych falownika, uzyskana drogą symulacji w programie IsSpice przy zastosowaniu różnych metod sterowania

Metoda sterowania	$U_d, \text{ V}$	$f_s, \text{ kHz}$	$\eta, \%$	
			$P_{\max} = 10\text{ kW}$	$P = 2,5\text{ kW}$
ADC	264	57,47	93,7	90,9
PS-PWM	323	61,54	91,6	90,8
ACM	214	52,63	95,5	95,7
FM	204	49,83 – 10 kW 67,11 – 2,5 kW	96,7	89,7

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi napięcia u_p i prądów tranzystorów w falowniku sterowanym metodą ADC przy mocach 10 kW i 2,5 kW. Wyraźnie widać, że przy mocy 2,5 kW falownik pracuje z częstotliwością graniczną – prądy tranzystorów T_1 i T_4 narastają od zera. Natomiast przy mocy 10 kW częstotliwość sterowania jest znacznie wyższa od granicznej dla tego punktu pracy.



Rys. 5. Przykładowe przebiegi napięcia na obwodzie rezonansowym i prądów tranzystorów przy sterowaniu falownika metodą ADC przy $U_d = 264$ V, $f_s = 57,47$ kHz (tabela 2): a) przy mocy wyjściowej 10 kW, b) przy mocy wyjściowej 2,5 kW

6. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono wyniki analizy właściwości rezonansowego szeregowego falownika napięcia sterowanego trzema metodami umożliwiającymi zmianę mocy falownika przez zmianę kąta α (rys. 2) przy stałej częstotliwości sterowania: ADC, PS-PWM i ACM.

Dla każdej z metod:

- wyznaczono graniczną wartość częstotliwości sterowania zapewniającą miękkie przełączanie tranzystorów przy zerowym napięciu (ZVS), zależną od kąta α i dobroci Q obwodu,
- określono moc falownika przy sterowaniu z częstotliwością graniczną,
- wyznaczono stałą częstotliwość sterowania falownika umożliwiającą przy zadanej dobroci Q zmianę mocy od maksymalnej do $1/4$ tej wartości przy utrzymaniu przełączania ZVS w każdym punkcie pracy oraz określono moc falownika przy sterowaniu z tą częstotliwością,
- oszacowano drogą symulacji komputerowej w programie IsSpice sprawność falownika przy pracy z mocą maksymalną oraz wynoszącą $1/4$ tej wartości.

Z porównania właściwości metod wynika, że najkorzystniejszą jest metoda ACM (najmniejsza częstotliwość graniczna, największa sprawność), dlatego metoda ta bywa też nazywana *Optimum AVC*. Metoda PS-PWM jest najmniej korzystna z omawianych metod stałoczęstotliwościowych. Największy spadek sprawności ze zmniejszaniem mocy ma miejsce w metodzie FM.

W przypadku zastosowania metod stałoczęstotliwościowych w falownikach do nagrzewania indukcyjnego:

- stała częstotliwość sterowania jest korzystna, gdyż eliminuje się wpływ zmian częstotliwości na parametry obwodu,
- przy doborze częstotliwości należy uwzględnić wartości parametrów obwodu podczas całego procesu nagrzewania i planowany zakres zmian mocy, aby nie dopuścić do utraty przełączania w warunkach ZVS.

Zastosowany sposób badania właściwości falownika z użyciem obliczeń numerycznych na bazie rozkładu napięcia wyjściowego falownika na harmoniczne daje dużo dokładniejsze wyniki niż analiza uwzględniająca tylko 1. harmoniczną tego napięcia, a nie wymaga stosowania złożonych obliczeń analitycznych.

Otrzymane wyniki mogą być przydatne do projektowania falowników umożliwiających zmianę mocy przy utrzymywaniu stałej częstotliwości sterowania.

LITERATURA

- [1] Burdio J.M., Barragan L.A., Monterde F., Navarro D., Acero J.: Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp. 461-469.
- [2] Burdio J. M., Canales F., Barbosa P.M., Lee F.C.: A Comparison Study of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters, in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. (PESC), 2001, pp. 427-432.
- [3] Nibedita Parada, Veena Kumari, Bhaskar D.V., Maity T.: Power Control techniques used in High Frequency Induction Heating Applications. 2015 International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies [ICCPCT].
- [4] Yongyuth N., Viriya P., Matsuse K.: Analysis of a Full-Bridge Inverter for Induction Heating Using Asymmetrical Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation. PEDS 2007, pp. 476-482.
- [5] MITSUBISHI IGBT MODULES – CM30TF-12H – nota aplikacyjna.

FIXED-FREQUENCY CONTROL STRATEGIES OF A SERIES INVERTER FOR INDUCTION HEATING – COMPARISON OF PROPERTIES

Summary

Three fixed-frequency control strategies of a series inverter for induction heating: PS-PWM, ADC and ACM, have been compared in the paper. The analysis has been carried out using decomposition of the inverter output voltage to harmonic components. Special attention has been paid to the determination of conditions assuring ZVS switching of the semiconductor devices and the inverter efficiency.

Keywords: ZVS, transistor inverters, PS-PWM, ADC, ACM, induction heating.

ZYGMUNT PIĄTEK¹, TOMASZ SZCZEGIELNIAK¹
DARIUSZ KUSIAK²

¹Politechnika Częstochowska, Instytut Inżynierii Środowiska

²Politechnika Częstochowska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej

POLE MAGNETYCZNE TRÓJFAZOWEGO SZYNOPRZEWODU EKRANOWANEGO

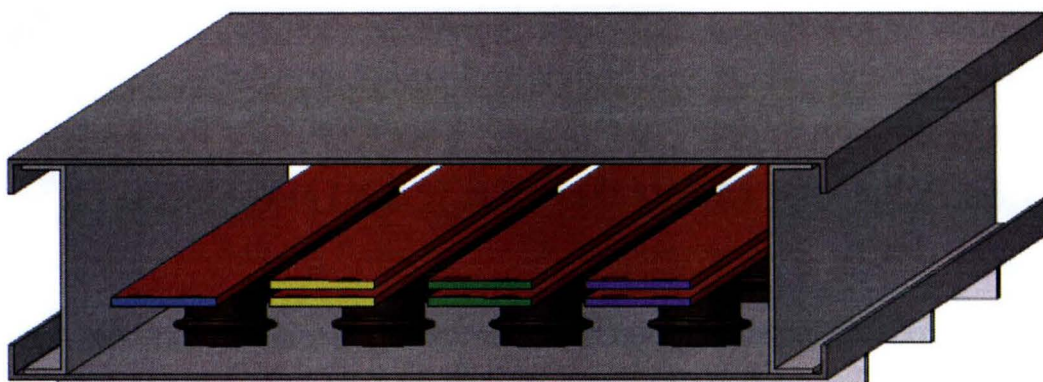
W artykule przedstawiono numeryczną metodę obliczania pola magnetycznego układów szyn prostokątnych. Metoda wykorzystuje równanie całkowe i oparta jest na teorii obwodowych cząstkowych elementów zastępczych. Uwzględnia ona zjawisko naskórkowości i zbliżenia oraz całkowite sprzężenie magnetyczne między szynoprzewodami fazowymi i szynoprzewodem neutralnym. W szczególności opisano pole magnetyczne szynoprzewodów prostokątnych w ekranowanym układzie trójfazowym z przewodem neutralnym. Wyznaczono pole magnetyczne takiego wieloprzewodowego układu szynoprzewodów prostokątnych z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości i zbliżenia.

WPROWADZENIE

Do zasilania urządzeń elektrycznych odbiorczych we wszystkich układach sieciowych o napięciu znamionowym do 1 kV w przemysłowych halach fabrycznych, budownictwie przemysłowym i mieszkaniowym stosuje się prostokątne szynoprzewody ekranowane. Mogą być one również wykorzystane jako magistrale zasilające rozdzielnice lub duże pojedyncze odbiory oraz do zasilania dużej liczby średnich i małych pojedynczych odbiorców [1-12].

Prądy znamionowe współcześnie instalowanych szynoprzewodów, zarówno nieosłoniętych, jak i osłoniętych, mogą osiągać wartość do 10 kA. W konsekwencji wartości natężeń zmiennych pól magnetycznych emitowanych przez takie szynoprzewody są duże nawet w warunkach znamionowych. Pola te, o częstotliwości przemysłowej, oddziałują na własne elementy oraz na szeroko rozumiane otoczenie – inne urządzenia i aparaty elektroenergetyczne, konstrukcje stalowe, elektroniczne obwody sterowania, kontroli i transmisji danych, środowisko naturalne i na człowieka. Przekroczenie przez te pola pewnych dopuszczalnych wartości natężeń prowadzić może do nieprawidłowego funkcjonowania urządzeń elektrycznych, nadmiernego nagrzewania się konstrukcji stalowych, degradacji środowiska naturalnego i może także stwarzać

zagrożenia dla człowieka. Wszystkie te problemy można sprowadzić do zagadnień kompatybilności elektromagnetycznej, dla której wymaga się precyzyjnego określania wartości natężeń magnetycznych o częstotliwości przemysłowej [1-12]. Typowy tor wieloprądowy z szynoprzewodami prostokątnymi przedstawiono na rysunku 1.

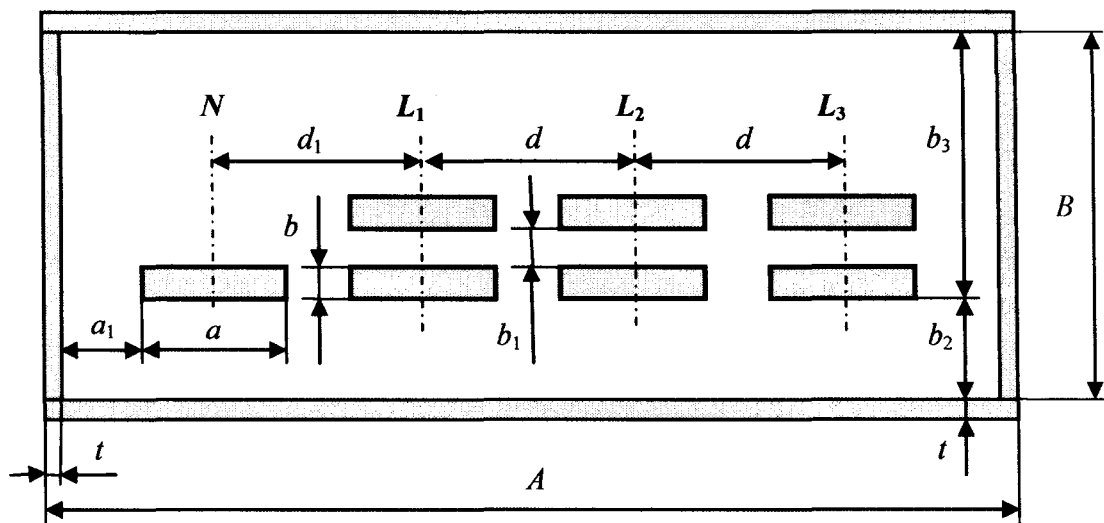


Rys. 1. Ekranowany trójfazowy tor wieloprądowy z szynoprzewodami prostokątnymi (PELPO – wersja II, ELEKTROBUDOWA S.A. Katowice)

Znaczenie miedzianych szynoprzewodów prostokątnych stosowanych w rozdzielniach SN i WN będzie wzrastać. Jednak szczególnie duży wzrost znaczenia dotyczyć będzie szynoprzewodów prostokątnych nn (do 1 kV) jako podstawowego układu zasilania urządzeń elektrycznych w zakładach przemysłowych. Współczesna produkcja jest bowiem produkcją o krótkich seriach, co pociąga za sobą konieczność częstych zmian ustawienia maszyn, a tym samym konieczność częstych zmian zasilania. Jest to dużym i kosztownym problemem w przypadku zasilania liniami kablowymi. Problem ten w praktyce znika, gdy zasilanie maszyn jest prowadzone z ciągu szynoprzewodu z możliwością przyłączenia skrzynek odpływowych. Dlatego też duże znaczenie ma dokładne wyznaczenie parametrów polowych oraz obwodowych [1-12].

1. GĘSTOŚĆ PRĄDU

Obiektem badań niniejszego rozdziału jest ogólny przypadek trójfazowego ekranowanego toru wieloprądowego z szynoprzewodami prostokątnymi przedstawiony na rysunku 2.



Rys. 2. Ekranowany trójfazowy tor wieloprądowy z szynoprzewodami prostokątnymi

W przypadku N równoległych przewodów o długości l oraz konduktywności σ_i ($i = 1, 2, \dots, N$) i przekroju poprzecznym S_i z prądami sinusoidalnymi o częstotliwości ω oraz zespolonych wartościach skutecznych \underline{I}_i skierowanych zgodnie z osią Oz , zespolona gęstość prądu ma tylko jedną składową wzdłuż tej osi, czyli:

$$\underline{J}_i(X) = \mathbf{a}_z \underline{J}_i(X) \quad (1)$$

Wtedy też wektorowy potencjał magnetyczny:

$$\underline{A}(X) = \mathbf{a}_z \underline{A}(X) \quad (2)$$

a całkowita gęstość prądu \underline{J}_i jako:

$$\underline{J}_i(X) = \sigma_i \underline{E}_i(X) \quad (3)$$

Jeśli wprowadzi się spadek napięcia \underline{u}_i na jednostkę długości szynoprzewodu, to otrzymuje się następujące równanie całkowe dla i -tego przewodu:

$$\frac{\underline{J}_i(X)}{\sigma_i} + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \sum_{j=1}^N \int_{v_j} \frac{\underline{J}_j(Y)}{\rho_{XY}} dv_j = \underline{u}_i \quad (4)$$

lub

$$\frac{\underline{J}_i(X)}{\sigma_i} + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \int_{v_i} \frac{\underline{J}_i(Y)}{\rho_{XY}} dv_i + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^N \int_{v_j} \frac{\underline{J}_j(Y)}{\rho_{XY}} dv_j = \underline{u}_i \quad (5)$$

gdzie $X = X(x_1, y_1, z_1)$ jest punktem obserwacji, $Y = Y(x_2, y_2, z_2)$ – punktem źródłowym, $\rho_{XY} = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2}$ – odległością między punktem obserwacji X a punktem źródłowym, v_i oraz v_j – odpowiednio objętością i -tego oraz j -tego przewodu, \underline{u}_i – jednostkowym spadkiem napięcia (w $V \cdot m^{-1}$) wzdłuż i -tego przewodu, przy czym $i, j = 1, 2, \dots, N$.

W przypadku przedstawionym na rysunku 2 równanie całkowe dla każdego szynoprzewodu oraz osłony zapisuje się w postaci:

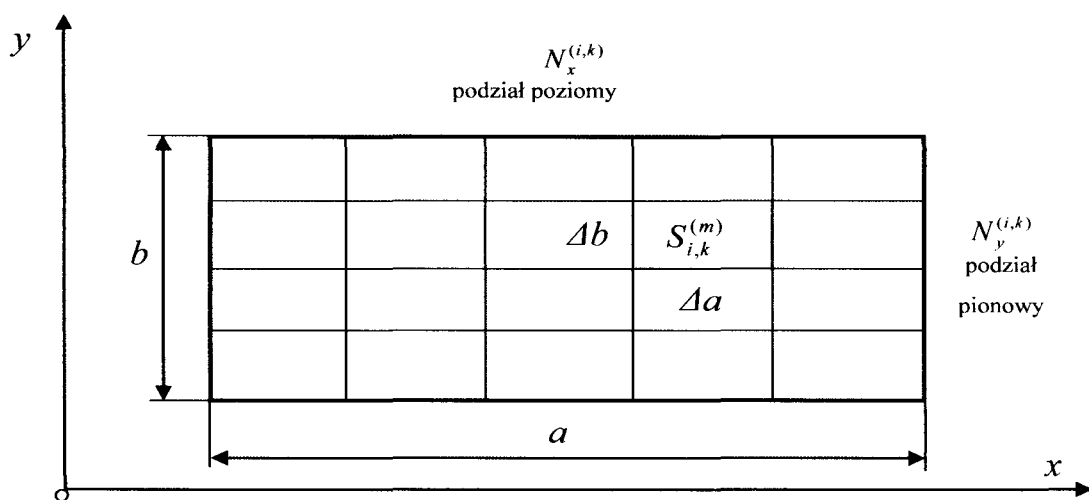
$$\frac{\underline{J}_{i,k}(X)}{\sigma_i} + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \sum_{j=1}^{N_c} \sum_{l=1}^{N_j} \int_{v_{j,l}} \frac{\underline{J}_{j,l}(Y)}{\rho_{XY}} dv_{j,l} = \underline{u}_i \quad (6)$$

gdzie:

N_c – liczba faz plus obwód neutralny plus osłona; $i, j = 1, 2, \dots, N_c$ ($N_c = 5$),

N_j – liczba szynoprzewodów przypadających na fazę lub obwód neutralny lub liczba płyt osłony (zazwyczaj 4); $k, l = 1, 2, \dots, N_j$.

Jeśli funkcje gęstości prądów $\underline{J}_{i,k}(X)$ oraz $\underline{J}_{j,l}(Y)$ są nieznane lub trudne do wyznaczenia, to wtedy każdy z przewodów układu przedstawionego na rysunku 2, łącznie z przewodzącymi płytami osłony, może być podzielony na przewody elementarne – rysunek 3.



Rys. 3. Podział k -tego przewodu i -tej fazy (obwodu neutralnego lub osłony)

na $N_{i,k} = N_x^{(i,k)} N_y^{(i,k)}$ przewodów elementarnych

Podział k -tego szynoprzewodu prostokątnego i -tej fazy lub obwodu neutralnego jest dokonywany oddzielnie w kierunku poziomym (oś Ox) i pionowym (oś Oy). W ten sposób otrzymuje się prostokątne przewody elementarne odpowiednio o szerokościach Δa i wysokościach Δb , określonych następującymi wzorami:

$$\Delta a = \frac{a}{N_x^{(i,k)}} \quad \Delta b = \frac{b}{N_y^{(i,k)}} \quad (7)$$

gdzie: a oraz b są odpowiednio szerokością i wysokością szynoprzewodu prostokątnego, $N_x^{(i,k)}$ oraz $N_y^{(i,k)}$ – liczbami podziału odpowiednio szerokości i wysokości szynoprzewodu. Zatem całkowita liczba przewodów elementarnych k -tego szynoprzewodu i -tej fazy wynosi $N_{i,k} = N_x^{(i,k)} N_y^{(i,k)}$ i są one numerowane przez $m = 1, 2, \dots, N_{i,k}$. Dla l -tego szynoprzewodu j -tej fazy lub obwodu neutralnego całkowita liczba przewodów elementarnych wynosi $N_{j,l} = N_x^{(j,l)} N_y^{(j,l)}$ i są one numerowane przez $n = 1, 2, \dots, N_{j,l}$. Pozioma płyta osłony dzielona jest $N_x^{(5,k)}$ w kierunku poziomym oraz $N_y^{(5,k)}$ w kierunku pionowym. Płyta pionowa osłony jest odpowiednio dzielona $N_y^{(5,k)}$ w kierunku pionowym oraz $N_x^{(5,k)}$ w kierunku poziomym, czyli:

$$\Delta A = \frac{A}{N_x^{(5,k)}}, \quad \Delta B = \frac{B}{N_y^{(5,k)}} \quad (8)$$

$$\Delta t_y = \frac{t}{N_{ty}^{(5,k)}}, \quad \Delta t_x = \frac{t}{N_{tx}^{(5,k)}} \quad (9)$$

gdzie: A oraz B są odpowiednio szerokościami dwóch poziomych i dwóch pionowych płyt osłony, t – ich grubością oraz $k = 1, 2$. Wszystkie przewody elementarne mają długość l .

Jeśli pole przekroju poprzecznego $S_{i,k}^{(m)} = \Delta a \cdot \Delta b$ m -tego przewodu elementarnego jest bardzo małe, tzn. jeśli przekątna $\sqrt{(\Delta a)^2 + (\Delta b)^2}$ tego przekroju nie jest większa niż głębokość wnikania fali elektromagnetycznej, to w takim przewodzie elementarnym można pominąć zjawisko naskórkowości i wtedy można założyć stałą w całym przekroju zespoloną gęstość prądu w postaci:

$$\underline{J}_{i,k}^{(m)} = \frac{\underline{I}_{i,k}^{(m)}}{S_{i,k}^{(m)}} \quad (10)$$

gdzie: $\underline{I}_{i,k}^{(m)}$ – zespolony prąd w m -tym przewodzie elementarnym.

Wtedy też dla m -tego przewodu elementarnego można zapisać równanie:

$$\frac{\underline{J}_{i,k}^{(m)}(X)}{\sigma_i} + \frac{j\omega\mu_0}{4\pi} \sum_{j=1}^{N_c} \sum_{l=1}^{N_j} \sum_{n=1}^{N_{j,l}} \int_{v_{j,l}} \frac{\underline{J}_{j,l}^{(n)}(Y)}{\rho_{XY}} dv_{j,l}^{(n)} = \underline{u}_i \quad (11)$$

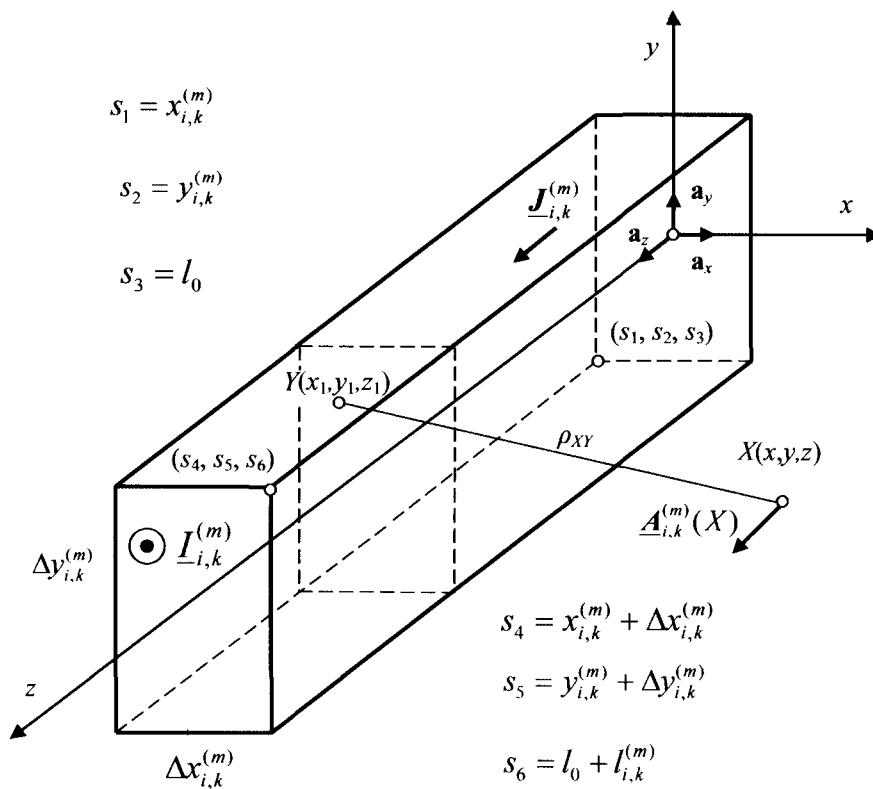
gdzie: $v_{j,l}^{(n)}$ – objętość n -tego przewodu elementarnego szynoprzewodu lub ekranu l -tego szynoprzewodu j -tej fazy, obwodu neutralnego lub osłony.

2. POLE MAGNETYCZNE

Znajomość gęstości prądu w poszczególnych przewodach elementarnych szynoprzewodów pozwala obliczyć rozkład pola magnetycznego. Pole magnetyczne generowane przez znaną gęstość prądu takiego przewodu elementarnego można wyznaczyć za pośrednictwem potencjału wektorowego generowanego w przestrzeni przez ten prąd. Dla elementarnego przewodu przedstawionego na rysunku 4, potencjał ten dany jest wzorem:

$$\underline{A}_{i,k}^{(m)}(X) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint_{V_{i,k}^{(m)}} \frac{\underline{J}_{i,k}^{(m)}(Y)}{\rho_{XY}} dv = \underline{a}_z \underline{A}_{i,k}^{(m)}(x, y, z) \quad (12)$$

gdzie: $X = (x, y, z)$, $Y = (x_1, y_1, z_1)$ oraz $\rho_{XY} = |X - Y|$.



Rys. 4. Przewód elementarny

Jeśli $l_{i,k}^{(m)} \gg \Delta x_{i,k}^{(m)}$ oraz $l_{i,k}^{(m)} \gg \Delta y_{i,k}^{(m)}$, a także $|x - x_1| \gg \Delta x_{i,k}^{(m)}$ i $|y - y_1| \gg \Delta y_{i,k}^{(m)}$, wówczas równanie (12) przyjmuje postać:

$$\underline{A}_{i,k}^{(m)}(x, y, z) = \frac{\mu_0 \underline{I}_{i,k}^{(m)}}{4\pi} \int_{l_0}^{l_0 + l_{i,k}^{(m)}} \frac{dz_1}{\rho_{XY}^{(m)}} \quad (13)$$

gdzie:

$$\rho_{XY}^{(m)} = \sqrt{\left(x - x_{i,k}^{(m)} - \frac{1}{2} \Delta x_{i,k}^{(m)}\right)^2 + \left(y - y_{i,k}^{(m)} - \frac{1}{2} \Delta y_{i,k}^{(m)}\right)^2 + (z - z_1)^2}. \quad (14)$$

Znajomość potencjału wektorowego pozwala wyznaczyć natężenie pola magnetycznego w postaci:

$$\underline{H}_{i,k}^{(m)}(x, y, z) = \frac{1}{\mu_0} \text{rot} \underline{A}_{i,k}^{(m)}(x, y, z) = \mathbf{1}_x \underline{H}_{x,i,k}^{(m)} + \mathbf{1}_y \underline{H}_{y,i,k}^{(m)} \quad (15)$$

Ostatecznie, całkowite pole magnetyczne w otoczeniu szynoprzewodu będzie superpozycją pól cząstkowych generowanych przez prądy we wszystkich jego przewodach elementarnych, czyli:

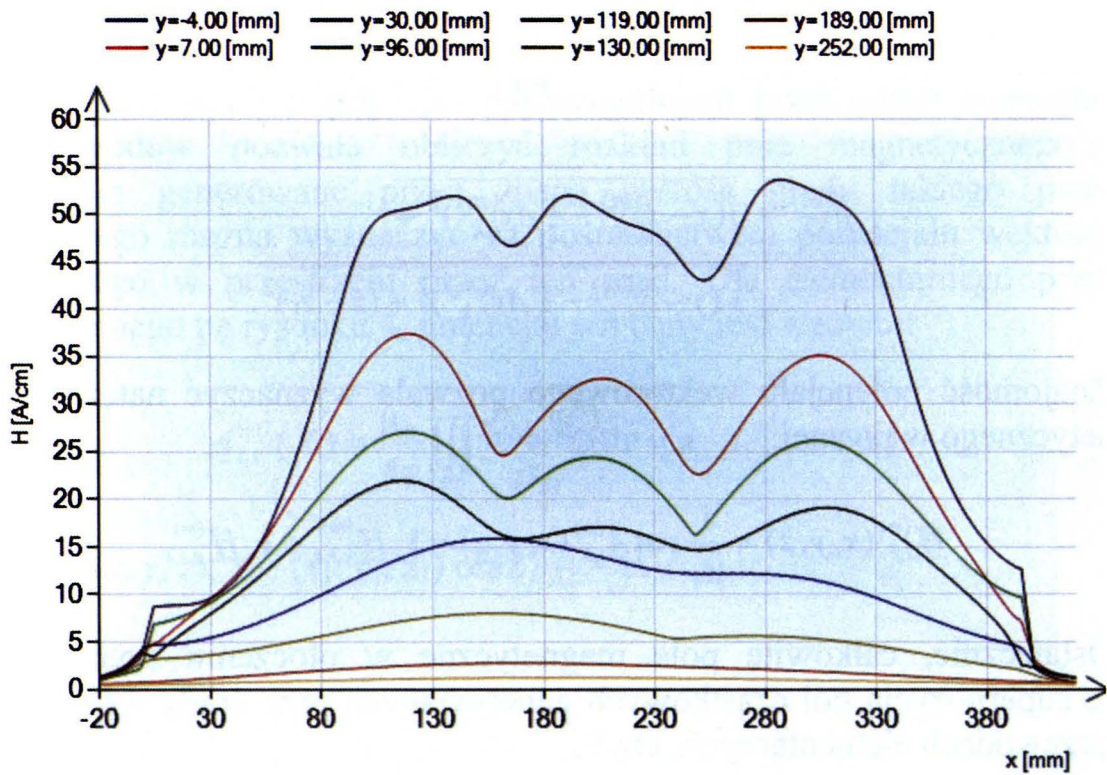
$$\underline{H}_x(x, y, z) = \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{k=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_{i,k}} \underline{H}_{x,i,k}^{(m)}(X) \quad (16)$$

oraz

$$\underline{H}_y(x, y, z) = \sum_{i=1}^{N_c} \sum_{k=1}^{N_i} \sum_{m=1}^{N_{i,k}} \underline{H}_{y,i,k}^{(m)}(X) \quad (17)$$

W trójfazowym układzie szynoprzewodów pole magnetyczne jest polem eliptycznym [8].

W celu weryfikacji otrzymanych wzorów przeprowadzono przykładowe obliczenia dla toru przedstawionego na rysunku 2. Do obliczeń przyjęto: $a = 60$ mm, $b = b_1 = 5$ mm, $d = d_1 = 90$ mm. Przewody fazowe zawierają po dwie szyny prostokątne, zaś przewód neutralny zawiera jedną szynę, a stąd $N_1 = N_2 = N_3 = 2$ oraz $N_4 = 1$. Szyny fazowe i szyna neutralna są szynami miedzianymi o konduktywności $\sigma = 56$ MS·m⁻¹. Częstotliwość prądów fazowych $f = 50$ Hz. Tor zasilono prądem o natężeniu 1 kA. Obudowa szynoprzewodu wykonana jest z aluminium o konduktywności $\sigma_5 = 34$ MS·m⁻¹. Wymiary obudowy wynoszą: $A = 400$ mm oraz $B = 126$ mm, a grubość jej ścianek $t = 3$ mm. Położenie ścian obudowy względem szyn określone jest przez $a_1 = 35$ mm and $b_2 = 45$ mm. Wyniki obliczeń przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 5. Rozkład natężenia pola magnetycznego ekranowanego szynoprzewodu typu PELPO – wersja II dla $x = \text{var}$ oraz różnych wartości $y = \text{const}$

3. WNIOSKI

Wyprowadzone wzory umożliwiają obliczanie natężenie pola magnetycznego wytworzone przez prądy szynoprzewodów prostokątnych w dowolnym punkcie przestrzeni, w tym również w obszarach własnych szynoprzewodów. Uwzględniają one skończone wymiary poprzeczne i skończoną długość szynoprzewodów. Mogą być stosowane dla dowolnych wartości prądów zespolonych, w szczególności dla przypadków trójfazowych torów wieloprądowych z asymetriami prądowymi.

W przypadku uwzględnienia wpływu zjawisk naskórkowości i zbliżenia na pole magnetyczne torów wieloprądowych z szynoprzewodami prostokątnymi, wyprowadzone wzory mogą być użyte do opisu pola magnetycznego generowanego przez prądy w tzw. prostokątnych obszarach elementarnych, na które zostają podzielone szynoprzewody badanego toru.

LITERATURA

- [1] Salinas E.: Conductive and Ferromagnetic Screening of 50 Hz Magnetic Field from a Three-Phase System of Busbars, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, No. 226-230, 1239-1241, 2001.
- [2] Bottausio O. et al.: Numerical and experimental evaluation of magnetic field generated by power busbar systems. *IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib.*, Vol. 143, No. 5, 1996, pp. 455-460.
- [3] Cucu M. and Popescu M.O.: Magnetic field in encapsulated bus-bar. *U.P.B. Sci. Bull., Series C*, Vol. 73, Iss. 1, 2011, pp. 129-142.
- [4] Ducluzaux A.: Extra losses caused in high current conductors by skin and proximity effects. *Schneider Electric "Cahier Technique" No. 83*, 1983.
- [5] Kazimierczuk M.K.: *High-frequency magnetic components*. J. Wiley & Sons, Chichester, 2009.
- [6] Keiko T. et al: Calculation of magnetic fields of the bus bar. *UPEC'95*, Vol. 2, 1995, pp. 554-557.
- [7] Paul C.R.: *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. J Wiley & Sons, New Jersey, 2010.
- [8] Piątek Z.: Impedances of tubular high current busducts. *Polish Academy of Sciences*. Warsaw 2008.
- [9] Piątek Z., Jabłoński P.: *Podstawy teorii pola elektromagnetycznego*. WNT, Warszawa 2010.
- [10] Sarajčev P. and Goič R.: Power loss computation in high-current generator bus ducts of rectangular cross-section. *Electric Power Components and Systems*, No. 39, 2010, pp. 1469-1485.
- [11] Sha X. et al: Analysis of 3-D electromagnetic field for three-phase low voltage and heavy current busbar bridge system. *Inter, J. of App. Electromagn. and Mechanics*, No. 26, 2007, pp. 37-49.
- [12] Zhou J. and Lewis A.M.: Thin-skin electromagnetic fields around a rectangular conductor bar. *J. Phys. D: Appl. Phys.*, No. 27, 1994, pp. 419-425.

MAGNETIC FIELD OF THE THREE-PHASE SHIELDED BUSBARS SYSTEMS

Summary

This paper presents a numerical computation method for determining the magnetic field distributions in high-current busducts of rectangular busbars. This method is based on the integral equation method and the Partial Element Equivalent Circuit (PEEC) method. It takes into account the skin effect and proximity effects, as well as the complete electromagnetic coupling between phase bars and the neutral bar. In particular, the magnetic fields in busbars of shielded three-phase systems with rectangular phase and neutral busbars, and the use of the method are described.

Keywords: rectangular busbar, high-current bus duct, magnetic field, numerical method.

PIOTR CHUDZIK¹, GRZEGORZ LISOWSKI¹
JERZY ZGRAJA², ŁUKASZ KAZIMIERSKI¹

¹Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki

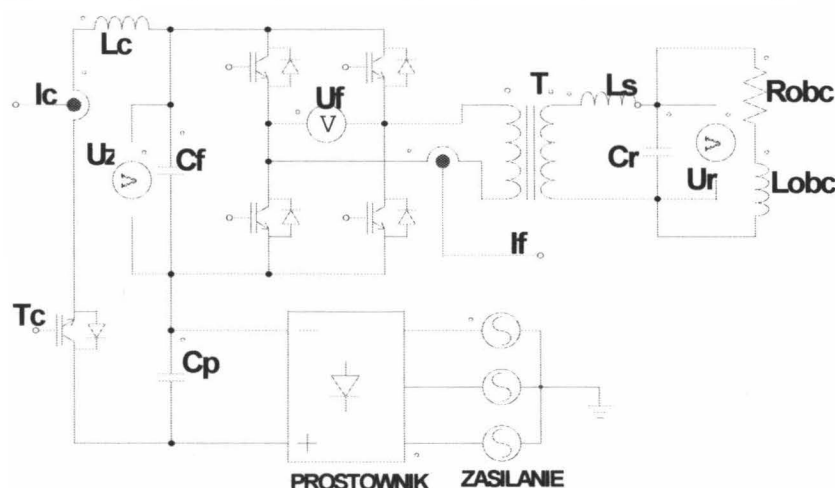
²Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

UKŁADY POMIAROWE DO IDENTYFIKACJI OBCIĄŻENIA I WYZNACZANIA MOCY W GENERATORZE LLC DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiono układy pomiarowe zastosowane w generatorze do nagrzewania indukcyjnego. Omówiono ich budowę oraz sposób dołączenia do systemu sterowania falownikiem napięcia. Przedstawiono również wymagania stawiane tym układom przez algorytmy wyznaczające parametry obciążenia i moc wydzielaną w generatorze.

WSTĘP

Generator LLC do nagrzewania indukcyjnego jest urządzeniem, w którym za pomocą sterowania falownikiem napięcia utrzymuje się we właściwym punkcie pracy układ o topologii LLC (układ trzeciego rzędu). Za powstawanie drgań, niezbędnych do wywołania efektów grzejnych we wzbudniku, odpowiadają: indukcyjność pomocnicza L_s , indukcyjność wzbudnika L_{obc} oraz pojemność kondensatora rezonansowego C_r . Na działanie układu mają również wpływ indukcyjności połączeń poszczególnych części składowych generatora.



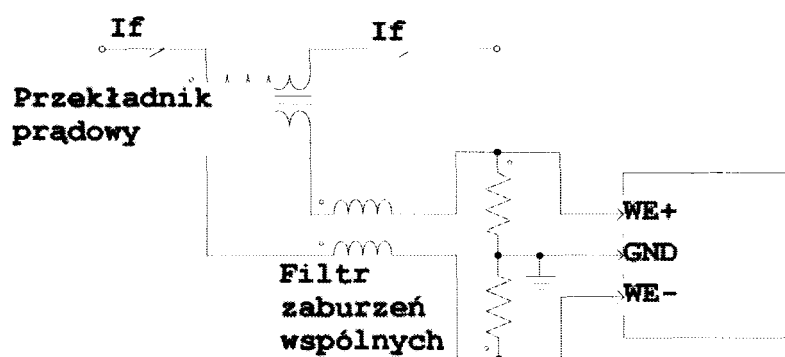
Rys. 1. Schemat połączeń części silnoprądowej jednego toru układu generatora o topologii LLC

Na rysunku 1 umieszczono schemat ideowy obwodów silnoprądowych urządzenia. Ze względu na potrzebę zapewnienia elastyczności działania urządzenia przyjęto założenie, że układ można konfigurować poprzez odpowiednie dobieranie pojemności C_r , zmianę wartości dławika regulacyjnego L_s oraz zmianę samego wzбудnika. Ponadto sam wzбудnik może zmieniać w bardzo szerokim zakresie swoje parametry w zależności od umieszczonego w nim wsadu, jego temperatury oraz amplitudy i częstotliwości wymuszanego prądu. Zapewnienie odpowiednich warunków pracy w obwodach generatora wiąże się z wymuszeniem w falowniku napięcia o określonej amplitudzie i częstotliwości. W przypadku tak złożonego dynamicznie układu, dodatkowo obciążonego silną zmiennością parametrów oraz często brakiem informacji o nagrzewanym obiekcie, nie jest możliwe osiągnięcie optymalnych warunków pracy bez przynajmniej zgrubnej znajomości wszystkich pojemności i indukcyjności biorących udział w procesie nagrzewania. Informacja o wartościach parametrów obwodu LLC jest potrzebna nie tylko do samego zainicjowania procesu, ma również bardzo duże znaczenie podczas całego czasu jego trwania ze względu na silną zmienność indukcyjności wzбудnika z umieszczonym w nim wsadem. W ramach projektu generatora podjęto próbę wyznaczania wybranych parametrów elementów obwodu na podstawie dostępnych pomiarowo wielkości napięć i prądów. Ze względu na wykorzystywanie w układzie częstotliwości sięgających setek kiloherców oraz występowanie zjawisk rezonansowych, związanych ze znacznymi mocami biernymi istnieje potrzeba bardzo dokładnego mierzenia dostępnych prądów i napięć, ze szczególnym uwzględnieniem wrażliwości układów wyliczających wielkości mierzone na błędy przesunięcia w fazie lub czasie.

1. POMIARY PRĄDÓW I NAPIĘĆ W ELEMENTACH GENERATORA

W generatorze przedstawionym na rys. 1 wielkościami mierzonymi w obwodach mocy są prąd wejściowy falownika I_c oraz prąd wyjściowy falownika I_f . W przypadku prądu wejściowego (zasilania) falownika, który ma wolnozmienny charakter ze znaczącą składową stałą, użyto powszechnie stosowanych w przemyśle przetworników opierających swoje działanie na czujnikach Halla. Ten typ przetworników jest bardzo popularny, głównie dzięki łatwości stosowania, możliwości wykonywania pomiarów bez ingerencji w badany układ oraz zadowalającej dla większości układów przemysłowych dokładności. Niestety, w przypadku pomiarów prądów wyjściowych falownika czujniki te nie pozwalają osiągnąć zadowalającej dokładności. Prądy układów rezonansowych osiągają bowiem częstotliwości sięgające setek kiloherców. W tych warunkach pracy typowe przemysłowe czujniki wykazują znaczne błędy fazowe, które są niedopuszczalne, szczególnie ze względu na moce bierne,

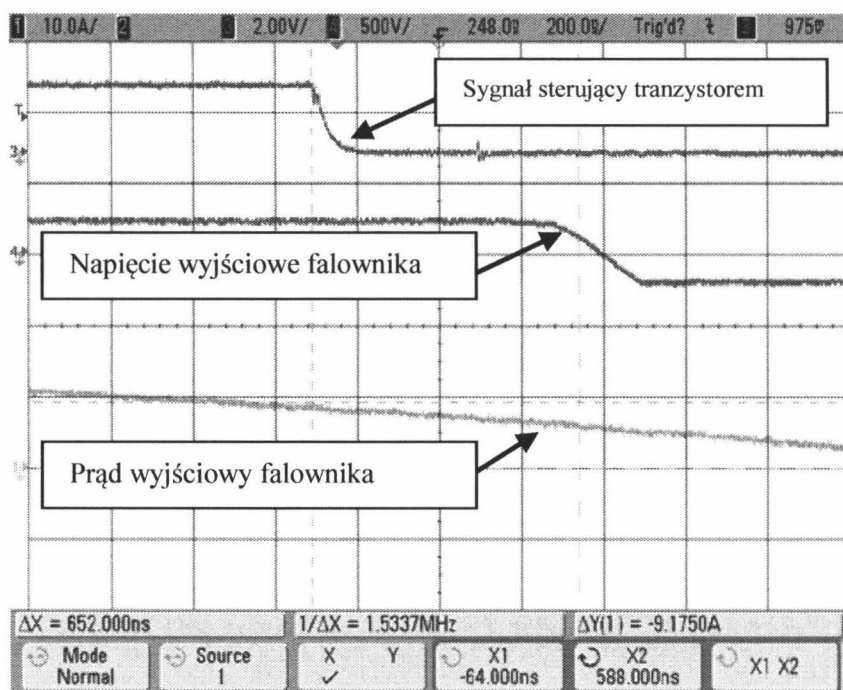
nieodłącznie związane z rezonansowym charakterem działania generatora. Dostępne na rynku laboratoryjne układy pomiarowe, które posiadają odpowiednie możliwości, są z kolei zbyt drogie dla zastosowań w urządzeniach przeznaczonych do produkcji seryjnej. W celu osiągnięcia wymaganych dokładności dla mierzonych w układzie prądów wyjściowych falownika zastosowano przekładnik prądowy, którego prąd uzwojenia wtórnego jest mierzony na boczniku przez układ wzmacniacza różnicowego (rys. 2). Takie rozwiązanie zapewnia eliminację bardzo kłopotliwej dla układów pomiarowych dużej szybkozmiennej składowej wspólnej, która pojawia się na skutek pojemnościowego sprzężenia wyjściowego przewodu falownika z przekładnikiem, wysokoczęstotliwościowych zakłóceń przewodu pomiarowego oraz wysokoczęstotliwościowego oddziaływania tranzystorów falownika na kartę sterująco-pomiarową. Jedynym ograniczeniem wynikającym ze stosowania przekładnika jest brak możliwości pomiaru składowej stałej. Tego typu ograniczenie nie jest jednak istotne w przypadku prądu wyjściowego falownika, ponieważ jako prąd uzwojenia pierwotnego transformatora T, z założenia nie może on posiadać składowej stałej.



Rys. 2. Schemat układu pomiarowego prądów w generatorze

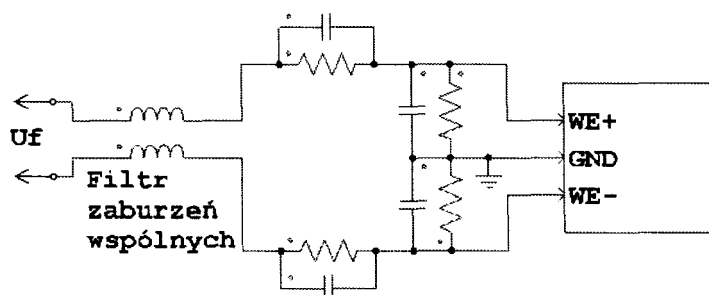
Podobnie jak w przypadku prądów, tam gdzie nie występują wysokie stromości narastania napięć, do ich pomiarów można stosować typowe, przemysłowe przetworniki wykorzystujące czujniki Halla. W generatorze tego typu czujniki zostały użyte do pomiarów napięć zasilania falownika U_{zf} . Najbardziej kłopotliwym do pomiaru sygnałem o charakterze napięciowym jest napięcie wyjściowe falownika, które jest w generatorze napięciem uzwojenia pierwotnego transformatora T. W klasycznych układach falownikowych często zamiast pomiaru tej wielkości korzysta się z matematycznego wyznaczenia jej na podstawie znajomości stanu tranzystorów i napięcia obwodu pośredniczącego falownika U_{zf} [1]. Takie rozwiązania są akceptowalne przy niewielkich częstotliwościach falowników, gdy czas martwy i czas trwania zboczy nie stanowi znacznej części całego okresu pracy falownika. W układach, w których udział czasu martwego jest znaczny, niezbędne jest korzystanie z szybkich

pomiarów napięcia. W przypadku częstotliwości 80 kHz okres wyjściowej fali napięciowej wynosi 12,5 us. Czas martwy na poziomie 1 us stanowi aż 8% okresu, co po przyjęciu dwóch przełączeń na okres powoduje, że napięcie rzeczywiste znacznie różni się od napięcia wynikającego ze współczynnika modulacji i silnie zależy od charakteru obciążenia [2]. Na rysunku 3 przedstawiono przebieg napięcia wyjściowego falownika U_f na tle sygnału sterującego załączanego tranzystora. Na przebiegach widoczna jest różnica między chwilą wysterowania tranzystora a rzeczywistym jego przełączeniem, wynikająca z obecności czasu martwego, niezbędnego do zapewnienia bezpiecznego działania tranzystorów. Przełączenie przedstawione na przebiegu dotyczy obciążenia o charakterze indukcyjnym – zmiana napięcia wyjściowego następuje w chwili „twardego” wyłączenia pierwszej pary tranzystorów (po upływie 625 ns od zainicjowania wyłączenia).

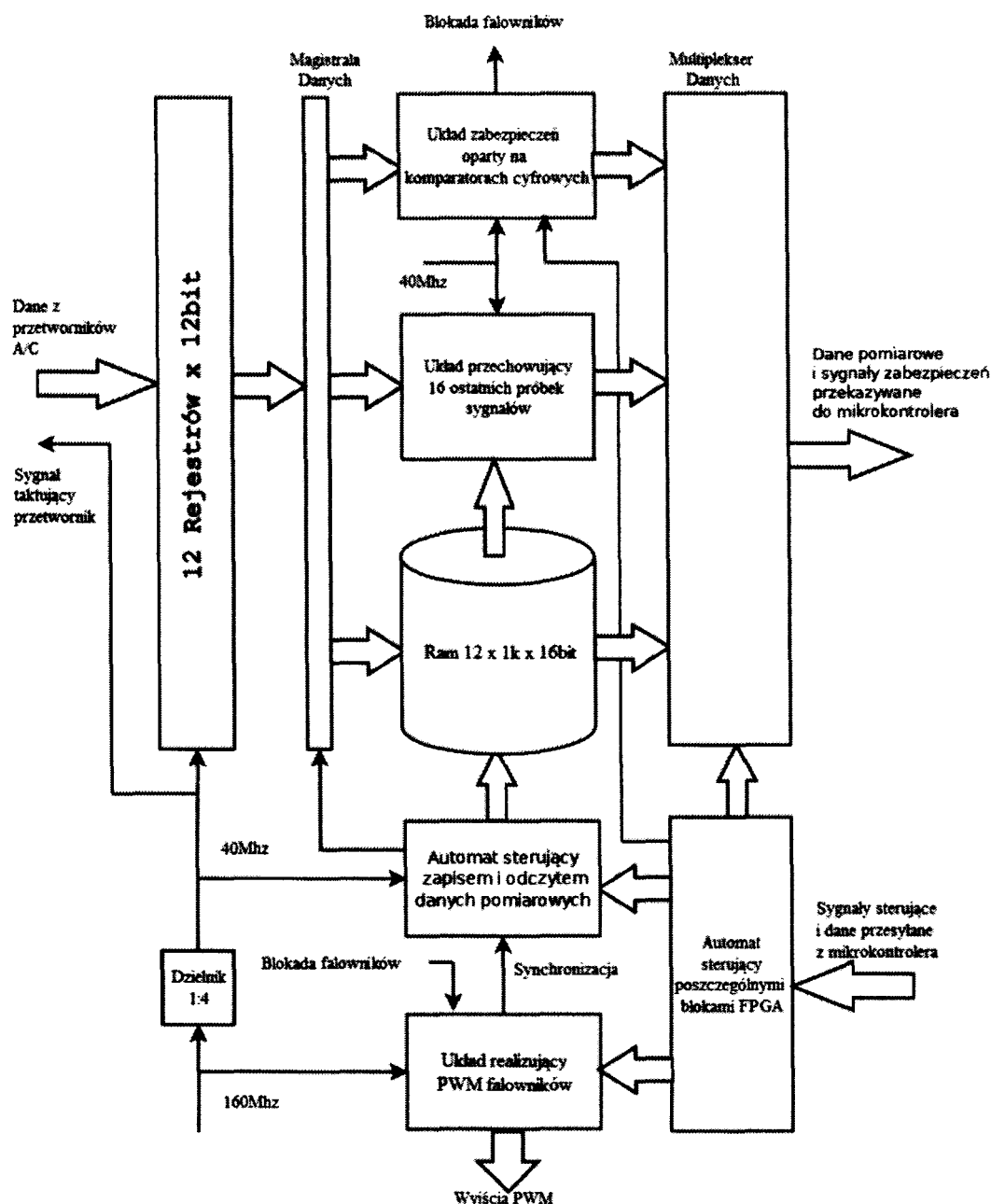


Rys. 3. Przebiegi napięcia wyjściowego falownika na tle sygnału sterującego jednego z tranzystorów falownika

Ze względu na bardzo duże znaczenie pomiaru rzeczywistych wartości napięcia wyjściowego falownika, w układzie został wykorzystany dzielnik rezystancyjny z pojemnościami kompensującymi (o konstrukcji typowej sondy napięciowej), którego napięcie wyjściowe jest mierzone wejściowym wzmacniaczem różnicowym karty pomiarowej (rys. 4). Takie rozwiązanie pozwala na eliminację opóźnień pomiarowych. Jego wadą jest brak separacji galwanicznej między potencjałami obwodów strony pierwotnej generatora a układem pomiarowym. Z tego względu dobrano tak wartość dzielnika napięciowego i wzmocnienia wzmacniacza, aby wartości maksymalnych potencjałów falownika nie wykraczały poza zakres napięciowy wzmacniacza.



Rys. 4. Schemat układu pomiarowego napięć szybkozmiennych



Rys. 5. Schemat struktury FPGA, odpowiedzialnej za realizację pomiarów analogowych i zabezpieczeń

Wszystkie wielkości mierzone w układzie generatora są dostarczane do jednakowych 12 wejść pomiarowych, z których każde ma strukturę

wzmacniacza różnicowego. Pobrane sygnały podlegają obróbce w systemie sterowania, którego istotną część stanowi układ FPGA. Działanie układu polega na wykonaniu jednoczesnego pomiaru we wszystkich kanałach wejściowych. Po pobraniu danych system przechowuje po 16 ostatnich pomiarów dla każdego z kanałów. Zapamiętane wartości, poprzez multiplekser danych, mogą być przekazane w szybki sposób do mikrokontrolera. Struktura tego układu została zamieszczona na rysunku 5. System pomiarowy poza samą rejestracją wykonuje również zadania zabezpieczenia nadprądowego i nadnapięciowego.

2. IDENTYFIKACJA OBCIĄŻENIA I WYZNACZANIE MOCY W GENERATORZE

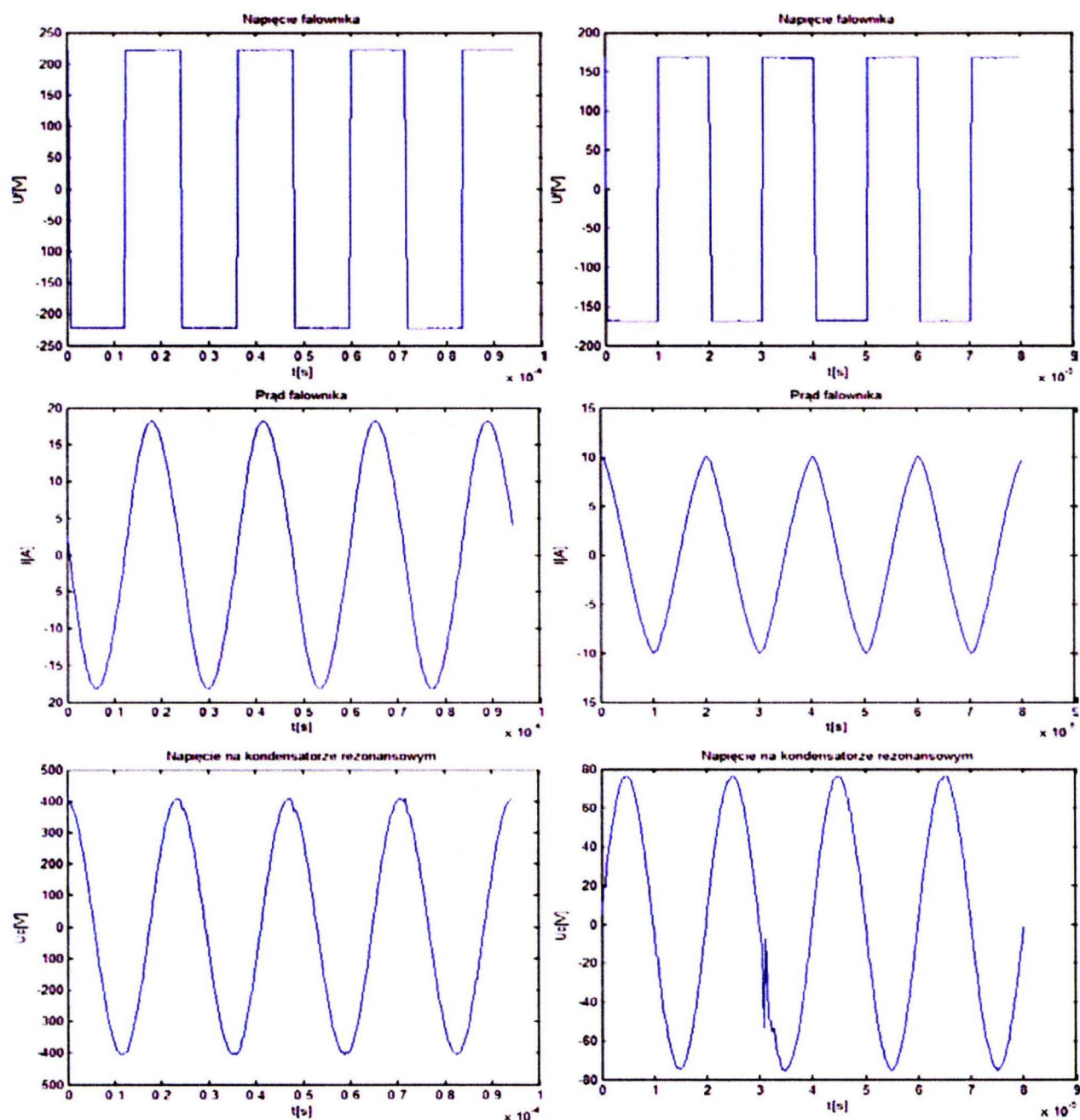
Bardzo duże wymagania w stosunku do jakości pomiaru napięć i prądów w systemie wynikają z potrzeby wykonania, w sposób automatyczny, identyfikacji obciążenia, które zostało umieszczone we wzбудniku generatora. Proces identyfikacji wiąże się z kontrolowanym załączeniem napięcia sterującego w taki sposób, aby wielkości pomiarowe osiągnęły poziom pozwalający na uzyskanie zamierzonej dokładności wyznaczanych na ich podstawie parametrów [3]. Charakterystyczną cechą układów wykorzystujących zjawisko rezonansu jest znaczny udział mocy biernej na tle całkowitej mocy przetwarzanej w urządzeniach. W tej sytuacji szczególnego znaczenia nabiera zgodność fazowa rzeczywistych wielkości mierzonych z ich reprezentacją w postaci zarejestrowanych wartości. Z punktu widzenia wrażliwości wyznaczanego parametru (rezystancja i indukcyjność wsadu) na jakość pomiaru, zgodność ta ma zasadnicze znaczenie szczególnie w sytuacji pomiarów wielkości przesuniętych w fazie o kąty bliskie 90 stopni. Na rysunku 6 zamieszczono przykładowe przebiegi mierzonych w systemie wartości napięcia falownika, prądu uzwojenia pierwotnego transformatora separującego oraz napięcia na kondensatorze rezonansowym. W czasie pracy systemu w przedstawionych na rysunku 6 przypadkach wyliczone zostały następujące wartości mocy:

Tabela 1

Częstotliwość	$f = 42\,400\text{ Hz}$ (rezonans)	$f = 50\,000\text{ Hz}$
Moc wejściowa (mierzona na zasilaniu DC)	7.863 kW	0.528 kW
Moc wyjściowa falownika	7.705 kW	0.332 kW

W ramach prowadzonych badań dokonano również obliczenia wartości mocy na podstawie pomiaru prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora i napięcia na kondensatorze rezonansowym. Dla stanu rezonansu otrzymano następujące wyniki:

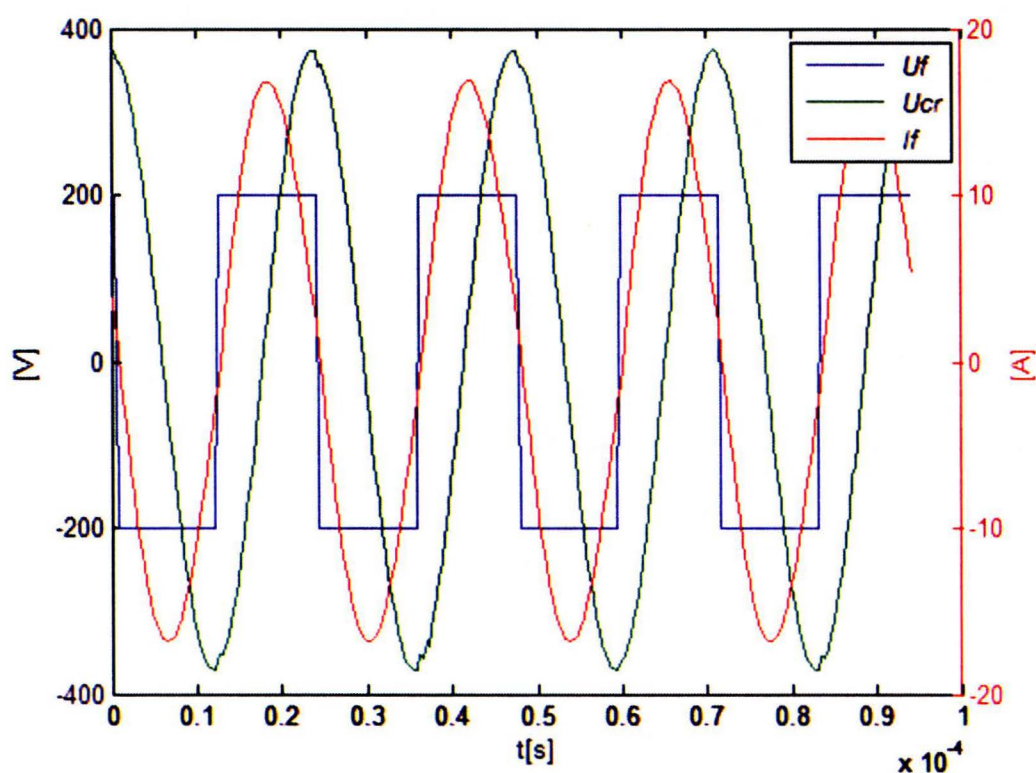
Moc wejściowa (obliczana na obwodzie zasilania falownika) $P_{DC} = 7.863$ kW,
Moc wyjściowa (obliczana z napięcia wyjściowego falownika) $P_{WY} = 7.705$ kW,
Moc wyjściowa (obliczana na obwodzie rezonansowym) $P_{WY} = 8.847$ kW.



Rys. 6. Przykładowe przebiegi napięć i prądów w generatorze przy pracy w rezonansie – $f = 42\,400$ Hz (kolumna lewa) oraz przy pracy z wyższą częstotliwością – $f = 50\,000$ Hz (kolumna prawa)

Otrzymane wartości świadczą o znacznym błędzie w pomiarze wartości mocy popełnianym podczas jej obliczania na podstawie wartości napięcia na kondensatorze rezonansowym (rys. 7). Analiza wrażliwości wpływu dokładności pomiarów na oszacowanie mocy wyjściowej pokazała, że dla rozważanego

przypadku błąd fazowy o wartości 1 stopnia kąowego, popełniany w pomiarze napięcia na kondensatorze rezonansowym, jest przyczyną aż 20% błędu w wyznaczaniu wartości mocy wyjściowej, co praktycznie eliminuje ten sposób pomiaru.



Rys. 7. Przykładowe przebiegi napięć i prądów w generatorze przy pracy w rezonansie – $f = 42\,400$ Hz, pokazujące znaczne przesunięcie fazowe między napięciem na kondensatorze rezonansowym i prądem wzbudnika

Podczas przeprowadzania identyfikacji za pomocą załączania napięcia do wzbudnika ze wsadem o nieznanych parametrach, bardzo ważne jest zabezpieczenie nagrzewanego detalu przed zniszczeniem. Ze względu na bardzo krótkie czasy nagrzewania elementów i opóźnienia pomiarowe wnoszone przez urządzenia mierzące temperaturę, nie ma możliwości zabezpieczenia wsadu na podstawie samych pomiarów temperatury (które to pomiary nie zawsze są w praktyce realizowane). W omawianym generatorze zastosowano, działający w czasie rzeczywistym, algorytm ograniczania dostarczanej do wsadu energii, który wyznacza tę energię z mierzonych wartości napięć i prądów. Gdy wyliczona przez układ pomiarowy energia przekracza założoną wartość maksymalną, generator zostaje wyłączony.

Poza samym procesem identyfikacji układy pomiarowe i algorytmy wyznaczające parametry układu pełnią kluczową rolę w wyznaczaniu wielkości sterujących generatorem w trakcie normalnej pracy. Układy do nagrzewania indukcyjnego, w przeciwieństwie do typowych rezonansowych przetwornic DC/DC, charakteryzują się dużą zmiennością częstotliwości rezonansowej

w trakcie trwania procesu na skutek zmiany amplitudy prądu i temperatury wsadu. Aby w takich warunkach możliwa była pełna kontrola procesu nagrzewania, niezbędna jest ciągła analiza sygnałów, prowadzona w czasie rzeczywistym i uwzględnianie wyników pomiarów w algorytmie sterowania [4]. Jednym z ważniejszych warunków właściwego działania tego typu algorytmów jest jakość mierzonych sygnałów. Szczególnie istotne jest zapewnienie zgodności fazowej pomiaru z przebiegiem rzeczywistym oraz eliminacja zaburzeń typowych dla układów z falownikami tranzystorowymi.

3. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone badania układów pomiarowych laboratoryjnego generatora do nagrzewania indukcyjnego pokazały bardzo dużą rolę, jaką pełni w procesie identyfikacji, zabezpieczaniu i normalnej pracy możliwość obliczania w czasie rzeczywistym wartości wybranych parametrów układu na podstawie szybkich pomiarów napięć i prądów.

LITERATURA

- [1] Jong Woo Choi, Sung Il Yong, Seung Ki Sul: Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation. IEEE 0-7803-1456-5/94, 1994, ss. 100-106.
- [2] Nowak R., Chudzik P. Sobieraj T.: Wektorowy falownik napięciowy z pomiarem rzeczywistego napięcia wyjściowego. Napędy i Sterowanie, Nr 4/2014, ss. 70-73.
- [3] Kucharski J., Frączyk A., Urbanek P., Jaworski T.: Projekt inteligentnego generatora w.cz. do indukcyjnego nagrzewania wsadów, Przegląd Elektrotechniczny, R. 90, Nr 2, 2014, ss. 20-23.
- [4] Kobos W., Zgraja J., Chudzik P.: Analysis of dual-frequency generators structures for induction heating, Materiały konferencji:HES-13. International Conference on Heating by Electromagnetic Sources. Induction, Dielectric and Microwaves, Conduction and Electromagnetic Processing. Padwa, 2013, ss. 261-268.

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych nr umowy PBS1/A4/2/2012.

MEASUREMENT SYSTEMS FOR LOAD IDENTIFICATION AND POWER CALCULATION IN LLC INDUCTION HEATING GENERATOR

Summary

The paper describes measurement systems used in induction heating generator . Their build and connecting to the control system of voltage converter had been presented. The requirements resulting from algorithms which calculate load parameters and power absorbed by the load had been shown.

Keywords: induction heating generator, resonance converter, power measurement.

**ŁUKASZ SZYMAŃSKI, ZBIGNIEW KOŁACIŃSKI
SŁAWOMIR WIAK, GRZEGORZ RANISZEWSKI
MARCIN LEFIK, EMILIA GRYSKA**
**Politechnika Łódzka, Instytut Mechatroniki i Systemów
Informatycznych**

SYNTEZA NANORUREK WĘGLOWYCH DO ZASTOSOWAŃ MEDYCZNYCH

W artykule opisano termiczne metody otrzymywania nanorurek węglowych z gazu i w obecności katalizatora zawierającego cząsteczki żelaza. Umożliwi to ich zastosowanie w leczeniu chorób, w tym również raka. Cząsteczki takie wprowadzone do organizmu i odpowiednio zaadresowane, mogą być rozgrzane za pomocą pola o częstotliwości radiowej, a ich połączenie z chorymi komórkami umożliwi ich niszczenie. W badaniach użyto pola elektromagnetycznego o częstotliwości 13.56 MHz, które to jest często wykorzystywane w medycynie.

WPROWADZENIE

Nanocząstki są szeroko stosowane w różnych gałęziach życia i techniki. Jedynie w medycynie można wymienić aż 11 grup docelowych. Są to:

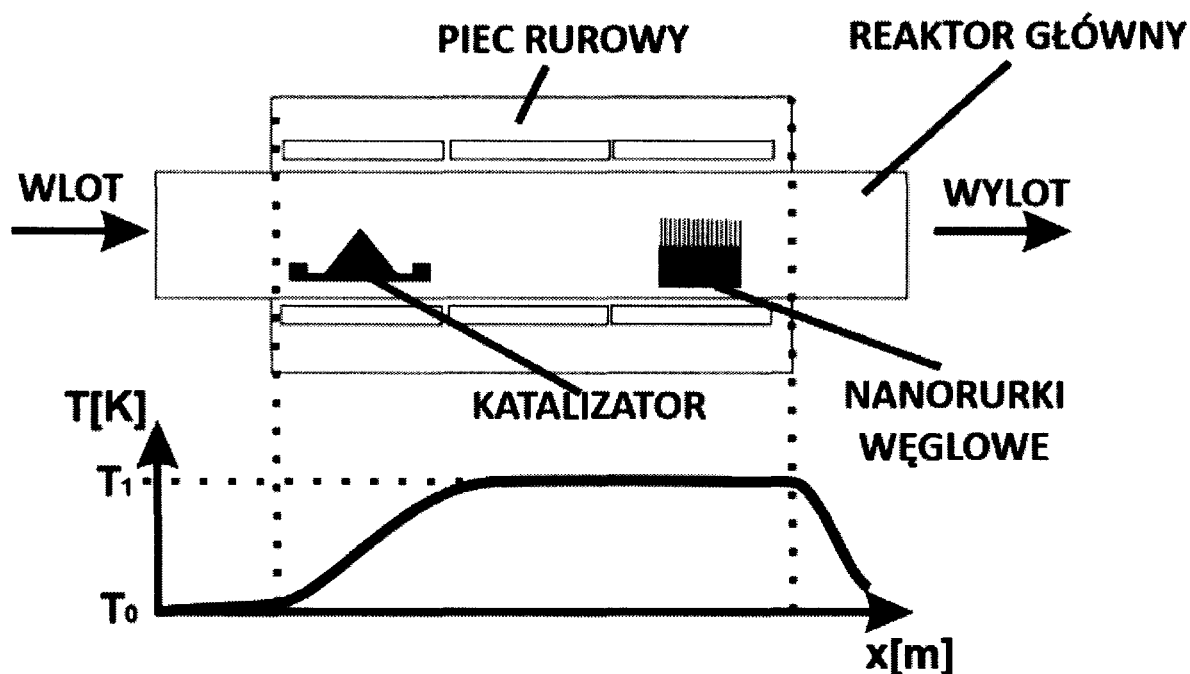
- 1) Inżynieria opatrunków/medycyna regeneracyjna,
- 2) Bio-Nano struktury,
- 3) Kapsułkowanie leków / nośniki,
- 4) Obrazowanie molekularne,
- 5) Biofotonika,
- 6) Biokompatybilne implanty,
- 7) Biomembrany,
- 8) Biomolekularne czujniki,
- 9) Bioprocessory,
- 10) Lab-on-Chip,
- 11) Funkcjonalne molekuly: przełączniki, pompy, środki transportu.

Nowym obszarem zastosowań nanorurek węglowych jest leczenie raka. Czym z definicji jest nowotwór - to komórki organizmu dzielące się w sposób niekontrolowany. Dodatkowo nowo powstałe komórki nowotworowe nie

różnicują się w typowe komórki danej tkanki. Utrata kontroli nad podziałami jest związana z mutacjami genów kodujących białka. Mutacje te powodują, że komórka nie reaguje na sygnały z organizmu, zwłaszcza ten, które nakazywałby samozniszczenie komórki, czyli apoptozę. Komórki nowotworów są nieśmiertelne. Powstanie nowotworu złośliwego wymaga kilku mutacji, stąd długi, ale najczęściej bezobjawowy, okres rozwoju choroby. U osób z rodzinną skłonnością do nowotworów część tych mutacji jest dziedziczona. Z uwagi na ilość zachorowań, temat ten jest jak najbardziej aktualny.

1. METODY SYNTEZY NANORUREK WĘGLOWYCH

Istnieje wiele metod wytwarzania nanorurek węglowych [1-5]. W elektrotermicznej syntezie nanorurek węglowych mogą występować reaktory pracujące w ciśnieniu atmosferycznym oraz przy obniżonym ciśnieniu. Z uwagi na to, że te pierwsze są lepsze do osiągnięcia celu (duża powtarzalność produktu końcowego) w badaniach skupiono się właśnie na nich. Nanorurki węglowe wytwarzano w 2 rodzajach układów. Pierwszy to standardowy układ CVD z piecem rurowym (rys. 1). W drugim układzie syntezy dokonywano w układzie CVD z rezystancyjnym nagrzewaniem podłoża (rys. 2).

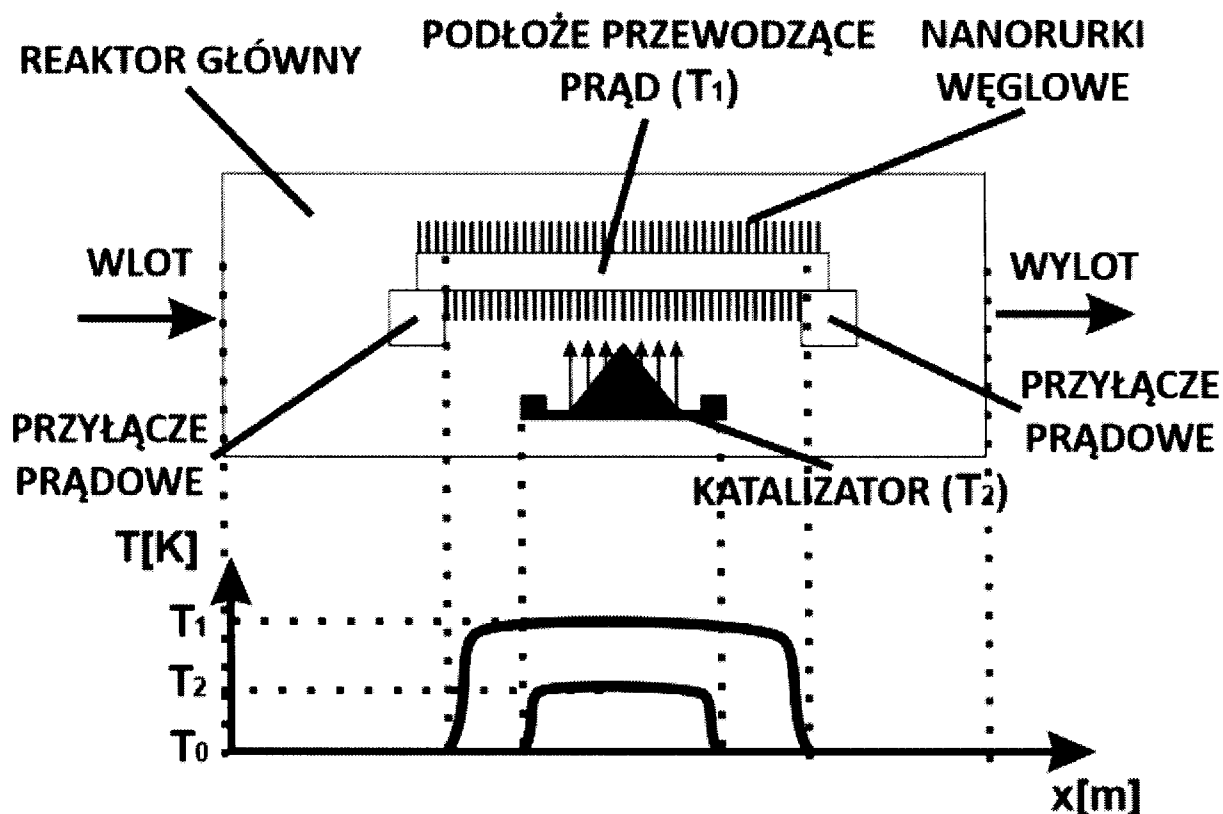


Rys.1. Schemat budowy reaktora CVD oraz rozkład temperatury w kolejnych sekcjach pieca

W pierwszej kolejności opisany zostanie standardowy układ CVD. Reaktor CVD był zbudowany z pieca rurowego z umieszczonym wewnątrz szklanym

reaktorem głównym. Pod wpływem temperatury w takim reaktorze zachodziła synteza nanorurek węglowych na podłożu w obecności katalizatora. Piec posiadał 3 strefy grzania o różnych temperaturach dobieranych doświadczalnie.

Kolejnym krokiem badawczym było zastąpienie tradycyjnego reaktora CVD reaktorem, który wykorzystywał zjawisko nagrzewania podłoża poprzez przepływ prądu elektrycznego. Zbudowano zatem reaktor, w którym podłoże do osadzania nanorurek było wykonane ze stali lub krzemu. Do układu dostarczano gazy węglonośne (etylen), wodór i obojętne (hel, argon). Katalizator reakcji w sypkiej postaci był dostarczany z dolnej podstawki, z której parował. Prędkość parowania była regulowana poprzez ruch tej podstawki w stosunku do rozgrzanego podłoża (przez co regulowana była jej temperatura), co zostało opatentowane.



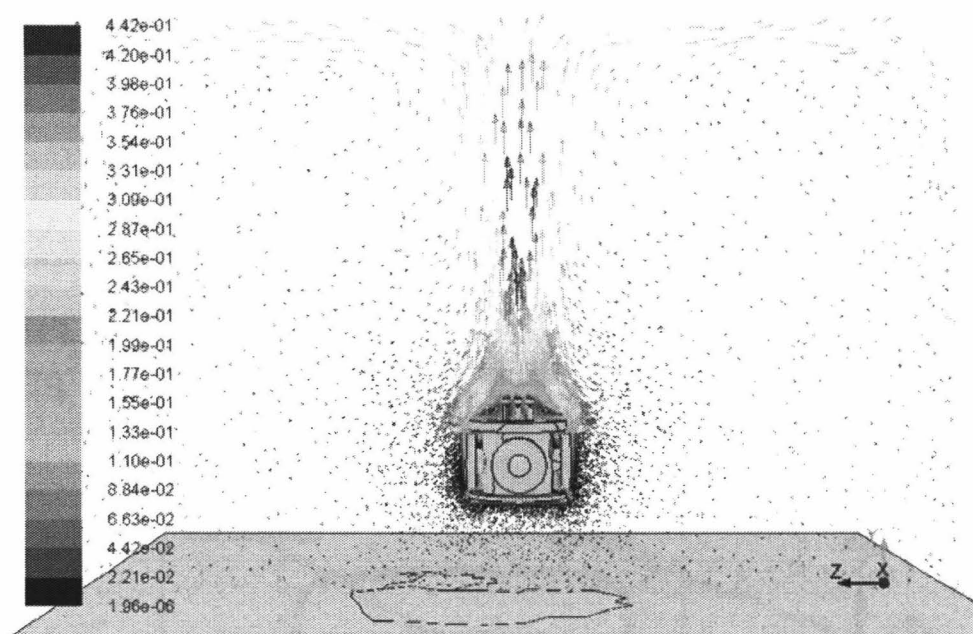
Rys. 2. Schemat budowy reaktora CVD z rezystancyjnym nagrzewaniem podłoża oraz rozkład temperatury w podłożu oraz podajniku katalizatora

Zarówno w pierwszym przedstawionym układzie, jak i w jego kolejnej wersji cały proces składał się z kilku etapów. Ich parametry określono doświadczalnie. Kolejne fazy nazwano jako: narastanie temperatury, redukcja, synteza i chłodzenie, a każdy z nich posiadał własne określone parametry, takie jak temperatura, czas i przepływ gazów. W doświadczeniach używano jako gazu węglonośnego etylenu. Do fazy redukcji używany był wodór. Dodatkowo,

w czasie całego procesu zabezpieczono się przed utlenieniem poprzez dostarczanie gazu obojętnego. Ustalono na drodze obliczeń oraz doświadczalnie, że właściwą temperaturą dla syntezy nanorurek węglowych jest ta z zakresu od 1020 do 1120 K. W temperaturach niższych od 1070 K nanorurki węglowe podczas syntezy układają się w formę lasu. Powyżej temperatury 1070 K są one zbite w tzw. bundle.

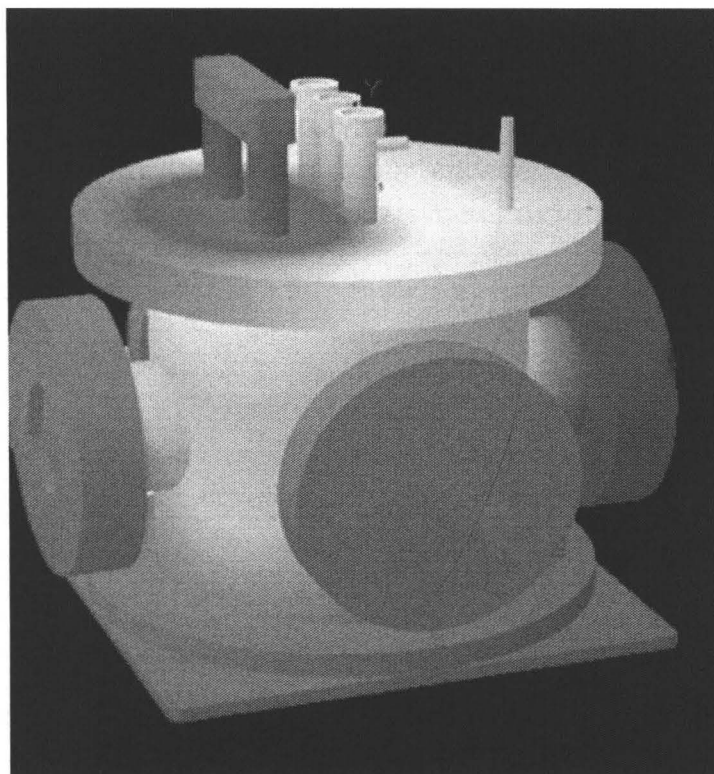
2. OBLICZENIA KOMORY REAKCYJNEJ

Wykonano model komputerowy komory oraz podłoża dla zaproponowanego układu z rezystancyjnym nagrzewaniem podłoża. Symulację gęstości strumienia opuszczającego konwekcyjnie reaktor wykonano w programie OPERA (rys. 3).

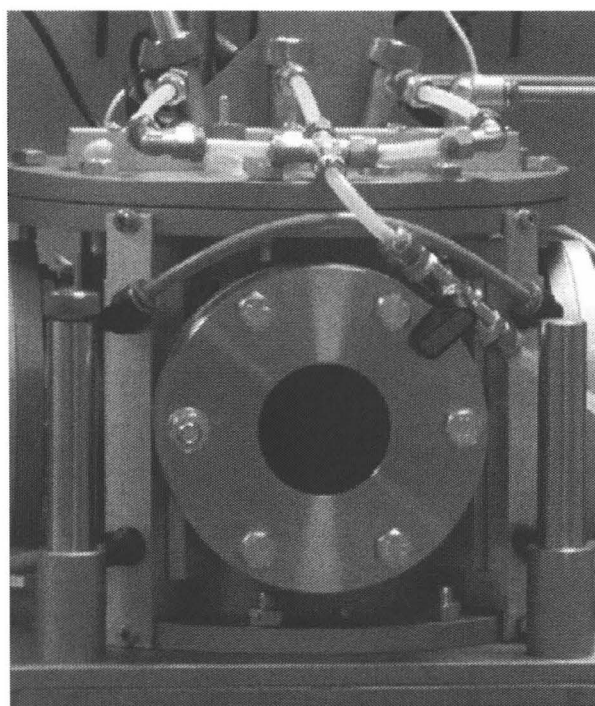


Rys. 3. Gęstości strumienia opuszczającego konwekcyjnie reaktor

Na rysunku 4 przedstawiono rozkład temperatury na zewnętrznych ściankach reaktora, a na rysunku 5 przedstawiono jego rzeczywiste zdjęcie. Z uwagi na to, że do poprawnej syntezy nanorurek węglowych niezbędna jest stabilność temperatury na poziomie 30 K, już w ramach projektowania udało się odnaleźć słabe strony reaktora i w wyniku analiz postanowiono zastosować dodatkową chłodnicę wpływającą na łagodniejszy przebieg rozkładu temperatury na zewnętrznych jego ścianach.



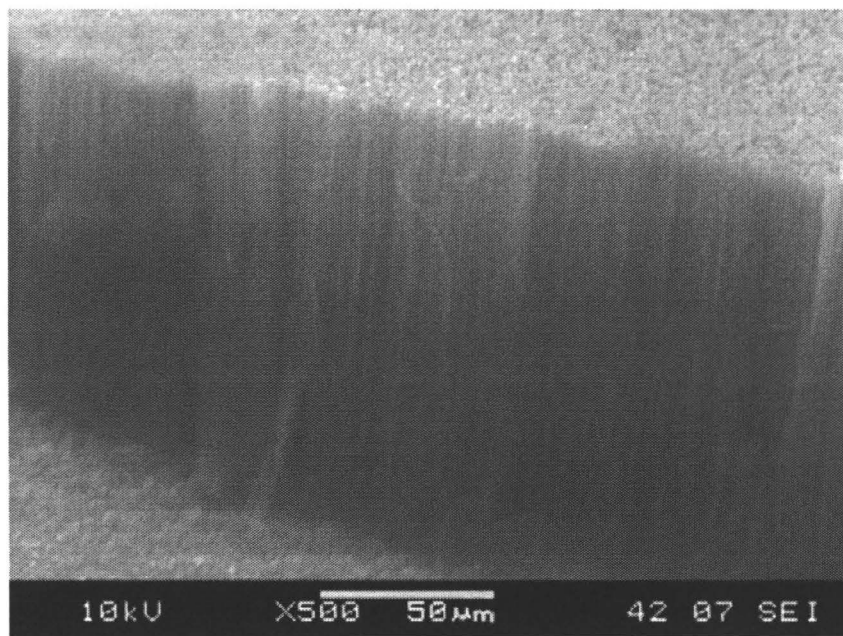
Rys. 4. Rozkład temperatury na zewnętrznych powierzchniach reaktora (max. 320 K)



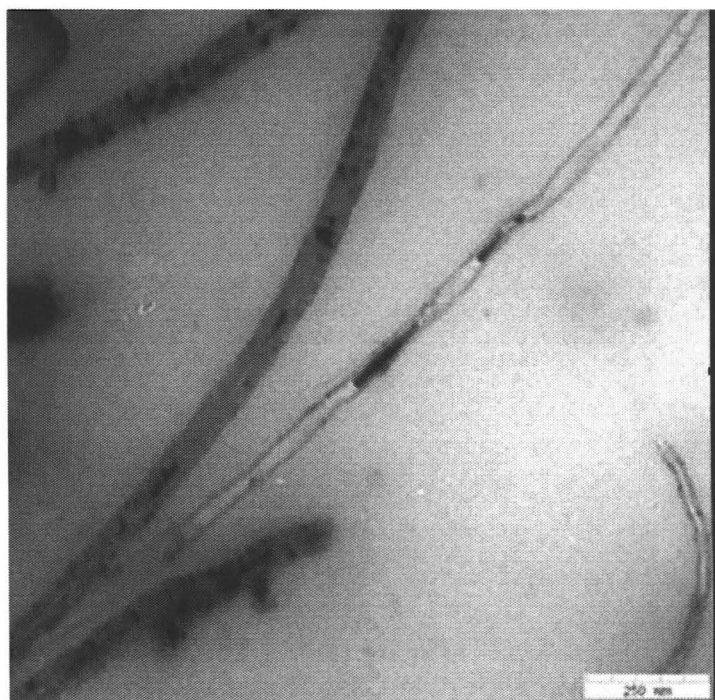
Rys. 5. Zdjęcie komory reaktora z widocznymi przyłączami gazowymi

3. OTRZYMANE REZULTATY

W ramach przeprowadzonego prac uzyskano nanorurki węglowe wypełnione żelazem. Ich zdjęcia zaprezentowane są na rysunkach 6 i 7.



Rys. 6. Zdjęcia mikroskopii SEM otrzymanych nanorurek węglowych



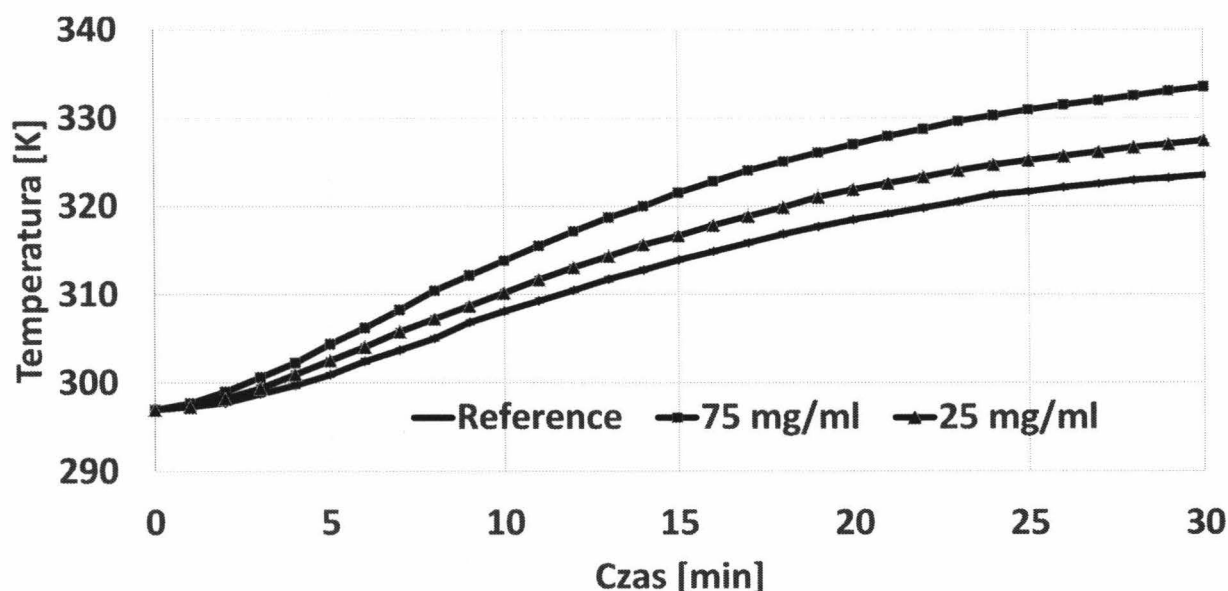
Rys. 7. Zdjęcia mikroskopii TEM otrzymanych nanorurek węglowych z widocznymi cząsteczkami żelaza

4. BADANIA NAGRZEWANIA NANAORUREK WĘGLOWYCH WYPEŁNIONYCH ŻELAZEM

Otrzymane nanorurki węglowe dyspergowano następnie w wodzie (czas dyspersji – 4 godziny i 45 minut), aby pozbyć się aglomeratów. Wykonywano to w generatorze ultradźwięków o mocy 750 W. Następnie umieszczano roztwór w generatorze RF o częstotliwości 13,56 MHz. Częstotliwość ta była już używana w innych pracach [6-8]. Wykonano próby dla następujących stężeń nanorurek węglowych w wodzie: 75, 50, 25, 12,5 i 5 mg/ml. Badania wykonywano na próbkach o objętości 2 ml. Temperaturę mierzono za pomocą termometru Luxtron 812.

W badaniach wykorzystano nanorurki węglowe o średnicy z zakresu od 20 do 200 nm i długość do 100 μm .

Pomiary wzrostu temperatury pod wpływem pola elektromagnetycznego wykazały zadowalające wyniki. Jako punkt odniesienia wykorzystano rozkład temperatury w nagrzewanej czystej wodzie. Funkcjonalność nanorurek węglowych wypełnionych żelazem jako generatorów i przewodników ciepła została potwierdzona doświadczalnie. Zaobserwowano zależność wzrostu temperatury od stężenia roztworu. Najniższe stosowane stężenie (5 mg/ml) nie powoduje żadnego znaczącego wzrostu temperatury. Dla wyższych stężeń nanorurek węglowych zaobserwowano jednak znaczny wzrost temperatury. Na rysunku 8 przedstawiono przykładowy rozkład temperatury w próbkach o różnym stężeniu.



Rys. 8. Zarejestrowana temperatura roztworu podczas ogrzewania w polu RF

Przy najwyższym stężeniu (75 mg/ml) przyrost temperatury wynosił 9.3 K.

LITERATURA

- [1] Raniszewski G.: Eur. Phys. J. Appl. Phys., Vol. 61, Issue 02, (2013), pp. 24311-p1-24311-p6.
- [2] Keidar M., Levchenko I., Arbel T., Alexander M., Waas A.M., Ostrikov K.: Applied Physics Letters 92, 043129 (2008).
- [3] Thess A., Lee R., Nikolaev P., Dai H., Petit P., Robert J., Xu C., Lee Y.H., Kim S.G., Rinzler A.G., Colbert D.T., Scuseria G.E., Tomanek D., Fischer J.E., Smalley R.: Science, 273 (1996), 483.
- [4] Laplaze D., Bernier P., Barbedette L., Lambert J.M., Flamant G., Lebrun M., Brunelle A., Della-Negra S.: Acad. Sci., Ser. II: Mec., Phys., Chim., Astron. 1994, 318 (6), 733-738.
- [5] Hsu W.K., Hare J.P., Terrones M., Kroto H.W., Walton D.R.M., Harris P.J.F.: Condensed-phase nanotubes. Nature (London) 1995, 377 (6551), 687.
- [6] Levi-Polyachenko N. and Stewart IV J.: Clinical Relevance of Nanoparticle Induced Hyperthermia for Drug, The Open Nanomedicine Journal, No. 3, pp. 24-37, (2011).
- [7] IEEE Standard for Safety Levels With Respect to Human Exposure to Radio Frequency Electromagnetic Fields, 3 kHz to 300 GHz, IEEE C95.1-2005. [Online]. Available: <http://emfguide.itu.int/pdfs/C95.1-2005.pdf>
- [8] Gannon C. et al.: Carbon nanotube-enhanced thermal destruction of cancer cells in a noninvasive radiofrequency field., Cancer, Vol. 110, No. 12, pp. 2654-65, (2007).

Praca badawcze została wykonana w ramach projektów Nr NR01001610 oraz PBS/A5/PBS2/31/.

CARBON NANOTUBES SYNTHESIS FOR MEDICAL APPLICATIONS

Summary

The article describe thermal methods of carbon nanotubes synthesis from gases containing carbon compounds and catalysts containing iron particles. This allows their application in the treatment of diseases including cancer. Those CNTs are introduced into the human body and functionalized to cancer cells recognition. Then they can be heated by radio frequency field. Their connection to the degenerated cells allows cells destruction. In the study the most common frequency for medical applications was used. RF field influence at 13.56MHz was examined and described.

Keywords: carbon nanotubes synthesis, hyperthermia.

**ALBERT SMALCERZ, ROMAN PRZYŁUCKI, JERZY BARGLIK
TADEUSZ WIECZOREK, ADRIAN SMAGÓR**

**Politechnika Śląska, Wydział Inżynierii Materiałowej i Metalurgii
Katedra Informatyki Przemysłowej**

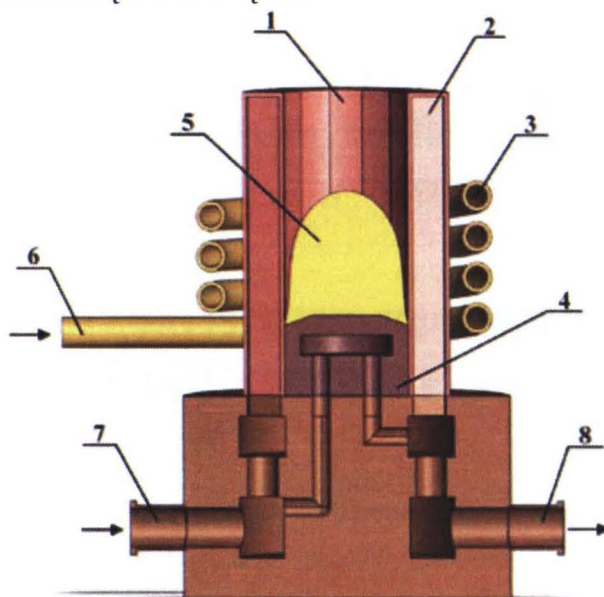
ANALIZA ZJAWISK ELEKTROMAGNETYCZNYCH W PIECACH Z ZIMNYM TYGLEM

Metal uzyskiwany w wyniku topienia w klasycznych piecach przemysłowych jest narażony na zanieczyszczenia powstałe w wyniku kontaktu topionego metalu z wyłożeniem ceramicznym. Piece indukcyjne z zimnym tygłem umożliwiają uzyskiwanie materiałów o dużym stopniu czystości dzięki zjawisku topienia semi-lewitacyjnego. Wadą pieców z zimnym tygłem jest ich niewielka sprawność elektryczna. W pracy przedstawiono obliczenia pola elektromagnetycznego, które mogą być wstępem do optymalizacji konstrukcji tygla.

WPROWADZENIE

Piec indukcyjny z zimnym tygłem (rys. 1) znajduje zastosowanie do bezkontaktowego topienia metali i innych materiałów [1]. Jest on chętnie stosowany do topienia tytanu [2] oraz innych materiałów, szczególnie tych o wysokiej temperaturze topienia, np. molibdenu. Charakterystyczną cechą takiego procesu jest ograniczenie kontaktu materiału topionego z wyłożeniem ceramicznym występującym w klasycznych piecach tyglowych. Ze względu na istnienie sił elektrodynamicznych, większa część stopu nie ma bezpośredniego kontaktu z tygłem. Ta część metalu stykającego się tygłem pieca tworzy warstwę stałą, która uniemożliwia kontakt ciekłego metalu z miedzią i zmniejsza straty ciepła z roztopionego materiału. Proces ten realizuje się w atmosferze próżniowej lub w obojętnej (azot, argon), co powoduje uzyskanie materiału o wysokiej czystości. Podstawowym elementem pieca jest miedziany tygiel chłodzony wodą (zimny tygiel); oprócz niego występują jeszcze cewki wzbudnika oraz roztopiony wsad. Do uzwojenia doprowadzony jest harmoniczny prąd elektryczny, który dzięki zjawisku indukcji magnetycznej jest źródłem pojawiania się prądów wirowych w tyglu (działającym jak transformator) i w roztopionym wsadzie. W celu ograniczenia strat w miedzianym tyglu, składa

się on z kilkunastu wzajemnie izolowanych segmentów. Każdy z segmentów jest chłodzony wodą dostarczaną z zewnątrz.



Rys. 1. Szkic pieca indukcyjnego z zimnym tygłem: 1 – tygiel miedziany, 2 – kanał chłodzący tygiel, 3 – wzbudnik, 4 – dno tygla, 5 – metal, 6 – doprowadzenie wody chłodzącej cewkę, 7, 8 – doprowadzenie i odprowadzenie wody chłodzącej miedziany tygiel

Numeryczne modelowanie procesów zachodzących w piecach z zimnym tygłem pozwala zrozumieć wpływ poszczególnych parametrów oraz zmniejszyć czas i koszt poniesiony na badania eksperymentalne. Zjawiska fizyczne zachodzące w nagrzewaniu indukcyjnym są bardzo złożone i mocno między sobą powiązane. Na tym etapie badań autorzy zdecydowali się skoncentrować na wyznaczeniu rozkładu pola elektromagnetycznego i wielkości pochodnych z należytą dokładnością. Jest to warunek niezbędny do właściwej analizy pozostałych zjawisk zachodzących w piecach z zimnym tygłem (wydzielanie i przekazywanie ciepła, kształt i ruch kąpieli metalicznej [3, 4]).

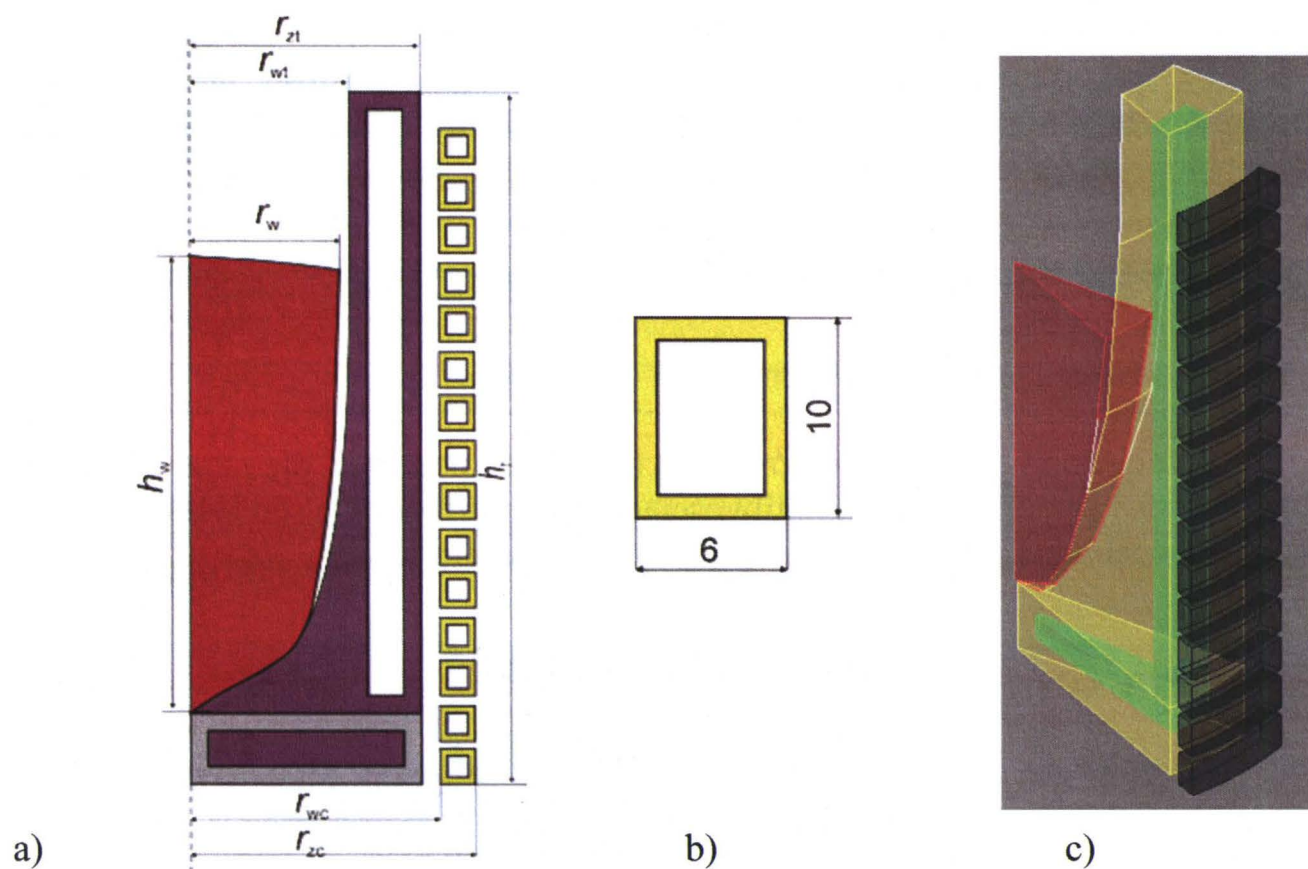
1. MODEL PIECA

Analiza badawcza dotyczy układu pieca z zimnym tygłem przedstawionym na rys. 1. Ze względu na symetrię układ jest 1/16 częścią pieca. Składa się on z tygla chłodzonego wodą, wsadu oraz wzbudnika 14-zwojowego o profilu prostokątnym. Najważniejsze wymiary przedstawiono w tabeli 1 oraz na rys. 2. Przyjęto, że materiał tygla i wzbudnika miał następujące właściwości: rezystywność $\rho_{tc} = 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega m$ i względną przenikalność magnetyczną $\mu_r = 1$; natomiast materiał wsadu miał rezystywność $\rho_w = 2,82 \cdot 10^{-8} \Omega m$ i względną

przenikalność magnetyczną $\mu_r = 1$, czyli wszystkie elementy pieca są wykonane z materiałów niemagnetycznych.

Tabela 1. Wymiary geometryczne pieca (mm) dla różnych wariantów

Tygiel r_{wt}	Tygiel r_{zt}	Cewka r_{wc}	Cewka r_{zc}	Cewka r_{zw}	Wysokość tygla h_t	Wysokość tygla h_w
49	64; 70; 76	69; 75; 81	75; 81; 87	42	120	200



Rys. 2. Wymiary geometryczne: a) pieca z zimnym tygłem, b) przewodu wzbudnika, c) widok modelu numerycznego (wsad – czerwony, tygiel – żółty, chłodzenie tygla – zielony, wzbudnik – czarny)

Siatka składa się z ok. 100 000 elementów. Czas obliczeń dla jednego przypadku wynosi w przybliżeniu 10 godzin. Widok modelu do obliczeń numerycznych przedstawiono na rys. 2c.

2. MODEL MATEMATYCZNY

Pole elektromagnetyczne opisane jest klasycznie przy użyciu magnetycznego potencjału wektorowego \underline{A} [4 - 5]:

$$\operatorname{rot} \frac{1}{\mu} \operatorname{rot} \underline{A} + \gamma (\underline{v} \times \operatorname{rot} \underline{A}) = \underline{J}_z \quad (1)$$

gdzie: μ oznacza przenikalność magnetyczną, γ – konduktywność elektryczną, \underline{v} – względną prędkość przemieszczania się wzbudnika względem wsadu, \underline{J}_z – gęstość prądu wzbudnika.

Po przyjęciu uproszczenia zakładającego stałą wartość przenikalności magnetycznej równanie (1) można przekształcić do postaci (2) dla wartości zespolonej magnetycznego potencjału wektorowego \underline{A} :

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \underline{A} + j\omega\mu\gamma \underline{A} - \mu\gamma (\underline{v} \times \operatorname{rot} \underline{A}) = \mu \underline{J}_z \quad (2)$$

gdzie: j oznacza jednostkę urojoną, a ω – pulsację.

Trzeci człon lewej strony równania (2) można pominąć, dla niezbyt dużych prędkości i przy dużych częstotliwościach prądu wzbudnika, co właściwie jest zawsze spełnione dla przypadku opisanego w artykule.

3. SYMULACJA NUMERYCZNA

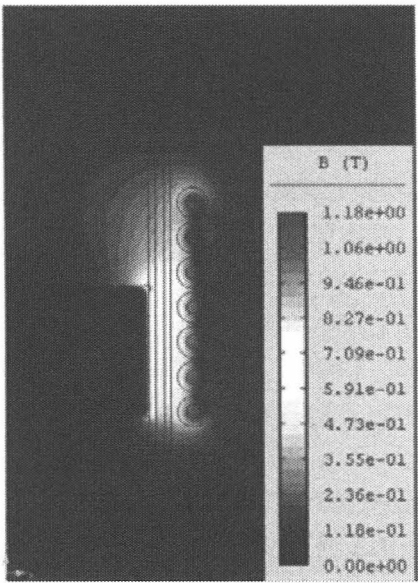
Do obliczeń numerycznych wykorzystano program Flux 3D oparty na metodzie elementów skończonych. Ze względu na symetrię analizę przeprowadzono dla 1/16 części całego układu. Na granicy modelu (zewnątrze płaszczyzny na przekroju x, y) zastosowano warunek brzegowy okresowości (rys. 1), w celu dookreślenia modelu – przeniesienia zmiennych stanu z jednej płaszczyzny na drugą. Dla takiego warunku brzegowego wymagana jest identyczność siatki na jego krawędziach. Ponieważ model obliczeniowy był fragmentem (1/6, 1/8, 1/12 lub 1/16) rzeczywistego obiektu dla obliczenia całkowitych mocy wydzielanych w elementach pieca, wyniki uzyskane dla wycinka obliczeniowego zostały pomnożone przez liczbę segmentów. Jako wsad zastosowano aluminium. Obliczenia przeprowadzono dla trzech różnych częstotliwości prądu wzbudnika: $f = 5$ kHz, 10 kHz, 20 kHz, dla tygla podzielonego na różną liczbę segmentów $n = 6, 8, 12, 16$ oraz dla tygla o różnej grubości $g = 15$ mm, 21 mm, 27 mm (tabela 1).

Jak wspomniano we wstępie analizę ograniczono jedynie do określenia rozkładu pola elektromagnetycznego w układzie oraz strat mocy czynnej w elementach pieca. Na rysunku 3 przedstawiono rozkład indukcji magnetycznej w układzie. Najwyższa gęstość strumienia magnetycznego występuje we wsadzie w pobliżu ścianki tygla.

Tabela 2. Warianty obliczeń

Nr wariantu	Częstotliwość, kHz	Liczba segmentów	Grubość tygla, mm
1	5	16	21
2	10	16	21
3	20	16	21
4	10	6	21
5	10	8	21
6	10	12	21
7	10	16	15
8	10	16	27
9	10	6	15
10	10	8	15
11	10	12	15

Dla wszystkich wariantów obliczeń ustalono stałą wartość prądu zasilającego wynoszącego 400 A.



Rys. 3. Rozkład indukcji magnetycznej w układzie (wariant 2 tabela 2)

Podczas obliczeń numerycznych kontrolowano również wartości mocy czynnej wydzielonej we wszystkich elementach pieca. Wyniki obliczeń zestawiono w tabeli 4. Sprawność wyznaczono z zależności (3):

$$\eta = \frac{P_w}{P_t + P_c + P_w} \cdot 100\% \quad (3)$$

gdzie: P_w – moc czynna wydzielana we wsadzie, P_t – moc czynna wydzielana w tyglu, P_c – moc czynna wydzielana we wzбудniku.

Tabela 3. Moc wydzielona w elementach pieca

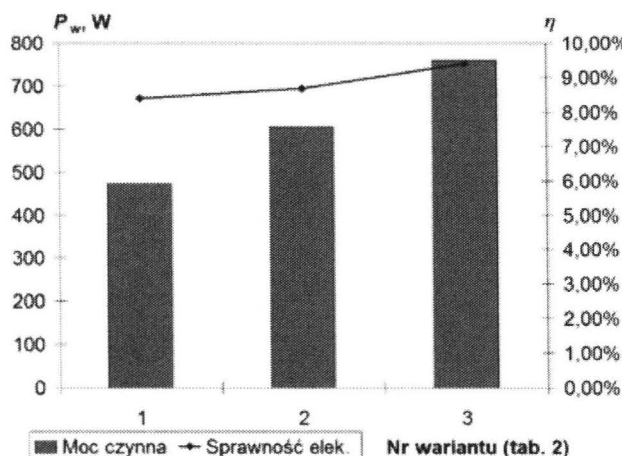
Nr wariantu	P_t , W (tygiel)	P_c , W (wzбудnik)	P_w , W (wsad)	η , %
1	3719,7	1441,3	473,6	8,4
2	4561,9	1820,2	606,7	8,7
3	5248,0	2083,8	760,3	9,4
4	2168,6	1029,1	391,7	10,9
5	2950,4	1730,6	538,9	10,3
6	3991,7	1797,1	591,4	9,3
7	4259,8	1692,2	642,6	9,7
8	4541,4	1641,0	586,2	8,7
9	2027,5	864,0	389,8	11,9
10	2777,6	1596,2	537,6	11,0
11	3657,6	1639,7	591,4	10,1

Na rysunku 4 przedstawiono wyniki obliczeń (zmiana częstotliwości prądu zasilającego – warianty 1-3). Wraz ze wzrostem częstotliwości wzrasta minimalnie sprawność elektryczna (o ok. 1%) oraz następuje istotny wzrost mocy wydzielonej we wsadzie (o ok. 40%), ponieważ obliczenia były prowadzone dla stałego prądu wzбудnika.

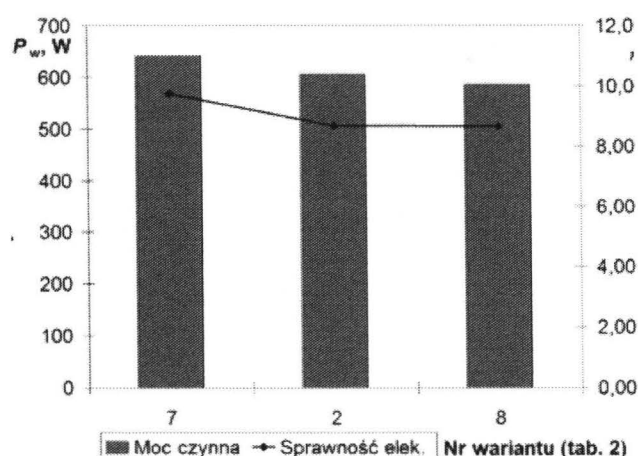
Natomiast na rysunku 5 przedstawiono wpływ grubości tygla na sprawność elektryczną pieca i wartość mocy wydzielonej we wsadzie. Zaobserwowano wzrost sprawności oraz mocy czynnej wydzielonej we wsadzie wraz ze zmniejszaniem grubości tygla.

Na rysunku 6 przedstawiono wpływ liczby segmentów na sprawność elektryczną o moc wydzieloną we wsadzie. Analizowano przypadki, w których liczba segmentów wynosiła 6, 8, 12 i 16. Obliczenia przeprowadzono dla dwóch grubości tygla 15 mm (warianty 7, 9, 10 i 11) oraz 21 mm (warianty 2, 4, 5 i 6). Zmniejszenie liczby segmentów spowodowało wzrost sprawności elektrycznej

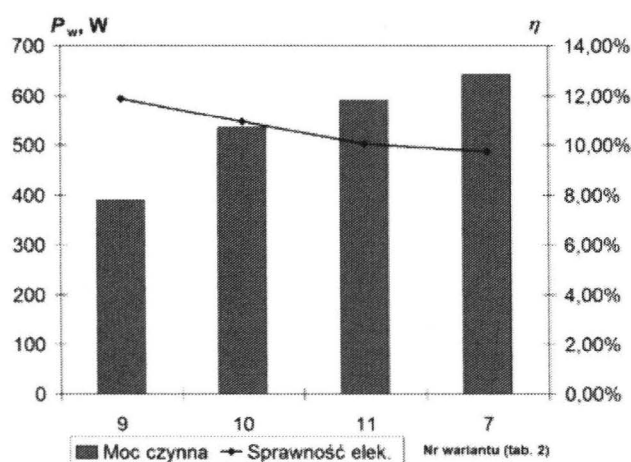
o ok. 2% (co jest nieoczekiwanym efektem), ale równocześnie nastąpiło zmniejszenie mocy wydzielonej we wsadzie maksymalnie o ok. 25%.



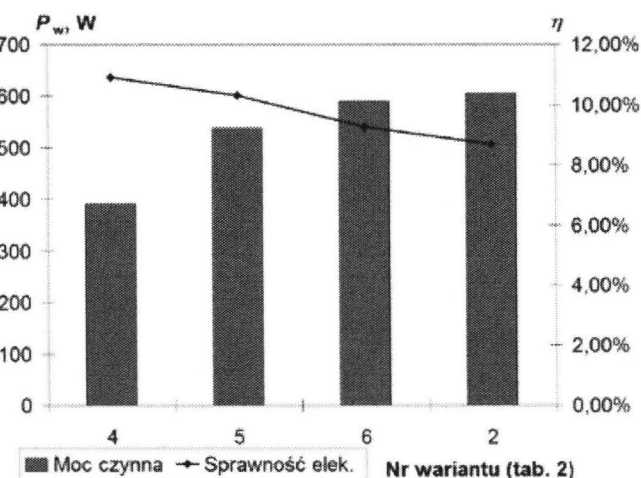
Rys. 4. Moc we wsadzie oraz sprawność elektryczna w zależności od częstotliwości prądu zasilającego



Rys. 5. Moc we wsadzie oraz sprawność elektryczna w zależności od grubości tygla



a)



b)

Rys. 6. Moc czynna wydzielona we wsadzie oraz sprawność elektryczna pieca w funkcji liczby segmentów: a) dla grubości tygla $g = 15$ mm, b) dla grubości tygla $g = 21$ mm

4. WNIOSKI

W artykule przedstawiono model matematyczny pozwalający wyznaczyć parametry pola elektromagnetycznego podczas topienia aluminium w piecu z zimnym tygłem. Najważniejszym osiągnięciem takiego modelowania jest możliwość optymalizacji układu wzbudnik, zimny tygiel wsad w celu uzyskania optymalnych warunków nagrzewania, tj. całkowitej wydajności procesu.

Na podstawie analizy wyników można stwierdzić, że konstrukcja tygła w niewielkim stopniu wpływa na sprawność pieca z zimnym tygłem. Zarówno grubość tygła, jak i liczba segmentów zmienia wartość mocy wydzielonej we wsadzie. Szczegółowa analiza wyników prowadzi do następujących wniosków:

- Wzrost częstotliwości prądu wzbudnika powoduje minimalny wzrost sprawności (o ok. 1%) pieca i istotny wzrost mocy wydzielonej we wsadzie (o ok. 40%).
- Zmiana liczby segmentów w niewielkim stopniu wpływa na sprawność elektryczną pieca. Zmniejszenie liczby segmentów powoduje jednak istotne zmniejszenie mocy wydzielonej we wsadzie (o ok. 25%).
- Zmniejszenie grubości tygła powoduje niewielki wzrost sprawności elektrycznej pieca (o ok. 1%) oraz niewielki wzrost mocy wydzielonej w stopionym metalu (o ok. 10%).

LITERATURA

- [1] Ding H., Chen R., Guo J., Bi W., Xu D., Fu H.: Directional solidification of titanium alloys by electromagnetic confinement in cold crucible, *Materials Letters* 59 (7), 2005, ss. 741-745.
- [2] Jarczyk G., Baake E., Umbrashko A., Fellmann H.-G., Tiefers, R.: Analysis of melting and casting processes of TiAl in the cold induction crucible vacuum furnace. *Inżynieria Materialowa* 171, No. 5, 2009.
- [3] Umbrasko A., Baake E., Nacke B., Jakovics A.: Numerical studies of the melting process in the induction furnace with cold crucible, *COMPEL*, Vol. 27, tom 2, 2008, ss. 359-368.
- [4] Pericleous K., Bojarevics V., Djambazov G., Harding R.A., Wickins M.: Experimental and numerical study of the cold crucible melting process, *Applied Mathematical Modelling* 30 (11), 2006, ss. 1262-1280.
- [5] Gagnoud A., Lecerq I.: Electromagnetic modelling of induction melting devices in cold crucible, *IEEE Transactions on Magnetics* 24 (1), 1987, ss. 573-575.

ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PHENOMENA IN COLD CRUCIBLE FURNACE

Summary

During melting of metals in industrial furnaces a melt is not protected against purification caused by a contact with ceramic materials. In order to avoid such a weakness the cold crucible furnaces may be applied making possible to produce high quality metal thanks to semi levitation melting phenomena. A disadvantage of such a melting is its relatively low efficiency. The paper presents exemplary calculations of electromagnetic field distribution in the simplified model of the cold crucible induction furnace. The results may be applied for an optimization of the furnace construction.

Keywords: Cold crucible furnace, Electromagnetic field, Electrical efficiency.

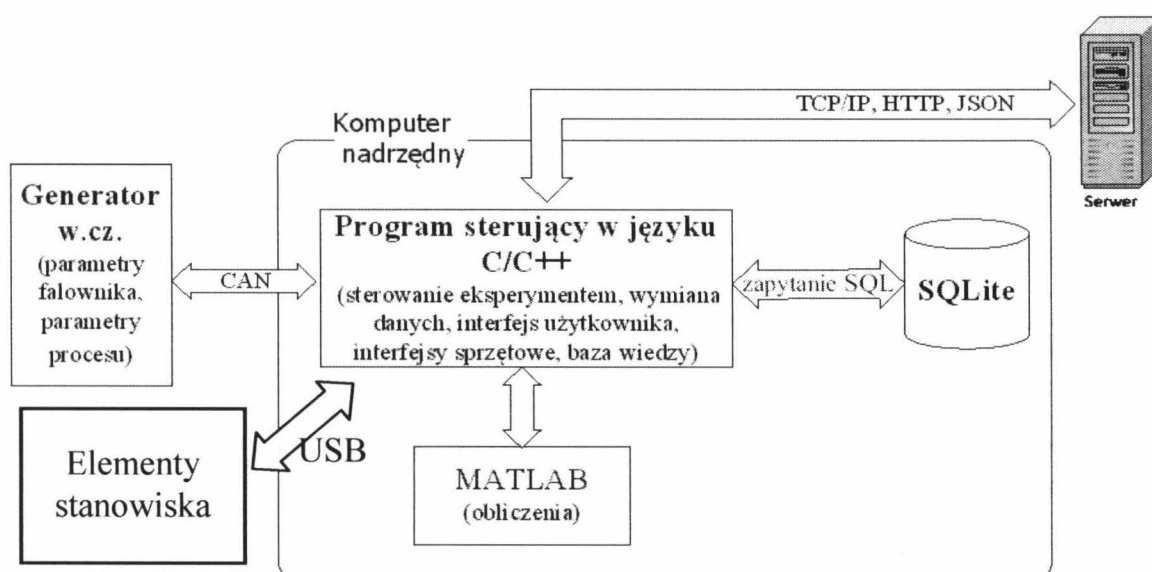
TOMASZ KOSZMIDER, JERZY ZGRAJA**KRZYSZTOF STRZECHA****Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej**

KOMPONENT WIZYJNY SYSTEMU KOMPUTEROWEGO DO NADZOROWANIA PRACY STANOWISKA NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

W artykule przedstawiony został projekt oraz metody implementacji komponentu wizyjnego systemu komputerowego przeznaczonego do nadzoru pracy stanowiska do nagrzewania indukcyjnego.

WPROWADZENIE

Stanowiska produkcyjne są współcześnie bardzo często połączone z systemami komputerowymi pełniącymi np. funkcje zarządzające, sterujące, zabezpieczające czy monitorujące. W pracy rozważono budowany obecnie w Instytucie Informatyki Stosowanej PŁ, w ramach projektu Programu Badań Stosowanych Narodowego Centrum Badań i Rozwoju, system komputerowy nadzorujący pracę stanowiska do nagrzewania indukcyjnego, przedstawiony schematycznie na rys. 1.



Rys. 1. System komputerowy nadzorującego pracę stanowiska do nagrzewania indukcyjnego

W artykule omówiono fragment komputerowego systemu nadzorującego dotyczący pracy układu do wizyjnego kontrolowania załadunku wsadu.

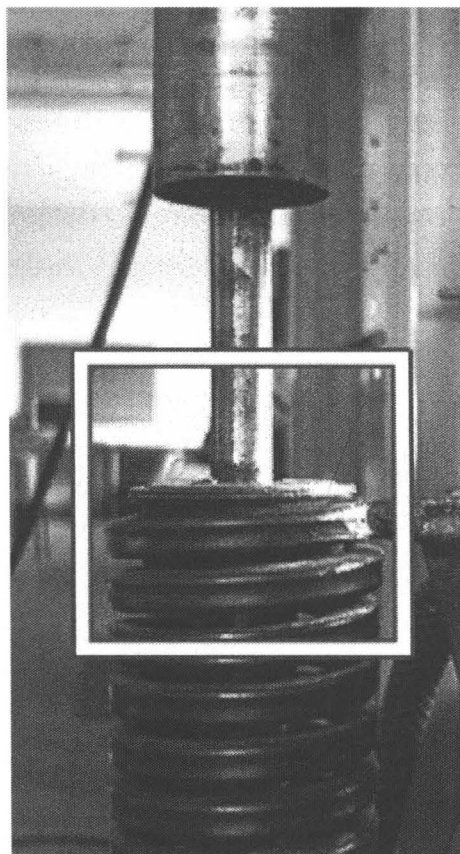
Od strony sprzętowej układ ten jest oparty o kamery światła widzialnego monitorujące strefę wzbudnika. Kamery te mogą służyć do kontrolowania wzajemnej pozycji wzbudnika i wsadu, czyli kontrolowania załadunku wsadu, ale mogą również służyć do innych celów kontrolnych, np. rodzaju założonego wzbudnika czy wielkości wsadu. Przyjęto, że praca układu będzie dotyczyła badania stanów statycznych, czyli nie będą rozważane np. przypadki kontrolowania wzajemnego położenia wzbudnika i wsadu będącego w ruchu. Kontrola załadunku ma dotyczyć przypadków, w których występuje przerwa w ruchu wsadu. Dotyczyć to może zarówno przypadków załadunku do tzw. nagrzewania okresowego, jak i „skokowego” nagrzewania w przesuwie. Uzyskanie założonego wzajemnego położenia wzbudnika i wsadu skutkuje w układzie nadzorującym sygnałem zezwalającym na realizację procesu nagrzewania.

W artykule skupiono się głównie na części softwarowej układu, przedstawiono szczegóły projektu oraz implementację komponentu wizyjnego w systemie komputerowego nadzorowania pracę stanowiska nagrzewania indukcyjnego. Wykorzystanie opracowanego komponentu nie jest elementem niezbędnym do prowadzenia przez system nadzoru nad pracą stanowiska badawczego, ale wykorzystany może znacząco podnieść jakość i bezpieczeństwo jego pracy.

Jeżeli stanowisko wyposażone jest w przynajmniej jedną kamerę obsługiwaną przez interfejs DirectShow z pakietu DirectX, to opracowany komponent wizyjny umożliwia weryfikację poprawności doboru, załadunku i umiejscowienia wsadu na podstawie informacji „wzorcowych” danego układu zapisanych w bazie danych systemu nadzorującego. W przypadku większej ilości kamer, możliwe jest zwiększenie skuteczności nadzoru poprzez wykorzystanie wszystkich kamer niezależnie, pod warunkiem posiadania obrazów wzorcowych dla danego widoku z kamery.

1. ZADANIA KOMPONENTU WIZYJNEGO

Do prawidłowego działania komponentu wizyjnego niezbędne jest posiadanie obrazu wzorcowego, wykorzystywanego w procesie grzewczym układu wzbudnik-wsad, zapisanego w bazie danych komputerowego systemu nadzorującego. Obraz wzorcowy wzbogacony zostaje dodatkowo o dane definiujące fragment obrazu wzorcowego, w którym należy prowadzić nadzór wizyjny, tak jak to przedstawiono przykładowo na rys. 2.

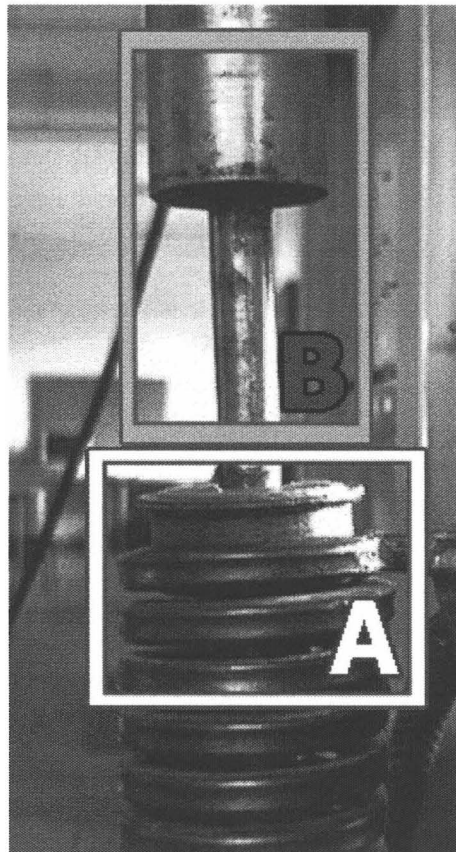


Rys. 2. Przykład obrazu wzorcowego ze wskazanym obszarem obserwacji

Podstawowe funkcje realizowane przez komponent to:

- ☐ możliwość wykorzystania wszystkich kamer wykrywanych przez system operacyjny Windows oraz konfigurowania ich niezależnie od siebie,
- ☐ wykonanie (lub modyfikacja istniejącego) obrazu wzorcowego oraz zdefiniowanych obszarów zainteresowania,
- ☐ zdefiniowanie nowego (lub modyfikacja istniejącego) układu wzbudnik-wsad, wraz z określeniem ich wzajemnych relacji przestrzennych,
- ☐ wygodne zarządzanie obrazami i informacjami wzorcowymi zapisanymi w bazie danych,
- ☐ możliwość modyfikowania dopuszczalnej wartości progowej podobieństwa obrazu rejestrowanego do wzorcowego,
- ☐ możliwość modyfikowania wartości progowej czułości na wykrywanie ruchu systemu załadunkowego,
- ☐ prowadzenie automatycznego nadzoru układów wzbudnik-wsad.

Automatyczny nadzór, realizowany przez opracowany i zaimplementowany komponent wizyjny, wykorzystuje dwa osobne algorytmy przetwarzania i analizy informacji wizyjnej, bazując na zmodyfikowanej metodzie pomiaru podobieństwa dwóch obrazów cyfrowych. Każdy z algorytmów analizuje własny fragment rejestrowanego obrazu, zdefiniowany przez operatora i zapisany w bazie danych jako ściśle określony fragment zapisanego tam obrazu wzorcowego danego układu. Przykładowe fragmenty obrazu wzorcowego przedstawia rys. 3.



Rys. 3. Analizowane obszary kadru pod kątem: sprawdzenia poprawności wzajemnego położenia układu wzbudnik-wsad (A), wykrycia ruchu układu załadunkowego (B)

Obszar oznaczony na rys. 3 literą B informuje system o tym, który fragment rejestrowanego przez kamerę kadru obejmuje pracę mechanizmu załadunkowego. Zabieg ten bardzo skutecznie zmniejsza ryzyko wykrycia przez komponent zmian obrazu niewynikających z trwającego załadunku. W przypadku wykrycia ruchu w obszarze załadunku, algorytm wykrywania ruchu wstrzymuje na czas jego trwania działanie algorytmu sprawdzającego poprawność umiejscowienia wsadu względem wzbudnika.

Obszar oznaczony na rys. 3 literą A stanowi z kolei fragment obrazu wzorcowego danego układu wzbudnik-wsad, w którym następuje badanie wzajemnego położenia elementów obrazu. Algorytm sprawdzający poprawność umiejscowienia wsadu względem wzbudnika, na bieżąco porównuje rejestrowany

obraz w tym fragmencie obrazu wzorcowego. Jeżeli wartość współczynnika określającego stopień podobieństwa tych obrazów spadnie poniżej założonego progu, komponent zgłasza błąd załadunku i odpowiedni sygnał systemu nadzoru przyjmuje wartość uniemożliwiającą realizowanie procesu nagrzewania przez generator grzejny, co trwa aż do momentu uzyskania zadowalającego stopnia podobieństwa obrazów.

2. ALGORYTMY PRZETWARZANIA I ANALIZY OBRAZÓW CYFROWYCH

Podstawowymi, przyjętymi wymaganiami funkcjonalnymi projektowanego komponentu wizyjnego były:

- konieczność pracy w czasie rzeczywistym,
- wykorzystywanie algorytmów przetwarzania i analizy obrazów cyfrowych o możliwie najmniejszej złożoności obliczeniowej, ze względu na uzupełniający, a nie niezbędny do pracy, charakter komponentu, którego działanie nie może obniżać wydajności pozostałych, ważniejszych elementów systemu komputerowego nadzoru.

Poważnym utrudnieniem w opracowaniu odpowiednich algorytmów przetwarzania i analizy obrazów cyfrowych, które spełniałyby przedstawione powyżej wymagania, okazało się uwzględnienie trudnych, realnych warunków pracy stanowiska. Ich różnorodność oraz nieprzewidywalność wykluczyły możliwość zastosowania powszechnie wykorzystywanych do weryfikacji miar podobieństwa obrazów rejestrowanych na bieżąco przez kamery systemu, z wcześniej zarejestrowanymi obrazami wzorcowymi. Obrazy wzorcowe bowiem mogą zostać stworzone w odmiennych warunkach oświetleniowych oraz z innej odległości, a nawet pod innym kątem niż ten, z którego „widzą” analizowane obszary kamery systemowe.

Do pomiaru stopnia podobieństwa dwóch obrazów cyfrowych wykorzystano miarę podobieństwa strukturalnego w dziedzinie obrazu, którą jest indeks SSIM [1]. Jest to jedna z najdokładniejszych miar jakości, niezależna od zastosowanego modelu barw w obrazie. Oprócz podobieństwa strukturalnego, SSIM uwzględnia również zmiany jasności i kontrastu [2]. Jako miarę zmienności jasności przyjmuje się różnice wartości jasności średnich w danym oknie, natomiast miara odchylenia standardowego wykazuje zmienność kontrastu obrazu. Struktura obrazu określana jest przez miarę korelacji liniowej pomiędzy wartościami pikseli w danym oknie. Wartość indeksu SSIM pomiędzy dwoma oknami X i Y o rozmiarze $n*n$ określana jest wzorem (1) [3]:

$$S(x, y) = l(x, y) \cdot c(x, y) \cdot s(x, y) = \left(\frac{2\mu_X\mu_Y + C_1}{\mu_X^2 + \mu_Y^2 + C_1} \right) \cdot \left(\frac{2\sigma_X\sigma_Y + C_2}{\sigma_X^2 + \sigma_Y^2 + C_2} \right) \cdot \left(\frac{\sigma_{XY} + C_3}{\sigma_X\sigma_Y + C_3} \right) \quad (1)$$

gdzie:

μ_X – średnia jasność w oknie X,

μ_Y – średnia jasność w oknie Y,

σ_X^2 – wariancja w oknie X,

σ_Y^2 – wariancja w oknie Y,

σ_{XY} – kowariancja pikseli w oknie X i Y,

C_1, C_2, C_3 – współczynniki stałe.

Do obliczania SSIM stosuje się zwykle okno przesuwne o rozmiarze 8*8 lub większym. Wynikowa wartość indeksu SSIM jest sumą wartości tego wskaźnika ze wszystkich okien w obrazie. W zależności od warunków przesuwu okien w obrazie i wag przyjętych przy liczeniu wartości statystycznych, SSIM przyjmuje wartości dziesiętne z przedziału $<-1, 1>$. Wartość 1 jest osiągalna jedynie w przypadku dwóch identycznych obrazów.

3. WSPÓŁPRACA KOMPONENTU WIZYJNEGO Z SYSTEMEM ZARZĄDZAJĄCYM PRACĄ STANOWISKA DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

Na rysunku 4 przedstawiono graficzny interfejs użytkownika podsystemu wizyjnego oprogramowania komputera nadrzędnego stanowiska do nagrzewania indukcyjnego.

Główną część okna dialogowego stanowi zakładka zawierająca obraz pozyskany z kamery obserwującej wzbudnik i wsad. Po jego lewej stronie znajdują się elementy interfejsu pozwalające użytkownikowi na:

1. włączenie i wyłączenie kamery oraz ustawienie jej parametrów,
2. pozyskanie obrazów wzorcowych dla danego układu wzbudnik-wsad,
3. zdefiniowanie na obrazach wzorcowych obszarów zainteresowania dla detekcji ruchu i kontroli poprawności układu,
4. pobranie z bazy danych zapisanych wcześniej obrazów wzorcowych,
5. zdefiniowanie parametrów oraz uruchomienie inspekcji wizyjnej układu wzbudnik-wsad.



Rys. 4. Graficzny interfejs użytkownika komponentu wizyjnego

W przypadku wyposażenia stanowiska do nagrzewania indukcyjnego w większą ilość kamer powyższe elementy interfejsu są powielane na kolejnych zakładkach dla każdej z nich.

Górna część interfejsu umożliwia użytkownikowi zdefiniowanie układu wzbudnik-wsady, dla którego przeprowadzana będzie inspekcja wizyjna. Definicja ta obejmuje:

1. wybór wsadu spośród zapisanych w bazie danych,
2. wybór wzbudnika spośród zapisanych w bazie danych,
3. określenie relacji geometrycznych opisujących wzajemne położenie wzbudnika i wsadu.

4. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone dotychczas testy potwierdziły skuteczność działania opracowanego komponentu, ale do rzetelnej oceny jego skuteczności wymagane jest przeprowadzenie testów w bardziej zróżnicowanych warunkach pracy stanowiska.

Elementem, który w przyszłości może wymagać dopracowania, jest kwestia zmniejszenia, dosyć silnej, zależności czasu działania algorytmu wyznaczającego stopień podobieństwa dwóch obrazów od rozmiaru kadru rejestrowanego przez kamerę oraz rozmiaru zdefiniowanego obszaru zainteresowania obrazu wzorcowego.

LITERATURA

- [1] Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R., Simoncelli E.P.: Image quality assessment: From error visibility to structural similarity, IEEE Trans. Image Processing, Vol. 13, No. 4, pp. 600-612, Apr. 2004 [Online]. Available: www.cns.nyu.edu/~lcv/ssim/
- [2] Wang Z., Bovik A.C.: A universal image quality index, IEEE Signal Processing Lett., Vol. 9, No. 3, pp. 81-84, Mar. 2002.
- [3] Sasi C., Jagan A., Kaur J., Jyoti D., Rao D.S.: Image quality assessment techniques on spatial domain, International Journal Of Computer Science & Technology, 2 (3), 2011, pp. 177-184.

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych nr umowy PBS1/A4/2/2012.

VIDEO COMPONENT OF A COMPUTER SYSTEM TO SUPERVISE OF CHARGE POSITION BY INDUCTION HEATING

Summary

The article presents the project and ways to implement video component of a computer system designed to supervise position of induction heating charges.

Keywords: induction heating, video inspection.

PIOTR BULIŃSKI¹, JACEK SMOLKA¹**SŁAWOMIR GOLAK², ROMAN PRZYŁUCKI²**¹Politechnika Śląska, Instytut Techniki Ciepłej²Politechnika Śląska, Katedra Informatyki Przemysłowej

NUMERYCZNA ANALIZA PROCESÓW CIEPLNO-PRZEPŁYWOWYCH ORAZ ELEKTROMAGNETYCZNYCH ZACHODZĄCYCH W PIECU INDUKCYJNYM

Głównym celem pracy było stworzenie dokładnego modelu matematycznego zjawiska topienia metalu w piecu indukcyjnym z tradycyjnym tygłem. Podstawowym elementem modelu matematycznego było dwukierunkowe sprzężenie między polem elektromagnetycznym a dwufazowym polem cieplno-przepływowym. Model elektromagnetyczny pozwolił na wyznaczenie dwóch wielkości: gęstości siły Lorentza oraz wyindukowanych prądów wirowych w kąpiel. Pierwsza z nich stanowi człon źródłowy w równaniach pędu Naviera-Stokesa, natomiast druga to ciepło Joule'a, czyli człon źródłowy równania energii. Sprzężenie zwrotne było realizowane w przypadku zmiany kształtu powierzchni swobodnej kąpeli, co ma istotny wpływ na rozkład pól elektromagnetycznych w badanej przestrzeni. Wyniki symulacji numerycznych zostały porównane z wynikami pomiarów na stanowisku tygla ceramicznego. Stworzony model numeryczny pozwoli na optymalizację procesu topienia metalu w piecu indukcyjnym.

WPROWADZENIE

Piece indukcyjne są szeroko stosowane w przemyśle metalurgicznym do wytopu metali oraz stopów o najwyższej czystości. Pozwalają one na usuwanie zarówno lotnych zanieczyszczeń metalicznych, jak i rozpuszczonych gazów. Piece indukcyjne wyposażone są w tygiel, najczęściej ceramiczny, umieszczony w cylindrycznym wzbudniku, który stanowi źródło pola elektromagnetycznego. Po stopieniu ciekły metal styka się praktycznie jedynie z dnem tygla, gdyż wskutek oddziaływania elektromagnetycznego pomiędzy prądami indukowanymi we wsadzie i w tyglu metal jest odpychany od jego powierzchni bocznej [1].

W literaturze najbardziej złożone modele symulacyjne pieca indukcyjnego obejmowały sprzężenie pola elektromagnetycznego i cieplno-przepływowego

[2-4]. Domena obliczeniowa była najczęściej osiowosymetryczna [5], ale można znaleźć prace, w których analizowano wycinek trójwymiarowej geometrii z odpowiednio zdefiniowanym warunkiem periodyczności [1, 6]. Największym osiągnięciem ostatnich lat było opracowanie różnych sposobów modelowania dynamiki zmian powierzchni swobodnej metalu w wyniku działania zmiennego pola elektromagnetycznego w piecach indukcyjnych [7-9].

Osobną grupą zagadnień związanych z topieniem metali w piecach indukcyjnych jest transport i odparowywanie zanieczyszczeń do atmosfery. Dotychczasowe prace obejmowały jedynie klasyczne piece tyglowe [10-12]. W większości prac opisujących badania numeryczne koncentrowano się co najwyżej na budowaniu sprzężonych modeli. Nie analizowano wpływu takich parametrów procesu jak częstotliwość zasilania czy geometria wzbudnika na zachowanie się kąpieli metalu w piecu. Wyjątkiem są dwie prace, w których analizowano wpływ tych czynników na strukturę przepływów metalu [13, 14] oraz kształt i pole powierzchni swobodnej [15, 16] w piecach z tyglami ceramicznymi. Możliwość sterowania kształtem powierzchni metalu w piecu z zimnym tygłem ma kluczowe znaczenie dla efektywności procesów rafinacji oraz ze względu na straty składników ze stopów metali.

1. STANOWISKO POMIAROWE

Najważniejszym etapem każdej analizy numerycznej jest sprawdzenie jej poprawności. Polega to na przeprowadzeniu weryfikacji oraz walidacji modelu symulacyjnego. Zazwyczaj weryfikacja modelu ogranicza się do analiz wrażliwości ze względu na dyskretyzację przestrzeni i czasu. Do wniosków wybiera się model niewykazujący wpływu wielkość siatki numerycznej czy kroku czasowego na wyniki. Walidacja jest porównywaniem wyników otrzymanych z symulacji do tych otrzymanych na stanowisku pomiarowym.

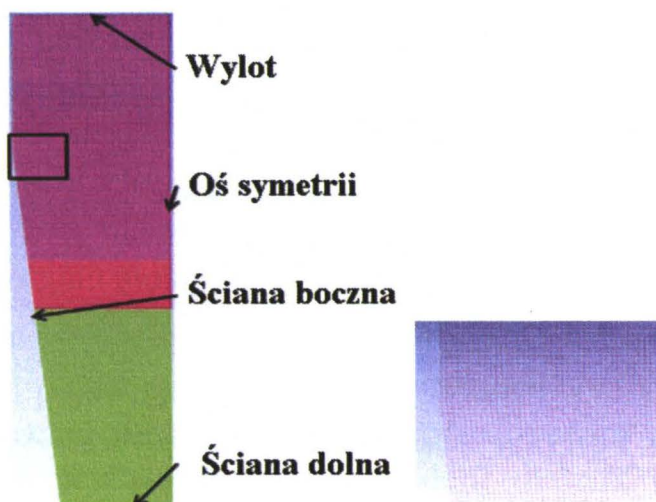
Ze względu na wysokie temperatury i budowę tygla ceramicznego pomiary zjawiska indukcyjnego topienia metalu nie są łatwe, dlatego należy stosować metody bezkontaktowe. Stanowisko pomiarowe składało się z tygla ceramicznego ze wsadem aluminiowym, który był otoczony wzbudnikiem (rys. 1). W celu porównania modelu matematycznego z rzeczywistym tygłem przeprowadzono pomiar powierzchni swobodnej ciekłego metalu. W tym celu wykorzystano technikę laserową. Projekcja wiązki lasera na powierzchnię metalu i rejestrowanie rozproszenia światła pozwoliły na dokładny pomiar kształtu powierzchni swobodnej ciekłego metalu.



Rys. 1. Stanowisko pomiarowe tygla ceramicznego ze wsadem aluminiowym

2. MODEL MATEMATYCZNY

Badany tygiel posiadał oś symetrii oraz siły styczne były pomijalnie małe, dlatego zdecydowano się uprościć model numeryczny do zadania dwuwymiarowego osiowosymetrycznego. Domena składała się ze ściany dolnej oraz bocznej, wylotu powietrza oraz osi symetrii (rys. 2). Wymiary tygla były następujące: promień wylotu powietrza 62 mm, promień dna tygla 30 mm oraz wysokość tygla 200 mm. Powierzchnia swobodna stopionego metalu sięgała 128 mm.



Rys. 2. Siatka numeryczna domeny obliczeniowej z zaznaczonymi warunkami brzegowymi

W celu weryfikacji modelu numerycznego sprawdzono kilka różnych dyskretyzacji przestrzeni. Końcowy model posiadał siatkę czworokątną o liczbie elementów 25 tys. Zadanie było liczone w stanie nieustalonym, dlatego należało

również zbadać wpływ kroku czasowego na otrzymywane wyniki. Po analizie wrażliwości wybrano długość kroku 0,0001 s.

Sprzężony model matematyczny został zaimplementowany przy użyciu dwóch komercyjnych kodów numerycznych. Ansys Mechanical APDL 15 służył do obliczeń elektromagnetycznych. Rozkład siły Lorentza wyeksportowano do programu Ansys Fluent 14, w którym rozwiązywano pole przepływowe. Informacją przekazywaną w przeciwnym kierunku był kształt powierzchni swobodnej. Sprzężenie było sterowane przy pomocy funkcji użytkownika (UDF) programu Ansys Fluent.

By wyznaczyć kształt powierzchni swobodnej, niezbędne było rozwiązanie równań zachowania pędu. Dla dwuwymiarowego osiowosymetrycznego przepływu, równania te przyjmują następującą postać:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t}(\rho v_x) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial x}(r \rho v_x v_x) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}(r \rho v_r v_x) = -\frac{\partial p}{\partial x} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial x} \left[r \mu \left(2 \frac{\partial v_x}{\partial x} - \frac{2}{3} (\nabla \cdot \vec{v}) \right) \right] \\ + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[r \mu \left(\frac{\partial v_x}{\partial r} + \frac{\partial v_r}{\partial x} \right) \right] + \rho \vec{g} + F_x \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial t}(\rho v_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial x}(r \rho v_x v_r) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}(r \rho v_r v_r) = -\frac{\partial p}{\partial r} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial x} \left[r \mu \left(\frac{\partial v_r}{\partial x} + \frac{\partial v_x}{\partial r} \right) \right] \\ + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left[r \mu \left(2 \frac{\partial v_r}{\partial r} - \frac{2}{3} (\nabla \cdot \vec{v}) \right) \right] - 2 \mu \frac{v_r}{r^2} + \frac{2}{3} \frac{\mu}{r} (\nabla \cdot \vec{v}) + F_r \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie: ρ – gęstość, t – czas, x i r – składowa osiowa i promieniowa, v – prędkość, g – przyspieszenie ziemskie, μ – lepkość dynamiczna oraz F – siła Lorentza.

Badany przepływ wielofazowy zaimplementowano przy użyciu modelu Volume of Fluid (VOF) w schemacie jawnym. Kształt powierzchni swobodnej był możliwy do odtworzenia po rozwiązaniu równania ciągłości, wyglądającego następująco:

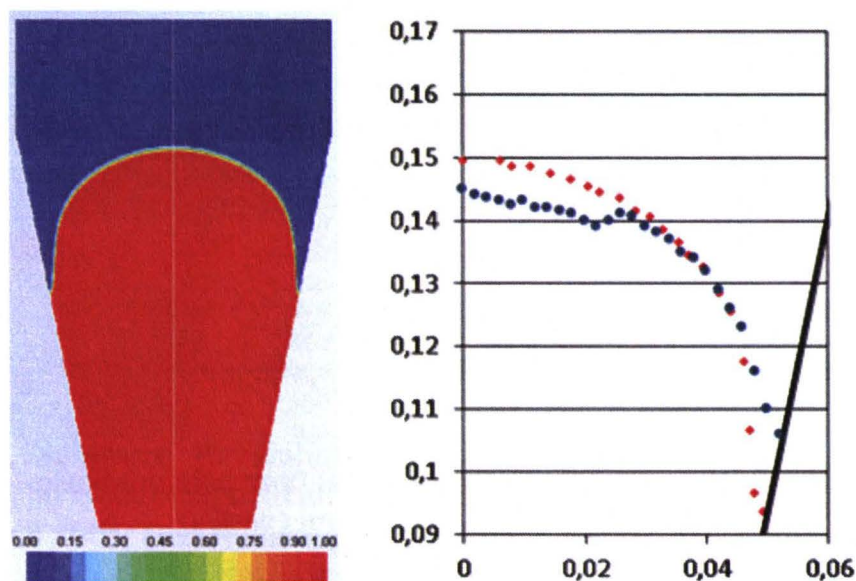
$$\frac{\alpha_q^{n+1} \rho_q^{n+1} - \alpha_q^n \rho_q^n}{\Delta t} V + \sum_f (\rho_q U_f^n \alpha_{q,f}^n) = 0 \quad (3)$$

gdzie: α_q – udział objętościowy danej fazy dla obecnego ($n+1$) albo poprzedniego (n) kroku czasowego oraz U – strumień objętościowy.

By rozwiązać opisany układ równań różniczkowych, należało określić własności materiałowe. Parametry ciekłego metalu były następujące: $\rho = 2380 \text{ kg/m}^3$ i $\mu = 0.0015 \text{ Pa}\cdot\text{s}$; są to średnie wartości dla ciekłego aluminium w temperaturze 1500°C . W celu uproszczenia modelu powietrze było traktowane jak gaz nieściśliwy o następujących parametrach: $\rho = 1.225 \text{ kg/m}^3$ oraz $\mu = 1.7894\text{e-}5 \text{ Pa}\cdot\text{s}$.

3. WYNIKI

Obliczenia numeryczne zostały przeprowadzone w stanie nieustalonym. Warunkiem zakończenia obliczeń było ustabilizowanie się powierzchni swobodnej metalu, co miało miejsce po około 2 s procesu, czyli 20 000 kroków czasowych. Na rysunku 3 przedstawiono końcowy kształt powierzchni swobodnej. Ciekły metal został zaznaczony na czerwono, natomiast powietrze ma kolor niebieski. Wskazuje to na występowanie siły ściskającej ciekły metal. Z prawej strony został przedstawiony wykres kształtu powierzchni swobodnej dla obliczeń numerycznych (czerwone kropki) oraz przeprowadzonych pomiarów (niebieskie znaczki). Można zauważyć niezgodność między wynikami tuż przy osi symetrii badanego tygla oraz blisko ścianki. Duża dokładność odwzorowania powierzchni swobodnej jest dla środkowej części wykresu – od położenia 0,025 do 0,045 na osi poziomej.

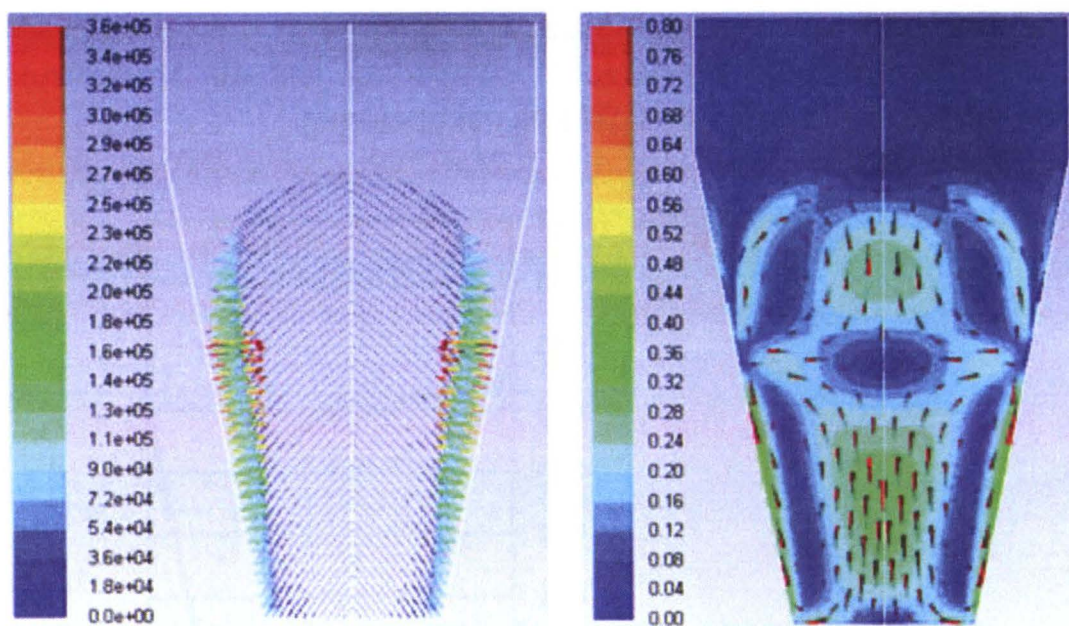


Rys. 3. Udział fazy ciekłej oraz kształt powierzchni swobodnej dla eksperymentu (niebieskie kropki) i obliczeń numerycznych (czerwone kropki)

Niedokładności pojawiające się tuż przy ścianie wynikają z tworzących się tlenków na powierzchni metalu, które następnie opadają w przestrzeń między ciekłym metalem a ścianką tygla. W modelu matematycznym nie zostały zaimplementowane żadne równania chemiczne opisujące proces utleniania aluminium, dlatego nie obserwuje się tego zjawiska, a różnice w kształcie powierzchni swobodnej tuż przy osi symetrii wynikają z trudności pomiarowych dla tego obszaru – metal jest w ruchu i kształt powierzchni swobodnej szczególnie w rejonie osi symetrii zmienia się dynamicznie.

Rozkład siły Lorentza oraz pole prędkości zostały przedstawione na rys. 4. Można zauważyć, że siła Lorentza działa jedynie na powierzchni zewnętrznej

ciekłego metalu ściskając go. Największą wartość, ok. 360 tys. N, przyjmuje w okolicy styku ciekłego metalu ze ścianką tygla. Takiemu rozkładowi siły odpowiada pole prędkości po prawej stronie rys. 4. Można zaobserwować rejon stagnacji pojawiający się na wysokości maksymalnej siły ściskającej. Ponadto tworzą się dwa duże wiry po każdej stronie osi symetrii. Większy wir pojawia się w dolnej części tygla, natomiast mniejszy w górnej części wsadu. Prędkości przepływu dochodzą do 0,8 m/s. Niestety, nie można tych rozkładów porównać do wyników eksperymentalnych ze względu na charakter zjawiska. W przyszłych pomiarach zostanie zmierzona prędkość na powierzchni ciekłego metalu, co pomoże w walidacji modelu numerycznego.



Rys. 4. Wektory siły Lorentza (w N) oraz pole prędkości z zaznaczonymi wektorami (w m/s)

4. PODSUMOWANIE

Głównym celem pracy było stworzenie w pełni zwalidowanego modelu numerycznego tygla ceramicznego z pieca indukcyjnego. Największym problemem tego typu zadań jest stworzenie sprzężenia pomiędzy różnymi solverami. W tym przypadku poradzono sobie z tym problemem za pomocą funkcji użytkownika (UDF) programu Ansys Fluent. Wyniki otrzymane z symulacji były zbliżone do wyników z pomiarów. Drobne niezgodności wynikały z metody pomiarowej oraz ograniczenia modelu numerycznego, w którym nie zostały zaimplementowane między innymi reakcje chemiczne. Stworzony model może posłużyć optymalizacji procesu topienia metalu, polegającej na doborze odpowiedniego położenia wzbudnika, prądu czy też kształtu tygla.

LITERATURA

- [1] Umbrasko A., Baake E., Nacke B., Jakovics A.: Numerical studies of the melting process in the induction furnace with cold crucible. *The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, 2008.
- [2] Songa J.H., Mina B.T.: An electromagnetic and thermal analysis of a cold crucible melting, *International Communications in Heat and Mass Transfer*, 2005.
- [3] Spitans S., Jakovics A., Baake E., Nacke B.: Numerical modelling of free surface dynamics of melt in an alternate electromagnetic field, *Magnetohydrodynamics*, 2011.
- [4] Spitans S., Jakovics A., Baake E., Nacke B.: Numerical modelling of free surface dynamics of melt in alternate electromagnetic field, *Journal of iron and steel research international*, 2012.
- [5] Yang J., Chen R., Ding H., Guo J., Han J., Fu H.: Thermal characteristics of induction heating in cold crucible used for directional solidification, *Applied Thermal Engineering*, 2013.
- [6] Quintana I., Azpilgain Z., Pardo D., Hurtado I., Numerical Modeling of Cold Crucible Induction Melting, *Proceedings of The COMSOL Conference, Boston 2011*.
- [7] Golak S., Przylucki R.: A simulation of the coupled problem of magnetohydrodynamics and a free surface for liquid metals, *WIT Transactions on Engineering Science* 2009.
- [8] Pesteanu O., Baake E.: The Multicell Volume of Fluid (MC-VOF) method for the free surface simulation of MFD flows, Part I: Mathematical Model, *ISI International*, 2011.
- [9] Matsuzawa S., Hirata K., Yoshimura T., Yoshikawa G.: Numerical analysis of cold crucible induction melting employing FEM and MPS method, *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013.
- [10] Adler K., Schwarze R., Galindo V.: Numerical modelling of the evaporation process of an electromagnetically stirred copper melt, *Proceedings of the FLUENT CFD Forum 2005, Bad Nauheim 2005*.
- [11] Blacha L., Golak S., Jakovics A., Tucs A.: Kinetic analysis of aluminium evaporation from the Ti-6Al-7Nb alloy, *Archives of Metallurgy and Materials*, 2014.
- [12] Golak S., Przylucki R., Barglik J.: Determination of a mass transfer area during metal melting in a vacuum induction furnace, *Archives of Metallurgy and Materials*, 2014.
- [13] Przylucki R., Golak S., Oleksiak B., Blacha L.: Influence of an induction furnaces electric parameters on mass transfer velocity in the liquid phase, *Metalurgija*, 2012.
- [14] Przylucki R., Golak S., Oleksiak B., Blacha L.: Influence of the geometry of the arrangement inductor - crucible to the velocity of the transport of mass in the liquid metallic phase mixed inductive, *Archives of Civil and Mechanical Engineering*, 2011.
- [15] Golak S., Przylucki R.: Inductor geometry modification for minimization of free surface shape area of melted metal, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2010.
- [16] Golak S., Przylucki R.: The optimization of an inductor position for minimization of a liquid metal free surface, *Przegląd Elektrotechniczny*, 2008.

NUMERICAL ANALYSIS OF MELTING PROCESS IN AN INDUCTION FURNACE

Summary

The main purpose of this work was to develop numerical model of a crucible for metal melting process in an induction furnace. To mathematically describe the physical processes in a furnace, mutual interaction of electromagnetic and thermo-fluid fields needs to be considered. The coupled mathematical model of metal melting and rectification was implemented using two commercial codes: Ansys Mechanical APDL for electromagnetic field and Ansys Fluent for thermal and flow fields. The most important factors for this kind of modelling is a shape of free surface of the liquid metal, flow field in the melt, heat transfer in the crucible and transport of components in the liquid metal and further in the inert or protective atmosphere over crucible. Final results from CFD approach was compared to the experimental data. Developed mathematical model will be used to optimize metal melting process in induction furnace.

Keywords: induction furnace, CFD, UDF, electromagnetics, coupled model.

PIOTR URBANEK, JACEK KUCHARSKI, ANDRZEJ FRĄCZYK
Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

WYKORZYSTANIE SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH DO KLASYFIKACJI CHARAKTERYSTYK OBCIĄŻENIA UKŁADU WZBUDNIK-WSAD

W artykule zaproponowano metodę przewidywania charakterystyk układu wzbudnik-wsad. Zbudowano specjalizowaną bazę wiedzy zawierającą zestaw takich charakterystyk oraz zastosowano dwa rodzaje rekurencyjnych sztucznych sieci neuronowych dla potrzeb klasyfikacji. Metoda została pozytywnie zweryfikowana w kilku rzeczywistych przypadkach i zostanie włączona jako element inteligentnego generatora do nagrzewania indukcyjnego powstającego w Instytucie Informatyki Stosowanej PŁ.

WPROWADZENIE

Nagrzewanie indukcyjne wsadów metalowych charakteryzuje się wieloma zaletami, między innymi dużą szybkością oraz możliwością selektywnego nagrzewania wsadu w wybranych obszarach [1]. Znajduje ono głównie zastosowanie w procesach wytwarzania elementów maszyn (głównie hartowanie) oraz ich lutowania. W przypadku produkcji seryjnej, w układach bez systemu regulacji temperatury wsadu, kiedy jeden typ wsadu w długim okresie jest nagrzewany do tej samej temperatury, obsługa może metodą prób i błędów dobrać najlepsze z punktu widzenia np. czasu nagrzewania parametry elektryczne takiego procesu, z których najważniejsze to: częstotliwość prądu płynącego przez wzbudnik, moc użyteczna dostarczana do układu wzbudnik-wsad oraz parametry układu dopasowującego impedancję układu wzbudnik-wsad do impedancji generatora (kompensacja mocy biernej).

Z uwagi na silną zależność przebiegu realizowanego procesu od: zmieniających się parametrów obciążenia związanych z rodzajem nagrzewanego wsadu, warunków zasilania oraz temperatury, dobór parametrów jest trudny i długotrwały, a w przypadku nieudanych prób nagrzewania połączony z możliwością przegrzania wsadu, co wiąże się z jego zniszczeniem.

W ramach prac badawczych wykonywanych w Instytucie Informatyki Stosowanej Politechniki Łódzkiej dotyczących budowy inteligentnego generatora

dwuczęstotliwościowego, opracowywane są układy energoelektroniczne realizujące szybkie dopasowanie impedancji wyjściowej generatora do zmieniającej się w trakcie nagrzewania impedancji układu wzbudnik-wsad [2], [3], [4]. Dla występujących w praktyce przypadków „szybkiego” nagrzewania, z przyrostami temperatury rzędu kilkuset kelwinów na sekundę, stosowanie automatycznych układów dopasowujących impedancję generatora do impedancji obciążenia staje się mało skuteczne. Rodzi to potrzebę rozwijania metod przewidywania zmian impedancji obciążenia układu wzbudnik-wsad (Z_{obc}) wynikających ze zmian temperatury wsadu, tak aby układ dopasowujący posiadał informację predykcyjną, niezbędną do utrzymywania wymaganej mocy dostarczanej do wsadu.

W artykule [5] przedstawiono możliwość optymalizacyjnego wyznaczania parametrów schematu zastępczego układu wzbudnik-wsad dla różnych częstotliwości nagrzewania, obliczania na tej podstawie wartości rezystancji (R_{obc}) i indukcyjności obciążenia (L_{obc}) oraz przewidywania na podstawie uproszczonego modelu zmian rezystancji obciążenia wraz z temperaturą.

W niniejszej pracy przedstawiono metodę szybkiego wyznaczania zmian parametrów schematu zastępczego układu wzbudnik-wsad wraz z temperaturą na podstawie wcześniej utworzonej bazy wiedzy o nagrzewaniu układów o różnych geometriach wsadu i wzbudnika. Zgromadzone w bazie charakterystyki nagrzewania wsadów mogą pochodzić zarówno z pomiarów zrealizowanych na stanowisku nagrzewania, jak i z symulacji numerycznych, dzięki którym można uzupełnić bazę wiedzy o przypadki nagrzewania jeszcze na danym stanowisku niezrealizowane.

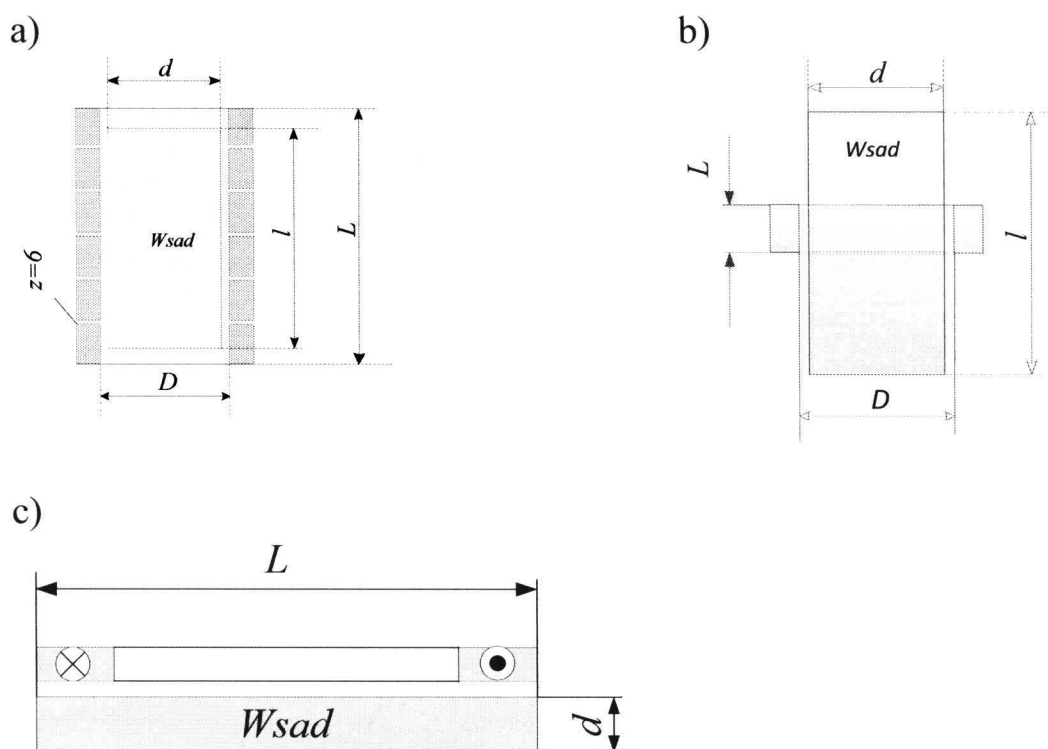
W praktyce problemem do rozwiązania staje się wybór odpowiedniej spośród wielu zgromadzonych w bazie wiedzy charakterystyk zmian parametrów obciążenia nagrzewanego wsadu. Ponieważ rzadko występuje przypadek, gdy nowo nagrzewany wsad można dokładnie dopasować do istniejącej charakterystyki, należy na podstawie wstępnych pomiarów wykonanych „na zimno”, szybko i możliwie dokładnie ocenić, która charakterystyka nagrzewania zgromadzona w bazie będzie najlepiej opisywać nagrzewany wsad. Na tej podstawie można będzie przewidzieć, czy dla danej mocy dostarczanej da się zrealizować cel nagrzewania. Z algorytmicznego punktu widzenia jest to problem klasyfikacji lub rozpoznawania wzorców (pattern recognition), który można rozwiązać na kilka sposobów. Jednym z możliwych do zastosowania algorytmów są sieci wielowarstwowe ze sprzężeniem zwrotnym Elmana (wykorzystujące uczenie bez wzorca) lub hybrydowe sieci wielowarstwowe Hamminga, wykorzystujące do nauki wzorzec uczonych klas.

W pracy porównano działanie obydwu typów sieci oraz zaproponowano wykorzystanie sztucznych sieci neuronowych do znajdowania w rodzinie

charakterystyk najbliższej rozważanemu w praktyce przypadkowi nagrzewania. Klasyfikacja ta jest przeprowadzana na podstawie pomiarów wartości indukcyjności obciążenia L_{obc} , wykonywanych na stanowisku w stanie „na zimno” dla różnych częstotliwości prądu wzбудnika. Wiedza ta pozwoli na odpowiednie zaprogramowanie układu dopasowującego.

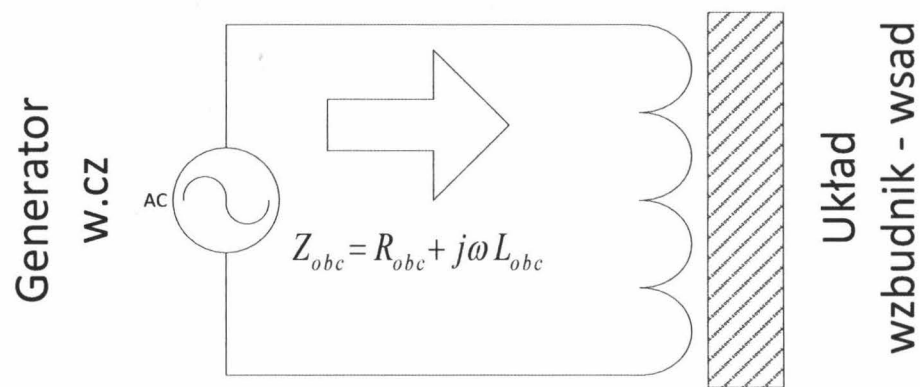
1. BAZA WIEDZY O NAGRZEWANIU RÓŻNYCH RODZAJÓW UKŁADU WZBUDNIK-WSAD

Dla potrzeb badań nad metodami klasyfikacji charakterystyki nagrzewania wsadu z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych utworzono bazę wiedzy o nagrzewaniu różnych rodzajów (geometrii) układów wzbudnik-wsad: wsadu we wzbudniku cylindrycznym wielozwojnym (rys. 1a), cylindrycznym jednozwojnym (rys. 1b) oraz nagrzewania wsadu w układzie płaskim za pomocą wzbudnika pętlowego (rys. 1c).



Rys. 1. Geometria analizowanych układów wzbudnik-wsad. D – średnica wewnętrzna wzbudnika, d – średnica wsadu, L – długość wzbudnika, l – długość wsadu, z – liczba zwojów wzbudnika

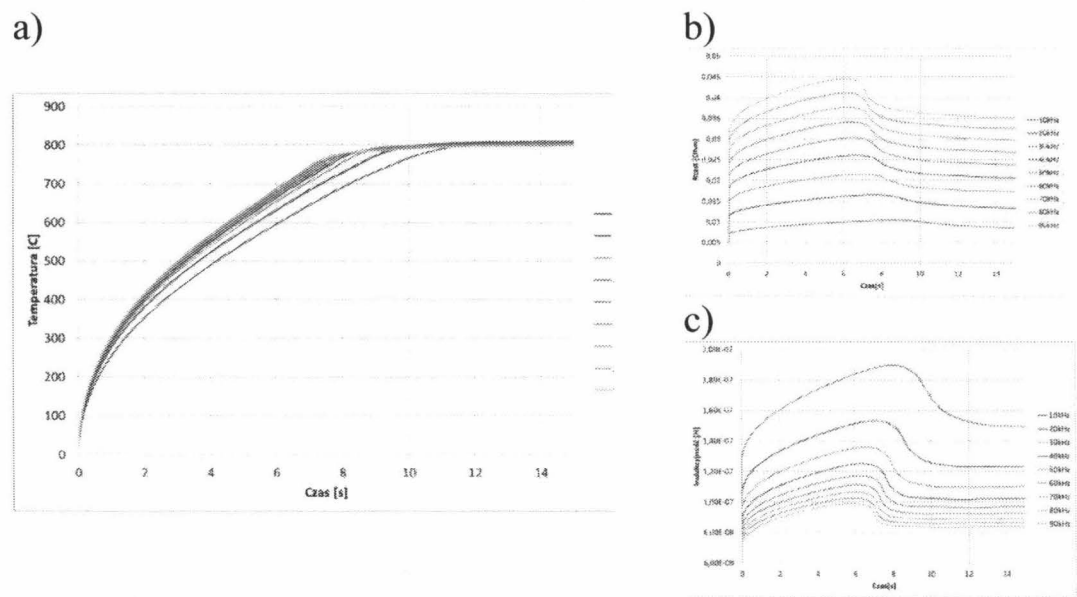
Przedstawione na rysunku 1 układy wzbudnik-wsad mogą być opisane w postaci zastępczej impedancji obciążenia $Z_{obc} = R_{obc} + j\omega L_{obc}$, przedstawionej na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat zastępczy układu wzbudnik-wsad

W każdym z tych układów wartości parametrów R_{obc} i L_{obc} schematu zastępczego zależą od częstotliwości pola elektromagnetycznego generowanego przez prąd płynący we wzbudniku oraz od temperatury wsadu.

W celu utworzenia bazy wiedzy o nagrzewaniu układów przedstawionych na rys. 1 (a, b i c) posłużono się modelowaniem numerycznym sprzężonych pól: elektromagnetycznego i temperatury. Przykładowe wyniki obliczeń dla wsadu nagrzewanego we wzbudniku wielozwojnym (rys. 1a) przy różnych częstotliwościach wymuszenia przedstawia rys. 3.



Rys. 3. Przebieg nagrzewania wsadu we wzbudniku wielozwojnym (rys. 1a): zmiana średniej temperatury na powierzchni wsadu (a), zmiana wartości R_{obc} (b) oraz L_{obc} (c) w czasie procesu nagrzewania wsadu

Wartości R_{obc} i L_{obc} dla danej pulsacji wymuszenia ω obliczane są według wzorów:

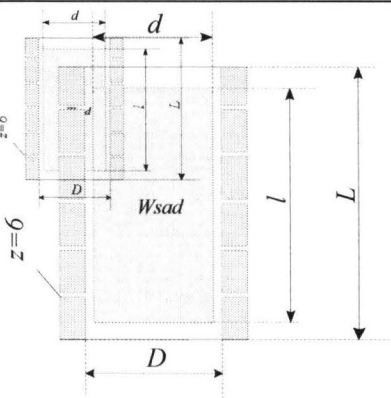
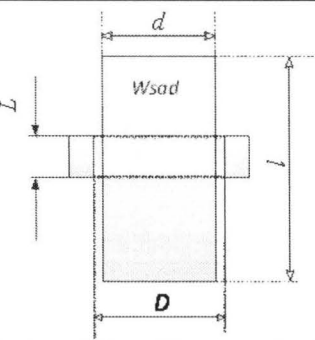
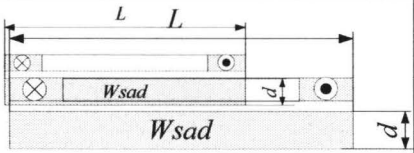
$$R_{obc}(\omega)=\frac{P_{ukł}(\omega)}{I^2(\omega)}\qquad X_{obc}(\omega)=\frac{Q_{ukł}(\omega)}{I^2(\omega)}$$

(1)

gdzie: $P_{ukł}$, $Q_{ukł}$ – odpowiednio moc czynna i bierna wydzielona w układzie wzbudnik- wsad dla określonej pulsacji ω prądu wzbudnika, I – wartość skuteczna prądu płynącego przez wzbudnik.

Zależności $R_{obc}=f(\vartheta, \omega)$ i $L_{obc}=f(\vartheta, \omega)$ wyznaczono dla różnych wariantów geometrii układu wzbudnik-wsad, przedstawionych w tabeli 1.

Tabela 1. Analizowane warianty geometrii układu wzbudnik wsad (oznaczone literami A÷J)

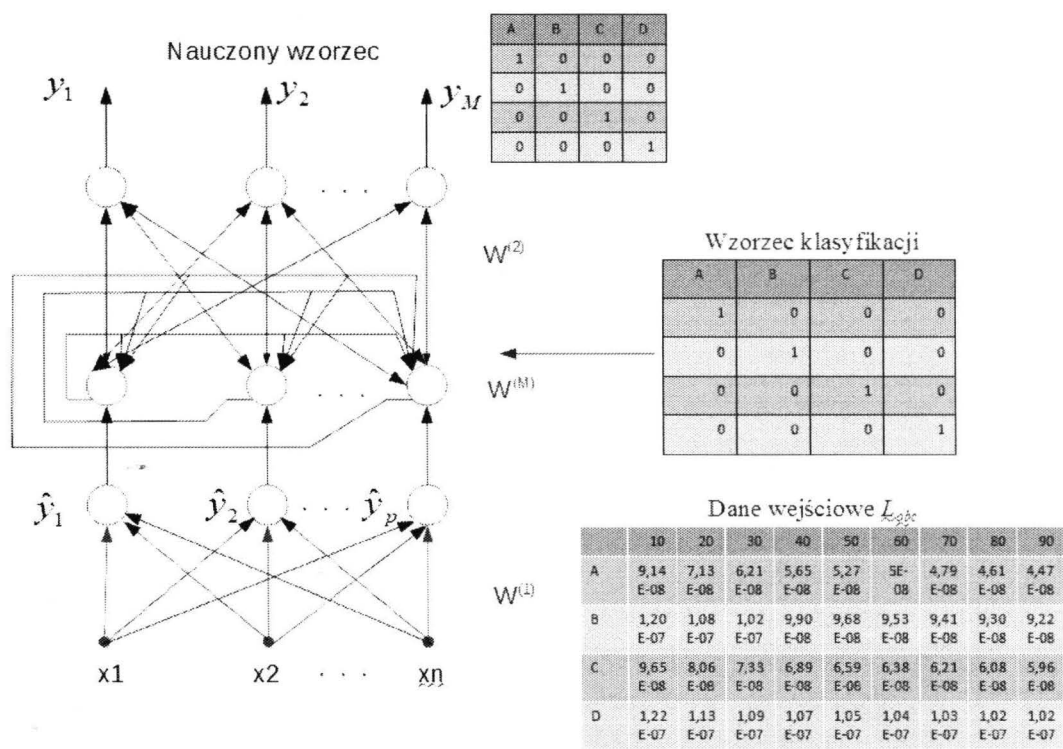
Wariant	Rodzaj układu	Wielkość szczeliny wzbudnik-wsad [mm]	Stosunek długości wsadu do długości wzbudnika	Częstotliwości prądu wzbudnika [kHz]
A		1	$L=l$	10 - 90
B			$L=2l$	
C		6	$L=l$	
D			$L=2l$	
E		1	-	2, 10, 50, 100
F		5		
G		10		
H		5	-	1, 3, 5, 7, 9, 10
I		10		
J		15		

Otrzymane w wyniku tak zaplanowanych eksperymentów symulacyjnych charakterystyki $R_{obc}(\mathcal{G},\omega)$ i $L_{obc}(\mathcal{G},\omega)$ zostały skatalogowane w stosownej bazie wiedzy z uwzględnieniem znaczników czasu nagrzewania (lub temperatury) dla określonych mocy grzejnych dostarczanych przez generator. Baza ta stanowi podstawę budowy klasyfikatora rodzajów układów wzbudnik-wsad z wykorzystaniem sztucznych sieci neuronowych.

2. KLASYFIKACJA I ROZPOZNAWANIE WZORCÓW
ZA POMOCĄ SSN

Prawidłowe grupowanie, a następnie klasyfikacja charakterystyk zgromadzonych w bazie wiedzy wymaga zastosowania specjalistycznych algorytmów, np. algorytmu k-najbliższych sąsiadów czy sztucznych sieci neuronowych. W przypadku obu rozwiązań ostatecznym celem jest znalezienie – dla danego przypadku nagrzewania – wzorca najbardziej zgodnego w sensie określonego kryterium podobieństwa do zapisanych w bazie wiedzy charakterystyk zmian obciążenia z temperaturą i częstotliwością pola elektromagnetycznego.

W pracy zaproponowano użycie do tego celu dwóch rodzajów sztucznych sieci neuronowych – sieci Hamminga oraz sieci Elmana. Idea działania obu sieci została przedstawiona odpowiednio na rysunkach 4 i 5.

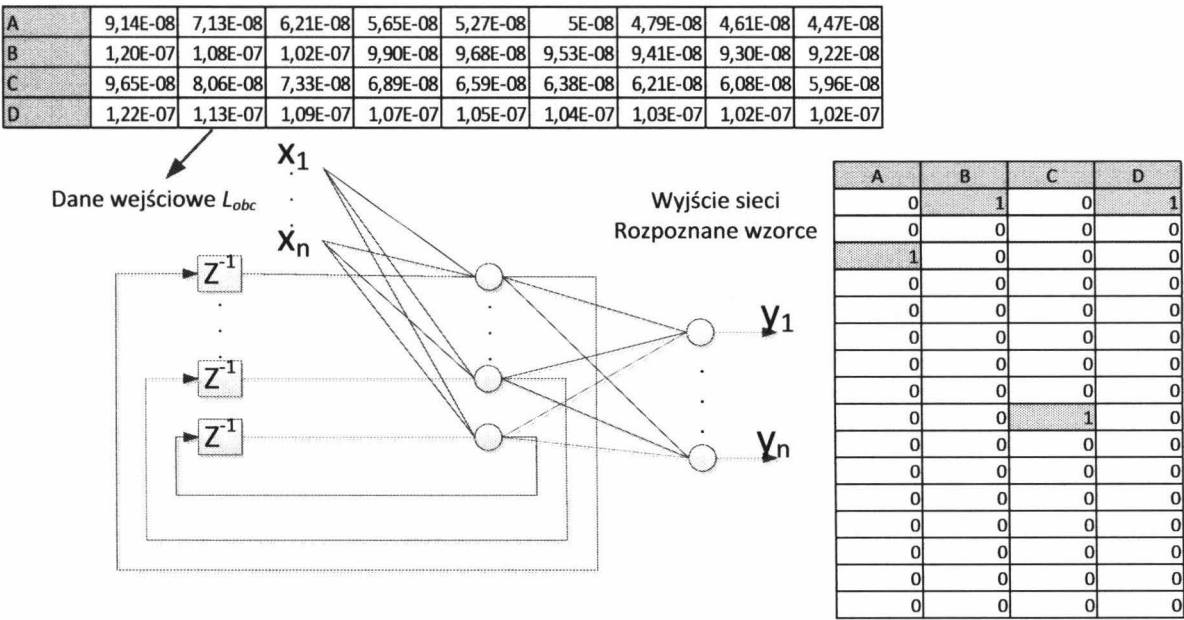


Rys. 4. Idea uczenia wzorców klas w trybie z nauczycielem w sieci Hamminga

W sieci tej warstwa wyjściowa jest siecią ze sprzężeniem zwrotnym, której celem jest taki dobór wag, aby po podaniu na jej wejście wektora X na wyjściu powstał ten sam sygnał pomnożony przez macierz wag $W_{n \times n}$, tzn [6]:

$$W \cdot X = W$$
(2)

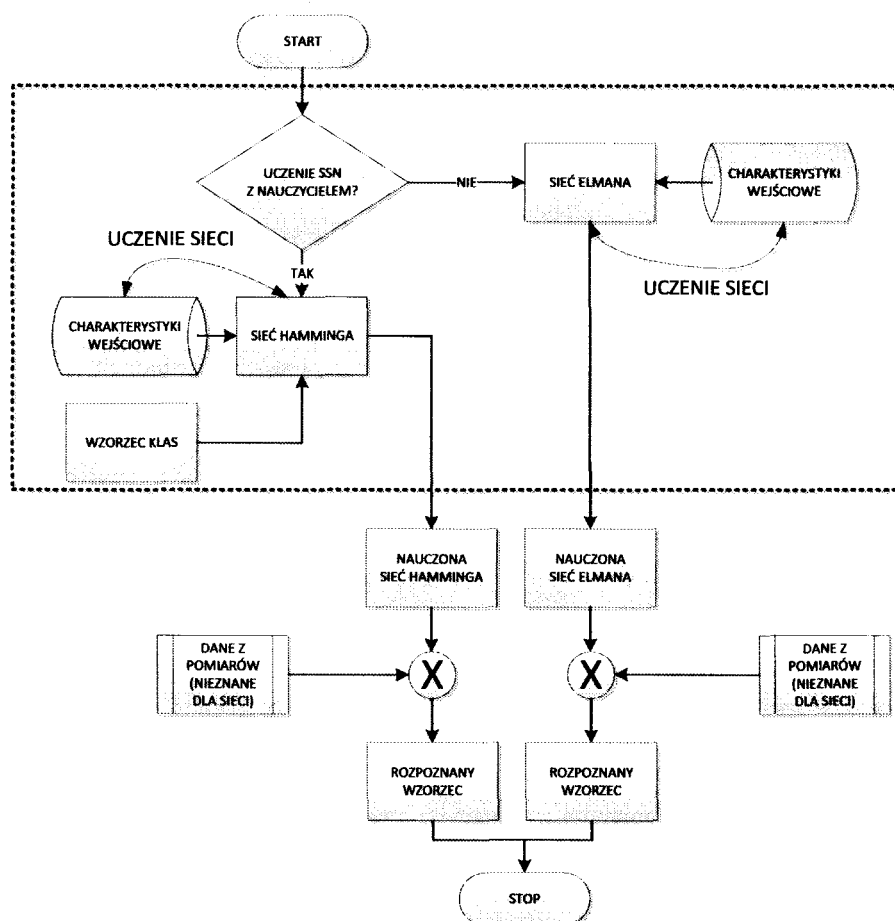
Kolejnym algorytmem, który może być użyty do rozwiązania problemu rozpoznawania wzorców jest sieć neuronowa Elmana. Jest to sieć wielowarstwowa ze sprzężeniem zwrotnym, w której każdy z neuronów w warstwie ukrytej przetwarza sygnały wejściowe zewnętrzne oraz sygnały będące rezultatem działania sprzężenia zwrotnego. Sieć ta potrafi rozpoznawać wzorce klas w trybie nauki bez nauczyciela, co zwiększa jej użyteczność w systemach sterowania pracujących „on-line”. Wynikiem uczenia sieci jest macierz wzorców rozmiaru $n \times m$, gdzie n jest liczbą wejść sieci, m – liczbą rozpoznanych wzorców.



Rys. 5. Idea uczenia wzorców w trybie bez nauczyciela w sieci Elmana

Tak nauczone sieci, zarówno Hamminga, jak i Elmana, potrafią przyporządkować nieznany im wcześniej wektor wejściowy do najbliższego zapamiętanego wzorca.

Rysunek 6 przedstawia schemat uczenia obu typów sieci wraz ze sprawdzeniem jakości ich działania. W kolejnym rozdziale zostanie przedstawione wykorzystanie właściwości omówionych sieci neuronowych do szybkiej identyfikacji charakterystyki obciążenia nagrzewanego układu.



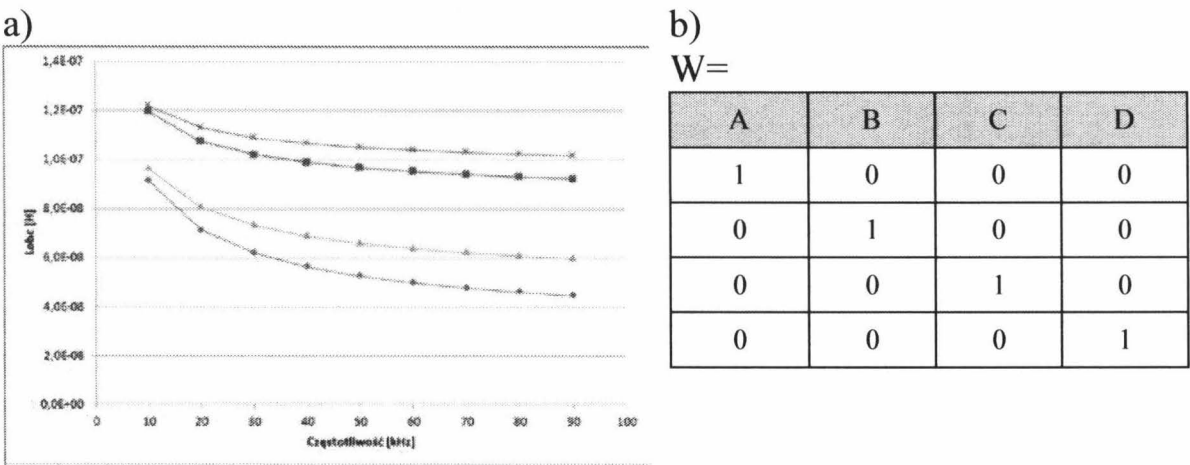
Rys. 6. Schemat uczenia SSN oraz ich wykorzystania w procesie rozpoznawania klas

3. ROZPOZNAWANIE KLASY NAGRZEWANEGO WSADU NA PODSTAWIE POMIARÓW IMPEDANCJI OBCIĄŻENIA W STANIE ZIMNYM

Idea proponowanego sposobu dostrajania układu nagrzewania indukcyjnego polega na wskazaniu najbliższego do danego przypadku, zapisanego w bazie wiedzy wzorca, na podstawie znajomości impedancji układu wzbudnik-wsad w stanie zimnym. Pomiar impedancji obciążenia Z_{obc} w stanie zimnym może być realizowany w trybie in-situ na stanowisku indukcyjnego nagrzewania wsadu poprzez pomiar wartości skutecznej napięcia zasilającego i prądu płynącego przez wzbudnik generatora oraz kąta przesunięcia fazowego pomiędzy tymi wielkościami w trakcie krótkiego, niedestrukcyjnego, eksperymentu. Dla wyznaczonych na podstawie zależności (1) wartości $R_{obc} = f(\omega)$ oraz $L_{obc} = f(\omega)$ w temperaturze ok. 20°C algorytm sztucznych sieci neuronowych jest w stanie wyszukać najbardziej podobny układ, którego charakterystyki nagrzewania $R_{obc} = f(\vartheta, \omega)$ i $L_{obc} = f(\vartheta, \omega)$ znajdują się już w bazie wiedzy. Obydwa rodzaje sieci utworzono w środowisku Matlab (toolbox-Neural Network) [7].

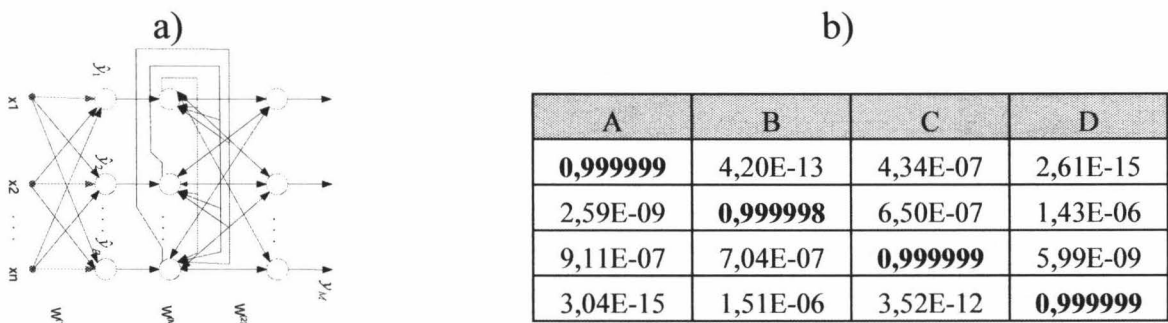
Działanie i skuteczność tak opracowanego systemu klasyfikacji przedstawiono na przykładzie nagrzewania wsadu cylindrycznego o długości około 0,7 długości wzbudnika i szczeliny wzbudnik-wsad wynoszącej 4 mm, którego charakterystyk nagrzewania nie wprowadzono do bazy wiedzy.

W omawianym przypadku do nauki i testowania sieci neuronowych wykorzystano wiedzę o charakterystykach $Z_{obc} = f(\omega)$ pochodzącą z danych dotyczących nagrzewania wariantów A, B, C i D z tabeli 1. Wykres tych zależności przedstawia rys. 7.



Rys. 7. Zależności $L_{obc} = f(\omega)$ dla 4 wariantów układów wzbudnik- wsad (a) oraz wektor uczący wzorców klas (b)

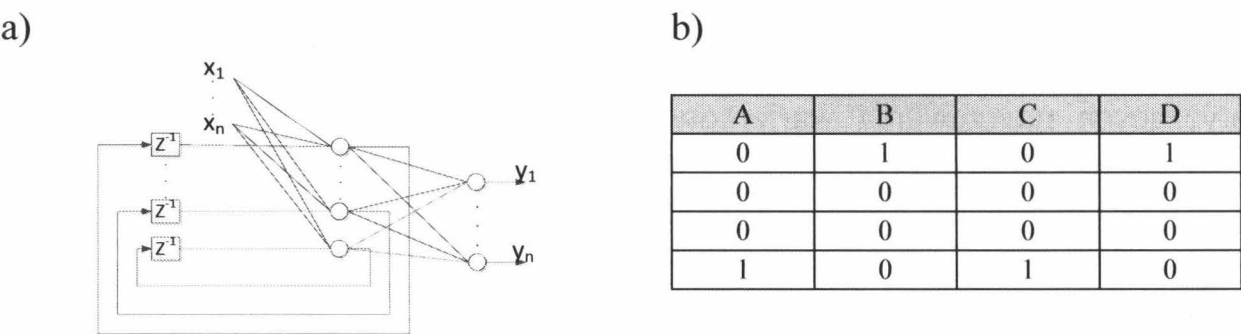
Zależności z rys. 7(a) wprowadzono na wejście sieci Hamminga, ucząc ją na podstawie wektora uczącego z rys. 7(b). Wyniki procesu uczenia sieci przedstawiono na rys. 8:



Rys. 8. Poglądowa struktura sieci Hamminga (a) oraz odwzorowanie klas przez sieć Hamminga (b)

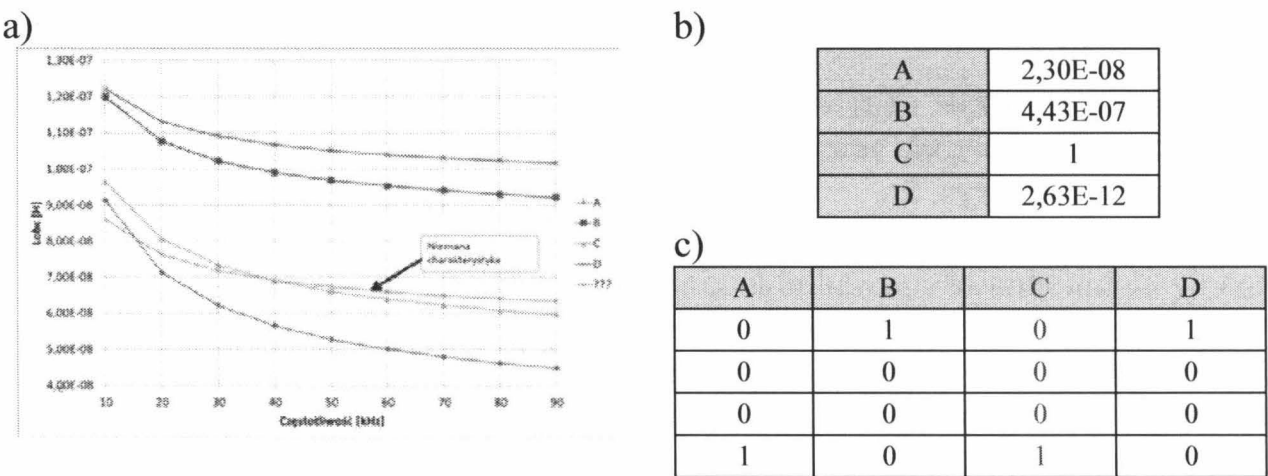
Ten sam eksperyment wykonano wprowadzając na wejście sieci Elmana wartości $L_{obc} = f(\omega)$. Tym razem uczenie sieci odbywa się w trybie bez nauczyciela, przez co sieć sama musi rozpoznać wzorce w dostarczanych danych

wejściowych. Ponieważ mamy do rozpoznania jedynie 4 wzorce, zaimplementowano sieć jedynie z dwoma neuronami w warstwie ukrytej. Wynik działania wraz ze strukturą sieci przedstawiono na rys. 9.



Rys. 9. Poglądowa struktura sieci Elmana (a), odkryte przez sieć klasy wprowadzonych charakterystyk

W kolejnym kroku dokonano analizy skuteczności klasyfikacji przypadku nieznanego obydwu badanym sieciom, wprowadzając na ich wejście wektor $L_{obc} = f(\omega)$ dla parametrów układu wzбудnik-wsad podanych na początku niniejszego rozdziału ($L/l = 0,7$, $(D - d)/2 = 4\text{ mm}$). Wyniki rozpoznawania klasy, do której należy analizowany przypadek przedstawia rys. 10.



Rys. 10. Nieznana charakterystyka wprowadzona na wejście sieci Hamminga i sieci Elmana (a), efekt klasyfikacji przez sieć Hamminga (b) i sieć Elmana (c)

Jak widać z rys. 10 obydwie sieci poprawnie klasyfikują nieznaną charakterystykę, przypisując ją do przypadku C, czyli przypadku nagrzewania wsadu o szczelinie $d = 6\text{ mm}$ i długości wsadu równej długości wzбудnika. Na podstawie odpowiedzi sieci neuronowej można w następnym kroku odczytać z bazy wiedzy jak parametry R_{obc} i L_{obc} będą zmieniać się wraz z temperaturą.

rejestrację rzeczywiście przeprowadzanych procesów. Metoda polega na znalezieniu w bazie charakterystyki najbardziej odpowiadającej aktualnie wyznaczonej na stanowisku impedancji obciążenia (R_{obc} i L_{obc}) w stanie zimnym dla zestawu częstotliwości testowych prądu wzбудnika. Dla potrzeb takiej klasyfikacji zaproponowano wykorzystanie algorytmów sztucznych sieci neuronowych o charakterze rekurencyjnym typu Hamminga i Elmana. Wybrana w ten sposób z bazy wiedzy klasa charakterystyk zawiera wszelkie niezbędne dane do przewidywania zmian obciążenia generatora w funkcji temperatury i częstotliwości. Doświadczenia na modelach symulacyjnych analizowanych układów dowodzą skuteczności zastosowania obu opisanych rodzajów sieci neuronowych. Docelowo opisany system klasyfikacji stanie się częścią inteligentnego systemu ekspertowego wspomagającego obsługę w doborze parametrów generatora zasilającego układ wzбудnik- nagrzewany wsad.

LITERATURA

- [1] Zgraja J.: Computer simulation of induction hardening of moving flat charge. IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 39, No. 3, May 2003, pp. 1523-1526.
- [2] Zgraja J.: Computer simulation of induction heating process for system powered from series inverter. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2/2014, ISSN 0033-2097, ss. 48-51.
- [3] Kobos W., Zgraja J.: Pasywne układy LLC i LCCL dopasowania impedancji obciążenia indukcyjnie nagrzewanego wsadu. Przegląd Elektrotechniczny, Nr 2/2014, ISSN 0033-2097, ss. 40-43.
- [4] Kobos W., Zgraja J., Chudzik P.: Analysis of Dual-Frequency Generators Structures for Induction Heating. International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources HES-13, 21-24 May 2013, Padua, Italy, pp. 261-268, ISBN 978-88-89884-25-6.
- [5] Urbanek P., Zgraja J., Kucharski J.: Analiza możliwości przewidywania temperaturowych zmian impedancji układu grzejnego na podstawie jego charakterystyki częstotliwościowej. Konferencja Naukowo-Techniczna Modelowanie i sterowanie procesów elektrotechnologicznych, 15-17 września 2014, Kielce, ss. 63-72, ISBN 978-83-63792-33-6.
- [6] Rutkowski L.: Metody i techniki sztucznej inteligencji. PWN, 2012.
- [7] Matlab User Guide. <http://www.mathworks.com/products/neural-network/>

Praca finansowana ze środków NCBiR w ramach projektu Badań Stosowanych, nr umowy PBS1/A4/2/2012.

USE OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS FOR THE CLASSIFICATION OF THE LOAD CHARACTERISTICS OF INDUCTOR-CHARGE SETUP

Summary

In the paper the prediction method of the inductor – charge setup characteristics has been proposed. The specialized knowledge base containing a set of simulation – based characteristics was built and two types of recurrent Artificial Neural Networks were used for classification purposes. The proposed method was successfully verified for several real-life cases of induction heating thus it will be included in the intelligent generator device being under construction in the Institute of Applied Computer Science, TUL.

Keywords: induction heating, artificial neural networks.

PIOTR URBANEK, JACEK KUCHARSKI, ANDRZEJ FRĄCZYK
Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

SYMULACJA NAGRZEWANIA DIELEKTRYCZNEGO WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU

Artykuł prezentuje modelowanie numeryczne nagrzewania pojemnościowego wilgotnej wstęgi papieru. Symulacje wykonano dla kilku geometrii elektrod suszarni pojemnościowych, badając wpływ ich kształtu oraz warunków zasilania na rozkład temperatury wydzielanej w suszonej wstędze.

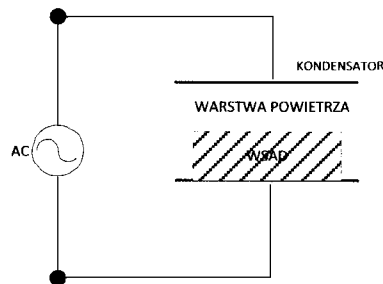
WPROWADZENIE

Produkcja różnych rodzajów papieru wymaga zapewnienia procesu cyklicznego suszenia oraz zraszania wilgotnej wstęgi papieru. Obecnie proces ten odbywa się poprzez kontakt wstęgi papieru z sekcjami nagrzanych kalandrów, których nagrzewanie może odbywać się metodą tradycyjną, polegającą na wprowadzeniu do ich wnętrza czynnika o odpowiedniej temperaturze lub metodą ulepszoną, wykorzystującą np. nagrzewanie indukcyjne obracających się kalandrów [1]. W nielicznych publikacjach pojawiały się informacje o możliwości wykorzystania metody nagrzewania pojemnościowego do suszenia przesuwej się wilgotnej wstęgi papieru [2]. Najczęściej jednak były one ogólne i skupiały się na prezentacji możliwości instalacji tego typu nagrzewania w maszynach papierniczych, tudzież analizie ciepła generowanego w suszonym wsadzie, wykorzystując do tego celu ogólną teorię wytwarzania ciepła na skutek przepływu prądu polaryzacji przez ciało sprzężone pojemnościowo z kondensatorem zasilanym prądem o częstotliwości od kilku do kilkudziesięciu megaherców.

W niniejszym artykule przedstawiono wpływ różnych kształtów elektrod suszarni pojemnościowych oraz sposobów ich rozmieszczenia nad wstęgą papieru na rozkład i wartość generowanego prądu polaryzacji w przestrzeni grzejnej i sprzężonego z nim rozkładu temperatury w suszonej wstędze dla czterech, najczęściej wykorzystywanych w nagrzewaniu pojemnościowym, częstotliwości pola elektromagnetycznego.

1. CHARAKTERYSTYKA NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO

Nagrzewanie pojemnościowe wykorzystuje efekt przepływu prądu przesunięcia przez ciało stałe lub ciecz umieszczone między okładkami kondensatora będącego częścią obwodu przenoszącego energię przemiennego pola elektromagnetycznego o częstotliwości od kilku do kilkudziesięciu megaherców. Ogólną ideę nagrzewania dielektrycznego przedstawia rysunek 1.



Rys. 1. Idea układu nagrzewania pojemnościowego

W nagrzewaniu tego typu wektor gęstości prądu pojemnościowego w przestrzeni kondensatora opisany jest wzorem [2]:

$$\underline{J}_x = j\omega\varepsilon' \underline{E} \quad (1)$$

gdzie: ω – pulsacja pola elektrycznego, ε' – składowa rzeczywista przenikalności dielektrycznej ośrodka, E – natężenie pola elektrycznego.

Moc objętościowa w układzie płaskorównoległościennym dana jest wzorem:

$$p_v = \omega\varepsilon' \operatorname{tg}\delta E^2 = \omega\varepsilon' \operatorname{tg}\delta \left(\frac{U}{d}\right)^2 \quad (2)$$

gdzie: $\operatorname{tg}\delta$ – współczynnik stratności dielektrycznej, U – napięcie między okładkami kondensatora, d – odległość między jego okładkami.

Wartości ε' oraz $\operatorname{tg}\delta$ we wzorze (2) są współczynnikami materiałowymi ośrodka, natomiast pozostałe współczynniki zmieniają się wraz z geometrią układu kondensatora oraz warunków jego zasilania. Powyższe wzory opisują jedynie układ płaskorównoległościenny kondensatora suszącego. Inne geometrie elektrod nagrzewnic wymagają symulacji numerycznej rozkładu mocy w przestrzeni kondensatora.

2. ZAŁOŻENIA WSTĘPNE PRZYJĘTE W SYMULACJI NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU

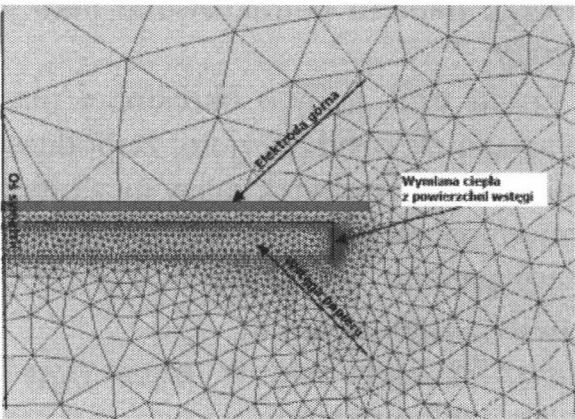
Mając na względzie opisany w poprzednim rozdziale charakter wydzielania się objętościowej mocy cieplnej, wykonano szereg symulacji nagrzewania pojemnościowego wilgotnej wstęgi papieru. W symulacjach przyjęto następujące założenia:

- wilgotną wstęgę papieru potraktowano jako jednorodną mieszaninę celulozy i wody;
- zakładając krótki czas pobytu określonej masy wstęgi papieru pod pojedynczą sekcją elektrod przyjęto, że podczas procesu nagrzewania nie występuje znaczący ubytek masy na skutek parowania; symulacje zjawisk termodynamicznych zachodzących w nagrzewanej objętości mokrej wstęgi papieru wymagają osobnych symulacji i wykraczają poza ramy niniejszego artykułu;
- założono niezmienną w czasie wartości współczynników materiałowych wody i papieru;
- przyjęto, że szerokość wstęgi papieru wynosi 1,5 m, a długość elektrod 0,75 m; daje to możliwość ograniczenia liczby węzłów obliczeniowych, zmniejszając znacząco czas obliczeń;
- przyjęto, że prędkość wstęgi papieru wynosi około 60 km/h, zatem czas przebywania wstęgi w kondensatorze wynosi nie więcej niż 0,04 s; w symulacjach przyjęto czas nagrzewania równy 0,03 s;
- symulacje nagrzewania wykonano dla 4 typowych, używanych w nagrzewaniu pojemnościowym, częstotliwości pola elektromagnetycznego, tj, dla: 13,56 MHz 27,12 MHz, 40,68 MHz oraz 81,36 MHz [2].

Celem przedstawionych symulacji jest próba określenia rozkładu pola elektrycznego i sprzężonego z nim pola temperatury w układzie okładki kondensatora-wilgotna wstęga papieru dla różnych układów geometrycznych elektrod kondensatora. Ma to na względzie wskazanie najbardziej przydatnych, z punktu widzenia technologii produkcji papieru, układów geometrycznych ze względu na rozkład temperatury wzdłuż szerokości wstęgi papieru. Praca ma na celu uzyskanie poglądowej wiedzy z zakresu pojemnościowego suszenia i dosuszania wstęgi papieru.

3. SYMULACJA NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO
WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU W KLASYCZNYM UKŁADZIE
KONDENSATORA PŁASKIEGO

Klasyczny układ kondensatora płaskiego obejmuje dwie płaskie elektrody, pomiędzy którymi umieszczona jest przesuwaną się wstęga papieru (rys. 1). W układzie takim metalowe sito, na którym umieszczona jest wstęga papieru, stanowi elektrodę dolną kondensatora.



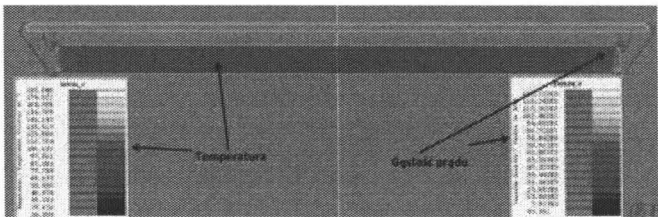
Rys. 2. Model symulacyjny układu kondensator płaski – wilgotna wstęga papieru

W tych i pozostałych symulacjach przyjęto następujące wartości współczynników materiałowych oraz warunki brzegowe:

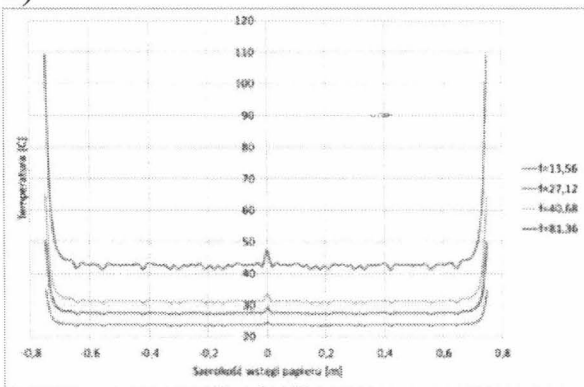
wstęga papieru: przenikalność dielektryczna względna $\epsilon_r = 80$, przewodność cieplna $\lambda = 500 \text{ W/mK}$, iloczyn gęstości i ciepła właściwego $\rho c = 4,11 \text{ J/m}^3\text{K}$, współczynnik wymiany ciepła z powierzchni wstęgi $\alpha = 100 \text{ W/m}^2\text{K}$, napięcie na elektrodzie górnej $U = 20 \text{ kV}$. Pozostały obszar określony został jako próżnia.

Wyniki obliczeń przedstawia rys. 3.

a)



b)



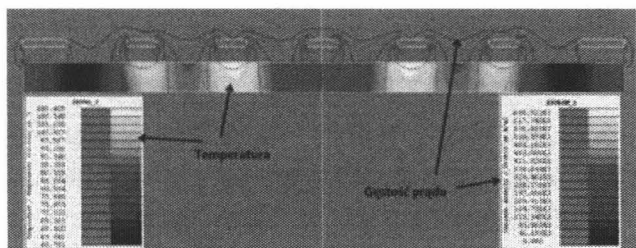
Rys. 3. a) przykładowy rozkład temperatury (lewa skala, kolor) i natężenia prądu przesunięcia w układzie kondensator – wstęga (prawa skala, linia), b) rozkład temperatury na powierzchni wstęgi papieru, f – częstotliwość pola elektromagnetycznego w MHz

Rozkład temperatury na powierzchni wstęgi wskazuje na wyraźny efekt wzrostu temperatury na krawędziach wstęgi papieru. Jest to jednak niewielki obszar mający nieduży wpływ na wartość średniej temperatury we wstędze papieru. Wskazuje to na konieczność kształtowania rozkładu temperatury poprzez układ szeregu elektrod umieszczonych odpowiednio nad powierzchnią wstęgi.

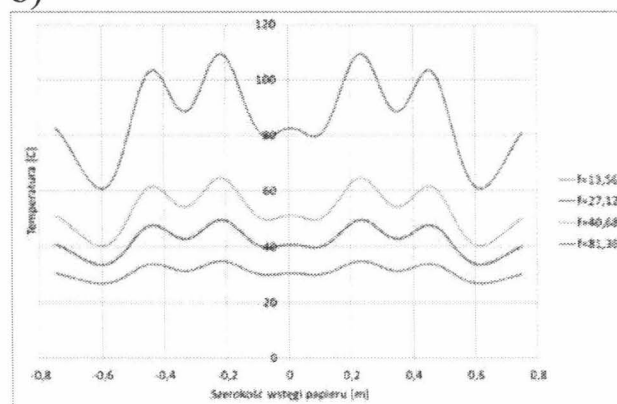
4. SYMULACJA NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU W UKŁADZIE WIELOSEKCYJNEGO KONDENSATORA PŁASKIEGO

W układzie tym występuje siedem kondensatorów zasilanych niezależnie. Przyjęto, że skrajne elektrody mają nieco większą niż pozostałe szerokość. Ponadto, ze względu na możliwość przegrzania końców wstęgi papieru, wartość napięcia na elektrodach skrajnych została obniżona o połowę, czyli do 10 kV. Wyniki obliczeń przedstawia rysunek 4.

a)



b)



Rys. 4. a) przykładowy rozkład temperatury (lewa skala, kolor) i natężenia prądu przesunięcia w układzie elektrody płaskie- wstęga (prawa skala, linia),
b) rozkład temperatury na powierzchni wstęgi papieru, f – częstotliwość pola elektromagnetycznego w MHz

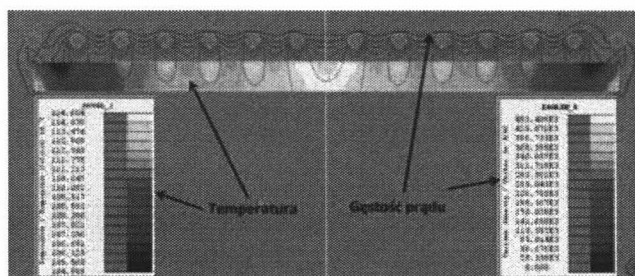
Wyniki obliczeń pokazane na rysunku 4a i 4b wskazują na możliwość kształtowania za pomocą napięcia zasilającego elektrody oraz jego częstotliwości rozkładu i poziomu temperatury wstęgi papieru. Oczywiście rozkład ten może być również kształtowany przez umieszczenie elektrod w wybranych z technologicznego punktu widzenia miejscach nad powierzchnią wstęgi. Można zauważyć, że częstotliwość pola elektromagnetycznego ma wpływ zarówno na poziom, jak i rozkład temperatury we wstędze papieru.

5. SYMULACJA NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU W UKŁADZIE WIELOSEKCYJNEGO KONDENSATORA Z ELEKTRODAMI CYLINDRYCZNYMI

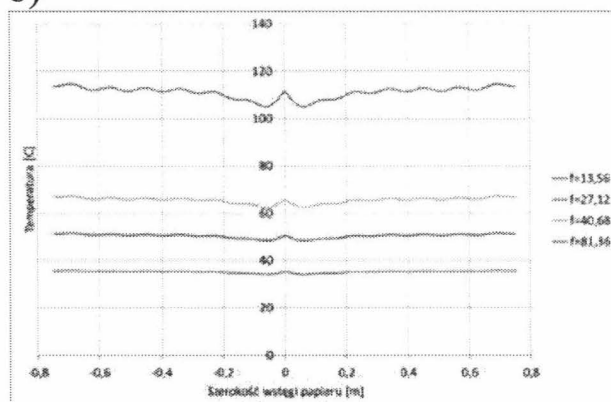
W rozdziale tym zasymulowano nagrzewanie pojemnościowe wstęgi papieru za pomocą czternastu elektrod cylindrycznych, umieszczonych równomiernie nad powierzchnią wstęgi papieru. Napięcie zasilające elektrody wynosi 20 kV (z wyjątkiem elektrod skrajnych, w których napięcie zasilające obniżono o połowę).

Wyniki obliczeń przedstawia rysunek 5.

a)



b)

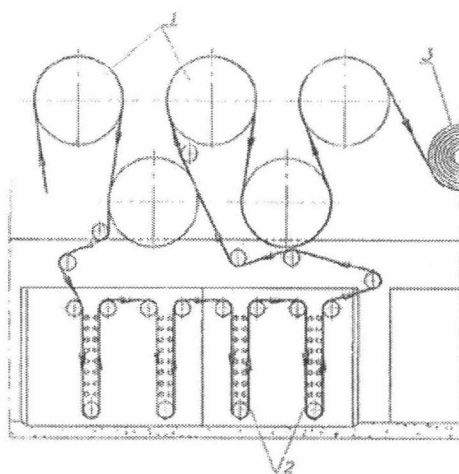


Rys. 5. a) przykładowy rozkład temperatury (lewa skala, kolor) i natężenia prądu przesunięcia w układzie elektrody cylindryczne – wstęga papieru (prawa skala, linia),
b) rozkład temperatury na powierzchni wstęgi papieru, f – częstotliwość pola elektromagnetycznego w MHz

W powyższym układzie wyniki symulacji wskazują na możliwość uzyskania równomiernego rozkładu temperatury wzdłuż całej szerokości wstęgi papieru. Obserwowana jest również zależność mocy generowanej we wstędze papieru od częstotliwości pola elektromagnetycznego generowanego pomiędzy okładkami kondensatorów. W układzie tym, podobnie jak w poprzednich, elektrodę z potencjałem zerowym stanowi podłoże, na którym wstęga papieru jest przesuwana. Wydaje się, że zarówno z punktu widzenia prostoty konstrukcji, jak i rozkładu wytwarzanego pola elektromagnetycznego, układ ten stanowi najlepszy wybór.

6. SYMULACJA NAGRZEWANIA POJEMNOŚCIOWEGO WILGOTNEJ WSTĘGI PAPIERU W UKŁADZIE WIELOSEKCYJNEGO KONDENSATORA Z PODWÓJNYMI ELEKTRODAMI CYLINDRYCZNYMI

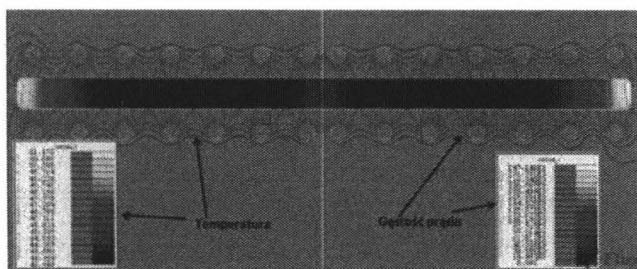
Układ ten podobny jest do układu z rozdziału 5. Różnicę stanowi zastosowanie dodatkowych elektrod cylindrycznych, stanowiących dolne okładki kondensatorów z potencjałem zerowym. Układ taki jest konieczny do zastosowania w układach, gdzie nagrzewanie pojemnościowe stosowane jest do dosuszania wstęgi papieru, która przesuwana jest pomiędzy cylindrami napędowymi pokazanymi na rysunku 6 [2].



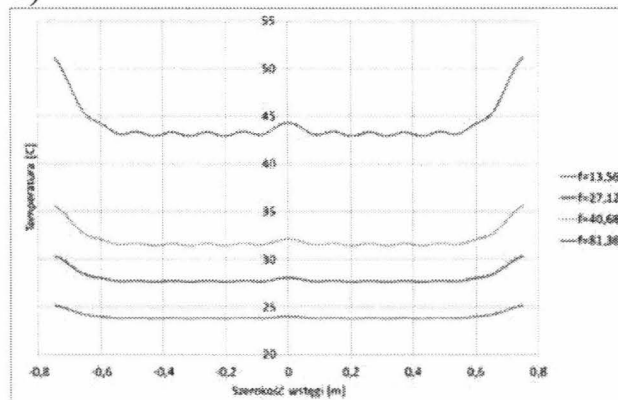
Rys. 6. Usytuowanie elektrod cylindrycznych w części suszącej maszyny papierniczej. 1 – bębny suszące, 2 – elektrody suszarki pojemnościowej, 3 – nawijarka

Wyniki obliczeń przedstawione są na rysunku 7.

a)



b)



Rys. 7. a) przykładowy rozkład temperatury (lewa skala, kolor) i natężenia prądu przesunięcia w układzie podwójnych elektrod cylindrycznych – wstęga (prawa skala, linia), b) rozkład temperatury na powierzchni wstęgi papieru, f – częstotliwość pola elektromagnetycznego w MHz

Przedstawione wyniki symulacji wskazują na nieco mniejszą sprawność układu, gdyż przy tym samym napięciu zasilającym sekcje kondensatorów cylindrycznych, wartość temperatury wstęgi papieru zmniejszyła się około dwukrotnie. Jednak zaletą takiego układu jest możliwość zastosowania go w częściach maszyny odizolowanych od bezpośredniego oddziaływania pola elektromagnetycznego w.cz na obsługę maszyny.

6. WNIOSKI

W artykule przedstawiono symulacje numeryczne suszenia mokrej wstęgi papieru w różnych układach geometrycznych suszarni pojemnościowych. Sprawdzono wpływ kształtu, rozkładu przestrzennego elektrod kondensatorów oraz częstotliwości napięcia zasilającego na rozkład i wartości temperatury w suszonej wstędze papieru.

Niniejsza praca stanowi wstęp do większego projektu modelowania suszenia pojemnościowego wilgotnej wstęgi papieru, uwzględniającego zarówno zagadnienia generowania energii pola elektrycznego, jej zamiany na ciepło wydzielane w suszonej wstędze, jak i zagadnienia termodynamiczne uwzględniające odparowanie wody z wilgotnej wstęgi papieru. W zamierzeniach powstać ma system pozwalający na numeryczną weryfikację projektów suszarni pojemnościowych w różnych typach maszyn papierniczych.

LITERATURA

- [1] Frączyk A., Urbanek P., Kucharski J.: Algorytmy sterowania nagrzewaniem indukcyjnym wirującego walca stalowego za pomocą ruchomych wzбудników. Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review), ISSN 0033-2097, R. 86 NR 2/2010.
- [2] Hernig M.: Podstawy elektrotermii, cz. 2. WNT, Warszawa 1998.

SIMULATION OF DIELECTRIC HEAT OF WET PAPER WEB

Summary

The paper presents numerical modeling of heating the wet paper web. Simulations were performed for a few geometry of the capacitive drying electrodes examining the impact of their shape and supply conditions of temperature distribution dissipated in the dried web.

Keywords: capacitance heating, numerical modeling, temperature distribution.

JERZY ZGRAJA, MAGDALENA ZGRAJA

Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej

WYKORZYSTANIE KOMERCYJNEGO PAKIETU FLUX[®] JAKO PROGRAMU OSADZONEGO W BUDOWANYCH APLIKACJACH DO NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO

Przedstawiono możliwości wykorzystania interfejsu API programu Flux[®] przy budowaniu własnych aplikacji do nagrzewania indukcyjnego. Osadzony w budowanych aplikacjach komercyjny program Flux może być wykorzystywany zarówno do wykonywania polowych obliczeń elektromagnetycznych, cieplnych, jak i sprzężonych

WPROWADZENIE

Symulacyjne obliczenia komputerowe są współcześnie powszechnie wykorzystywane zarówno w praktyce inżynierskiej, jak i badaniach naukowych. Dokładność i poprawność symulacji komputerowych jest w sposób oczywisty zależna od [1]:

- jakości stosowanego oprogramowania komputerowego,
- umiejętności właściwego wykorzystania oprogramowania komputerowego, w tym zbudowania modelu symulacyjnego i przyjęcia założeń upraszczających.

Spełnieniu pierwszego warunku sprzyja stosowanie programów komercyjnych, sprawdzonych w działaniu przez wielu użytkowników, posiadających regularnie wykonywane uaktualnienia oraz dostępny serwis. Tego typu oprogramowanie jest zwykle przeznaczone dla względnie szerokiego grona użytkowników, tak aby mogło być wykorzystywane w różnych zastosowaniach aplikacyjnych. Sprawia to, że mimo wysiłków producentów, nie jest ono tak proste w obsłudze, jak może być oprogramowanie specjalne dedykowane do wybranej aplikacji czy wręcz wybranego użytkownika. Ta sama przyczyna powoduje, że bardzo rzadko zdarza się, aby miało ono wszystkie funkcjonalności wymagane, czy oczekiwane, przez użytkownika. Z tego względu spełnienie drugiego z wymienionych wyżej warunków jest zwykle łatwiejsze w oprogramowaniu zbudowanym przez użytkownika we własnym zakresie czy dedykowanym dla niego.

Budowa własnego oprogramowania do analizy zagadnień nagrzewania indukcyjnego spełniającego wymogi dokładności i szybkości obliczeń określone przez oprogramowania komercyjne jest jednak bardzo trudna i kosztowna.

Rozwiązania przedstawionego problemu można poszukiwać w budowaniu własnego programu zawierającego komercyjny program do obliczeń polowych jako program osadzony. W takim przypadku istnieje możliwość:

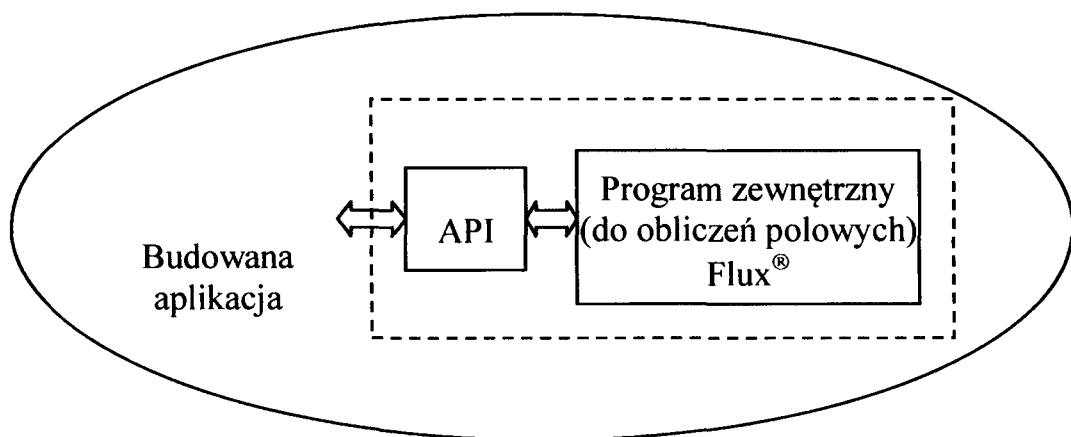
- dopasowania interfejsu użytkownika do jego własnych preferencji,
- rozbudowania oprogramowania o wymagane funkcjonalności, których nie ma w programie komercyjnym,

a jednocześnie zbudowanie pakietu oprogramowania jest relatywnie proste.

1. OSADZANIE PROGRAMU FLUX[®] W BUDOWANEJ APLIKACJI

Przy wykorzystywaniu zamkniętego, zewnętrznego programu we własnej aplikacji podstawowym zagadnieniem do rozwiązania pozostaje kwestia współpracy, wymiany informacji, między aplikacjami. Sprowadza się zazwyczaj do wymiany informacji przez dysk lub skorzystanie z możliwości API (*Application Programming Interface*) zewnętrznego oprogramowania. Programy komercyjne mają zwykle opracowane i udostępnione interfejsy API; podobnie jest w przypadku komercyjnego pakietu Flux[®] francuskiej firmy CEDRAT, który posiada interfejs do współpracy z programami napisanymi w różnych językach programowania, m.in. w języku Matlab, Python, Java czy C [1].

Przy wykorzystaniu programu zewnętrznego poprzez API program ten staje się obiektem osadzonym w budowanej aplikacji (rys.1).



Rys. 1. Wykorzystująca API współpraca aplikacji użytkownika z programem zewnętrznym

Budowa własnej aplikacji z wykorzystaniem API jest zwykle (w tym również do zagadnień nagrzewania indukcyjnego) realizowana w celu

opracowania oprogramowania dedykowanego do konkretnego zastosowania praktycznego czy wręcz konkretnego użytkownika poprzez:

- uproszczenia obsługi programu komercyjnego interfejsem w pełni dopasowanym do potrzeb konkretnego użytkownika,
- opracowanie złożonego pakietu, który znacząco rozszerza możliwości programu komercyjnego.

2. BUDOWA INTERFEJSU UŁATWIAJĄCEGO PRACĘ Z PROGRAMEM KOMERCYJNYM

Poniżej przedstawiono przykłady programów w języku Java zbudowanych z wykorzystaniem API oprogramowania Flux, służących do ułatwienia pracy z tym programem, tak, że staje się ona bezproblemowa również dla osób zupełnie niezorientowanych w zagadnieniach dotyczących polowych obliczeń z wykorzystaniem metody elementów skończonych MES, np. osób obsługujących stanowiska do nagrzewania indukcyjnego.

Program do obliczeń elektromagnetycznych cylindrycznego układu wzbudnik-wsad

INDUCTION HEATING - electromagnetic calculation

Geometrical parameters [mm]

$d = 15$
 $l = 100$
 $sz = 2$

Number of turns: 1
 Shunt: ☒ Yes ☐ No
 $H_{cu} = 10$ $G_{cu} = 1.5$ $sz1 = 5$
 $S_{cu} = 10$ $H_{ize} = 2$ $sz2 = 1$

Frequency [Hz]: $f = 30000$
 Current RSM [A]: $I = 1000$

Materials

Charge nonlinear: ☐
 Resistivity: $22E-6$
 Initial Permeability: 100
 Saturation: 1.9

Inductor: $2.0E-8$
 Shunt: 1100

START CLEAR EXIT

Results

$R =$ $X =$ $Z =$
 $P_{charge} =$ efficiency = power factor =

Distribution of p_v
 along the charge surface

POKAZ

***Program do obliczeń elektromagnetyczno-cieplnych cylindrycznego układu
wzbudnik-wsad***

Electro-thermal Calculation

INDUCTION HEATING electro - thermal calculation

Geometrical parameters [mm]

$d =$ <input type="text" value="15"/>	Number of turns <input type="text" value="1"/>	Shunt <input type="radio"/> No <input checked="" type="radio"/> Yes
$l =$ <input type="text" value="100"/>	$H_{cu} =$ <input type="text" value="10"/> $G_{cu} =$ <input type="text" value="1.5"/>	$s1 =$ <input type="text" value="5"/>
$s2 =$ <input type="text" value="2"/>	$S_{cu} =$ <input type="text" value="10"/> $H_{ten} =$ <input type="text" value="2"/>	$s2 =$ <input type="text" value="1"/>

Frequency [Hz]

$f =$

Current RMS [A]

$I =$

Materials

Charge nonlinear mag.

Shunt

Initial Permeability:

Saturation:

Res.: $R = R0 \cdot (1 + \alpha \cdot T)$

Spec. heat [J/m3]: $c = c0 + E \cdot v$

Ther. con.: $k = k0 \cdot (1 + b \cdot T)$

$R0 =$

$c0 =$

$k0 =$

$\alpha =$

$E =$

$b =$

Time of heating

s with step s

s with step s

s with step s

START

CLEAR

EXIT

Results

For start

$R =$ $P_{charge} =$ $T_s =$

$Z =$ efficiency = $T_a =$

$X =$ power factor =

Results

For end

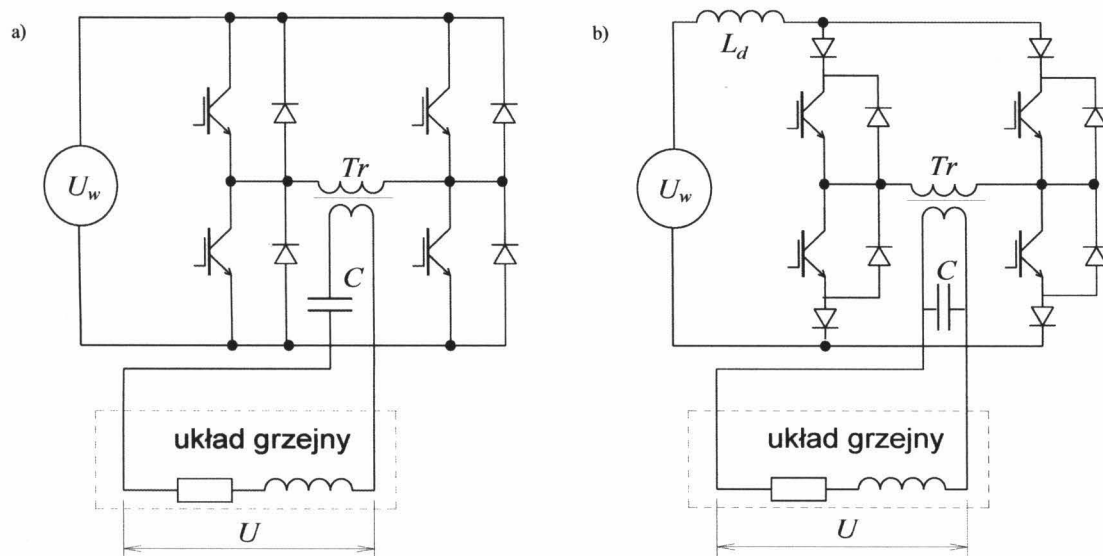
$R =$ $P_{charge} =$ $T_s =$

$Z =$ efficiency = $T_a =$

$X =$ power factor =

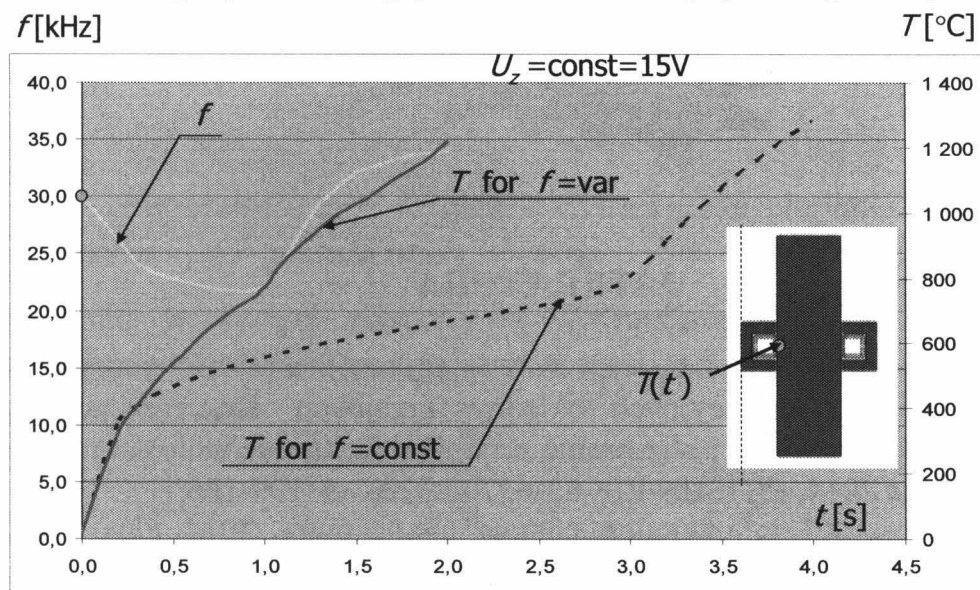
3. BUDOWA PAKIETU DO OBLICZEŃ SYMULACYJNYCH NAGRZEWANIA INDUKCYJNEGO Z UWZGLĘDNIENIEM INTERAKCJI FALOWNIKOWEGO ŹRÓDŁA ZASILANIA

W nagrzewaniu indukcyjnych źródłami zasilania są współcześnie głównie tranzystorowe falowniki rezonansowe (rys. 2).



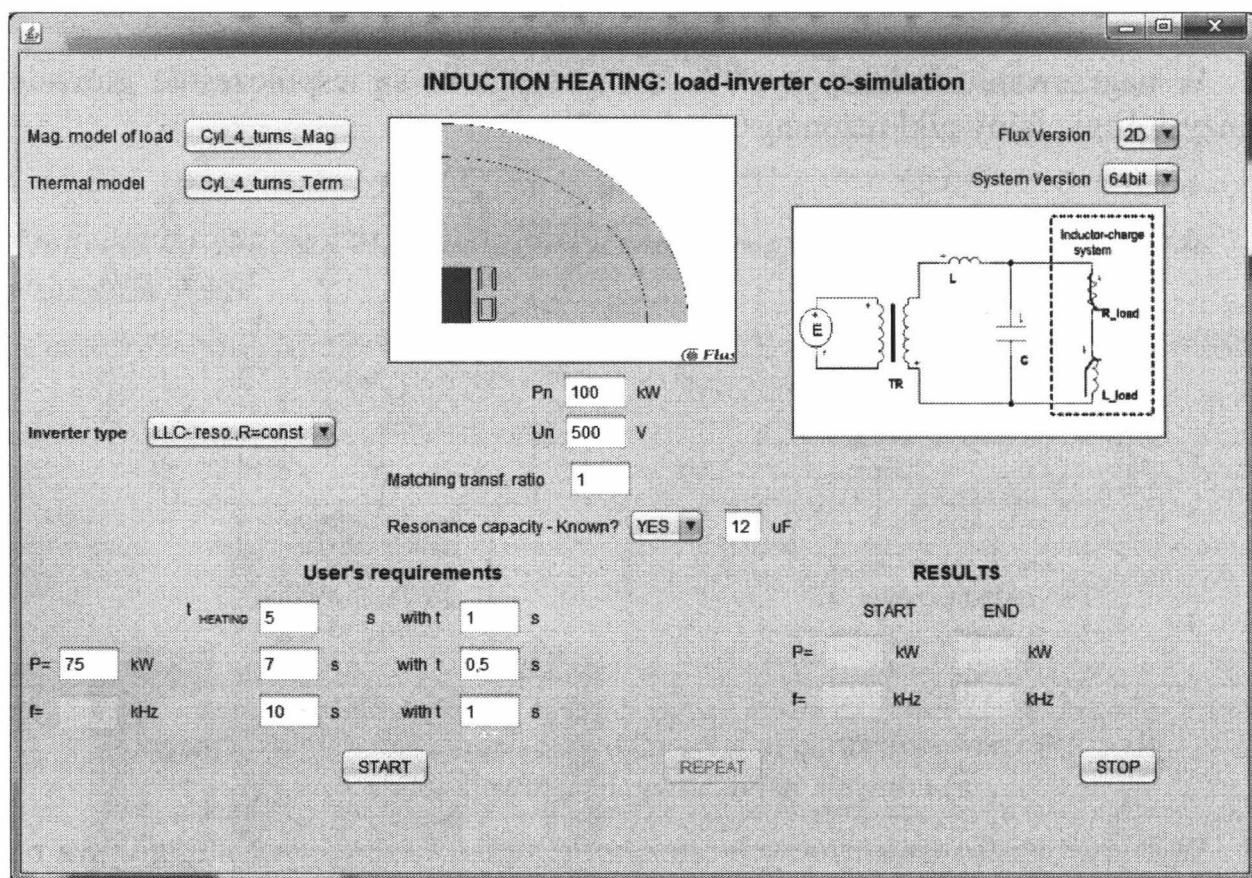
Rys. 2. Typowe konstrukcje falowników do nagrzewania indukcyjnego:
a) falownik napięciowy, b) falownik prądowy

W falownikach rezonansowych obciążenie, układ wzбудnik-wsad, wpływa na parametry jego pracy, w tym na częstotliwość. W symulacjach komputerowych jest to często pomijane, co może prowadzić do znaczących błędów obliczeniowych, jak to przedstawiono przykładowo [2] dla falownika napięciowego na rys. 3.



Rys. 3. Przebiegi temperatury powierzchni wsadu T oraz częstotliwości f przy uwzględnieniu i zmian częstotliwości rezonansowej w trakcie nagrzewania

Program do obliczeń nagrzewania indukcyjnego z uwzględnieniem interakcji źródło-obciążenia



LITERATURA

- [1] Zgraja J.: Wykorzystanie interfejsu API w personalizacji komercyjnego pakietu Flux do obliczeń indukcyjnych układów grzejnych, Konferencja Naukowo-Techniczna Modelowanie i sterowanie procesów elektrotechnologicznych, Kielce, 15-17 września 2014, PL ISBN 978-83-63792-33-6, ss. 159-166
- [2] Zgraja J.: Flux API in induction heating applications, 2014 Flux Conference, 15-16 October 2014, Munich, Germany.

JERZY ZGRAJA**Politechnika Łódzka, Instytut Informatyki Stosowanej**

WYKORZYSTANIE ANALOGII ELEKTRYCZNO-CIEPLNYCH W KOMERCYJNYCH PROGRAMACH DO ANALIZY ZJAWISK CIEPLNYCH

Obliczenia cieplne maszyn i urządzeń elektrycznych mogą być realizowane zarówno w sposób analityczny, jak i numeryczny. W praktyce obliczeniowej często wykorzystywana jest również metoda obwodowa bazująca na analogiach elektryczno-cieplnych. Metoda ta została również zaimplementowana w rozbudowanych programach komercyjnych, np. Motor-CAD[®] do obliczeń cieplnych 3D maszyn elektrycznych, czy Portunus[®] do analiz typu multiphysics.

WPROWADZENIE

Między zjawiskami elektrycznymi i cieplnymi można znaleźć szereg analogii. Analogie te można zauważyć również w zależnościach matematycznych opisujących oba te zjawiska.

Równanie przewodnictwa ciepła dla stacjonarnego układu liniowego:

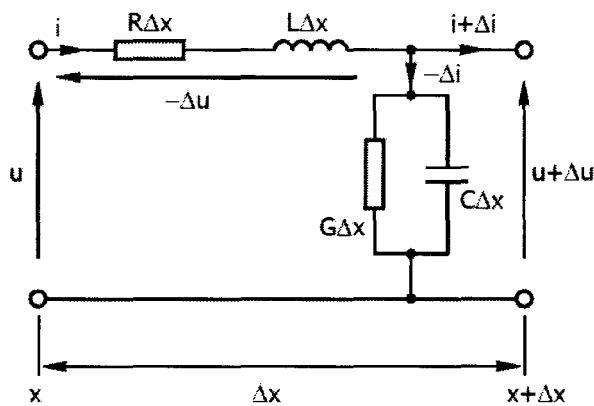
$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{p_v}{c\rho} + a \nabla^2 \vartheta \quad (1)$$

gdzie: ϑ – temperatura, $a = \lambda/(c \cdot \rho)$ – dyfuzyjność cieplna, λ – przewodność cieplna właściwa, ρ – gęstość masy, t – czas

jest podobne w swojej postaci do równania (telegrafistów) linii długiej przedstawionej schematem zastępczym na rys.1:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2}{\partial x^2} V &= LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} V + (RC + GL) \frac{\partial}{\partial t} V + GRV \\ \frac{\partial^2}{\partial x^2} I &= LC \frac{\partial^2}{\partial t^2} I + (RC + GL) \frac{\partial}{\partial t} I + GRI \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie: V – potencjał elektryczny, I – natężenie prądu.



Rys. 1. Schemat zastępczy fragmentu linii długiej

Szczególnie dobrze jest to widoczne, jeśli porówna się równania dla opisu 1D w układzie prostokątnym, zestawiając równanie przewodnictwa dla układu bezźródłowego:

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{\lambda}{c\rho} \frac{\partial^2 \vartheta}{\partial x^2} \tag{3}$$

z równaniem bezindukcyjnej linii długiej:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{\gamma}{c_e\rho} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \tag{4}$$

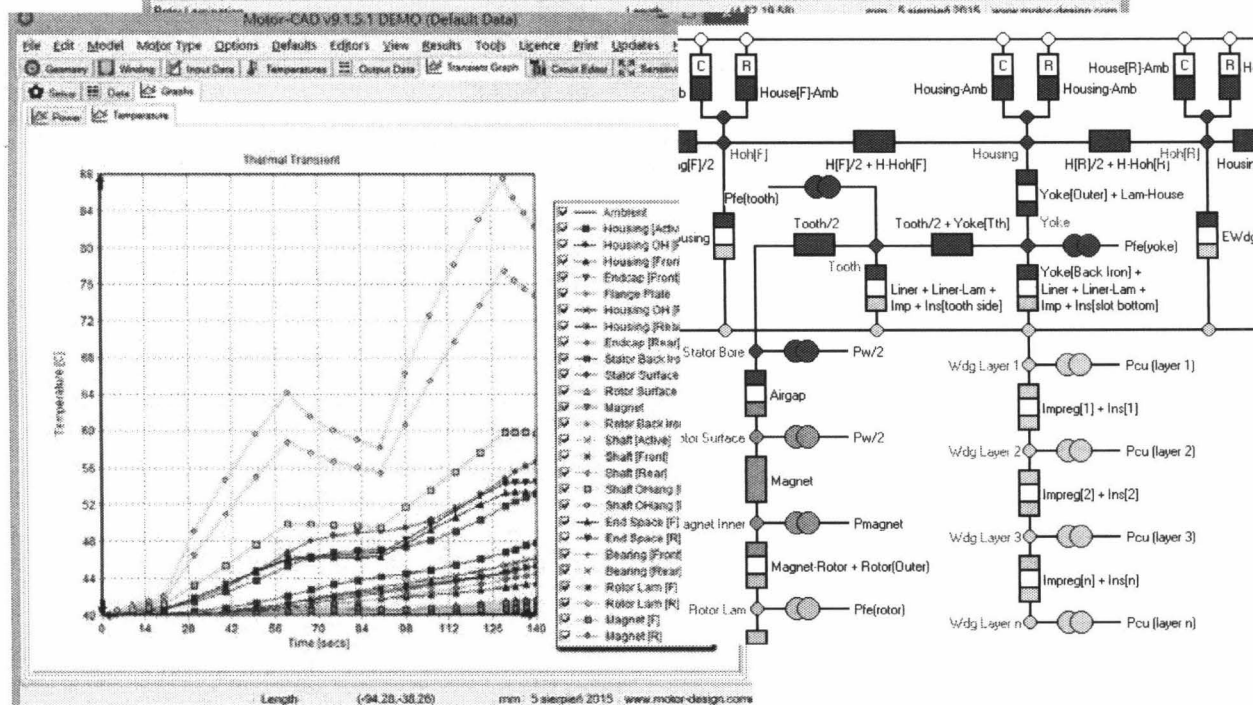
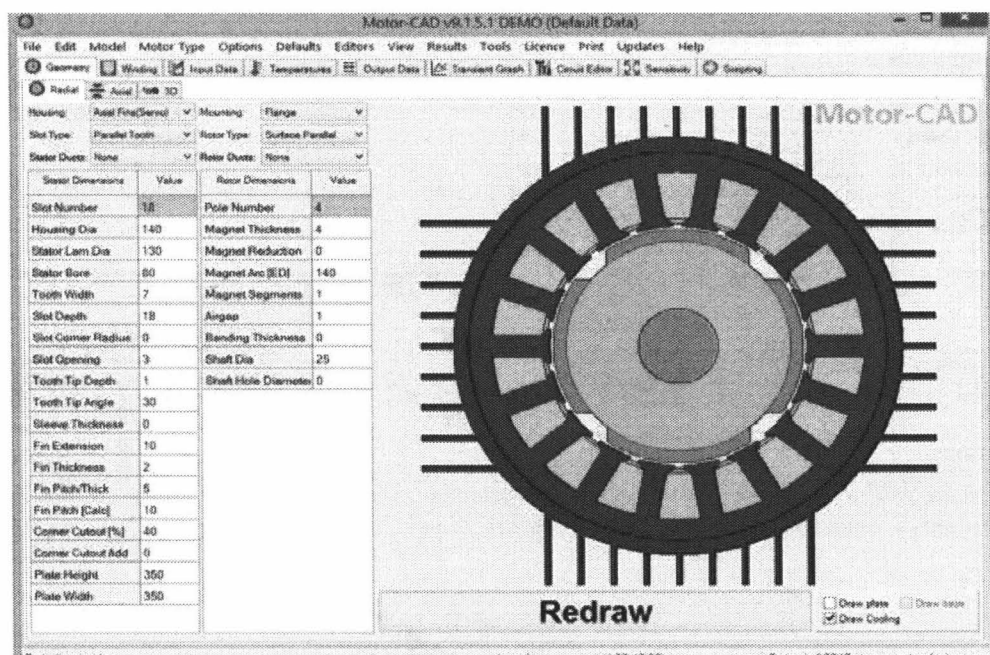
gdzie: $c_e = C/M$ – pojemność właściwa, C – pojemność elektryczna, M – masa.

Pozwala to na sformułowanie następujących analogii elektryczno-cieplnych:

Wielkość cieplna	Wielkość elektryczna
opór cieplny $W = \frac{\Delta\vartheta}{P} = \frac{\Delta x}{\lambda \Delta F}$	opór elektryczny $R = \frac{\Delta V}{I} = \frac{\Delta x}{\gamma \Delta F}$
pojemność cieplna $C_c = c \cdot \rho \cdot V = c \cdot M$	pojemność el. $C = c_e \cdot M$
strumień cieplny P	natężenie prądu I
temperatura ϑ	potencjał V

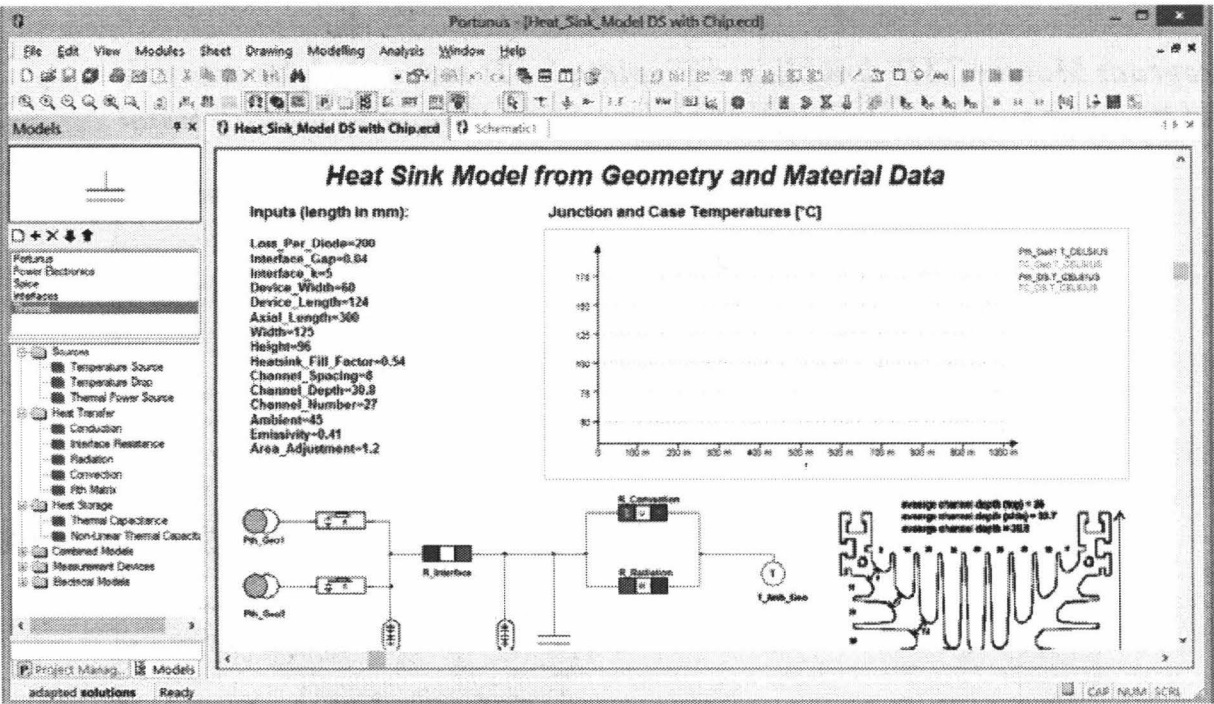
1. PRZYKŁADY OPROGRAMOWANIA KOMERCYJNEGO WYKORZYSTUJĄCE ANALOGIE ELEKTRYCZNO-CIEPLNE

Program Motor-CAD do obliczeń cieplnych 3D maszyn elektrycznych elektromagnetyczno-cieplnych cylindrycznego układu wzbudnik-wsad



POKAZ

Program Portunus do obliczeń układów typu multiphysics



LITERATURA

[1] Staton D.: Motor-CAD v8.1 Manual, 2014.
[2] Adapted Solusions, Portunus v.6.1 User's Guide, 2015.

