

ZESZYTY NAUKOWE
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

SCIENTIFIC LETTERS
OF RZESZOW UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

NR 292
(e-ISSN 2300-6358)

ELEKTROTECHNIKA

Kwartalnik
tom XXIII
zeszyt 34 (nr 4/2015)
październik-grudzień



WYDZIAŁ
ELEKTROTECHNIKI
I INFORMATYKI
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

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

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

Komitet Redakcyjny
(afiliacja: Polska)

redaktor naczelny
prof. dr hab. inż. Lesław GOŁĘBIEWSKI

redaktorzy tematyczni (naukowi)
dr hab. inż. Adam BRAŃSKI, prof. PRz
dr hab. inż. Marek GOTFRYD, prof. PRz
dr hab. inż. Stanisław PAWŁOWSKI, prof. PRz
dr hab. inż. Zbigniew ŚWIDER, prof. PRz

redaktor statystyczny
dr inż. Wiesława MALSKA

sekretarz redakcji
dr inż. Robert ZIEMBA

członkowie
dr inż. Robert HANUS
dr inż. Mariusz MAĆZKA

Redaktor językowy
Piotr CZERWIŃSKI

Przygotowanie matryc
Robert ZIEMBA

p-ISSN 0209-2662
e-ISSN 2300-6358

Wersja drukowana Zeszytu jest wersją pierwotną.

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

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

<http://oficyna.portal.prz.edu.pl>

Informacje dodatkowe – str. 79

SPIS TREŚCI

Dariusz SOBCZYŃSKI, Małgorzata BALAWEJDER: Udział prosumen- tów w rozwoju sieci smart grid	5
Mariusz TROJNAR: Zastosowanie źródeł sterowanych w symulacji obwo- dów nieliniowych prądu stałego	15
Krystyna BARAN: Obliczanie prądów zwarciovych w systemie elektro- energetycznym	29
Adama SAMAKE, Andrzej KOS: Comparison of different cooling systems using compact model	47
Mykhaylo DOROZHOVETS, Olha ZAHURSKA: Zwiększenie dokładno- ści pomiaru czasu przelotu sygnału akustycznego	59
Anna KHOMA, Eberhard MANSKE: Metody rekonstrukcji powierzchni z interferogramu światła białego bazujące na transformacie Hilberta....	71
Recenzenci współpracujący – 2015	77
Informacje dla autorów	81

Dariusz SOBCZYŃSKI¹
Małgorzata BALAJEJDER²

UDZIAŁ PROSUMENTÓW W ROZWOJU SIECI SMART GRID

Prosument – to odbiorca jednocześnie producent energii w tym energii elektrycznej. Przyjęty przez rząd projekt ustawy o OZE jest początkiem rewolucji związanej z rozproszoną produkcją energii i wykorzystaniem źródeł niskoemisyjnych. Prosumentem może zostać osoba fizyczna, która produkuje energię elektryczną w instalacji o mocy poniżej 40 kW. Zgodnie z ustawą prosumenci, aby produkować i sprzedawać energię nie muszą prowadzić działalności gospodarczej, jak również nie jest wymagana od nich koncesja. Oznacza to również, iż prosumenci nie mogą łączyć działalności prosumenckiej z inną działalnością gospodarczą w innym miejscu. Istotnym zagadnieniem związanym z energetyką prosumencką jest funkcjonowanie sieci elektroenergetycznej oraz rozliczanie wyprodukowanej czy skonsumowanej energii. *Net metering* ma służyć właściwemu monitorowaniu i rozliczaniu przepływów energii. Ustawa o OZE stwarza perspektywę opłacalności przy produkcji energii na własne potrzeby i możliwości techniczne przyłączenia do sieci elektroenergetycznej. Dla sprawnego i efektywnego działania systemu z udziałem prosumentów, konieczna jest budowa sieci inteligentnych tzw. *smart-grid*. Inteligentne sieci elektroenergetyczne są w stanie efektywnie integrować działanie wszystkich podłączonych do niej użytkowników w celu stworzenia systemu energetycznego, charakteryzującego się niskim poziomem strat oraz wysoką jakością i bezpieczeństwem dostaw. Sieci inteligentne pozwalają na kontrolę produkcji, przesyłu i konsumpcji energii elektrycznej. Energia elektryczna jest dostarczana poprzez: sterowanie produkcją, zarządzania ograniczeniami i przerwami dostaw, monitorowanie stanu nadwyżek energii i przewidywanie awarii. Takie działania wpływają na zmniejszenie kosztów utrzymania systemu. W artykule opisano rolę prosumenta w sieci energetycznej oraz potencjał energetyki prosumenckiej, który określono na podstawie wykonanych obliczeń.

Słowa kluczowe: energia odnawialna, smart-grid, net-metering, prosument.

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

² Małgorzata Balajejder, Politechnika Rzeszowska, W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, msadleja@wp.pl

1. Potencjał energetyki prosumenckiej

Ustawa o odnawialnych źródłach energii, uchwalona 20 lutego 2015 roku przez Sejm RP, wprowadza zmiany w zakresie mikro- i małych instalacji opartych na źródłach odnawialnych. Jako mikroinstalacje definiuje się te o mocy do 40 kW lub osiągalnej mocy cieplnej w skojarzeniu do 120 kW. Instalacje małe mają odpowiednio moc z przedziału 40kW do 200 kW lub w skojarzeniu moc cieplną od 120 kW do 600 kW [10]. Brak jest opracowań dotyczących potencjału rynku energetyki prosumenckiej w Polsce.

W artykule podjęto próbę oszacowania tego potencjału odnośnie systemów fotowoltaicznych możliwych do zainstalowania w istniejących budynkach mieszkalnych na terenie kraju. Aby określić potencjał energetyki prosumenckiej należy obliczyć ilość energii jaką może wyprodukować pojedyncza mikroinstalacja. Przeanalizowano mikroinstalację fotowoltaiczną o dwóch poziomach mocy 3 kWp oraz 5 kWp. Wartość założonej mocy instalacji fotowoltaicznych wynika z średniego zapotrzebowania na energię elektryczną typowego gospodarstwa domowego które szacowane jest na poziomie 2303 kWh/rok. Biorąc pod uwagę kryterium rocznego zużycia, najwięcej gospodarstw (prawie 30% gospodarstw z 55%, dla których uzyskano dane o zużyciu energii elektrycznej) znajdowało się w przedziale zużycia 2001-3000 kWh/rok, a nieco mniej liczne są przedziały 1001-1500 kWh/rok, 1501-2000 kWh/rok i 3001-5000 kWh (po 17-19% gospodarstw). Mediana zużycia energii elektrycznej wynosi 2039 kWh/rok [11]. Na wstępie oszacowano liczbę paneli fotowoltaicznych dla założonej mocy pojedynczego modułu oraz maksymalnej mocy zainstalowanej. Oszacowano również powierzchnię jaką zajmą moduły fotowoltaiczne i przykładowy koszt instalacji. Ilość energii wyprodukowanej w mikroinstalacji fotowoltaicznej obliczono za pomocą programu *Sunny Design Web*. Wydajność instalacji fotowoltaicznej zależy od takich czynników jak m.in.: lokalizacja (warunki nasłonecznienia adekwatne dla danego regionu), orientacja względem stron świata oraz kąt, pod jakim nachylone zostaną moduły. Ustalono sposób montażu, azymut oraz pochylenie modułu. Jako miejsce montażu paneli fotowoltaicznych wybrano dach budynku. Kąt nachylenia modułów ustalono na 37 stopni i orientację w kierunku południowym, ponieważ jest to optymalne położenie modułów dla wszystkich szerokości geograficznych występujących w Polsce [5]. Na terenie Polski różnice nasłonecznienia są nieznaczne. Najwyższe nasłonecznienie wynoszące nieco powyżej 1050 kWh/m²/rok posiada południowa część województwa lubelskiego. W Polsce centralnej nasłonecznienie zmienia się w granicach 1022 – 1048 kWh/m²/rok. Na pozostałym terenie kraju wynosi ono nieco poniżej 1000 kWh/m² rocznie. Przyjęto zatem jedną średnią wartość nasłonecznienia dla terenu całego kraju na poziomie 1025kWh/m²/rok. Usłonecznienie zaś zmienia się w zależności od regionu od 1400 do 1800 h/rok, średnio 1600h/rok

[6] [7]. Przed rozpoczęciem obliczeń program wymaga aby ustalić lokalizację, dla której będą wykonywane kalkulacje. Należy także wybrać zakres napięcia (wybrano napięcie niskie) oraz przyłączy sieciowe falowników – jedno lub trójfazowe. Kolejnym etapem jest konfiguracja instalacji fotowoltaicznej tzn. należy wybrać moduł fotowoltaiczny, ustalić poziom mocy szczytowej instalacji fotowoltaicznej i ustalać sposób montażu instalacji, azymut oraz pochylenie modułu. Następnym krokiem jest wybór falownika jaki będzie zastosowany w instalacji fotowoltaicznej. Istnieje możliwość wyboru falownika przy wykorzystaniu opcji automatycznego wyboru rozwiązania. Program uwzględnia również sprawność poszczególnych elementów składowych przekształtnika. Tabela 1 przedstawia wyniki obliczeń, które wykonano dla dwóch mocy instalacji fotowoltaicznych: 3 kWp i 5 kWp.

Tabela 1. Wyniki obliczeń rocznego uzysku energii elektrycznej dla założonej mocy szczytowej instalacji PV wykonane w programie *Sunny Design Web*

Table 1. The calculations results of electrical energy for set up of peak power PV installations done by *Sunny Design Web* program.

Moc szczytowa instalacji	3 kWp	5 kWp
Liczba paneli fotowoltaicznych	12 szt.	20 szt.
Moc modułu fotowoltaicznego	250 Wp	250 Wp
Roczny uzysk energii elektrycznej	2775,7 kWh	4699,5 kWh
Powierzchnia modułów	19,5 m ²	32,5 m ²
Koszt instalacji	22,5 tys. zł	37,5 tys. zł

Powierzchnię dachu zajmowaną przez moduły fotowoltaiczne obliczono przy założeniu, że na każdy 1 kWp mocy instalacji fotowoltaicznej przyjęto około 6,5 m² powierzchni dachu o nachyleniu (36°) [12]. Natomiast koszt instalacji fotowoltaicznej obliczono przy założeniu, że średnie koszty jednostkowe dla małych instalacji (poniżej 10 kW) instalowanych na dachu budynku wynoszą około 7500 zł/kWp [1]. Według Narodowego Spisu Powszechnego Ludności i Mieszkań 2011 r. w Polsce zlokalizowanych było ok. 6,111 mln budynków, w których znajdowało się co najmniej 1 mieszkanie. W zabudowie mieszkalnej dominowały budynki jednorodzinne. W miastach stanowiły one prawie 80% budynków zamieszkałych, a na wsi –ok. 97%. Spośród budynków objętych spisem, ponad 5,5 mln stanowiły budynki zamieszkałe. W miastach znajdowało się 2,2 mln budynków zamieszkałych, a na wsi 3,4 mln [2]. Biorąc pod uwagę to, iż baterie fotowoltaiczne wymagają znacznych powierzchni umożliwiających ich montaż, założono iż dostępną powierzchnią dachową - dla założonych mocy zainstalowanych - będzie

dysponowała maksymalnie 15 % liczba gospodarstw z ogólnej ilości budynków (zarówno zamieszkałych jak i niezamieszkałych). Uwzględniono nie tylko budynki jednorodzinne ale również budynki wielorodzinne, na których montaż paneli fotowoltaicznych również jest możliwy. Przy tak sformułowanych założeniach, potencjał rynku prosumenckiego określono dla 5%, 10% i 15% całości gospodarstw domowych w Polsce. Kolejne rozważania tyczą jakie rozwiązanie jest najbardziej opłacalne dla właściciela mikroinstalacji fotowoltaicznej.

Rozwiązanie 1: Całość energii elektrycznej wyprodukowanej w instalacji fotowoltaicznej zostanie sprzedana do sieci energetycznej.

Rozwiązanie 2: Całość energii elektrycznej wyprodukowanej w instalacji fotowoltaicznej zostanie zużyta na potrzeby własne gospodarstwa domowego, przy czym ewentualny niedomiar energii zostanie kupiony z sieci, a nadmiar energii zostanie sprzedany do sieci.

Zakładając odpowiedni procent zainstalowanych systemów wśród wszystkich gospodarstw domowych oraz wielkość zainstalowanej mocy OZE, można obliczyć maksymalną moc zainstalowaną. Moc danej instalacji obliczono mnożąc liczbę gospodarstw domowych poprzez moc szczytową instalacji:

$$M_W = L_G \cdot M_S \quad (1)$$

gdzie: M_W – moc szczytowa dla przyjętej liczby gospodarstw domowych,

M_S – moc szczytowa pojedynczej instalacji PV,

L_G – liczba gospodarstw domowych.

Przykładowe obliczenia przy założeniu mocy szczytowej modułów PV równej 3 kWp oraz założeniu, że takie instalacje posiadłoby 5% gospodarstw domowych (około 305 tys.):

- dla gospodarstw o mocy szczytowej 3 kWp:

$$305550 \cdot 3 \text{ kWp} = 916650 \text{ kWp} = 916,65 \text{ MWp} \quad (2)$$

- dla gospodarstw o mocy szczytowej 5 kWp:

$$305550 \cdot 5 \text{ kWp} = 1527750 \text{ kWp} = 1527,75 \text{ MWp} \quad (3)$$

Podobne obliczenia zostały przeprowadzone dla założonej liczby gospodarstw domowych na poziomie odpowiednio 10% (610 tys.) i 15% (około 915 tys.) gospodarstw domowych. Wyniki obliczeń zaprezentowano w tabeli 2. Następnie obliczono ilość energii elektrycznej wyprodukowanej w mikroinstalacji fotowoltaicznej jaka może zostać wprowadzona do sieci przy założonej mocy

zainstalowanej na poziomie 5%, 10% i 15% w całości gospodarstw domowych w Polsce.

Tabela 2. Wyniki obliczeń mocy szczytowej instalacji PV

Table 2. The calculation results of peak power PV installations

		Moc szczytowa instalacji	
		3 kWp	5 kWp
Liczba gospodarstw domowych	5% (305550)	916,65 MWp	1527,75 MWp
	10% (611100)	1833,3 MWp	3055,5 MWp
	15% (916650)	2749,95 MWp	4583,25 MWp

W tym celu wykorzystano obliczoną w tabeli 1 ilość energii wyprodukowanej w instalacji fotowoltaicznej, która wynosi:

- dla instalacji o mocy szczytowej 3 kWp - 2775,7 kWh,
- dla instalacji o mocy szczytowej 5 kWp - 4699,5 kWh.

Ilość energii jaką do sieci elektroenergetycznej może wprowadzić dana liczba gospodarstw obliczono mnożąc liczbę gospodarstw i roczny uzysk energii danego gospodarstwa:

$$E_W = L_G \cdot E_S \quad (4)$$

gdzie: E_W – całkowita energia wytworzona dla przyjętej liczby instalacji PV,

E_S – energia wytworzona pojedynczej instalacji PV,

L_G – liczba gospodarstw domowych.

Przykładowo ilość energii wprowadzonej do sieci przez 5% gospodarstw wyniesie dla gospodarstw o mocy szczytowej 3 kWp:

$$305550 \cdot 2775,7 \text{ kWh} = 916650 \text{ kWh} = 0,917 \text{ GWh} \quad (5)$$

Dla gospodarstw o mocy szczytowej 5 kWp:

$$305550 \cdot 4699,5 \text{ kWh} = 1527750 \text{ kWh} = 1,53 \text{ GWh} \quad (6)$$

W tabelach 3 i 4 przedstawiono wyniki wykonanych obliczeń dla wszystkich założonych ilości instalacji fotowoltaicznych. Z otrzymanych wyników prezentowanych tabelach 3. i 4. można wnioskować, iż potencjał rynku

prosumenckich mikroinstalacji odnawialnych źródeł energii jest duży. Przykładem może być instalacja fotowoltaiczna o mocy 5 kWp. Zamontowanie takiej instalacji w 5% (około 305550) gospodarstw domowych w Polsce daje moc równą 1527,75 MW. Moc ta jest porównywalna z mocą planowanej elektrowni jądrowej w Żarnowcu (1600 MW) [3].

Tabela. 3. Zestawienie wyników obliczeń energii wytworzonej dla instalacji o mocy 3 kWp

Table 3. The calculation results of energy generated by the power plant 3 kWp

Ilość instalacji PV	5% (305550)	10% (611100)	15% (916650)
Moc wszystkich instalacji	916,65 MWp	1833,3 MWp	2749,95 MWp
Ilość energii wprowadzonej do sieci energetycznej	0,917 GWh	1696,23 GWh	2544,35 GWh

Tabela. 4. Zestawienie wyników obliczeń energii wytworzonej dla instalacji o mocy 5 kWp

Table 4. The calculation results of energy generated by the power plant 5 kWp

Ilość instalacji PV	5% (305550)	10% (611100)	15% (916650)
Moc instalacji	1527,75 MWp	3055,5 MWp	4583,25 MWp
Ilość energii wprowadzonej do sieci energetycznej	1,53 GWh	2871,86 GWh	4307,8 GWh

Zatem już niewielka część gospodarstw z mikroinstalacją fotowoltaiczną może zastąpić dużą elektrownię. Oczywiście oprócz kwestii ilości mocy zainstalowanej oraz ilości wyprodukowanej energii przez instalacje OZE do rozpatrzenia pozostaje kwestia sezonowości rocznej oraz zmienności dobowej produkcji energii elektrycznej za pomocą systemów PV. Uwzględnienie sezonowości produkcji energii elektrycznej nie wpływa na całociowy roczny bilans produkcji energii elektrycznej, jednakże ma znaczenie odnośnie pór doby i roku w których energia jest dostępna. Nierównomierność wielkości wytworzonej energii znacznie ogranicza prosumenta, co do możliwości jej wykorzystania. Największy szczyt produkcji energii występuje w miesiącach letnich natomiast dobowo są to godziny południowe w ciągu dnia. Nocą energia elektryczna nie jest wytwarzana. Jednakże zagadnienie sezonowości produkcji energii elektrycznej z wykorzystaniem paneli PV, powinno być rozwiązane przez wprowadzenie nowych sposobów zarządzania siecią elektroenergetyczną tzw. sieci *smart-grid*. Zagadnienie sieci *smart-grid* jest zagadnieniem

wielowątkowym i złożonym, którego wyjaśnienie wykracza poza ramy niniejszego artykułu.

2. Rola prosumenta w sieci energetycznej

Prosument w sieci energetycznej ogrywa szczególną rolę. Jego wymagania i potrzeby kształtują nową strukturę sieci. Poprzez produkcję energii elektrycznej staje się aktywnym uczestnikiem rynku energii, który dostarcza usługi i jest współtwórcą nowych taryf. Obecnie system energetyczny charakteryzuje się dużą centralizacją elektrowni systemowych. Wytworzona w nich energia jest przesyłana na duże odległości co wiąże się z dużymi stratami, a bezpieczeństwo przesyłu energii zależy od stanu sieci przesyłowej. Pojawienie się w systemie energetycznym mikroinstalacji prosumenckich może to zmienić. Rozproszone mikroinstalacje odnawialnych źródeł energii będą uzupełniać w produkcji energii elektrycznej duże elektrownie systemowe. Jest to szczególnie potrzebne podczas szczytowych godzin zapotrzebowania na energię elektryczną [5].

Ilość prosumenckich instalacji będzie ciągle wzrastać. Sprzyjać temu będą programy finansowe. Przykładowo program „Prosument”, dzięki któremu prosument może otrzymać dotację do modernizacji istniejącej instalacji lub do zakupu nowej mikroinstalacji odnawialnych źródeł energii. Zachętą do zbudowania własnej przydomowej mikroinstalacji może być także możliwość częściowego uniezależnienia się od dostawcy energii elektrycznej oraz potrzeba zmniejszenia kosztów kupowanej energii elektrycznej. Aby rynek prosumencki mógł się szybciej i efektywniej rozwijać potrzebne jest zwiększenie świadomości potencjału energetyki prosumenckiej wśród społeczeństwa. Służyć temu mają działania informacyjne takie jak: konferencje, artykuły oraz strony internetowe poświęcone zagadnieniom związanych z prosumenckim wytwarzaniem energii.

3. Podsumowanie

Dynamika rozwoju energetyki prosumenckiej w Polsce nie jest w obecnym czasie do przewidzenia. Dlatego podjęto próbę oszacowania jej potencjału zakładając trzy różne poziomy w zakresie inwestycji w instalacje oparte na źródłach energii odnawialnej jakimi są panele PV, definiując je na poziomie 5%, 10% i 15% istniejących budynków mieszkalnych. Analizowany przypadek uwzględnił jedynie możliwości produkcji energii elektrycznej przy założonej liczbie i mocy zainstalowanych paneli PV. Autorzy tej publikacji, nie podjęli się oceny wpływu zainstalowanych źródeł PV na system elektroenergetyczny co będzie w przyszłości tematem odrębnej analizy. Okres, w jakim program „Prosument” wprowadzony przez NFOŚiGW będzie wspierał finansowanie

instalacji mikro-PV OZE, wynosi 4 lata. Rozwój rynku prosumenckiego wpływa na rozwój rynku technologii instalacji odnawialnych źródeł energii, magazynowania energii oraz wzrost liczby producentów i instalatorów systemów odnawialnych źródeł energii. Działalność prosumencka może przyczynić się do obniżenia kosztów tych technologii. Przez wykorzystywanie odnawialnych źródeł energii do produkcji energii elektrycznej w mikroinstalacjach, prosument przyczynia się do ograniczenia zużycia paliw kopalnianych oraz emisji szkodliwych zanieczyszczeń do środowiska. Jak wykazano istnieje bardzo duży potencjał rynku mikroinstalacji opartych o OZE, które pracując w odpowiednio zarządzanym systemie rozproszonym mogą przyczynić się zwiększenia niezawodności działania tego systemu i wpłynąć korzystnie na rynek energii.

Literatura

- [1] <http://www.gospodarzenergia.pl/systemy-fotowoltaiczne>
- [2] Wyniki Narodowego Spisu Powszechnego Ludności i Mieszkań 2011 Warszawa, marzec 2012 rok
- [3] Słotwiński R., Mikroinstalacje 1 – 40 kW Czy już?
- [4] <http://www.ekonomia.rp.pl/galeria/532088,2,1139610.html> [dostęp: październik 2015r.]
- [5] Bugała A., Frydrychowicz-Jastrzębska G.: Pozycjonowanie modułu fotowoltaicznego w jednoosiowym układzie nadążnym. *Electrical Engineering* no.81, Poznan University of Technology Academic Journals 2015, pp 153-160.
- [6] Kalda G., Smoraǳ A.: Stan obecny sektora energetyki słonecznej w Polsce i prognoza jej wykorzystania w przyszłości. *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej* nr 283, *Budownictwo i Inżynieria Środowiska* z. 59 (4/12), Oficyna Wydawnicza PRZ 2012
- [7] Instytut Energetyki Odnawialnej. *Wizja rozwoju energetyki słonecznej termicznej w Polsce wraz z planem działań do 2020 r.*, Warszawa 2009.
- [8] <http://www.optimapolska.com.pl/instalacje-prosumenckie/> [dostęp: październik 2015r.]
- [9] <http://www.cenapradu.strefa.pl/> [dostęp: październik 2015r.]
- [10] Ustawa OZE, 2015 – Ustawa o odnawialnych źródłach energii z dnia 20 lutego 2015 r. (Dz.U. z 2015 r.poz. 478).
- [11] Zużycie energii w gospodarstwach domowych w 2009 r., GUS, Departament Produkcji 2012, www.stat.gov.pl [dostęp: październik 2015r.]
- [12] Dane katalogowe panel fotowoltaiczny firmy Schüco model MPE 250 PG 04; http://www.bode-lueneburg.de/fileadmin/produkte/pg04-modul_schueco.pdf [dostęp: październik 2015r.]

PROSUMERS PARTICIPATION'S IN SMART GRID NETWORK DEVELOPMENT

Summary

Prosumer - the recipient at the same time energy producer in the electricity. Adopted by the government draft law on the renewable energy is the beginning of the revolution associated with distributed energy production and use of low-carbon sources. Prosumer may be a natural person who produces electricity in plants with a capacity of less than 40 kW. According to the Act, prosumers will produce and sell energy do not have to run a business, and they do not need a license from them. It also means that prosumers can not connect prosumer activity of another business elsewhere. An important issue related to prosumer's energy is functioning electricity network and billing of energy produced or consumed. Net metering is intended to appropriate monitoring and accounting of energy flows. OZE Act guarantees the profitability of the production of energy for their own needs and technical capabilities of grid connection. The efficient and effective operation of the system with the participation of prosumers, it is necessary to build the so-called smart grids. Smart power grids are able to effectively integrate the operation of all users connected to it in order to create the energy system, which is characterized by low loss and high quality and security of supply. Smart grids allow you to control the production, transmission and consumption of electricity. Electricity is provided by: production control, congestion management and supply disruptions, monitor the status of surplus energy and anticipation of failure. Such activities contribute to the reduction of maintenance costs. The article describes the role of the grid prosumer and prosumer energy potential, which is defined on the basis of the calculations.

Keywords: renewable energy, smart-grid, net metering, prosumer.

DOI: 10.7862/re.2015.34

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Mariusz TROJNAR¹

ZASTOSOWANIE ŹRÓDEŁ STEROWANYCH W SYMULACJI OBWODÓW NIELINIOWYCH PRĄDU STAŁEGO

W artykule przedstawiono przykłady zastosowania źródeł sterowanych do wykreślenia charakterystyk prądowo-napięciowych elementów nieliniowych. Ze względu na graficzne sposoby rozwiązywania obwodów nieliniowych prądu stałego, podstawowym elementem rozwiązywania obwodu staje się dokładne wykreślenie charakterystyk elementów występujących w obwodzie, a następnie - zgodnie z określonymi zasadami postępowania - odpowiednie dodawanie do siebie charakterystyk elementów. W oparciu o trzy przykłady obliczeniowe zilustrowano zastosowanie metody charakterystyki zastępczej oraz metody przecięcia charakterystyk do wyznaczania określonych prądów i napięć w obwodzie. Zastosowanie źródła napięcia sterowanego prądem (z instrukcją POLY) umożliwiło wykreślenie charakterystyki elementu nieliniowego podanej w postaci wielomianu. Charakterystyki elementów nieliniowych podane w postaci tabeli zawierających współrzędne ich punktów (napięcie, prąd) wykreślono dzięki zastosowaniu źródła prądu sterowanego napięciem (wraz z instrukcją TABLE). Obliczenia przeprowadzono za pomocą programu PSpice, popularnego programu do komputerowej analizy obwodów elektrycznych i elektronicznych.

Słowa kluczowe: obwody nieliniowe, metody analizy, źródła sterowane, PSpice

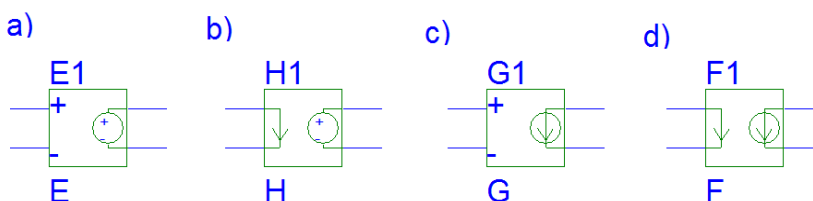
1. Wprowadzenie

Elementami obwodów elektrycznych, przygotowywanych i następnie rozwiązywanych przy użyciu programów komputerowych, są m.in. źródła napięcia i źródła prądu. Źródła te mogą być o rozmaitych przebiegach czasowych. To jakiego typu źródło zostanie umieszczone w obwodzie wynika zazwyczaj z treści zadania czy problemu do rozwiązania. Źródła mogą być niezależne lub sterowane. Źródła niezależne reprezentują zazwyczaj urządzenia zasilające, źródła sterowane występują z reguły w modelach obiektów, elementów elektronicznych, takich jak np. tranzystory czy wzmacniacze operacyjne [1,2].

¹ Mariusz Trojnar, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Katedra Elektrotechniki i Informatyki, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów, tel.; (17) 8651294, e-mail: trojnar@prz.edu.pl.

Źródła niezależne są dwójnikami, natomiast źródła sterowane są czwórnikami. Źródła niezależne to np.: źródło napięcia lub prądu stałego, źródło impulsów okresowych (w programie PSpice oznaczone jako PULSE), źródło oscylacji tłumionych (SIN), źródło dwuwykładnicze (EXP), źródło aproksymowane odcinkami (PWL). Źródła te mają określone parametry je charakteryzujące; ich opis można znaleźć np. w [3-7].

W przypadku źródeł sterowanych, w których występują zaciski sterujące oraz zaciski wyjściowe, wyróżniamy: źródło napięciowe sterowane napięciem, źródło napięciowe sterowane prądem, źródło prądowe sterowane napięciem oraz źródło prądowe sterowane prądem (symbole elementów w programie PSpice przedstawiono na rys. 1).



Rys. 1. Źródła sterowane w programie PSpice: źródło napięcia sterowane napięciem (a), źródło napięcia sterowane prądem (b), źródło prądu sterowane napięciem (c), źródło prądu sterowane prądem (d)

Fig. 1. Controlled sources in PSpice program: voltage-controlled voltage source (a), current-controlled voltage source (b), voltage-controlled current source (c), current-controlled current source (d)

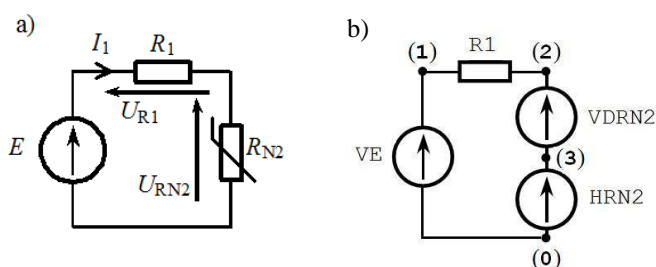
Źródła sterowane mogą być źródłami liniowymi lub nieliniowymi. W pierwszym przypadku relacja między wielkością sterującą i wielkością sterowaną jest liniowa (występuje tu tylko jeden parametr, którym w zależności od źródła może być wzmocnienie napięciowe lub prądowe, transkonduktancja lub transrezystancja), w drugim – nieliniowa (relacja między wielkością sterującą i wielkością sterowaną może opisana np. w postaci wielomianu lub za pomocą funkcji odcinkami liniowej). I właśnie ta możliwość opisu nieliniowej zależności wielkości sterowanej od wielkości sterującej (np. prądu od napięcia lub odwrotnie) pozwala zastosować źródła sterowane do analizy obwodów nieliniowych prądu stałego. Zastosowanie źródeł sterowanych związane jest z wykreślaniem charakterystyk prądowo-napięciowych elementów nieliniowych. Po ich wykreśleniu, i po wykreśleniu charakterystyk pozostałych (liniowych) elementów obwodu następuje wyznaczanie poszukiwanych wartości prądów i napięć w obwodzie zgodnie z zasadami związanymi z określoną metodą rozwiązywania obwodów nieliniowych prądu stałego (jedną z metod graficznych lub analitycznych).

2. Obliczenia komputerowe

W rozdziale przedstawiono rozwiązania trzech przykładów obliczeniowych, pokazując różne sposoby zapisu charakterystyki prądowo-napięciowej występującego w obwodzie elementu nieliniowego. Do rozwiązania zadań zastosowano program PSpice, popularny program do analizy obwodów elektrycznych i elektronicznych, którego opis i przykłady zastosowań można znaleźć w wielu opracowaniach, dostępnych w postaci wydawnictw drukowanych (np. [3,5-9]) lub w zasobach internetowych.

2.1. Przykład obliczeniowy I

W obwodzie jak na rys. 2a wyznaczyć wartość prądu i napięć w obwodzie. Dane: $E=60V$, $R_1=16\Omega$. Element nieliniowy R_{N2} opisany jest wielomianem $U_{RN2}(I_{N2})=3+5 I_{N2}^2$ [3].



Rys. 2. Przykład obliczeniowy I (a) i odpowiadający mu obwód w programie PSpice (b). Oznaczenia na rysunku: (1), (2), (3), (0) - punkty pomiędzy którymi znajdują się elementy obwodu. HRN2- źródło napięcia sterowane prądem. VE, VDRN2 – źródła napięcia niesterowane

Fig. 2. Calculation example Circuit I (a) and circuit I in PSpice program (b). Picture symbols: (1), (2), (3), (0) – points between which circuit elements are located. HRN2- current-controlled voltage source. VE, VDRN2 – independent sources

W programie PSpice schematowi przedstawionemu na rys. 2b odpowiada plik wsadowy (*.cir), którego przykład przedstawiono na rys. 3.

```
V_VE      1 0 60
R_R1     1 2 16
V_VDRN2  2 3 0
H_HRN2   3 0 POLY(1) V_VDRN2 3 0 5
.DC LIN V_VE 60 60 1
.PRINT DC I(V_VDRN2) V([$N_0001],[ $N_0002]) V([$N_0003],[0])
.END
```

Rys. 3. Plik wsadowy (*.cir) w programie PSpice dla obwodu przedstawionego na rys. 2b

Fig. 3. File (*.cir) in PSpice program for the circuit shown in fig. 2b

Element nieliniowy R_{N2} zapisany został w pliku wsadowym (*.cir) (rys. 3) jako *źródło napięcia sterowane prądem* (H_HRN2). Wynika to z danych zadania; element ten opisany jest równaniem $U_{RN2}(I_{N2})=3+5 I_{N2}^2$. W deklaracji źródła napięcia sterowanego prądem użyto instrukcję POLY. Postać ogólna deklaracji źródła napięcia sterowanego prądem z instrukcją POLY jest następująca:

```
Hxxxxxxx N1 N2 POLY(i) <ster> [P0 P1 P2...]
                                     [IC=val1, val2...]
```

gdzie m.in.:

- Hxxxxxxx – oznaczenie źródła napięcia sterowanego prądem (H), które może być uzupełnione o dodatkowe znaki (xxxxxxx), np. H2, H32, itp.
- N1, N2 – węzły obwodu, pomiędzy którymi znajduje się źródło; strzałka napięcia skierowana jest od węzła N2 do węzła N1.
- i – liczba niezależnych (Vxxxxxxx) źródeł napięcia kontrolujących prądy sterujące.
- <ster> – nazwy źródeł napięcia kontrolujących prądy sterujące.
- P0, P1... – współczynniki wielomianu, według którego napięcie źródła Hxxxxxxx zależy od prądów sterujących.

Zależność pomiędzy wielkością sterowaną a wielkością sterującą podana jest wartościami współczynników P0, P1 itd. Zależność ta zmienia się wraz ze zmianą liczby wielkości sterujących ("i" w deklaracji źródła wielomianowego). Związek wielkości sterowanej z jedną wielkością sterującą jest postaci:

$$VU(I_S) = P0 + P1 \cdot I_S + P2 \cdot I_S^2 + \dots + P_n \cdot I_S^n \quad (1)$$

W naszym przypadku element nieliniowy zadeklarujemy w postaci:

```
H_HRN2 $N_0003 0 POLY(1) V_VDRN2 3 0 5
```

Źródło V_VDRN2 kontroluje prąd płynący w gałęzi obwodu zawierającej element nieliniowy R_{N2} . Współczynniki: P0=3, P1=0, P2=5 wynikają z równania $U_{RN2}(I_{N2})=3+0 I_{N2}+5 I_{N2}^2$.

Po wykonaniu symulacji obwodu za pomocą modułu PSpice AD Student otrzymujemy rozwiązanie przedstawione na rys. 4.

V_VE	I(V_VDR1)	V(\$N_0001,\$N_0002)	V(\$N_0003,0)
6.000E+01	2.136E+00	3.418E+01	2.582E+01

Rys. 4. Wyniki symulacji obwodu przedstawionego na rys. 2b

Fig. 4. Results of simulation for the circuit shown in fig. 2b

Otrzymane wyniki są następujące:

Wartość prądu płynącego w obwodzie:

$$I_1 = 2,136\text{A} \quad (2)$$

Wartość napięcia na rezystorze R_1 :

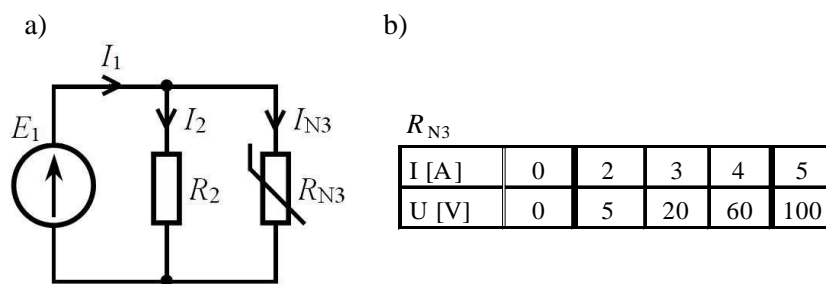
$$U_{R_1} = 34,18\text{V} \quad (3)$$

Wartość napięcia na elemencie nieliniowym R_{N2} :

$$U_{R_{N2}} = 25,82\text{V} \quad (4)$$

2.2. Przykład obliczeniowy II

W obwodzie przedstawionym na rys. 5a wyznaczyć wartość napięcia źródłowego E_1 , przy której wartość prądu I_1 wynosi 6,25A. Po określeniu wartości E_1 wyznaczyć wartości prądów I_2 oraz I_{N3} , płynących przez elementy w obwodzie. Element nieliniowy R_{N3} opisany jest charakterystyką prądowo–napięciową podaną w postaci tabeli przedstawionej na rys. 5b. Pozostałe dane: $R_2=10\Omega$.



Rys. 5. Przykład obliczeniowy II (a) i charakterystyka $I=f(U)$ elementu nieliniowego (b)

Fig. 5. Calculation example II (a) and characteristics $I=f(U)$ of nonlinear element (b)

Do rozwiązania zadania zastosowano program PSpice. Schematowi przedstawionemu na rys. 6a odpowiada plik wsadowy (*.cir), którego przykład przedstawiono na rys. 6b.

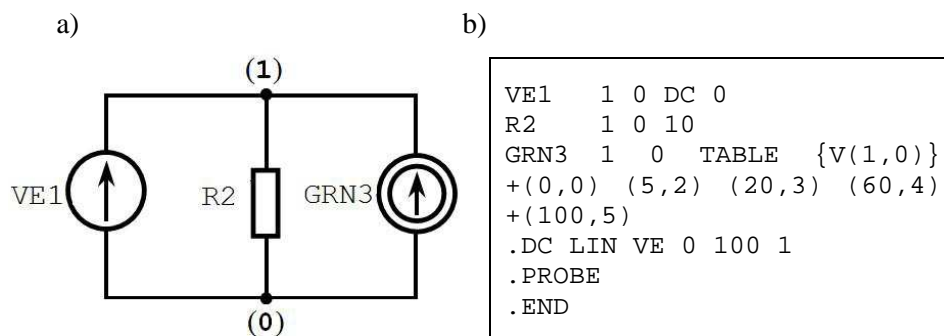
Element nieliniowy został zapisany w pliku (rys. 6b) jako *źródło prądu sterowane napięciem* (GIN2). Funkcja TABLE umożliwia zapisanie punkt po punkcie charakterystyki prądowo–napięciowej elementu nieliniowego. Punkty te połączone odcinkami tworzą daną charakterystykę.

Postać ogólna deklaracji *źródła prądu sterowanego napięciem* przy użyciu funkcji TABLE (w przypadku, gdy wartość prądu przepływającego przez element nieliniowy zależy od napięcia na jego zaciskach) jest następująca:

Gxxxxxxx N1 N2 TABLE {V(N1,N2)} = <(x1,y1),(x2,y2),...>

gdzie:

- Gxxxxxxx – oznaczenie źródła prądu sterowanego napięciem (G), które może być uzupełnione o dodatkowe znaki (xxxxxxx), np. G2, G32, itp.
- N1,N2 – węzły obwodu, pomiędzy którymi znajduje się źródło; strzałka prądu skierowana jest od węzła N2 do węzła N1.
- V(N1,N2) – napięcie na zaciskach elementu nieliniowego opisanego za pomocą *źródła prądu sterowanego napięciem*
- $\langle (x1, y1), (x2, y2), \dots \rangle$ – współrzędne punktów charakterystyki elementu nieliniowego



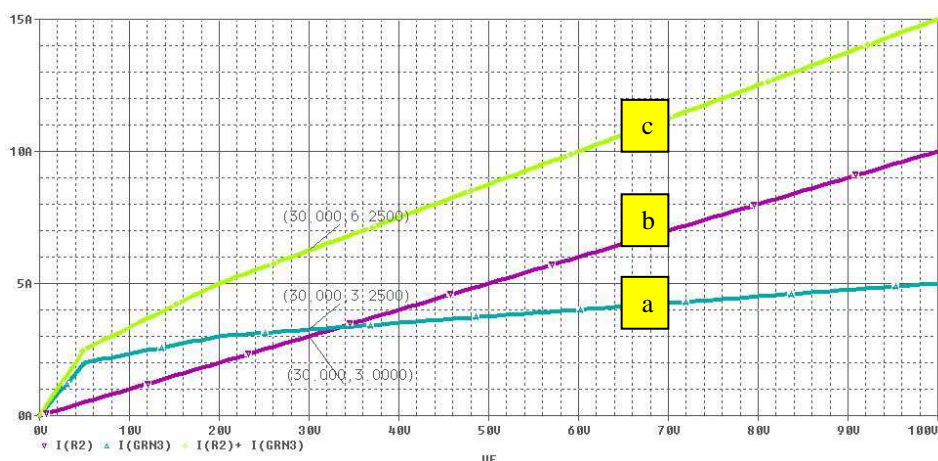
Rys. 6. Schemat obwodu z rys. 5a po zastąpieniu elementu nieliniowego źródłem prądowym sterowanym napięciem (a) oraz zawartość pliku wsadowego (*.cir) (a)

Fig. 6. Circuit scheme of fig. 5a after replacement of nonlinear element with voltage-controlled current source (a) and file (*.cir) in PSpice program (b)

Po wykonaniu symulacji komputerowej, w postprocesorze graficznym PROBE, wykreślamy charakterystyki prądowo-napięciowe elementów R_2 i R_{N3} , a także wypadkową charakterystykę połączenia równoległego wymienionych elementów ($I(R_2) + I(GRN3)$) w funkcji napięcia między węzłami 1 i 0). Przedstawiono to na rys. 7.

W celu wyznaczenia wartości napięcia zasilającego odczytujemy współrzędną (na osi napięcia) punktu którego rzędna (wartość na osi pionowej) jest równa wartości prądu 6,25A. Odcięta (wartość na osi poziomej), czyli wartość źródła E wynosi wtedy 30V.

Korzystając z faktu, że na każdym z elementów R_2 oraz R_{N3} panuje napięcie $E=30V$, odczytujemy rzędne punktów na charakterystykach elementów nieliniowych dla odciętej wynoszącej 30V. Szukane wartości prądów wynoszą: $I_2=3A$, $I_{N3}=3,25A$.

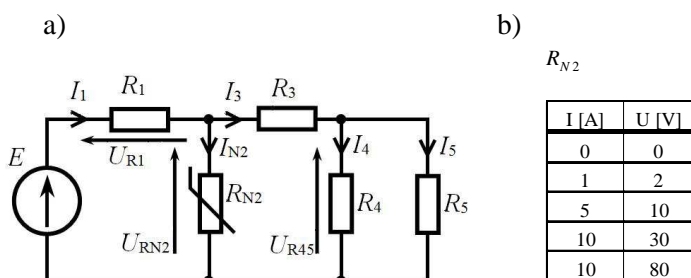


Rys.7. Charakterystyki prądowo-napięciowe: elementu nieliniowego R_{N3} (a), elementu R_2 (b) oraz wypadkowego elementu R_2+R_{N3} (c)

Fig. 7. Current-voltage characteristics: of nonlinear element R_{N3} (a), element R_2 (b) and R_2+R_{N3} characteristics (c)

2.3. Przykład obliczeniowy III

Dane obwodu przedstawionego na rys. 8a są następujące: $E=80V$, $R_1=8\Omega$, $R_3=5\Omega$, $R_4=4\Omega$, $R_5=12\Omega$. Element nieliniowy R_{N2} opisany jest charakterystyką podaną w tabeli na rys. 8b. Należy wyznaczyć wartości prądów płynących w gałęziach obwodu, a także wartości napięć na elementach.



Rys. 8. Schemat obwodu III (a) oraz charakterystyka prądowo-napięciowa elementu R_{N2} (b)

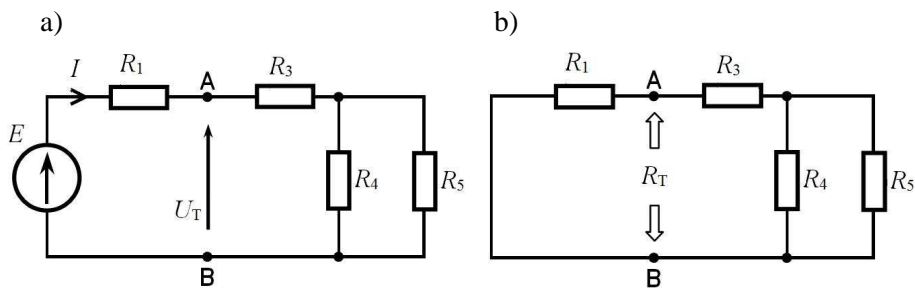
Fig. 8. Scheme of circuit III (a) and current-voltage characteristics of nonlinear element R_{N2} (b)

Zanim zilustrowane zostanie zastosowanie źródła sterowanego w obwodzie symulowanym w programie PSpice, obwód przedstawiony na rys. 8a zostanie uproszczony do postaci obwodu jednooczkowego. W tym celu zastosowane

zostanie tw. Thevenina dla liniowej części obwodu. Zgodnie z nim, na podstawie obwodów przedstawionych na rys. 9a oraz na rys. 9b wyznaczamy napięcie U_T oraz rezystancję R_T .

$$U_T = E - R_1 \cdot I = E - R_1 \cdot \frac{E}{R_1 + R_3 + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5}} = 40V \quad (5)$$

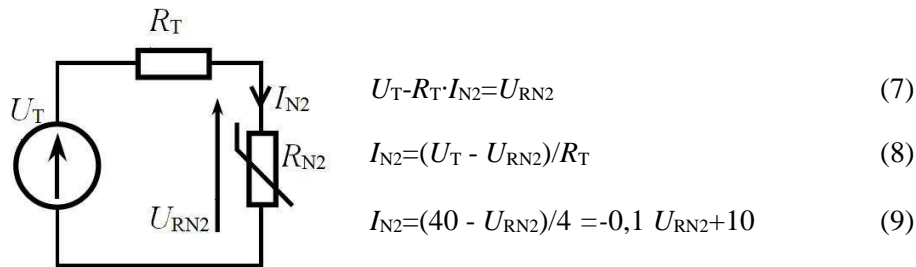
$$R_T = \frac{R_1 \cdot \left[R_3 + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} \right]}{R_1 + \left[R_3 + \frac{R_4 \cdot R_5}{R_4 + R_5} \right]} = 4\Omega \quad (6)$$



Rys. 9. Schemat obwodów do wyznaczenia napięcia U_T (a) oraz rezystancji R_T (b)

Fig. 9. Circuits scheme for calculating voltage U_T (a) and resistance R_T (b)

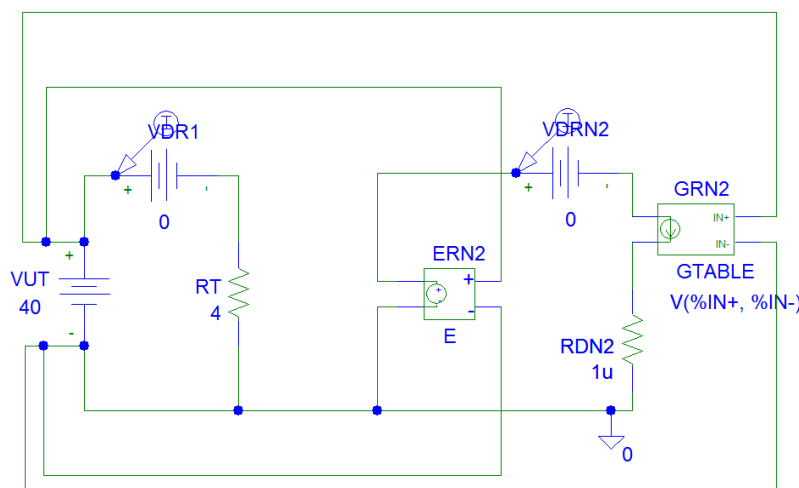
Po wyznaczeniu napięcia U_T oraz rezystancji R_T obwód uprości się do postaci przedstawionej na rys. 10. Dla tego obwodu można zapisać równania (7) – (9)



Rys. 10. Schemat obwodu III i równania spełnione w tym obwodzie

Fig. 10. Scheme of circuit III and equations in this circuit

W celu wykreślenia charakterystyk elementów w obwodzie przygotowujemy obwód do analizy w programie PSpice. Może to być w postaci pliku (*.cir), w którym zapisujemy (zgodnie z zasadami programu) elementy i instrukcje związane z określoną analizą, lub w postaci graficznej, poprzez łączenie ze sobą elementów pobranych z dostępnej w programie biblioteki. Przykład takiego obwodu przedstawiono na rys. 11.



Rys. 11. Schemat obwodu z rys. 10 z uwzględnieniem zasad wymaganych przez program PSpice. Oznaczenia na rysunku: ERN2 – źródło napięcia sterowane napięciem, GRN2- źródło prądu sterowane napięciem, VUT, VDR1, VDRN2 – źródła napięcia niesterowane

Fig. 11. Circuit scheme of fig 10 including the rules required by PSpice program. Picture symbols: ERN2 - voltage-controlled voltage source, GRN2 - voltage-controlled current source, VUT, VDR1, VDRN2 – independent voltage sources

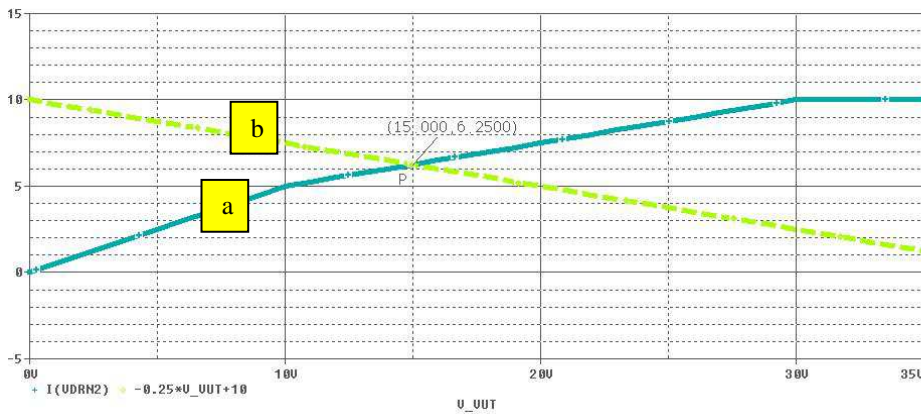
Niesterowane źródła napięcia: VDR1 oraz VDRN2 (o wartości 0V i o zwrocie przeciwnym do zwrotu prądów płynących w gałęziach, w których zostały włączone) umieszczono na schemacie w celu odczytania poprawnych (co do znaku) wartości prądów. Na schemacie, dodatkowo pojawia się rezystor RDN2 o wartości $1\mu\Omega$. Tak mała wartość rezystancji nie zmienia w zasadniczy sposób rozkładu prądów i napięć w obwodzie, ale pozwala na spełnienie wymagań programu PSpice, który nie zezwala na występowanie oczek w obwodzie składających się jedynie z samych źródeł.

Element nieliniowy R_{N2} zadeklarowany został jako *źródło prądu sterowane napięciem* (GRN2 na rys. 11). Wynika to z danych zadania; element nieliniowy opisany jest charakterystyką wiążącą prąd płynący przez ten element i napięcie na jego zaciskach ($I_N = f(U_N)$). Ponieważ przyjęto rodzaj analizy jako liniową zmianę napięcia (.DC LIN V_VUT 0 100 1), to w postprocesorze graficznym Probe współrzędną osi poziomej będzie napięcie, stąd w układzie (rys. 12) przy-

jęto źródło prądu sterowane napięciem, a nie np. źródło napięcia sterowane prądem, za pomocą którego także można byłoby opisać element nieliniowy. W deklaracji źródła prądu sterowanego napięciem użyto opisaną w poprzednim przykładzie funkcji TABLE, podając punkty charakterystyki prądowo-napięciowej przedstawionej na rys. 8b. W naszym przypadku element nieliniowy zadeklarujemy w postaci:

```
G_GRN2 3 0 TABLE {V(3,0)}
+( (0,0) (2,1) (10,5) (30,10) (80,10) )
```

Po wykonaniu symulacji komputerowej w programie PSpice otrzymujemy charakterystyki prądowo-napięciowe elementów R_1 oraz R_{N2} (markery prądu włączone w źródła VDR1 oraz VDRN2) (na rys. 11 przedstawiono tylko charakterystykę elementu nieliniowego R_{N2} oraz prostą przechodzącą przez dwa charakterystyczne punkty opisane poniżej). W poprzednim przykładzie (przykład obliczeniowy II) pokazano metodę charakterystyki zastępczej, w tym przykładzie zilustrowana zostanie metoda przecięcia charakterystyk.



Rys.12. Ilustracja metody przecięcia charakterystyk. Wyznaczenie prądu I_{N2} ($I_{N2}=6,25\text{A}$) oraz napięcia na elemencie nieliniowym U_{RN2} ($U_{RN2}=15\text{V}$). Opis charakterystyk: a) charakterystyka prądowo-napięciowej elementu nieliniowego R_{N3} , b) prosta o równaniu $I=-0,1U+10$ przechodzącej przez punkty $(U_T,0)$ oraz $(0, U_T/R_T)$

Fig. 12. Characteristics crossing method. Calculation of current I_{N2} ($I_{N2}=6,25\text{A}$) and nonlinear element voltage U_{RN2} ($U_{RN2}=15\text{V}$). The description of characteristics: a) current-voltage characteristics of nonlinear element R_{N3} , b) straight line of equation $I=-0,1U+10$ crossing points $(U_T,0)$ and $(0, U_T/R_T)$

Na podstawie II prawa Kirchhoffa można zapisać równanie (7), które po przekształceniu i podstawieniu danych przyjmie postać (9): $-0,1 \cdot V_{VE} + 10$ (ze względu to, że w postprocesorze graficznym Probe współrzędną osi poziomej jest napięcie oznaczone V_{VE} , dlatego w równaniu (9) zamiast U_{RN2}

przyjmujemy V_{VE} . Prosta $-0.1 \cdot V_{VE} + 10$ przechodzi przez dwa punkty leżące na osiach układu współrzędnych: $(U_T, 0)$ oraz $(0, U_T/R_T)$.

Punkt przecięcia (P) prostej o równaniu: $-0.1 \cdot V_{VE} + 10$ (charakterystyka b na rys. 12) z charakterystyką elementu nieliniowego R_{N2} (charakterystyka a na rys. 12) wskazuje na rozwiązanie, którym jest wartość prądu I_{N2} oraz napięcia U_{RN2} .

$$I_{N2} = 6,25A \quad (10)$$

$$U_{RN2} = 15V \quad (11)$$

Na podstawie (10) i (11) znajdujemy wartości pozostałych wielkości

$$I_1 = \frac{E - U_{RN2}}{R_1} = \frac{80 - 15}{8} = \frac{65}{8} = 8,125A \quad (12)$$

$$U_{R1} = R_1 \cdot I_1 = 8 \cdot 8,125 = 65V \quad (13)$$

$$I_3 = I_1 - I_{N2} = 8,125 - 6,25 = 1,875A \quad (14)$$

$$I_4 = \frac{R_5}{R_4 + R_5} \cdot I_3 = \frac{12}{4 + 12} \cdot 1,875 = 1,406A \quad (15)$$

$$I_5 = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \cdot I_3 = \frac{4}{4 + 12} \cdot 1,875 = 0,469A \quad (16)$$

3. Podsumowanie

W artykule przedstawiono przykłady zastosowania źródeł sterowanych w komputerowej analizie obwodów nieliniowych prądu stałego. Przy wykorzystaniu programu PSpice, w oparciu o trzy przykłady obliczeniowe, zilustrowano różne sposoby deklaracji w programie komputerowym elementu nieliniowego i jego charakterystyki. Charakterystyki te podano w postaci wielomianu (przykład obliczeniowy I) oraz w tabeli (przykład obliczeniowy II, przykład obliczeniowy III) zawierającej współrzędne punktów charakterystyki prądowo-napięciowej elementu nieliniowego.

W przykładzie obliczeniowym I, ze względu na podaną charakterystykę prądowo-napięciową elementu nieliniowego w postaci wielomianu ($U_{RN2}(I_{N2}) = 3 + 5 I_{N2}^2$), jako element nieliniowy zastosowano źródło napięcia sterowane prądem (H) wraz z instrukcją POLY. Przedstawiono przykład pliku

wsadowego (*.cir) do analizy za pomocą modułu PSpice AD Student oraz wyniki otrzymane także w postaci pliku tekstowego. W pliku (*.cir) zapisane są (zgodnie z zasadami pracy programu) elementy obwodu i ich wartości, połączenia pomiędzy elementami oraz instrukcje związane z wybranym typem analizy.

W przykładzie obliczeniowym II, ze względu na podaną charakterystykę prądowo-napięciową elementu nieliniowego w postaci tabeli (zawierającej współrzędne jej punktów), jako element nieliniowy zastosowano źródło prądu sterowane napięciem (G) wraz z instrukcją TABLE. Przedstawiono przykład pliku wsadowego (*.cir) do analizy za pomocą modułu PSpice AD Student oraz wyniki otrzymane na podstawie rozwiązania graficznego, w oparciu o metodę charakterystyki zastępczej (łącznej).

Przykład obliczeniowy III, tak jak przykład obliczeniowy II, stanowi ilustrację zastosowania jako elementu nieliniowego źródła prądu sterowanego napięciem (G) wraz z instrukcją TABLE (charakterystyka prądowo-napięciowa elementu nieliniowego także została podana w postaci tabeli). Różnica w stosunku do przykładu obliczeniowego II polega na przygotowania obwodu do analizy w programie PSpice w postaci graficznej, w oparciu o elementy pobrane z biblioteki programu. W obwodzie tym dodatkowo zastosowano źródło napięcia sterowane napięciem (E). Rozwiązanie uzyskano także w postaci graficznej, ale przy zastosowaniu innej niż w przykładzie obliczeniowym II metody graficznej; metody przecięcia charakterystyk. Wcześniej jednak wykorzystano tw. Thevenina dla liniowej części obwodu, co znacznie uprościło wyjściowy obwód do postaci zapisanej później w programie komputerowym (obwodu jednooczkowego).

Zastosowanie źródeł sterowanych, w komputerowej analizie obwodów nieliniowych prądu stałego, może być przydatne nie tylko w obliczeniach naukowych, ale także i dydaktycznych, gdzie w dużej mierze przedstawia się graficzne metody rozwiązywania tego typu obwodów. Źródło napięcia sterowanego prądem oraz źródło prądu sterowanego napięciem są elementami, za pomocą których w stosunkowo prosty sposób wykreśla się charakterystyki prądowo-napięciowe elementów nieliniowych; w przypadkach gdy te charakterystyki podane są w postaci wielomianu lub w postaci tabeli, w których zawarte są relacje prądu i napięcia na elemencie.

Literatura

- [1] Turkiewicz L: Elementy teorii obwodów. Materiały do wykładów, http://oen.dydaktyka.agh.edu.pl/dydaktyka/automatyka/a_teoria_obwodow/teoria_obwodow.pdf [dostęp: październik 2015r.].
- [2] Badanie liniowego obwodu prądu stałego ze źródłem sterowanym, <http://zpel.utp.edu.pl/lto/t2.pdf> [dostęp: październik 2015r.].

- [3] Szczepański A., Trojnar M.: Obwody i Sygnały. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2006.
- [4] Górecki K., Instrukcje laboratoryjne z symulacji komputerowych, http://atol.am.gdynia.pl/~gorecki/dla_taty_pliki/symulacje%20komputerowe%20-%20lab.pdf [dostęp: październik 2015r.].
- [5] Izydorczyk J.: PSpice. Komputerowa Symulacja Układów Elektronicznych. Wydawnictwo HELION, Gliwice, 1993.
- [6] Porębski J., Korohoda P.: SPICE. Program analizy nieliniowej układów elektronicznych. WNT, Warszawa, 1993.
- [7] Wojtuszkiewicz K., Zachara Z.: PSpice. Przykłady praktyczne. Wydawnictwo MIKOM, Warszawa, 2000.
- [8] Szczepański A., Trojnar M.: Obwody i Sygnały. Laboratorium komputerowe. Instrukcje do ćwiczeń (Wydanie III). Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2014.
- [9] Bajorek J., Gołębiowski L., Posiewała W.: Obwody elektryczne. Laboratorium mikrokompierowe. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów, 1996.

THE APPLICATION OF CONTROLLED SOURCES IN SIMULATIONS OF DIRECT CURRENT NON-LINEAR CIRCUITS

Summary

The article presents examples of application of controlled sources for determining current-voltage characteristics of non-linear elements. The precise determination of element characteristics is the key element for circuit calculation due to graphic ways of solving direct current non-linear circuits. The next step is adequate adding of element characteristics according with certain rules. The method of REPLACEMENT characteristics and method of characteristics crossing to determine certain circuit currents and circuit voltage were illustrated using three calculation examples. The application of current-controlled voltage sources (with POLY instruction) made it possible to PLOT/DETERMINE non-linear element characteristics in the form of polynomial. Non-linear elements characteristics presented in form of a TABLE/CHART including the coordinates of their points (voltage, current) were PLOTTED/DETERMINED thanks to the application of voltage-controlled current sources (also with TABLE instruction). The calculations were conducted using PSpice program, which is a very popular program used for computer analysis of electric and electronic circuits.

Keywords: nonlinear circuits, methods of analysis, controlled sources, PSpice

DOI: 10.7862/re.2015.35

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Krystyna BARAN¹

OBLICZANIE PRĄDÓW ZWARCIOWYCH W SYSTEMIE ELEKTROENERGETYCZNYM

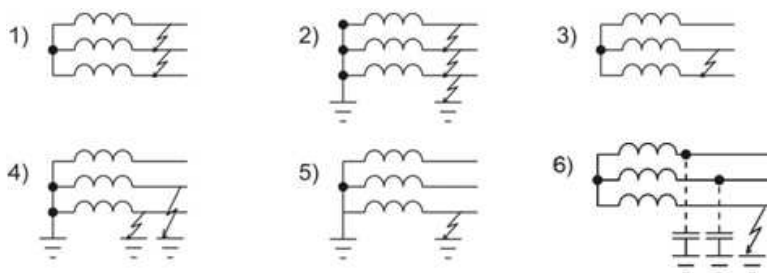
W artykule przedstawiono rodzaje zwarć. W obliczeniach wielkości zwarciovych posługujemy się normami, które zostały wymienione w artykule. Opisane są wielkości charakterystyczne prądu zwarciovego: prąd zwarciov początkowy I_k'' , prąd zwarciov udarowy i_p , prąd wyłączeniowy symetryczny I_b , prąd zwarciov ustalony I_k , zastępczy cieplny prąd zwarciov I_{th} . Źródłem prądu zwarciovego oprócz generatorów są silniki synchroniczne, asynchroniczne i kompensatory synchroniczne. W przykładzie obliczeniowym pokazano, kiedy należy uwzględnić wpływ silników przyłączonych do sieci. Obliczając prądy zwarciove należy przeliczać impedancje z jednego poziomu na inny, najczęściej na poziom napięcia w miejscu zwarcia. W artykule przedstawiono cel obliczeń zwarciovych. Zwarciu zwykle towarzyszy przepływ prądu o wartości znacznie większej niż w warunkach znamionowych. Prądy zwarciove mogą wywierać działania cieplne i dynamiczne. Ciepłne działanie prądów zwarciovych objawia się zniszczeniem lub stopieniem przewodów, izolacji, urządzeń elektrycznych. Duża wartość prądów zwarciovych przyczynia się do powstania sił dynamicznych, które są groźne dla konstrukcji urządzeń elektrycznych oraz izolatorów. W sieciach z punktem neutralnym izolowanym prądy zwarcia doziemnego nie osiągają dużych wartości, ale ich działanie stwarza niebezpieczeństwo przepięć oraz możliwość porażenia w miejscu zwarcia. W obliczeniach zwarciovych pomija się wszystkie nieliniowości w obwodach zastępczych, parametry poprzeczne elementów obwodu, prądy obciążeniowe, a napięcie w punkcie sieci elektroenergetycznej jest równe napięciu znamionowemu, pomija się regulację przekładni transformatorów. W tworzeniu modeli matematycznych systemu elektroenergetycznego uproszczenia powinny dawać wartości prądów zwarciovych większe od tych, które można zarejestrować i zmierzyć. W celu ograniczenia skutków zwarć należy dobierać urządzenia do wartości prądów zwarciovych, stosować szybkie i skuteczne zabezpieczenia, stosować dławiki oraz zmianę konfiguracji sieci

Słowa kluczowe: obliczenia zwarciove, prąd zwarciov, zwarcia z udziałem silników asynchronicznych, charakterystyczne parametry zwarciove.

¹ Krystyna Baran, Państwowa Wyższa Szkoła Zawodowa w Kaliszu, Wydział Politechniczny, Katedra Elektrotechniki, e-mail: krysiab2@o2.pl

1. Wiadomości ogólne

Obliczenia wielkości charakterystycznych prądów zwarciovych przeprowadza się przy projektowaniu nowego urządzenia lub analizowaniu jego przydatności w eksploatacji. Oprócz pracy w warunkach normalnych należy sprawdzić zachowanie urządzenia w stanach zakłóceń, do których najczęściej zalicza się zwarcia. Zwarcie nazywamy połączenie, przez pomijalnie małą impedancję, dwóch lub więcej punktów systemu elektroenergetycznego, które w normalnych warunkach posiadają różne potencjały.



Rys.1. Rodzaje zwarcć: 1) fazowe; 2) 3-fazowe z ziemią; 3) dwufazowe; 4) dwufazowe z ziemią; 5) 1-fazowe z punktem neutralnym uziemionym; 6) 1-fazowe w sieciach z punktem neutralnym izolowanym

Fig.1. Types of fault: 1) phase 2) 3-phase to ground; 3) double phase; 4) double phase to ground; 5) single phase with grounded neutral; 6) single phase in isolated neutral network

W sieciach trójfazowych prądu przemiennego, niskiego oraz wysokiego napięcia do 230 kV, pracujących przy częstotliwości 50 lub 60 Hz wyróżnia się:

- 1) zwarcie w pobliżu generatora, podczas którego prąd zwarciovych zawiera składową przemienną o malejącej amplitudzie.
- 2) zwarcie odległe od generatora, przy którym prąd zwarciovych zawiera składową przemienną o stałej amplitudzie.

2. Obliczanie zwarcć wg norm

Określenia charakterystycznych parametrów zwarciovych oraz metody obliczeniowe zwarcć są podane w polskich normach:

- PN-EN 60909 – 0:2002(U). Prądy zwarciovych w sieciach trójfazowych prądu przemiennego. Obliczanie prądów.
- PN-EN 60909 – 3:2002(U). Prądy zwarciovych w sieciach trójfazowych prądu przemiennego. Prądy podwójnych, jednoczesnych i niezależnych zwarcć doziemnych i częściowe prądy zwarciovych płynące w ziemi.
- PN-EN 60865 – 1:2002(U). Obliczanie skutków prądów zwarciovych.

Wielkości charakterystyczne prądu zwarciovego:

A. Prąd zwarciovowy początkowy I_k'' należy wyznaczyć ze wzoru [1]

$$I_k'' = \frac{c \cdot U_N}{\sqrt{3} \cdot \sqrt{R_k^2 + X_k^2}} = \frac{c \cdot U_N}{\sqrt{3} |Z_k|} \quad (1)$$

gdzie: $c \cdot U_N / \sqrt{3}$ - napięcie fazowe źródła zastępczego, Z_k - zastępcza impedancja jednej fazy elementów obwodu zwarciovego dla składowej symetrycznej zgodnej ($Z_k = Z_1$), R_k - zastępcza rezystancja ($R_k = R_1$) i X_k - zastępcza reaktancja elementów obwodu dla składowej symetrycznej zgodnej ($X_k = X_1$), c - współczynnik napięciowy.

Tabela 1. Wartość współczynnika napięciowego c

Table 1. The value of the voltage factor c

Napięcie znamionowe	Współczynnik napięciowy c	
	c_{\max}	c_{\min}
Do 1000 V		
a) 230/400 V	1,00	0,95
b) inne	1,05	1,00
1 kV ÷ 35 kV	1,10	1,00
35 kV ÷ 230 kV	1,10	1,00

Gdy zwarcie jest zasilane z bloku transformator-generator, impedancję zwarciovą skorygowaną generatora dla składowej zgodnej oblicza się z zależności:

$$\underline{Z}_{GK} = k_G \underline{Z}_G \quad (2)$$

gdzie: $\underline{Z}_G = R_G + jX_d''$ jest impedancją generatora, k_G - współczynnik korekcyjny obliczany ze wzoru:

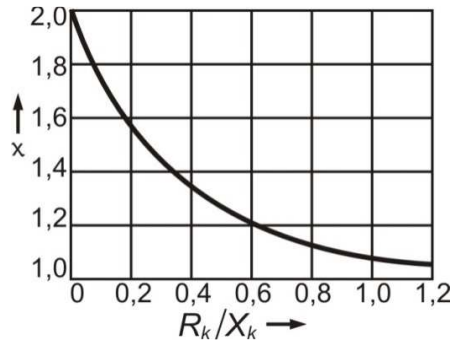
$$k_G = \frac{U_N \cdot c_{\max}}{U_{NG} (1 + X_d'' \cdot \sin \varphi_{NG})} \quad (3)$$

W którym: U_N - napięcie znamionowe sieci, U_{NG} - napięcie znamionowe generatora, X_d'' - wartość reaktancji podprzejściowej.

B. Prąd zwarciaowy udarowy i_p wyznacza się ze wzoru:

$$i_p = \kappa \sqrt{2} I_k'' \quad (4)$$

gdzie: κ – współczynnik udaru [1] określony z wykresu przedstawionego na rys. 2



Rys. 2 Zależność współczynnika χ od stosunku R_k/X_k

Fig. 2 Dependence of a factor χ on a ratio R_k/X_k

Współczynnik ten może być obliczony z zależności:

$$\kappa = 1,02 + 0,98e^{-3R_k/X_k} \quad (5)$$

C. Prąd wyłączeniowy symetryczny I_b

Dla zwarć odległych od generatora wartość prądu wyłączeniowego symetrycznego przyjmuje się

$$I_b = I_k'' \quad (6)$$

natomiast dla zwarć w pobliżu generatora, wartość prądu I_b jest równa

$$I_b = \mu I_k'' \quad (7)$$

gdzie: μ - określa stopień zanikania składowej okresowej prądu zwarciaowego i zależy od czasu własnego minimalnego t_{\min} (czas między chwilą wystąpienia zwarcia, a momentem rozdzielenia styków pierwszego bieguna łącznika) oraz od stosunku prądu początkowego i znamionowego generatora I_k''/I_{NG} .

D. Prąd zwarciovuy ustalony I_k

Dla zwarć odległych od generatora prąd zwarciovuy ustalony przyjmuje się

$$I_k = I_k'' \quad (8)$$

Dla zwarć w pobliżu generatora oblicza się dwie wartości prądu ustalonego:

- *maksymalną*, odpowiadającą maksymalnemu wzbudzeniu generatora

$$I_{k \max} = \lambda_{\max} I_{NG} \quad (9)$$

- *minimalną*, odpowiadającą stałemu wzbudzeniu maszyny synchronicznej w stanie biegu jałowego

$$I_{k \min} = \lambda_{\min} I_{NG} \quad (10)$$

E. Zastępczy cieplny prąd zwarciovuy I_{th}

Wyznacza się z zależności

$$I_{th} = I_k'' \sqrt{m + n} \quad (11)$$

gdzie: m – uwzględnia wpływ cieplny składowej nieokresowej prądu zwarciovowego; n – uwzględnia wpływ cieplny składowej okresowej prądu zwarciovowego.

Wartości współczynników m , n odczytuje się z wykresów podanych w [6]. Dla sieci rozdzielczej przyjmuje się zwykle $n = 1$. Gdy występuje samoczynne ponowne załączenie automatyki SPZ o krótkich przerwach bezprądowych, prąd I_{th} należy obliczać ze wzoru:

$$I_{th} = \sqrt{\frac{1}{T_k} \sum_{i=1}^n I_{thi}^2 T_{ki}} \quad (12)$$

gdzie: T_k - całkowity czas trwania zwarcia, $T_k = \sum_{i=1}^n T_{ki}$; T_{ki} - czas trwania zwarcia w kolejnych i - tych cyklach SPZ; I_{thi} - zastępczy cieplny prąd zwarciovuy wyznaczony dla i - tego cyklu zwarciovowego.

c) Zwarcie trójfazowe zasilane z kilku źródeł niezależnych

W przypadku takiego rodzaju zwarcia, wartości prądów charakteryzujących zwarcie w miejscu jego wystąpienia (I_k'' , i_p , I_b i I_k) oblicza się przez sumowanie prądów zwarciovych dopływających z poszczególnych gałęzi równoległych. Prądy zwarciove w każdej gałęzi oblicza się w taki sam sposób, jak dla zwarcia trójfazowego zasilanego z jednego źródła. Rozróżnia się tutaj dwa przypadki:

- zwarcie odległe od generatora, przy którym I_k'' , I_b oraz i_p są sumą prądów poszczególnych gałęzi, oraz zakłada się, że $I_k = I_b = I_k''$.
- zwarcie w pobliżu generatora, wymagające podczas obliczania wartości I_k'' , i_p , I_b i I_k wyznaczenia prądów pochodzących od źródeł znajdujących się zarówno blisko zwarcia, jak też od źródeł odległych.

d) Zwarcie niesymetryczne

Impedancja obwodu zwarciovego \underline{Z}_k zależy od rodzaju zwarcia, dla których przyjmuje się:

- dla zwarcia trójfazowego $\underline{Z}_k = \underline{Z}_1$,
- dla zwarcia dwufazowego $\underline{Z}_k = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2$,
- dla zwarcia jednofazowego $\underline{Z}_k = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0$. (13)

Wielkości \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , \underline{Z}_0 oznaczają odpowiednio impedancję zgodną, przeciwną i zerową zastępczego obwodu zwarciovego. Prąd zwarciovy początkowy dla zwarć niesymetrycznych wyrażają następujące zależności:

- dla zwarcia dwufazowego:

$$I_{k2}'' = \frac{c \cdot U_N}{|\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2|} \quad (14)$$

- dla zwarcia jednofazowego:

$$I_{k1}'' = \frac{\sqrt{3} \cdot c \cdot U_N}{|\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0|} \quad (15)$$

e) Uwzględnianie wpływu silników w obliczeniach zwarciovych

Źródłem prądu zwarciovego, oprócz generatorów, są kompensatory synchroniczne oraz silniki synchroniczne i asynchroniczne. Należy zatem uwzględnić ich wpływ podczas obliczania I_k'' , i_p , I_b i I_{th} oraz I_k .

W obliczeniach prądów zwarciovych można pominąć silniki, które nie pracują jednocześnie. Nie uwzględnia się również silników przyłączonych do

sieci energetyki zawodowej niskiego napięcia. Można pominąć także wpływ silników wysokiego i niskiego napięcia przyłączonych do sieci, w której wystąpiło zwarcie za pośrednictwem transformatorów dwuuzwojeniowych, jeśli jest spełniona nierówność:

$$\sum_{i=1}^N P_{nMi} \leq \frac{0,8 \sum_{i=1}^M S_{nTi}}{c \cdot 100 \frac{\sum_{i=1}^M S_{nTi}}{S_{kQ}} - 0,3} \quad (16)$$

w której: ΣP_{nMi} - suma znamionowych mocy czynnych wszystkich silników w kW, ΣS_{nTi} - suma mocy znamionowej transformatorów bezpośrednio zasilających silniki, w kVA, n - liczba silników pracujących równocześnie, M - liczba transformatorów pracujących równocześnie, S_{kQ} - moc zwarciova w miejscu zwarcia wyznaczona bez udziału silników.

Prąd początkowy silnika oblicza się według zależności:

$$I_{kM}'' = \frac{c U_N}{\sqrt{3} \cdot Z_M} \quad (17)$$

w której Z_M jest impedancją silnika wyznaczoną ze wzoru:

$$Z_M = \frac{U_{NM}}{k_r \sqrt{3} I_{NM}} = \frac{U_{NM}^2}{k_r S_{NM}} \quad (18)$$

$$S_{NM} = \frac{P_{NM}}{\eta \cos \varphi_n} \quad (19)$$

gdzie: U_{NM} - napięcie znamionowe silnika, I_{NM} - prąd znamionowy silnika, k_r - współczynnik rozruchu, równy ilorazowi prądu rozruchowego i znamionowego silnika, P_{NM} - znamionowa moc czynna silnika, $\cos \varphi_n$ - znamionowy współczynnik mocy, η - sprawność znamionowa.

W przypadku zwarcia na zaciskach silnika lub w sieci, w miejscu nieodległym od silnika, można prąd początkowy obliczyć ze wzoru:

$$I_{kM}'' = c \cdot k_r \cdot I_{NM} \quad (20)$$

Prąd udarowy pochodzący od silników i_{pM} należy wyznaczyć zgodnie z zależnością, przy czym κ przy braku danych dotyczących R_M/X_M , można przyjmować:

$\kappa_M = 1,75$ – silniki wysokiego napięcia o mocy odniesionej do jednej pary biegunów ≥ 1 MW, co odpowiada $R_M/X_M = 0,1$.

$\kappa_M = 1,65$ – silnik wysokiego napięcia o mocy odniesionej do jednej pary biegunów < 1 MW, co odpowiada $R_M/X_M = 0,15$.

$\kappa_M = 1,3$ – dla silników niskiego napięcia zasilanych liniami kablowymi, co odpowiada $R_M/X_M = 0,42$.

3. Przykład obliczeniowy

Dla sieci o schemacie pokazanym na rys.3 wyznaczyć charakterystyczne wartości prądów podczas zwarcia w punkcie zaznaczonym na rys.3. Do obliczeń przyjąć czas trwania zwarcia $T_k = 0,15$ s i minimalny czas własny wyłącznika

W1, $t_{\min} = 0,1$ s.

Dane elementów sieci:

Sieć zasilająca:

$$U_N = 110 \text{ kV}, S_k'' = 2800 \text{ MVA}, \frac{R_Q}{X_Q} = 0,1$$

Linie kablowe L_1, L_2 :

$$R_0 = 0,1 \text{ } \Omega/\text{km}, X_0 = 0,1 \text{ } \Omega/\text{km}, l = 5 \text{ km}$$

Transformatory T_1, T_2 :

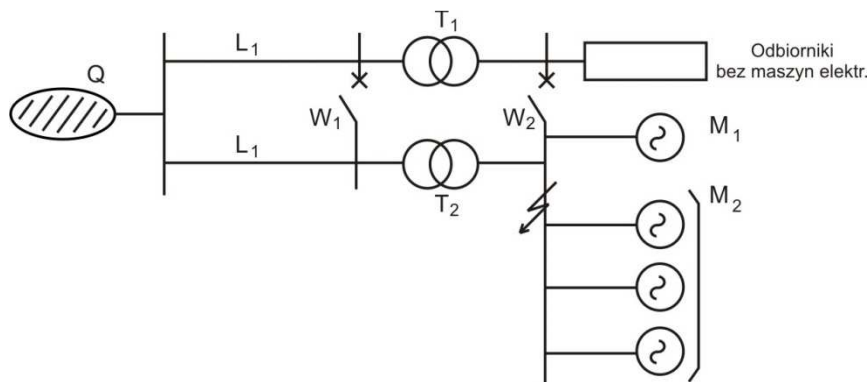
$$S_N = 16 \text{ MVA}, \Delta U_{z\%} = 10,5 \%, v_1 = 115/6,6 \text{ kV}, \Delta P_{cu} = 0,6 \%$$

Silniki indukcyjne:

$$M1 : P_N = 5 \text{ MW}, U_N = 6 \text{ kV}, \cos \varphi = 0,85, \eta = 0,96, k_r = 4,$$

gdzie $k_r = I_{LR} / I_{NM}$ - stosunek prądu przy nieruchomym wirniku do prądu znamionowego silnika, $p = 2$ - liczba par biegunów

M2 (silniki) : $P_N = 1\text{MW}$, $U_N = 6\text{ kV}$, $\cos \varphi = 0,84$, $\eta = 0,95$, $k_r = 5,5$, $p = 1$



Rys.3. Schemat ideowy układu sieci przemysłowej SN. Oznaczenia na rysunku: Q – sieć, L_1, L_2 – linie kablowe, T_1, T_2 – transformatory, M_1, M_2 – silniki.

Fig. 3. Block diagram representing the SN industrial network system. Picture symbols: Q – supply network, L_1, L_2 – cable lines, T_1, T_2 – transformers, M_1, M_2 – machines.

Obliczenia zostaną przeprowadzone przy założeniu, że wyłącznik W_1 jest otwarty, a wyłącznik W_2 jest zamknięty oraz przy włączonym M_1 i wyłączonych silnikach M_2 .

Rozwiązanie:

Obliczenia przy włączonych silnikach M_1 i M_2

Rezystancje i reaktancje elementów na poziomie napięcia 6 kV wynoszą:

$$X_Q = \frac{cU_N^2}{S_k''} \cdot \frac{1}{\vartheta_1^2} = \frac{1,1 \cdot 110^2}{2800} \cdot \left(\frac{6,6}{115}\right)^2 = 0,016 \Omega$$

$$R_Q = 0,1 \cdot X_Q = 0,0016 \Omega$$

$$X_{L1} = X_{L2} = X_0 l \cdot \frac{1}{\vartheta_t^2} = 5 \cdot 0,1 \left(\frac{6,6}{115}\right)^2 = 0,0016 \Omega$$

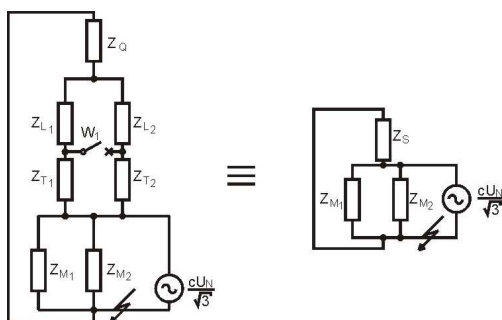
$$R_{L1} = R_{L2} = 0,0016 \Omega$$

Wartość względna reaktancji transformatora jest równa [1]:

$$\Delta U_{X\%} = \sqrt{\Delta U_{Z\%}^2 - \Delta P_{Cu\%}^2} = \sqrt{10,5^2 - 0,6^2} = 10,48\%$$

$$X_{T1} = \frac{\Delta U_{X\%} \cdot U_N^2}{100 S_N} = \frac{10,48 \cdot 6,6^2}{100 \cdot 16} = 0,285 \Omega$$

$$R_{T1} = \frac{\Delta P_{cu\%} \cdot U_N^2}{100 \cdot S_N} = \frac{0,6 \cdot 6,6^2}{100 \cdot 16} = 0,016 \Omega$$



Rys.4. Schemat impedancji zastępczych układu z rys.3 i jego uproszczenie. Oznaczenia na rysunku: Z_{M1} , Z_{M2} – impedancje silników, Z_{T1} , Z_{T2} – impedancje transformatorów, Z_Q – impedancja sieci, Z_{L1} , Z_{L2} – impedancja linii kablowych, Z_S – impedancja sieci, transformatorów i linii kablowych.

Fig.4. Diagram representing equivalent impedances of the system shown in Figure 3 and a simple schematic of this system. Picture symbols: Z_{M1} , Z_{M2} – impedances of machines, Z_{T1} , Z_{T2} – impedances of transformers, Z_Q – impedance of supply network, Z_{L1} , Z_{L2} – impedance of cable lines, Z_S – impedance of supply network, transformers, cable lines.

Zwarcie w zaznaczonym punkcie należy traktować jako zwarcie zasilane z trzech niezależnych źródeł (sieć zastępcza, silnik M1, grupa silników M2).

Reaktancja zwarcia gałęzi zasilania z sieci 110 kV wynosi:

$$X_S = X_Q + \frac{1}{2}(X_{L1} + X_{T1}) = 0,016 + \frac{1}{2}(0,0016 + 0,285) = 0,159 \Omega$$

Rezystancja tego samego obwodu wynosi:

$$R_S = R_Q + \frac{1}{2}(R_{L1} + R_{T1}) = 0,0016 + \frac{1}{2}(0,0016 + 0,016) = 0,0104 \Omega$$

Z uwagi na bardzo małą wartość ($R_S \ll X_S$) pomijamy rezystancję elementów i wtedy prąd zwarcia początkowy dopływający od tej sieci do miejsca zwarcia wynosi:

$$I''_{kS} = \frac{c \cdot U_N}{\sqrt{3} X_S} = \frac{1,1 \cdot 6 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 0,159} = 23,96 \text{ kA}$$

Duże silniki indukcyjne są traktowane, jako źródła prądu zwarciovego i dlatego całkowita wartość prądu zwarciovego początkowego jest wyznaczona z zależności

$$I''_k = I''_{kS} + I''_{kM1} + I''_{kM2}$$

Impedancje silników indukcyjnych uwzględnia się, jeżeli suma ich prądów znamionowych jest większa niż jeden procent początkowy prądu zwarciovego obliczonego bez udziału silników [6, 7] czyli $\sum I_{NM} > 0,01 I''_{kS}$.

Impedancje zastępczą silników indukcyjnych wyznaczamy ze wzoru:

- silnik M1:

$$Z_{M1} = \frac{1}{k_r} \cdot \frac{U_N^2}{S_N} = \frac{1}{4} \cdot \frac{6^2}{6,13} = 1,47 \Omega$$

gdzie:

$$S_N = \frac{P_N}{\cos \varphi \cdot \eta} = \frac{5 \cdot 10^6}{0,85 \cdot 0,96} = 6,13 \text{ MVA}$$

- silnik M2 (zespół 3 silników)

$$Z_{M2} = \frac{1}{3 \cdot k_r} \cdot \frac{U_N^2}{S_N} = \frac{1}{3 \cdot 5,5} \cdot \frac{6^2}{1,25} = 1,75 \Omega$$

gdzie:

$$S_N = \frac{P_N}{\cos \varphi \cdot \eta} = \frac{1 \cdot 10^6}{0,84 \cdot 0,95} = 1,25 \text{ MVA}$$

Prądy znamionowe dla silników M₁ i M₂ wynoszą:

$$I_{N(M1)} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{6,13 \cdot 10^6}{\sqrt{3} \cdot 6 \cdot 10^3} = 0,59 \text{ kA}$$

$$I_{N(M2)} = \frac{S_N}{\sqrt{3} U_N} = \frac{1,25 \cdot 10^6}{\sqrt{3} \cdot 6 \cdot 10^3} = 0,12 \text{ kA}$$

Warunek $\sum I_n > 0,01 \cdot I''_{kS}$ jest spełniony ponieważ $0,12 + 0,59 > 0,01 \cdot 23,96 \text{ kA}$

Prądy zwarciovowe początkowe pochodzące od tych silników przy zwarciu na ich zaciskach wynoszą odpowiednio:

$$I''_{kM1} = \frac{cU_N}{\sqrt{3}Z_{M1}} = \frac{1,1 \cdot 6}{\sqrt{3} \cdot 1,47} = 2,59 \text{ kA}$$

$$I''_{kM2} = \frac{cU_N}{\sqrt{3}Z_{M2}} = \frac{1,1 \cdot 6}{\sqrt{3} \cdot 1,75} = 2,18 \text{ kA}$$

Całkowity zwarciovowy prąd początkowy wynosi:

$$I''_k = I''_{kS} + I''_{kM1} + I''_{kM2} = 23,96 + 2,59 + 2,18 = 28,73 \text{ kA}$$

Wpływ silników indukcyjnych jest w tym przypadku znaczący, bowiem powoduje wzrost prądu I''_{kS} o około 16,5 %. Prąd wyłączeniowy I_b charakteryzuje zanikanie składowych okresowych prądu zwarciovowego. Dla sieci zasilającej, w której nie ma wyróżnionych żadnych źródeł prądu odległych od miejsca zwarcia można przyjąć, że $I_{bs} = I''_{kS}$, czyli efekt zanikania składowej okresowej jest pomijalnie mały.

Dla silników indukcyjnych przy wyznaczaniu prądów wyłączeniowych symetrycznych korzystamy ze wzoru [1]:

$$I_{bM1} = \mu_{M1} \cdot q_{M1} \cdot I''_{kM1}$$

$$I_{bM2} = \mu_{M2} \cdot q_{M2} \cdot I''_{kM2}$$

gdzie: μ_M - jest współczynnikiem zanikania składowej okresowej prądu zwarciovowego zależnym od stosunku I''_k / I_{NM} i od minimalnego czasu rozdzielenia styków t_{min} wyłącznika wyłączającego zwarcie, q_M - jest współczynnikiem określającym udział silników indukcyjnych w prądzie wyłączeniowym symetrycznym.

Współczynnik μ_M dla $t_{min} = 0,10$ s określają wzory empiryczne

$$\mu_{M1} = 0,62 + 0,72 \exp(-0,32 I''_{kM1} / I_{NM1}) = 0,8$$

$$\mu_{M2} = 0,62 + 0,72 \exp(-0,32 I''_{kM2} / I_{NM2}) = 0,72$$

Współczynnik q określamy dla $t_{\min} = 0,1$ s

$$q = 0,57 + 0,12 \ln(p)$$

gdzie: p – moc znamionowa czynna przypadająca na jedną parę biegunów silnika

$$\text{Dla } M1 : P_1 = 2,5 \text{ MW} \quad \text{i} \quad q_{M1} = 0,57 + 0,12 \cdot \ln 2,5 = 0,68$$

$$\text{Dla } M2 : P_2 = 1,0 \text{ MW} \quad \text{i} \quad q_{M2} = 0,57 + 0,12 \cdot \ln 1,0 = 0,57$$

Zgodnie ze wzorem prądy wyłączeniowe są równe:

$$I_{bM1} = 0,8 \cdot 0,68 \cdot I_{kM1}'' = 1,41 \text{ kA}$$

$$I_{bM2} = 0,72 \cdot 0,57 \cdot I_{kM2}'' = 0,89 \text{ kA}$$

Prąd wyłączeniowy w miejscu zwarcia określamy następująco:

$$I_b = I_{bs} + I_{bM1} + I_{bM2} = 23,96 + 1,41 + 0,89 = 26,26 \text{ kA}$$

Prąd zwarciovowy ustalony I_k dla zwarć odległych od generatora jest określony, jako

$$I_k = I_{ks}'' = 23,96 \text{ kA}$$

Przy obliczaniu udarowego prądu zwarciovowego sumujemy prądy udarowe pochodzące od poszczególnych źródeł zasilających zwarcie

$$i_p = i_{ps} + i_{pM1} + i_{pM2}$$

Prąd udarowy wyznacza się ze wzoru

$$i_p = \sqrt{2} \kappa \cdot I_k''$$

Współczynnik udaru κ określa się wg wykresów podanych w normie [7] w zależności od stosunku R_k/X_k (lub X_k/R_k) jak również na podstawie zależności przybliżonej dla:

$$1) \text{ układów sieciowych: } \kappa_s = 1,02 + 0,98 \exp(-3R_k / X_k)$$

2) silników wysokiego napięcia:

- $\kappa_M = 1,65$ dla $R_M / X_M = 0,15$ przy mocy $P < 1$ MW
- $\kappa_M = 1,75$ dla $R_M / X_M = 0,10$ przy mocy $P \geq 1$ MW

3) grupy silników nN z liniami kablowymi

$$\kappa_M = 1,3, \text{ dla } R_M / X_M = 0,42$$

Dla zewnętrznej sieci zasilającej stosunek

$$\frac{R_S}{X_S} = \frac{0,0104}{0,159} = 0,065$$

a zatem

$$\kappa_S = 1,02 + 0,98 \exp(-3 \cdot 0,065) = 1,83$$

$$i_{ps} \sqrt{2} \cdot \kappa_S I_{ks}'' = \sqrt{2} \cdot 1,83 \cdot 23,96 = 62,0 \text{ kA}$$

Dla silników indukcyjnych wysokiego napięcia o mocy odniesionej do jednej pary biegunów, $p \geq 1$ MW współczynnik $\kappa_M = 1,75$, stąd

$$i_{pM1} = \sqrt{2} \cdot \kappa_{M1} \cdot I_{kM1}'' = \sqrt{2} \cdot 1,75 \cdot 2,59 = 6,41 \text{ kA}$$

$$i_{pM2} = \sqrt{2} \cdot \kappa_{M2} \cdot I_{kM2}'' = 5,40 \text{ kA}$$

Całkowity prąd udarowy wynosi:

$$i_p = i_{ps} + i_{pM1} + i_{pM2} = 62,0 + 6,41 + 5,40 = 73,81 \text{ kA}$$

Prąd cieplny zastępczy zwarciovowy wyznacza się z zależności

$$I_{th} = I_k'' \sqrt{m+n}$$

W celu obliczania I_{th} wyznacza się stosunki

$$\kappa = \frac{i_p}{\sqrt{2} I_k''} = \frac{73,81}{\sqrt{2} \cdot 28,73} = 1,82$$

$$\mu = \frac{I_k''}{I_k} = \frac{28,73}{23,96} = 1,20$$

Dla $T_k = 0,15$ s oraz wyliczonych współczynników κ i μ odczytujemy z wykresów wartości m i n podanych w [6].

$$m = 0,4, \quad n = 0,95$$

$$I_{th} = 28,73\sqrt{0,4+0,95} = 33,4 \text{ kA}$$

Obliczenia przy włączonym silniku M1:

Wykorzystując wyniki obliczeń z pierwszej części przykładu wyznaczamy całkowity prąd zwarciovyy początkowy:

$$I_K'' = I_{KS}'' + I_{KM}''$$

$$I_{KS}'' = 23,96 \text{ kA}$$

$$I_{N(M1)} = 0,61 \text{ kA}$$

$$0,61 \text{ kA} > 0,01 \cdot 23,96 \text{ kA}$$

$$I_{K M1}'' = 2,59 \text{ kA}$$

$$I_K'' = 23,96 + 2,59 = 26,55 \text{ kA}$$

Wpływ silników indukcyjnych M1 powoduje wzrost prądu $I_{K''S}$ o około 10 %.

Prąd wyłączeniowy określamy następująco

$$I_b = I_{bS} + I_{bM1} = 23,96 + 1,41 = 25,37 \text{ kA}$$

Prąd zwarciovyy ustalony $I_K = I_{KS}''$

Obliczając udarowy prąd zwarciovyy uwzględniamy prądy od sieci i silnika M1

$$i_p = i_{pS} + i_{pM1} = 62 + 6,41 = 68,41 \text{ kA}$$

Prąd cieplny zastępczy zwarciovyy

$$\kappa = \frac{i_p}{\sqrt{2}I_K''} = \frac{68,41}{\sqrt{2} \cdot 26,55} = 1,82 \text{ kA}$$

Dla $T_k = 0,15\text{s}; \quad m = 0,4; \quad n = 0,95$

$$I_{th} = 26,55\sqrt{0,4+0,95} = 30,8 \text{ kA}$$

4. Podsumowanie

W artykule zaprezentowano główne zasady stosowania normy PN- EN 60909. Pokazano w skróconej prezentacji właściwości wzorów stosowanych, algorytm obliczania wielkości zwarciovych oraz przykład zastosowania normy. Obliczając reaktancję obwodu zwarciovego możemy stosować metodę jednostek mianowanych lub metodę jednostek względnych. Metoda jednostek względnych prowadzi do lekko zawyżonych wartości prądu zwarciovego.

W przedstawionym przykładzie obliczeniowym zastosowano metodę jednostek mianowanych. Reaktancje zostały przeliczone na poziom napięcia w miejscu zwarcia. Do przeliczania wykorzystano kwadraty rzeczywistych przekładni transformatorów. Przy wyznaczaniu prądu zwarciovego założono współczynnik napięciowy dla maksymalnego prądu zwarciovego. W obliczeniach obwodu zwarciovego została pominięta rezystancja z uwagi na jej bardzo małą wartość. Silniki asynchroniczne średniego napięcia są źródłem prądu zwarciovego i dla nich wyznaczono prąd zwarciovych początkowy, prąd zwarciovych udarowy, prąd zwarciovych wyłączeniowy symetryczny.

Porównując wyniki obliczeń należy zauważyć, że wartości prądów zwarciovych zmniejszyły się o około 8% w stosunku do wartości prądów przy włączonych wszystkich silnikach.

Wyznaczając wartości prądów zwarciovych w sieci przemysłowej należy uwzględnić silniki indukcyjne, ponieważ ich udział powoduje znaczny wzrost prądu zwarciovego.

Literatura

- [1] Kacejko P., Machowski J. : *Zwarcia w sieciach elektroenergetycznych*, WNT Warszawa 2006
- [2] Kahl T.: *Sieci elektroenergetyczne*, WNT, Warszawa 1984
- [3] Kotlarski W.: *Sieci elektroenergetyczne*, WSiP, Warszawa 1997
- [4] Kremens Z., Sobierajski M.: *Analiza systemów elektroenergetycznych* , WNT Warszawa 1996
- [5] Schlabbach J.: *Short-circuit Currents* ,The Institution of Engineering and Technology, London 2008
- [6] Baran K., Kutzner J.: *Zbiór zadań z podstaw elektroenergetyki*, Wydawnictwo PWSZ w Kaliszu, Kalisz 2006.
- [7] PN-EN 60909 – 0:2002(U). Prądy zwarciovych w sieciach trójfazowych prądu przemiennego. Obliczanie prądów.
- [8] PN-EN 60909 – 3:2002(U). Prądy zwarciovych w sieciach trójfazowych prądu przemiennego. Prądy podwójnych, jednoczesnych i niezależnych zwarc doziemnych i częściowe prądy zwarciovych płynące w ziemi.
- [9] PN-EN 60865 – 1:2002(U). Obliczanie skutków prądów zwarciovych.

CALCULATING SHORT CIRCUIT CURRENTS IN ELECTRICAL POWER SYSTEMS

Summary

The article treats of types of short circuits. The norms used in the calculation of short circuits values are all mentioned in this article. The paper also describes parameters characteristic of short circuit current: I_k'' - initial symmetrical short-circuit current, i_p - maximum current, I_b - short-circuit breaking current, I_k - steady-state short-circuit current, I_{th} - thermal short-circuit current. The source of short circuit current lies not only in generators but also in synchronous and asynchronous machines, and synchronous compensators. The sample calculation given in the article shows when the influence of machines connected to the network should be taken into account. When calculating short circuit current the impedance from one level to another must be counted. Most frequently, it is the level of the current at the short circuit point that should be allowed for. The present article discusses the aim of the short circuit calculations. The short circuit itself is usually accompanied by current flows the value of which is much bigger than in the nominal conditions. Short circuit currents may exert thermal and dynamic effects. Thermal effects lead to damaging or melting of wires, and insulation of electric devices. The high value of short circuit currents contributes to the occurrence of dynamic forces which pose a threat to the construction of electric devices and insulators. In the networks with the insulated neutral point the ground short circuit currents do not reach very high values, but their occurrence constitute a danger of over-voltage and electric shock. In the short circuit calculations all the non-linear elements in the replacement circuits, as well as the cross parameters of the circuit and load currents, are neglected. The current at the point of electrical power grid equals the nominal current. The actual position of the transformer regulator does not have to be taken into account. In creating mathematical models of the electrical power system the calculated values of the short circuit current should be higher than those which can be measured. In order to reduce the adverse effects of short circuits all the electric devices should be chosen according to the value of the short circuit current. What is more, choke coils, network configuration, and effective protection ought to be applied.

Keywords: short circuit calculations, short circuit current, short circuits with the use of asynchronous machines, short circuit characteristic parameters.

DOI: 10.7862/re.2015.36

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Adama SAMAKE¹
Andrzej KOS²

COMPARISON OF DIFFERENT COOLING SYSTEMS USING COMPACT MODEL

Due to the strong influence of temperature rising on integrated circuits performance and reliability, an adequate thermal analysis of their cooling systems is required during chip packaging in order to prevent the thermal catastrophe. In this paper, we propose an approach based on RC compact model, which enables in one hand an approximation of dynamic thermal behaviour and in other hand the accurate temperature computation at any measurement point of parallel plate fin heat sink with U-shape channels. Farther more, we present the impacts of convection coefficient on heat sink surface temperature using a simplified approach, which enables the temperature computation by using the RC thermal compact model. Due to the convection coefficient change of surrounding environment, the surfaces and mass of parallel plate fin heat sink with U-shape channels were reduced while enhancing heat transfer capability.

Keywords: Thermal compact models, integrated circuit, heat sink, temperature, active cooling

1. Introduction

The heat transfer from nowadays' integrated circuits interior to surrounding cooling air remains as a great challenge. Due to the exponential increasing of power density and high power dissipation at high frequency, decreasing the thermal stress has become one of the major issues for integrated circuits designers. Fig.1 describes the experimental results of a research that was performed by Maudgali to determine the causes of microelectronic circuit failures [4]. As depicted in Fig.1, more than the half of the failures are the issues caused by temperature rising.

¹ Adama Samake, AGH University of Science and Technology, Faculty of Computer Science, Electronics and Telecommunications, Al. Mickiewicza 30, Krakow, Poland, PhD Student from Mali, e-mail: samake@student.agh.edu.pl

² Corresponding author: Andrzej Kos, AGH University of Science and Technology, Faculty of Computer Science, Electronics and Telecommunications, Al. Mickiewicza 30, Krakow, Poland, e-mail: kos@agh.edu.pl

Due to the strong influence of operating temperature on the integrated circuits performance and reliability therefore, building an appropriate thermal compact model is needed in the stages of thermal analysis and temperature computation process of package. The thermal compact models may provide a good indicator of the chip thermal capability of a given package.

In order to enhance the thermal management of integrated circuit, one of the common means is the utilization of heat sink [1]. Their use allows the reduction of thermal resistance between circuit and cooling air by extending the exchange surface for heat transfer. They are recognized as effective tools that improve the heat transfer from integrated circuits to the surrounding cooling air. Hence, thermal modelling from integrated circuit to heat sink level is a crucial stage of system's construction. In [11] Andreas Tockhorn, Claas Cornelius, Hagen Saemrow and Dirk Timmermann proposed a method for the fine-grained modelling of temperature distribution in many-core systems based on Networks-on-Chip, which allows designers to model temperature distribution easily. Paper [8] proposed a technique based on co-simulation of packages given with RC compact model and the board, which provides further details of the heat transfer in board and accurate computation of junction temperature in packages. In [9] an algorithm has been presented in order to facilitate the time constant spectrum calculation in thermal simulator programs. The time constant spectrum is defined as the graphical representation of the whole time-constant and R magnitude in the step-function of lumped circuit. It may be used to present dynamic thermal behaviour of packages, assemblies and microsystems. In order to reduce integrated circuits' temperature by using Peltier heat pump and cooling fin, in [2] authors proposed an analytical method, which uses the dissipated power in the circuit as the control parameter to optimize the Peltier current. In [5] the author proposed a new rule for choosing the accurate number of Fourier series terms and for estimation the error in order to compute accurately the temperature over hybrid microelectronic.

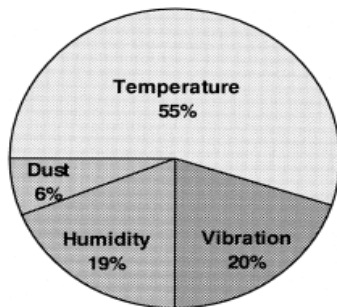


Fig.1 Origins of microcircuit failures [3]

2. Methodology

2.1. Analogy of electrical and thermal parameters

Several techniques have been applied in order to study the dynamic thermal behaviour of microelectronic circuit/system attached to heat sink. Most of those methods are based on RC (resistance and capacitance) thermal compact models. The method of temperature computation described in this paper is based on the analogy between energy flow and the behaviour of RC electrical network [11]. The analogy between electrical and thermal parameters is described in [4].

Charging and discharging the capacitances in RC electrical network one may describe the transient thermal behaviour of a system (package). Fig.2 depicts RC circuit for transient temperature and its response to voltage pulse. Equations (1) and (2) describe the response voltage amplitude $A(t)$ of the circuit (from 0 to U_{in} and from U_{in} to 0, respectively) [6].

$$A(t) = A_0(1 - e^{-t/\tau}) \quad (1)$$

$$A(t) = A_0 e^{-t/\tau} \quad (2)$$

where: t is time in second (s)

τ is the time constant in second (s)

A_0 is the output amplitude in volts (v).

It is assumed that the output amplitude reaches its steady state in time 3τ .

$$\tau = R C \quad (3)$$

where: R is the resistance in ohms (Ω)

C is the capacitance in farads (F)

Rising signal		Falling signal	
at $t = 0$,	$A(t) = 0$,	at $t = 0$,	$A(t) = A_0$,
at $t \Rightarrow \infty$,	$A(t) \Rightarrow A_0$,	at $t \Rightarrow \infty$,	$A(t) \Rightarrow 0$,
at $t = \tau$,	$A(t) = 0.63A_0$	at $t = \tau$,	$A(t) = 0.37A_0$

From above condition, we can estimate thermal time constant for heating of the system as well as for its cooling stage.

The analogies between thermal and electrical parameters enable the modeling of the temperature distribution of the system by using RC electrical circuit. When a component inside integrated circuit is activated, it dissipates a certain amount of heat and becomes a heat source. The investigation described in this

paper is based on a square integrated circuit (heat source) of small lateral dimensions situated at the centre of parallel plate fine heat sink with U-shape channels.

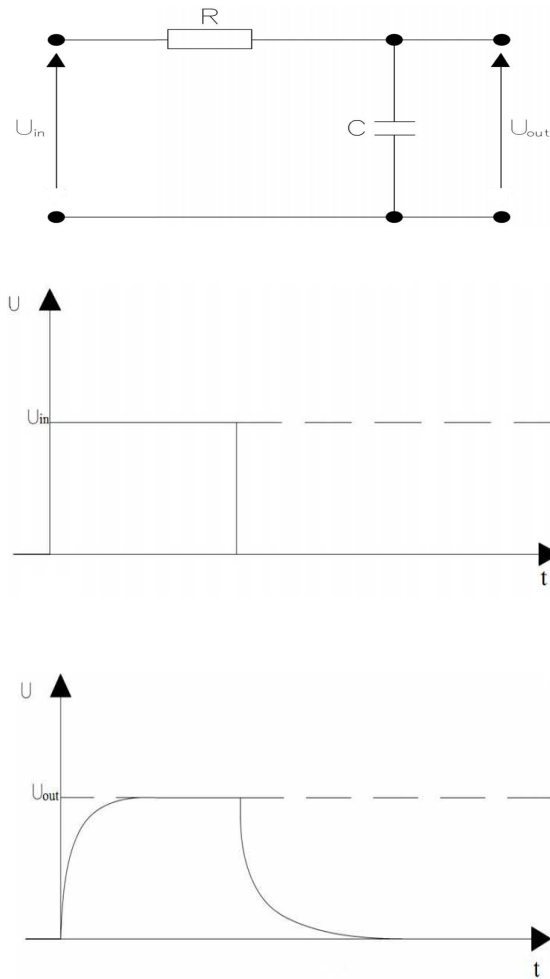


Fig. 2. RC analogue for the temperature transient of integrated circuit and its response to a voltage pulse [6]

The heat sink is made of aluminium, Fig.3 depicts (a) integrated circuits placed on plate fin heat sink geometrical centre, and (b) equivalent thermal network for the structure - RC network model. In order to access one dimension heat transfer we assume that the heat transfer occurs from base surface of integrated circuit to different heat fins of the heat sink.

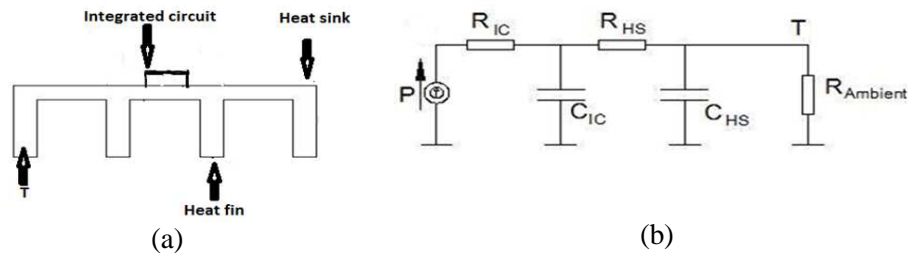


Fig.3 (a) Integrated circuits placed on plate fin heat sink geometrical centre, (b) Equivalent thermal network for the structure, RC network model, where: P is the power generated by the integrated circuit, R_{IC} and C_{IC} are respectively the thermal resistance and capacitance of integrated circuit, R_{HS} and C_{HS} are respectively the thermal resistance and capacitance of heat sink, R_{Ambient} is the thermal resistance between the heat sink and the ambient, T is heat fin's temperature

2.1.1. Resistance

The Thermal resistance depends on the distance, area of cross section and thermal conductivity of material.

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda S} \tag{4}$$

where: R_{th} is the thermal resistance in KW⁻¹
 l is the distance between two points in m
 S is the area of cross section in m²
 λ is the thermal conductivity in Wm⁻¹K⁻¹

As the parallel plate fin heat sink with U-shape channels has a certain number of fins therefore, equation (4) may be written as follow:

$$\begin{aligned}
 R_{th0} &= \frac{\beta}{\lambda \Phi} + \frac{\varepsilon}{\lambda \psi} \\
 R_{th1} &= \frac{\beta}{\lambda(2\Phi + \varepsilon)} + \frac{\varepsilon}{\lambda \psi} \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 R_{thn} &= \frac{\beta}{\lambda((n + 1)\Phi + (n\varepsilon))} + \frac{\varepsilon}{\lambda \psi} \tag{5} \\
 n &= 0, 1, 2, 3, \dots
 \end{aligned}$$

where: R_{thn} is the thermal resistance of a specific fin including surface from heat source in KW⁻¹
 n is the number of fins whereby n = 0 is the fin nearest to heat source.
 β is the heat sink base thickness in m

Φ is the area of space between two fins in m^2
 ε is the fin thickness in m
 ψ is the fin area in m^2

$$\psi = gb \quad (6)$$

where: g is the heat sink base width in m
 b is the fin height in m

$$\Phi = gz \quad (7)$$

where: z is the fin spacing in m

2.1.2. Capacitance

The thermal capacitance depends on the geometry and physical parameters of material.

$$C_{th} = Mc_p \quad (8)$$

where:

C_{th} is the thermal capacitance in $J K^{-1}$

M is the mass in kg

c_p is the specific heat in $J kg^{-1}K^{-1}$

The mass is:

$$M = \rho V \Leftrightarrow M = \rho Se \quad (9)$$

where: ρ is the density in kgm^{-3}

V is the volume in m^3

e is the thickness in m

As the parallel plate fin heat sink with U-shape channels has a certain number of fins therefore, equation (8) may be rewritten as follow:

$$\begin{aligned} C_{th0} &= \frac{1}{\rho\beta c_p \Phi} + \frac{1}{\rho\varepsilon c_p \psi} \\ C_{th1} &= \frac{1}{\rho\beta c_p (2\Phi + \varepsilon)} + \frac{1}{\rho\varepsilon c_p \psi} \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ C_{thn} &= \frac{1}{\rho\beta c_p ((n+1)\Phi + (n\varepsilon))} + \frac{1}{\rho\varepsilon c_p \psi} \end{aligned} \quad (10)$$

$n = 0, 1, 2, 3, \dots$

where: C_{thn} is the thermal capacitance of a specific fin including surface from heat source in JK^{-1}

Hence, the resistance between the heat sink and ambient may be calculated by using the formula below [3].

$$R_{\text{amb}} = \frac{1}{h S} \quad (11)$$

where: R_{amb} is the ambient resistance in WK^{-1}
 h is the convection coefficient in $\text{Wm}^{-2}\text{K}^{-1}$

2.2. Temperature computation idea

The basic concept of this work is to divide the heat sink surface area into distributed parameters (Fig.3b) i.e. RC-elements. Therefore, the dynamic thermal behaviour of the heat sink surface may be approximated by charging and discharging the capacitances in RC circuit network in a given time constant. Hence, the two principal stages of temperature calculation are the following:

- First, the thermal parameters i.e. resistances, capacitances and ambient resistance values are calculated by using equation (5), (10) and (11) respectively. The number of heat fins should depend on the desire accuracy and should be equidistant from one to the other. It is assumed that the heat source is situated at the geometrical centre of heat sink base surface and the heat fin surface is isothermal. In order to calculate the ambient resistance, the one-side natural convection is assumed.
- Second, the temperature computation is performed by a circuit simulator (LTspiceIV), the resistances and capacitances value obtained in the first step are used in LTspiceIV RC circuit network. The current source (Power) is used as supply. The circuit is composed of certain amount of resistances and capacitances connected together. The capacitances are directly connected to ground and finally, the whole circuit is connected to the ambient resistance. As result, the voltage values of all nodes in LTspiceIV RC circuit are generated. They are interpreted as the temperature value of different heat fins.

3. Temperature computation algorithm

The calculation of thermal parameters method was based on equations (5), (10) and (11). Their values were used in RC circuit and the temperature compu-

tation was performed by the LTspiceIV, which is a well-known program for electrical circuit simulation. Due to the analogies existing between electrical and thermal parameters, the program allows the thermal analysis of the system, Fig. 4.

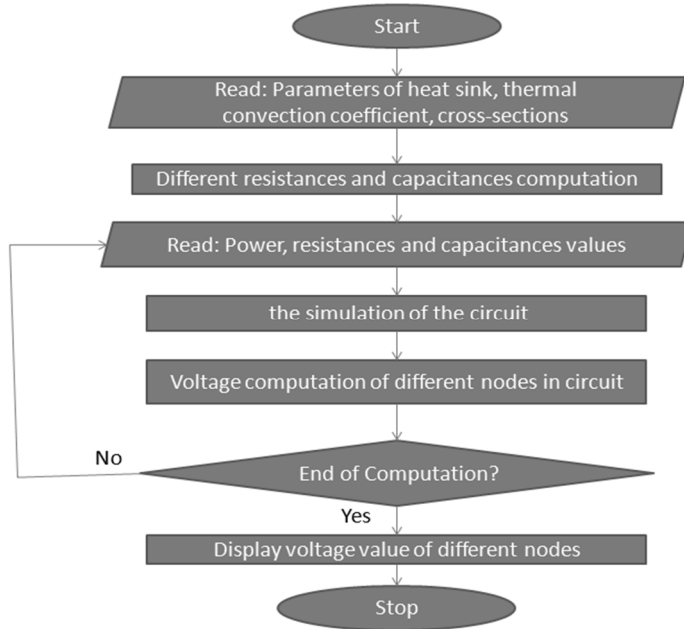


Fig.4. Algorithm of thermal analysis of the system (integrated circuit placed on a heat sink)

4. Evaluation of efficiency of different cooling techniques

In the following section, we perform the temperature computation of two different cooling systems by using our approach, Fig.5. Hence, the first case is composed of an integrated circuit situated at the geometrical centre of a large dimension heat sink made by aluminium that has sixteen heat fins. In the second case the integrated circuit is placed on the geometrical centre of an active fan heat sink, which is the half of the large dimension heat sink attached to a fan. For symmetrical reason Fig.5a and Fig.5b depict the half of heat sink utilized to first and second case respectively. In order to evaluate the effectiveness of both cooling methods, we compare the temperature results obtained from different cooling systems. Table1 contains the parameters of different cooling systems and the ambient temperature was set to 298K (25°C).

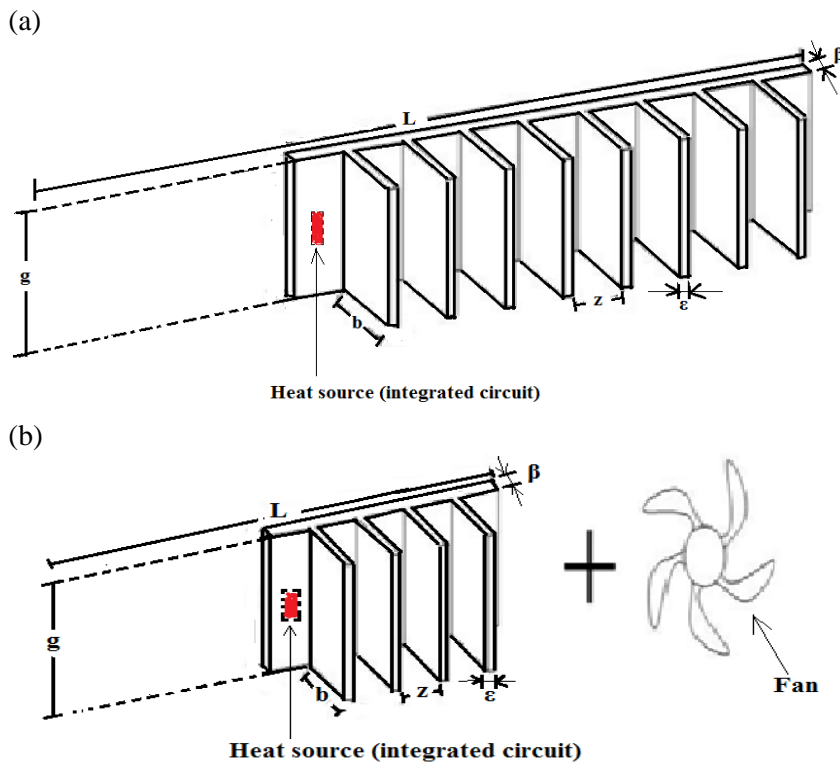


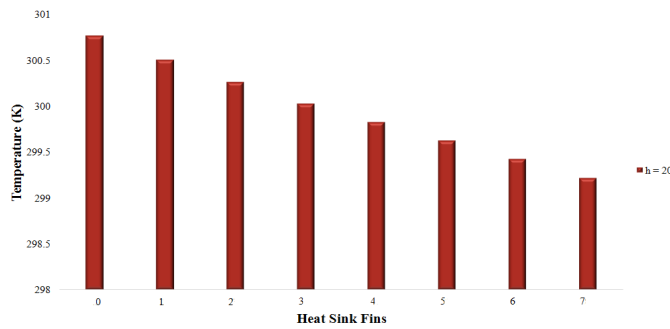
Fig.5 (a) large dimension heat sink and (b) active fan heat sink

Table1. Different Parameters of the systems

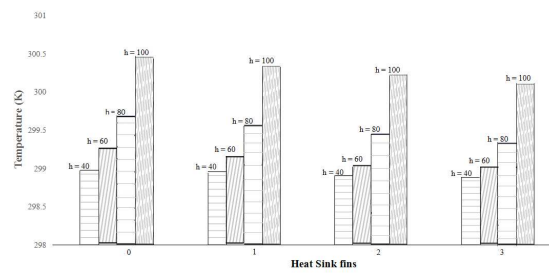
Name of parameters	Symbol	Values
Heat sink fin thickness	ϵ	5 mm
Heat sink fin height	b	150 mm
Distance between fins	z	40 mm
Heat sink base width	g	90 mm
Heat sink base length	L	360 mm
Heat sink base thickness	β	10 mm
Conductivity of heat sink	λ	$204.2 \text{ W} \times \text{m}^{-1} \times \text{K}^{-1}$
Convection coefficient	h	Natural convection $h=20 \text{ W} \times \text{m}^{-2} \times \text{K}^{-1}$ Forced convection $h=40, 60, 80 \text{ and } 100 \text{ W} \times \text{m}^{-2} \times \text{K}^{-1}$
Power dissipated by integrated circuit	P	10 W
Density of heat sink	ρ	$2707 \text{ kg} \times \text{m}^{-3}$
Specific heat of heat sink	c_p	$896 \text{ J} \times \text{kg}^{-1} \times \text{K}^{-1}$

5. Results and discussion

The proposed approach and compact model are used to compute the temperature variation over the surface of parallel plate fin heat sink with U-shape channels. As depicted in Fig. 6 even a small increase of convection coefficient leads to enhancement of cooling system thermal capability. Hence, the presence of active fan improves the heat transfer capability of the system. Both cooling systems used in our investigation have advantages and disadvantages depending on the application domain. Therefore, the large dimension heat sink is heavier, less efficient and bulky, however it doesn't require any extra energy consumption, which is contrary to the active fan heat sink. Thus the application of a fan required extra energy consumption and causes noise. The increase in convection coefficient leads to the small discrepancy between temperature values of different fins, owing to the high heat transfer capability of cooling system (Fig.6b). Hence, the active fan heat sink is more effective than simple large dimension heat sink and requires more mechanical reliability.



(a) Passive cooling



(b) Active cooling

Fig.6. (a) and (b) temperature variation over large dimension heat sink fins and active fan heat sink fins. h - Convection coefficient in $W \times m^{-2} \times K^{-1}$

6. Conclusion

The paper describes the approach, which enables to present the dynamic thermal behaviour of parallel plate fine heat sink with U-shape channels. The proposed approach is based on the analogy between electrical and thermal parameters. Due to that, the transient thermal behaviour of the system may be analysed by using electric simulator program [7]. It might be an engineering solution to perform an adequate thermal analysis and temperature computation of a system in order to assess the cooling system capability. In addition, two different cooling techniques have been compared in order to assess their efficiency. Based on the data obtained from investigation, an increase of forced convection coefficient may considerably improve the cooling efficiency [10].

Finally, the methodology presented in this paper enables modelling of the dynamic thermal behaviour of parallel plate fin heat sink with U-shape channels.

Acknowledgment: The authors would like to express sincere gratitude to the National Science Center for financial support, project grant FALCON 2014/13/B/ST7/01634.

References

- [1] Dan C.: Radiative Heat transfer in Electronics, 2005.
- [2] De Mey G. and Kos A.: Optimal temperature control of high frequency semiconductor structures cooled by Peltier heat pumps
- [3] Frankiewicz M., Golda A., Kos A.: Investigation of Heat Transfer In Integrated Circuits, Metrology and Measurement Systems, vol.11, No.1, 2014, pp.111-120.
- [4] Kos A. and De Mey G.: Thermal Modelling and optimization of power microcircuits, Electrochemical Publications LTD, ISBN 0901150 3603, England 1997.
- [5] Kos A.: Accuracy of Temperature Computation in Hybrid Microelectronics Microelectronics International, vol.9, Iss: 1, 1992, pp.25-27.
- [6] Mikula S. and Kos A.: Thermal Dynamics of Multicore Integrated systems, Components and Packaging Technologies, IEEE Transactions, Vol.33, No. 3, September 2010, pp.524-534.
- [7] J.O'Loughlin J. and Loree D.: Cooling System Transient Analysis using an Electric Circuit Program Analog, Pulsed Power Conference, 2003. Digest of Technical Papers. PPC-2003. 14th IEEE International (Volume: 2), June 2003, pp 767 – 770.
- [8] Rencz M., Székely V., and Poppe A.: A Methodology for the Co-Simulation of Dynamic Compact Models of Packages With the Detailed Models of Boards, IEEE transactions on components and packaging technologies, vol.30, No.30, September 2007, pp.367 – 374.
- [9] Székely V. and Rencz M.: Thermal Dynamics and the time constant domain, IEEE transactions on components and packaging technologies, vol. 23, No.3, September 2000, pp.587 – 594.

- [10] Székely V., Rencz M., Páhi A. and Courtois B.: Thermal Monitoring and Testing of Electronic systems, IEEE Transactions on components and packaging technology, vol.22, No.2, June 1999, pp.231-237.
- [11] Tockhorn A., Cornelius C., Saemrow H. and Timmermann D.: Modeling Temperature Distribution in Networks-on-Chip using RC-Circuits, Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems (DDECS), 2010 IEEE 13th International Symposium on, April 2010, pp. 229 – 232.

PORÓWNANIE RÓŻNYCH SYSTEMÓW CHŁODZENIA Z WYKORZYSTANIEM MODELU KOMPAKTOWEGO

Streszczenie

Silny wpływ temperatury na własności układów scalonych wymaga analizy termicznej podczas projektowania konstrukcji modułu scalonego aby zapobiec uszkodzeniom tych układów. W artykule autorzy proponują podejście oparte na kompaktowym modelu RC, które prowadzi do oceny własności dynamicznych oraz wystarczająco dokładnej analizy termicznej w każdym punkcie pomiarowym radiatora z równoległymi płytkami chłodzącymi.

Słowa kluczowe: termiczny model kompaktowy, układ scalony, radiator, temperatura, aktywne chłodzenie

DOI: 10.7862/re.2015.37

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Mykhaylo DOROZHOVETS¹
Olha ZAHURSKA²

ZWIĘKSZENIE DOKŁADNOŚCI POMIARU CZASU PRZELOTU SYGNAŁU AKUSTYCZNEGO

W artykule omówiono problemy poprawnego wykrywania impulsów, odbieranych podczas pomiaru interwałów czasu w akustycznej tomografii rozkładu pól temperaturowych, spowodowane wpływem szumu oraz ograniczoną szybkością narastania obwiedni odbieranego sygnału. W celu poprawy dokładności pomiaru tych interwałów przeprowadzono analizę możliwości wykorzystania liniowej modulacji okresu impulsów akustycznych. Zaproponowano metodę korekcji bezpośrednio zmierzonego interwału czasu. Metoda ta bazuje na pomiarze dodatkowego interwału czasu trwania zadanej liczby półokresów odebranego sygnału, gdy obwiednia sygnału ustabilizuje się na wystarczającym poziomie. Skuteczność proponowanej metody korekcji zbadano metodą symulacji.

Słowa kluczowe: sygnał akustyczny, tomografia akustyczna, pomiar interwału czasu, modulacja, korekcja.

1. Wprowadzenie

Pomiary akustyczne są wykorzystywane w różnych dziedzinach nauki i techniki: w medycynie, hydrolokacji, w przepływomierzach, pomiarach poziomu cieczy, tomograficznych systemach pomiaru rozkładów przestrzennych wielkości fizycznych, systemach zabezpieczeń, parkowania środków transportu etc. Stosowanie sygnału akustycznego umożliwia nieinwazyjny pomiar parametrów badanych mediów. Akustyczne systemy tomograficzne pozwalają uzyskać przestrzenny rozkład temperatury wewnątrz badanych obiektów [1-8].

Jedną z podstawowych metod wykonania pomiarów akustycznych opiera się na pomiarze czasu propagacji sygnału akustycznego w badanym środowisku. Przy użyciu tej metody niezbędna jest znajomość relacji pomiędzy prędkością fal akustycznych a parametrami środowiska, w którym te fale się rozchodzą. Prędkość v sygnału akustycznego w gazach określana jest przez znaną zależność [9]:

¹ Autor do korespondencji: Mykhaylo Dorozhovets, Politechnika Rzeszowska, Rzeszów, al. Powstańców Warszawy 12, 35-959, tel. +48178651575, e-mail: michdor@prz.edu.pl

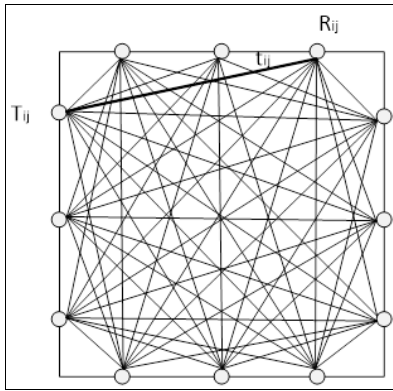
² Olha Zahurska, Narodowy Uniwersytet „Politechnika Lwowska”, ul. S. Bandery 12, Lviv, Ukraina, +380932293243, zahurska.olha.m@gmail.com

$$v = \sqrt{\frac{\gamma RT}{M}} \quad (1)$$

gdzie: γ – pojemność cieplna przy stałym ciśnieniu i stałej objętości,
 R – stała gazowa,
 T – temperatura bezwzględna,
 M – masa molowa gazu.

W mieszkankach gazowych prędkość propagacji dźwięku zależy też od stężenia składników gazu.

W celu wyznaczenia przestrzennego rozkładu temperatury (lub pola temperaturowego) wewnątrz badanego obiektu mierzone są interwały czasu $t_{m,i,j}$ pomiędzy wszystkimi nadajnikami (T_{ij}) oraz odbiornikami (R_{ij}) sygnałów akustycznych (rys. 1), umieszczonych na obrzeżu badanego obiektu [1-7].



Rys. 1. Ogólny schemat kierunków pomiarów interwałów czasu w tomografii akustycznej w celu określenia rozkładu temperatury w obiekcie o prostokątnym kształcie.

Fig. 1. Generalized diagram of the directions of measurement time intervals in the acoustic tomography used for the estimate a temperature distribution inside of a rectangular object.

Interwał czasu przelotu impulsów akustycznych $t_{m,i,j}$ (rys. 1) może być wyznaczony z wystarczającą dla celów praktycznych dokładnością przez całkę wzdłuż linii l_{ij} pomiędzy odpowiednim nadajnikiem i odbiornikiem:

$$t_{m,i,j} = \int_{l_{ij}} \frac{dl(x,y)}{v(x,y)} = \int_{l_{ij}} w(x,y) dl(x,y) \quad (2)$$

gdzie $v(x,y)$ jest przestrzennym rozkładem prędkości propagacji sygnału akustycznego we współrzędnych (x,y) ; $w(x,y) = 1/v(x,y)$ jest odwrotnością prędkości.

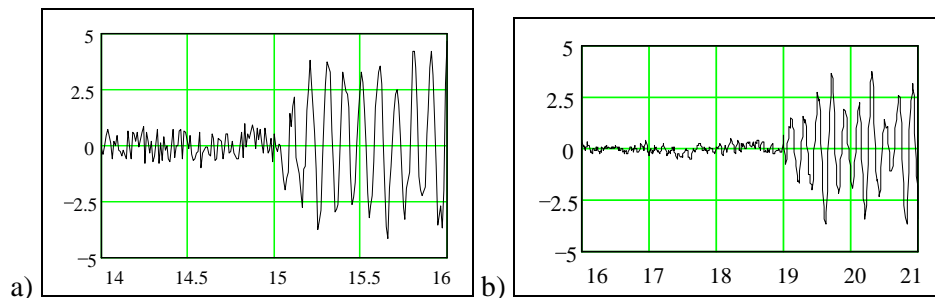
Liczba wyników pomiarów interwałów czasu określanych wg wzoru (2) wynosi $M = 6 \cdot n^2$, gdzie n jest liczbą przetworników akustycznych na jednej stronie obiektu.

Wyniki te są wykorzystywane jako dane wejściowe w algorytmie rekonstrukcji, na wyjściu którego bezpośrednio otrzymuje się przestrzenny rozkład odwrotności prędkości $w(x,y)$ [1-8]. Następnie w wyniku prostych przekształceń funkcjonalnych wyznaczany jest rozkład prędkości $v(x,y)$, a następnie na podstawie zależności (1) można obliczyć rozkład temperatury $T(x,y)$ wewnątrz badanego obiektu.

Dokładność zrekonstruowanego rozkładu temperatury zależy od rodzaju i dokładności aproksymacji przestrzennego rozkładu odwrotności prędkości, metody rekonstrukcji, liczby zmierzonych interwałów, jednak w największym stopniu zależy od dokładności pomiaru interwałów czasu przelotu impulsów akustycznych.

2. Problemy dokładnego pomiaru interwałów czasu przelotu impulsów akustycznych

Podczas przelotu przez badane medium sygnał akustyczny jest częściowo rozpraszany, odbija się od różnego rodzaju przeszkód, a także zniekształca się pod wpływem szumu. Oprócz tego obwiednia odbieranego impulsu w jego początkowej fazie narasta z ograniczoną szybkością [8,10-13]. Typowy kształt początkowej części impulsu akustycznego o częstotliwości 10 kHz, odebranego z środowiska gazowego w oknie czasowym od 14 ms do 16 ms, przedstawiono na rysunku 2a [12]. Podobny kształt mają impulsy ultradźwiękowe (częstotliwość przetwornika piezoelektrycznego wynosi ok. 5 MHz) odebrane z obiektu z wodą (interwał informacyjny około 19 μ s) pokazane na rysunku 2b [8]. Utrudnia to prawidłową detekcję odbieranych impulsów i zmniejsza dokładność pomiaru interwałów czasowych.



Rys. 2. Typowy kształt impulsów odebranych ze środowiska gazowego (czas w ms) (a) oraz z wody (czas w μ s) (b).

Fig. 2. The typical shape of the received acoustic pulses: in gas (time in ms) (a) and in water (time in μ s) (b).

Moment wykrycia sygnału wejściowego zależy od poziomu szumu oraz szybkości narastania obwiedni sygnału i może być opóźniony o pół okresu a nawet do kilku półokresów od momentu rzeczywistego [8]. Na przykład przy częstotliwości sygnału akustycznego 10 kHz (okres 0,1 ms) i czasie przelotu impulsu około 15 ms (jak na rys. 2a) opóźnienie wykrycia impulsu o 3 półokresy (tj. 0,15 ms) może powodować błąd pomiaru interwału czasu około 1 %. W celu rekonstrukcji średniej temperatury w badanej przestrzeni z dokładnością na poziomie 1 % wymagana jest dokładność pomiaru interwałów czasu impulsów akustycznych na poziomie około 0,1 % do 0,2 %. Jednak do rekonstrukcji lokalnych temperatur dokładność pomiaru tych interwałów powinna być znacznie wyższa, tj. ponad 10 razy w stosunku do wymaganej dokładności przy rekonstrukcji średniej temperatury. Stawia to bardzo rygorystyczne wymagania odnośnie dokładności metody i sposobu pomiaru interwałów czasu w tomografii akustycznej.

3. Metoda poprawy dokładności pomiaru interwałów czasu przelotu impulsów akustycznych

Aby zapewnić potrzebną dokładność pomiaru interwałów czasu przelotu impulsów akustycznych należy rozwiązać problem poprawnej detekcji impulsów akustycznych.

W celu zwiększenia dokładności pomiaru odbieranych impulsów akustycznych wykorzystywane są różne metody, np. metoda bazująca na liniowej [13] lub na hiperbolicznej [12] modulacji częstotliwości, metoda korelacyjna i inne. Przy modulacji częstotliwości sąsiednie okresy modulowanego sygnału mają różny czas trwania. Daje to możliwość dokładnego określenia czasu przybycia impulsu na podstawie wyznaczania czasu zadanej liczby okresów odebranego sygnału w najmniej zniekształconej części [12].

W metodzie opisanej w pracy [12] sygnał z odbiornika jest porównywany z progami detekcji o jednej polaryzacji i dlatego dodatkowo można mierzyć tylko liczbę pełnych okresów sygnału. W związku z tym, czas dodatkowego pomiaru może przekroczyć trwałość odebranego impulsu w jego części regularnej (bez składowych odbitych).

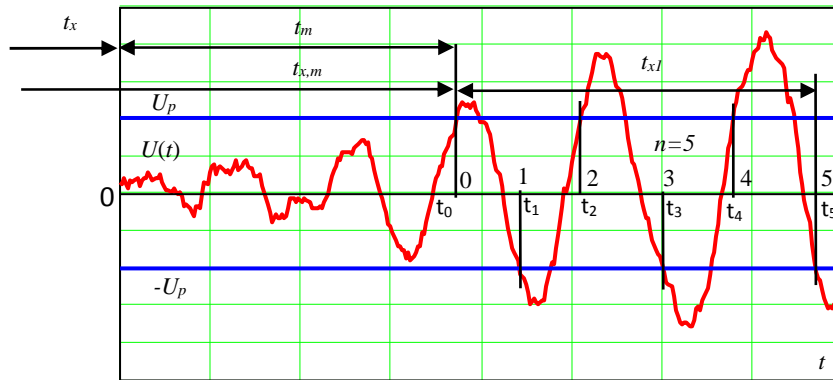
Poprawa tej metody dotyczy porównania odebranego sygnału z progami obydwu polaryzacji $\pm U_p$ oraz dodatkowego pomiaru czasu zadanej liczby półokresów sygnału. Wymaga to modyfikacji algorytmu wyznaczania poprawki korygującej, która zostanie dodana do zmierzonego bezpośrednio interwału czasowego po wykryciu odebranego impulsu. Główną ideę metody proponowanego pomiaru pokazano na rysunku 3. Zastosowano tam następujące oznaczenia:

$t_0, t_1, t_2, t_3, \dots$ są kolejnymi momentami czasu przekroczenia przez odebrany sygnał progów $\pm U_p$;

$t_{x,m}$ jest bezpośrednio zmierzonym interwałem czasu do pierwszego przekroczenia (w momencie czasowym t_0) przez sygnał poziomu progowego;

t_{x1} jest dodatkowo zmierzonym interwałem czasu n półokresów (na rys. 3 $n = 5$) po pierwszym przekroczeniu przez sygnał poziomu progowego;

t_m jest interwałem czasu od momentu rzeczywistego przybycia sygnału do momentu pierwszego przekroczenia przez sygnał poziomu progowego (opóźnienie wykrycia sygnału).



Rys. 3. Początkowy fragment odebranego sygnału wraz z momentami czasowymi przekroczenia progów $\pm U_p$.

Fig. 3. The initial part of the received signal with the time moments of crossing of thresholds $\pm U_p$.

Na podstawie dodatkowo zmierzonego interwału czasu t_{x1} n półokresów (na rys. 3 $n = 5$) po pierwszym przekroczeniu przez sygnał poziomu progowego można określić opóźnienie czasowe t_m wykrycia sygnału. Obliczone opóźnienie jako poprawkę można wykorzystać do korekcji wartości zmierzonego interwału czasu $t_{x,m}$, czyli do oszacowania rzeczywistej wartości interwału czasu przelotu impulsu:

$$t_{x,kor} = t_{x,m} - t_m \quad (3)$$

Zależność pomiędzy dodatkowo zmierzonym interwałem t_{x1} , liczbą n półokresów, parametrem modulacji częstotliwości ε a opóźnieniem t_m można ustalić w niżej podany sposób.

Okres liniowo modulowanego sygnału przy początkowej wartości T_0 dla parametru modulacji ε zmienia się w czasie wg zależności:

$$T(t) = T_0 \cdot \left(1 + \varepsilon \frac{t}{T_0} \right) \quad (4)$$

A zatem częstotliwość takiego sygnału zmienia się w czasie jako:

$$f(t) = \frac{1}{T(t)} = \frac{f_0}{1 + \varepsilon \cdot f_0 t} \quad (5)$$

W pierwszym przybliżeniu modulowany sygnał wejściowy z obwiednią $U_m(t)$ (dla zerowej fazy początkowej) można opisać za pomocą wzoru:

$$U_{in}(t) = U_m(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi f_0 \cdot t}{1 + \varepsilon \cdot f_0 \cdot t}\right) + u_n(t) \quad (6)$$

gdzie $u_n(t)$ jest addytywnym szumem.

Kolejne momenty czasowe t_k ($t_0, t_1, t_2, t_3, \dots$) przekroczenia przez odebrany sygnał progów $\pm U_p$ (rys. 3) można wyznaczyć rozwiązując nieliniowe równanie:

$$U_m(t) \cdot \sin(\omega_0 t_k / (1 + \varepsilon t_k / T_0)) + u_n(t) = \pm U_p, \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (7)$$

Jeśli wartość stosunku sygnał-szum $SNR = U_m / \sqrt{2} \sigma_n$ (gdzie U_m jest amplitudą sygnału w części ustalonej, σ_n jest odchyleniem standardowym szumu) jest większa niż $20 \div 30$ ($\approx 26 \div 30$ dB), wtedy wartości progów można ustawić na poziomie mniejszym niż $U_p < (0,2 - 0,5) \cdot U_m$, i w pierwszym przybliżeniu momenty czasowe t_k można obliczyć z uproszczonego równania:

$$\sin(2\pi f_0 t_k / (1 + \varepsilon t_k / T_0)) \approx 0, \quad 2\pi f_0 t_k / (1 + \varepsilon t_k / T_0) \approx \pi k \quad (8)$$

Ze wzoru (8) wynika, że przybliżone wartości momentów czasowych t_k są równe:

$$t_k \approx T_0 k / (2 - k \cdot \varepsilon) \quad (9)$$

Na podstawie zależności (9) możliwe jest obliczanie momentu t_m (gdzie m jest liczbą półokresów opóźnionego wykrycia sygnału) oraz momentu t_{m+n} - końca interwału t_{x1} dodatkowo zmierzonych n półokresów sygnału (rys. 3). Dla $k = m$ ze wzoru (9) mamy:

$$t_m = T_0 m / (2 - m \cdot \varepsilon) \quad (10)$$

a dla $k = m + n$:

$$t_{m+n} = t_m + t_{x1} = T_0 (m+n) / (2 - (m+n) \cdot \varepsilon). \quad (11)$$

Z zależności (10) i (11) można obliczyć wartość dodatkowo zmierzonego

interwału t_{x1} :

$$t_{x1} = t_{m+n} - t_m = 2T_0 n / (2 - \varepsilon \cdot (m+n))(2 - \varepsilon \cdot m). \quad (12)$$

Ponieważ początkowy okres T_0 , parametr modulacji ε i liczba n dodatkowo zmierzonych półokresów są znane, więc z równania (12) można określić liczbę m półokresów opóźnionego wykrycia sygnału:

$$m = \text{round} \left[\frac{2}{\varepsilon} - \frac{n}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{8T_0}{t_{x1} \varepsilon^2 n}} \right] \right]. \quad (13)$$

Po podstawieniu m do wzoru (10) możemy oszacować czas t_m i następnie wykorzystać tę wartość w (3) jako poprawkę do oszacowania skorygowanej wartości interwału przybycia impulsu $t_{x,kor}$:

$$t_{x,kor} = t_{x,m} - t_m = t_{x,m} - T_0 m / (2 - m \cdot \varepsilon). \quad (14)$$

4. Analiza dokładności i badania symulacyjne metody

Wpływ szumu $u_n(t)$ może zmienić w zależności (13) wartość liczby wyznaczonych półokresów opóźnienia m . Niech spowodowana przez szum standardowa niepewność zmierzonego dodatkowego interwału czasowego t_{x1} jest $u(t_{x1})$. Na podstawie (13) współczynnik wpływu zmiany interwału t_{x1} na wartość m jest równy:

$$S_t = \frac{\partial m}{\partial t_{x1}} = \frac{2T_0}{\varepsilon \cdot t_{x1} \sqrt{(\varepsilon \cdot t_{x1})^2 + \frac{8t_{x1}T_0}{n}}} \approx \frac{1}{\varepsilon \cdot t_{x1}} \sqrt{\frac{nT_0}{2t_{x1}}} \quad (15)$$

Ponieważ w przybliżeniu $t_{x1} \approx n \cdot T_0 / 2$, więc standardowa niepewność wartości m obliczonej ze wzoru (13) w przybliżeniu jest równa:

$$u(m) = |S_t| \cdot u(t_{x1}) \approx \frac{u_{rel}(t_{x1})}{\varepsilon} \quad (16)$$

Gdzie $u_{rel}(t_{x1}) = u(t_{x1}) / t_{x1}$ jest względną standardową niepewnością wyniku pomiaru dodatkowego interwału t_{x1} .

Ze względu na zaokrąglenie w (13) błąd wyznaczania m nie wystąpi, jeśli spowodowana szumem zmiana wartości m jest mniejsza niż $\pm 0,5$. W związku z tym stabilna wartość m i następnie stabilna wartość poprawki (obliczonego

interwału t_m) może być uzyskana, jeśli rozszerzona niepewność $U(m) = k \cdot u(m) < 0,5$, gdzie k jest współczynnikiem rozszerzenia, zazwyczaj $k = 2 \div 3$. Z tego wynika, że w (16) wartość parametru modulacji powinna spełniać warunek:

$$\varepsilon \gg (4 \div 6) \cdot u_{rel}(t_{x1}). \quad (17)$$

Na przykład, jeśli względna standardowa niepewność wyniku pomiaru interwału czasowego t_{x1} jest około 0,5%, wtedy na podstawie (17) wartość parametru modulacji powinna być większa od około 0,02 ÷ 0,03.

Skuteczność proponowanej metody przeanalizowano symulacyjnie w programie Mathcad-11. Zadano następujące parametry sygnałów: początkowa (niemodulowana) częstotliwość $f_0 = 12,5$ kHz, początkowy okres $T_0 = 80$ μ s; amplituda sygnału $U_m = 1$ V, odchylenie standardowe Gaussowskiego szumu losowego $\sigma_n = 70$ mV, SNR = 20 dB; parametr modulacji $\varepsilon = 0,05$; progi bipolarne $\pm 0,5$ V.

Interwały czasu wyznaczano przy częstotliwości zegara $f_w = 0,5$ MHz (okres $T_w = 2$ μ s). W badaniach podczas pomiaru interwałów czasu zliczone zostały następujące liczby impulsów:

- podstawowego interwału czasu $t_{x,m}$: $Nt_{x,m} = 1426$;
- prawdziwej wartości interwału czasu przybycia impulsu $t_{x,true}$: $Nt_x = 1277$;
- dodatkowego interwału czasu t_{x1} : $Nt_{x1} = 122$;
- liczba zmierzonych półokresów w dodatkowym interwale czasu: $n = 4$;

Obliczenia:

1) wartość podstawowego interwału czasu:

$$t_{x,m} = Nt_{x,m} \cdot T_w = 1426 \cdot 2 \mu\text{s} = 2,852 \text{ ms};$$

2) wartość dodatkowego interwału czasu:

$$t_{x1} = Nt_{x1} \cdot T_w = 122 \cdot 2 \mu\text{s} = 0,244 \text{ ms};$$

3) liczba półokresów opróżnionego wykrycia sygnału (13):

$$m = \text{round} \left[\frac{2}{0,05} - \frac{4}{2} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{8 \cdot 0,080 \text{ ms}}{0,244 \text{ ms} \cdot 0,05^2 \cdot 4}} \right] \right] = \text{round}[5,547] = 6;$$

4) wartość poprawki korygującej (10):

$$t_m = 0,080 \text{ ms} \cdot 6 / (2 - 0,05 \cdot 6) = 0,282 \text{ ms};$$

5) skorygowana wartość interwału czasu (14):

$$t_{x,kor} = t_{x,m} - t_m = 2,852 \text{ ms} - 0,282 \text{ ms} \approx 2,570 \text{ ms};$$

6) prawdziwa wartość interwału przybycia impulsu:

$$t_{x,true} = 1277 \cdot 2 \mu\text{s} = 2,554 \text{ ms};$$

7) błąd po korekcji zmierzonego interwału czasu:

$$\Delta t_{x,kor} = t_{x,kor} - t_{x,true} = 2,570 \text{ ms} - 2,554 \text{ ms} = 0,016 \text{ ms};$$

8) względny błąd po korekcji zmierzonego interwału czasu:

$$\delta_{t,kor} = \frac{\Delta t_{x,kor}}{t_x} 100\% = \frac{0,016 \text{ ms}}{2,554 \text{ ms}} 100\% = 0,63 \%$$

9) błąd bez korekcji zmierzonego interwału czasu:

$$\Delta t_{x,meas} = t_{x,m} - t_{x,true} = 2,852 \text{ ms} - 2,554 \text{ ms} = 0,298 \text{ ms}$$

10) względny błąd bez korekcji zmierzonego interwału:

$$\delta_{t_x,meas} = \frac{\Delta t_{x,meas}}{t_x} 100\% = \frac{0,298 \text{ ms}}{2,554 \text{ ms}} 100\% \approx 11,7 \%$$

11) Skuteczność korekcji:

$$E_{kor} = \left| \frac{\Delta t_{x,meas}}{\Delta t_{x,kor}} \right| = \left| \frac{0,298 \text{ ms}}{0,016 \text{ ms}} \right| \approx 18,6 \text{ razy.}$$

5. Wnioski

W akustycznej tomografii przestrzennych rozkładów temperatury dokładność pomiaru interwałów czasu ma być kilkadziesiąt razy większa niż wymagana dokładność rekonstrukcji temperatury. Głównym problemem podczas pomiaru interwałów czasu przelotu impulsów akustycznych przez badane środowisko jest poprawne wykrywanie odbieranego sygnału. Błąd wykrycia impulsu może osiągać połowę okresu, a nawet kilka półokresów i jest zależny od poziomu szumu oraz szybkości narastania obwiedni odbieranego sygnału. Skuteczną metodą poprawy dokładności pomiaru interwałów czasu jest metoda oparta na liniowej modulacji okresu sygnału akustycznego. Wyznaczanie poprawki korygującej do wyniku bezpośrednio zmierzonego interwału czasu polega na pomiarze dodatkowego interwału kilku półokresów modulowanego sygnału w najmniej zniekształconej części otrzymanego sygnału. Wyniki badań teoretycznych i symulacyjnych potwierdziły skuteczność zaproponowanej metody. Dalsze badania, które zostaną przeprowadzone dla rzeczywistych eksperymentów, będą dotyczyły szczegółowej analizy skuteczności metody w zależności od poziomu szumu, czasu narastania obwiedni sygnału, parametru modulacji i liczby dodatkowo mierzonych półokresów.

Literatura

- [1] Green S.F, Woodham A.V.: Rapid Furnace Temperature Distribution Measurement by Sonic Pyrometer. Central Electricity Generation Board. Matchwood Engineering Laboratories. Matchwood, Southampton, England, 1983.
- [2] Dorozhovets M., Baran A, Kusij A., Stadnyk B.: Mathematical Aspects of Measurement of Temperature Fields in Gases and Flames. VDI/VDE-Gesellschaft

- Mess-und Automatisierungstechnik, "Temperatur '92", Dusseldorf, 1992, pp.249-252.
- [3] Doster M., Hentshel G.: Die akustische Gastemperaturmestechnik ein automatisches, beruhrungsloses Mesverfahren. VDI/VDE- Gessellschaft Mess-und Automatisierungstechnik, "Temperatur '92", Dusseldorf, 1992, pp.169-177.
- [4] Dorozhovets M., Kouzii A., Stadnyk B.: The Measurement of Temperature Field by Ultrasonic Computer Tomography Methods. IMEKO TC-4, International Symposium On Intelligent Instrumentation For Remote And On-Site Measurements, Brussels, 1993, pp 159-163.
- [5] Schwarz A.: Acoustic measurement of temperature and velocity fields in furnaces. Tomographic techniques. Proceeding ECAPT-92, Manchester, UK, 3/1992.
- [6] Prospekt firmy Codel Stack Emission Monitoring. The Total Concept. Combustion Development Ltd. Bakewell, Derbyshire, UK, 1994.
- [7] Dorozhovets M., Basarab Horwath I.: Measurement of the Temperature Distribution in Fluid Using Ultrasonic Tomography. Institute of Electrical and Electronic Engineers. IEEE Ultrasonic Symposium Proceedings, 1994Vol. 3, pp. 1891-1894.
- [8] Barth M.: Akustische Tomographie zur zeitgleichen Erfassung von Temperatur- und Strömungsfeldern, Leipzig, 2009.
- [9] Mayer A.V.: On Acoustic Pyrometer. Philosophical Magazine, 1873, 45, pp.18-22.
- [10] Honarvar F., Sheikhzadeh H., Moles M., Sinclair A. N.: Improving the time-resolution and signal-to-noise ratio of ultrasonic NDE signals," *Ultrasonics*, vol. 41, 2004, pp. 755-763.
- [11] Svilainis L., Dumbrava V., Chaziachmetovas A., Jurkstas P., Aleksandrovas A.: Technique for the Performance Evaluation of the Ultrasonic Preamplifier Input Protection Circuits. Proceedings of the 2015 IEEE 8th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS). Volume 1, 2015, pp. 102-107.
- [12] Dorozhovets M.: Application of hyperbolic-frequency modulated pulses to improve the accuracy of measurement of time-of-flight intervals in the acoustic tomography system, Automation, Measurement and Control, Lviv Polytechnic National University, N 356, 1998, p. 15 -21, Lviv, (in Ukraine).
- [13] Heyser R.C.: Acoustical Measurement by Time Delay Spectrometry. *J. Audio Eng. Soc.*, vol. 15, 1967, October, p. 370.

IMPROVING ACCURACY OF ACOUSTIC SIGNAL TIME-OF-FLIGHT MEASUREMENT

Summary

This paper describes the main problems that appear during the measurement of time-of-flight intervals in acoustic tomography, which are related to the influence of noise and with a limited slew rate of the signal amplitude envelope. Analysis of possibilities of using linear modulation of period of the acoustic pulses with the aim of improving the accuracy of the time-of-flight measurement in noise conditions and influence of limited slew rate envelope is presented in this

paper. The proposed method of correction of directly measured time interval is based on the additional measurement of duration the given number of half periods of received signal when the signal envelope stabilizes at a sufficient level. Efficiency of was studied by simulation method.

Keywords: acoustic signal, time-of-flight interval, modulation, correction

DOI: 10.7862/re.2015.38

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Anna KHOMA¹
Eberhard MANSKE²

METODY REKONSTRUKCJI POWIERZCHNI Z INTERFEROGRAMU ŚWIATŁA BIAŁEGO BAZUJĄCE NA TRANSFORMACIE HILBERTA

W pracy zaprezentowano oparte na transformacie Hilberta metody rekonstrukcji profilu powierzchni nieliniowej na podstawie interferogramu światła białego. Zbadano dokładność tych metod na przykładzie rekonstrukcji powierzchni kulistej. Badania obejmowały rekonstrukcję powierzchni na podstawie modelu matematycznego interferogramu oraz oszacowanie błędu rekonstrukcji profilu. Największą dokładność uzyskano dla metody estymacji chwilowej fazy interferogramu.

Słowa kluczowe: interferogram światła białego, profil powierzchni nieliniowych, transformata Hilberta, błąd rekonstrukcji profilu

1. Wprowadzenie

Interferometria światła białego (Wight Light Interferometry - WLI) jest wykorzystywana w nauce i technice w wielu zagadnieniach, między innymi do rekonstrukcji topologii lub profilu powierzchni. Do zalet tej technologii należą: brak kontaktu z badanym obiektem, wysoka rozdzielczość, możliwość kontroli powierzchni o charakterze schodkowym [1, 2].

W porównaniu z konwencjonalną interferometrią monochromatyczną obróbka interferogramu światła białego w celu rekonstrukcji topologii powierzchni jest bardziej skomplikowana. Wynika to z wpływu obwiedni na sygnał natężenia światła. Obecnie opracowano szereg metod rekonstrukcji, jednak metody te nie są skuteczne na przykład przy nieliniowym kształcie powierzchni.

W niniejszej pracy zaprezentowano metody rekonstrukcji bazujące na transformacie Hilberta oraz zbadano dokładność rekonstrukcji profilu powierzchni nieliniowych tymi metodami.

¹ Autor do korespondencji: Anna Khoma, Uniwersytet Narodowy „Politechnika Lwowska”, Ukraina, e-mail: avkhoma@gmail.com

² Eberhard Manske, Ilmenau University of Technology, Germany, e-mail: eberhard.manske@tu-ilmenau.de

2. Model matematyczny interferogramu światła białego i zagadnienie rekonstrukcji profilu powierzchni

Interferometry są optycznymi przyrządami wykorzystującymi interferencję do pomiaru wielkości geometrycznych różnych obiektów. Nowoczesne interferometry światła białego, na przykład Talysurf CCI 6000, zapewniają pomiary w osi pionowej z rozdzielczością poniżej 1 Å [2].

Niski poziom korelacji fal światła białego powoduje zanik intensywności prążków na krawędziach obrazu. Taka osobliwość interferogramu WLI z jednej strony jest jego zaletą, pozwalającą na jednoznaczną rekonstrukcję złożonych powierzchni o charakterze schodkowym (w odróżnieniu od monochromatycznej koherentnej interferometrii), z drugiej strony zanik intensywności prążków utrudnia analizę interferogramu [1].

Model matematyczny interferogramu światła białego z wyeliminowaną składową stałą można podać w postaci wyrażenia [1]:

$$I = E(T) \times C(T) = I_M \left[\exp\left(-\frac{4 \cdot \Delta\lambda^2 \cdot T^2}{\lambda_0^4}\right) \right] \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{\lambda_0} T\right), \quad (1)$$

gdzie: λ_0 i $\Delta\lambda$ – środkowa długość fali i zakres długości fal dla źródła światła białego;

I_M – amplituda natężenia światła; T – optyczna różnica drogi.

Model interferogramu łączy optyczną różnicę drogi T promieni odbitych od badanej i referencyjnej powierzchni z natężeniem pikseli I w każdym punkcie (x, y) interferogramu. Zagadnienie rekonstrukcji polega na wyznaczeniu z równania nieliniowego (1) parametru T , występującego jako argument jednocześnie w funkcjach: obwiedni $E(T)$ o kształcie funkcji Gaussa oraz fali nośnej $C(T)$ w postaci funkcji cosinus.

3. Sygnał analityczny oraz transformata Hilberta

Z punktu widzenia teorii sygnałów interferogram światła białego jest sygnałem wąskopasmowym, skupionym wokół częstotliwości określonej środkową długością fali źródła światła $\omega_0 = 4\pi / \lambda_0$.

Do analizy takich sygnałów można wykorzystać reprezentację w postaci [3]:

$$S_A(n) = A(n) \cdot \exp[j \cdot \Phi(n)], \quad (2)$$

która pozwala na rozszerzenie pojęć amplitudy $A(n)$ i fazy $\Phi(n)$ na sygnały nieharmoniczne.

Kluczem do syntezy sygnału analitycznego jest transformata Hilberta, która dla dowolnego sygnału rzeczywistego $s(n)$ umożliwia utworzenie części urojonej $s_Q(n)$:

$$S_A(n) = s(n) + j \cdot s_Q(n). \quad (3)$$

W praktyce wykonać transformatę Hilberta można tylko w przybliżeniu [3]. Na przykład w pakiecie MATLAB do utworzenia sygnału analitycznego służy funkcja *'hilbert'*, która realizuje następujące operacje: wyznaczenie FFT dla badanego sygnału, wyzerowanie widma w zakresie ujemnych częstotliwości i wykonanie odwrotnej FFT.

W niniejszym artykule zaprezentowano metody rekonstrukcji profilu powierzchni z interferogramu światła białego, bazujące na transformacie Hilberta.

4. Opis stosowanych metod rekonstrukcji profilu

Bazując na transformacie Hilberta można wyznaczyć część urojoną sygnału intensywności dla każdej jego n -tej próbki:

$$I_Q(n) = \mathbf{H}\{ I(n) \}, \quad (4)$$

a zatem wyliczyć obwiednię interferogramu. W praktyce część urojoną sygnału analitycznego określa się z ograniczoną dokładnością, co wpływa na dokładność wyznaczania obwiedni amplitudowej. Estymator obwiedni amplitudowej sygnału wyznacza się wg wzoru:

$$\tilde{E}(n) = \left[I^2(n) + I_Q^2(n) \right]^{1/2}. \quad (5)$$

Dysponując estymatorem obwiedni można wyznaczyć profil powierzchni:

$$T_{rec}(n) = \frac{\lambda_0^2}{2 \cdot \Delta \lambda} \left\{ -\ln \left[\frac{\tilde{E}(n)}{I_M} \right] \right\}^{1/2}. \quad (6)$$

Kolejna metoda rekonstrukcji sprowadza się do wyeliminowania wpływu obwiedni w modelu (1) drogą normalizacji interferogramu

$$I_{Norm}(n) = \frac{I(n)}{\tilde{E}(n)} \approx \cos \left[\frac{4 \cdot \pi}{\lambda_0} T(n) \right], \quad (7)$$

co umożliwia wyznaczenie wartości wielkości T z argumentu funkcji cosinus:

$$T_{rec}(n) = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \pi} \arccos[I_{Norm}(n)]. \quad (8)$$

Stosując transformatę Hilberta można również wyznaczyć estymator fazy:

$$\tilde{\Phi}(n) = \arctg \left[\frac{I_Q(n)}{I(n)} \right], \quad (9)$$

i obliczyć parametr

$$T_{rec}(n) = \frac{\lambda_0}{4 \cdot \pi} \cdot [\tilde{\Phi}(n)]. \quad (10)$$

5. Badanie dokładności metod rekonstrukcji profilu

Badania dokładności rekonstrukcji zostały przeprowadzone dla powierzchni kulistej, która stanowi model membrany czujnika w pomiarach ciśnienia. Najpierw na podstawie modelu (1) syntezyzowano interferogram, a później stosowano opisaną metodę do rekonstrukcji profilu. Źródłem błędów oprócz niedokładności transformaty Hilberta jest niestabilność częstotliwości nośnej interferogramu dla powierzchni nieliniowych.

Dokładność rekonstrukcji była oszacowana błędem średniokwadratowym:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N [T_{rec}(n) - T(n)]^2}}{N \cdot \{\max [T(n)] - \min [T(n)]\}} \cdot 100\% , \quad (11)$$

gdzie $T_{rec}(n)$ i $T(n)$ – wysokość profilu rekonstruowanej i symulowanej powierzchni w n -tym punkcie; N – liczba próbek interferogramu w jednej linii.

W tabeli 1 podano maksymalne wartości błędu rekonstrukcji centralnej linii interferogramu powierzchni kulistej różnymi metodami.

Tabela 1. Błędy rekonstrukcji profilu powierzchni kulistej

Table 1. Reconstruction errors of spherical surface profile

Błąd rekonstrukcji profilu	Metoda rekonstrukcji powierzchni		
	Estymacja obwiedni	Normalizacja obwiedni	Estymacja fazy
σ , %	8,5	0,24	0,11

6. Wnioski

W pracy przedstawiono metody rekonstrukcji profilu powierzchni z interferogramu światła białego, bazujące na transformacie Hilberta. Błąd estymacji obwiedni interferogramu jest duży i bezpośrednio przekłada się na dokładność rekonstrukcji powierzchni metodą estymacji obwiedni. Większą dokładność zapewnia metoda normalizacji, która też wykorzystuje estymator obwiedni, ale jedynie w celu eliminacji wpływu obwiedni amplitudowej na wyznaczanie wartości wielkości T . Dodatkową poprawę dokładności zapewnia metoda estymacji fazy interferogramu. Jednak pozorna łatwość tej metody w praktyce stwarza pewne trudności obliczeniowe, spowodowane niejednoznacznością funkcji arcus tangens w parzystych i nieparzystych ćwiartkach oraz jej okresowością.

Literatura

- [1] Seiffert T.: Schnelle Signalvorverarbeitung in der Weißlichtinterferometrie durch nichtlineare Signalaufnahme, in *DGaO-Proceedings*, 2004.
- [2] Cincio, R., Kacalak, W., Łukianowicz, C.: System Talysurf CCI 6000 – methodic of analysis surface feature with using TalyMap Platinum. *PAK*, 2008, Nr 4, 187-191.
- [3] Smith S.W.: Digital signal processing. A practical guide for engineers and scientists, Esilver Science, (2003).

METHODS OF SURFACE RECONSTRUCTION FROM THE WHITE LIGHT INTERFEROGRAM BASED ON HILBERT TRANSFORM

Summary

The paper presents methods for nonlinear surface profile reconstruction from the white light interferogram based on Hilbert transform. The accuracy of these methods was analyzed on the example of a spherical surface reconstruction. The method investigation included surface and interferogram synthesis based on the mathematical model and estimation the profile reconstruction error. The method of estimating the instantaneous phase of the interferogram showed the greatest accuracy.

Keywords: white light interferogram, nonlinear surface profile, Hilbert transform, reconstruction error

DOI: 10.7862/re.2015.39

Tekst złożono w redakcji: październik 2015

Przyjęto do druku: grudzień 2015

Elektrotechnika, RUTJEE

Recenzenci współpracujący – 2015

Roman BARLIK
Jacek BARTMAN
Jan CEBULA
Sławomir CIEŚLIK
Jan CISEK
Tadeusz CITKO
Piotr CZARNYWOJTEK
Dariusz CZYŻEWSKI
Jarosław DOMIN
Tomasz DRABEK
Andrzej DZIEDZIC
Jakub FURGAŁ
Leszek GAJECKI
Mariusz GAMRACKI
Lesław GOŁĘBIEWSKI
Marek GOTFRYD
Michał GWÓZDŹ
Robert HANUS
Małgorzata JAKUBOWSKA
Anna KOZIOROWSKA
Kazimierz KURYŁO
Tadeusz KWATER
Bogdan KWIATKOWSKI
Ludwik LATOCHA
Tomasz LEWANDOWSKI
Wiesław LUDWIN
Renata MARKOWSKA

Yaroslav MARUSCHAK
Waldemar MIKLUSZKA
Ewa OLEJARZ-MIESZANIEC
Piotr PAPLICKI
Łukasz PIĄTEK
Zbigniew PILCH
Jerzy POTENCKI
Piotr PRACKI
Krzysztof PRZEDNOWEK
Olga SIEDLECKA-LAMCH
Tomasz SIOSTRZONEK
Konrad SOBOLEWSKI
Marcin SZCZYGIEL
Mariusz TROJNAR
Bogusław TWARÓG
Piotr WAIS
Łukasz WIĘCKOWSKI
Barbara WILK
Romuald WŁODEK
Stanisław WOJTAS
Hubert WOJTOWICZ
Jakub WOJTURSKI
Waldemar WÓJCIK
Zofia WRÓBEL
Krzysztof WRÓBEL
Andrzej ZAWADZKI
Rober ZIEMBA

Afiliacja recenzentów: Polska

Lista recenzentów została opublikowana w czasopiśmie
Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 292, *Elektrotechnika* z. 34(4/2015)
i zamieszczona na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
w pliku „pełna wersja”

Informacje dodatkowe

1. Lista recenzentów współpracujących jest opublikowana w numerze 292 Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, *Elektrotechnika* z. 34 (4/2015) oraz zamieszczona na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
2. Zasady recenzowania są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/zasady-recenzowania/>
3. Informacje dla autorów artykułów są udostępnione na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/informacje-dla-autorow/>
4. Formularz recenzji jest udostępniony na stronie internetowej:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
5. Instrukcja dla autorów omawiająca szczegółowo strukturę artykułu, jego układ, sposób przygotowywania materiału ilustracyjnego i piśmiennictwa jest zamieszczona na stronach internetowych:
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/instrukcja-dla-autorow/>
oraz
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>
w zakładce „Instrukcja dla autorów”.
6. Dane kontaktowe do redakcji czasopisma, adresy pocztowe i e-mail do przesłania artykułów oraz dane kontaktowe do wydawcy są podane na stronie internetowej (Komitet Redakcyjny):
<http://oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>

Zasady recenzowania, informacje dla autorów, formularz recenzji, instrukcja dla autorów i dane kontaktowe do redakcji czasopisma i wydawcy są również opublikowane w czwartym numerze *Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika*, z. 34 (4/2015).

Zasady recenzowania artykułów naukowych w Zeszytach Naukowych Politechniki Rzeszowskiej

Procedura recenzowania artykułów naukowych w Zeszytach Naukowych Politechniki Rzeszowskiej jest zgodna z zaleceniami MNiSzW opracowanymi w formie broszury „Dobre praktyki w procedurach recenzyjnych w nauce”, Warszawa 2011 r.

1. Do oceny każdego artykułu redaktorzy tematyczni (naukowi) powołują dwóch niezależnych recenzentów spoza jednostki naukowej afiliowanej przez autora artykułu.
2. W przypadku artykułów napisanych w językach obcych, co najmniej jeden z recenzentów jest afiliowany w instytucji zagranicznej innej niż narodowość autora artykułu.
3. Redaktorzy tematyczni (naukowi) dobierają recenzentów najbardziej kompetentnych w danej dziedzinie.
4. Między recenzentami i autorami artykułów nie występuje konflikt interesów; w razie potrzeby recenzent podpisuje deklarację o niewystępowaniu konfliktu interesów.
5. Procedura recenzowania przebiega z zachowaniem zasad poufności – recenzenci i autorzy nie znają swoich tożsamości (double-blind review process).
6. Każda recenzja ma formę pisemną i kończy się wnioskiem o dopuszczenie lub odrzucenie artykułu do publikacji.
7. Nie są przyjmowane recenzje niespełniające merytorycznych i formalnych wymagań.
8. Wstępnie zakwalifikowany przez redaktora naczelnego do wydania artykuł zostaje wysłany do recenzentów, którzy wypowiadają się na temat jego przyjęcia lub odrzucenia. Recenzenci mają prawo do powtórnej weryfikacji poprawionego tekstu.
9. W przypadkach spornych powoływani są dodatkowi recenzenci.
10. Uwagi recenzentów są przekazywane autorowi, który ma obowiązek poprawienia tekstu.
11. Ostateczną decyzję o zakwalifikowaniu lub odrzuceniu artykułu podejmuje redaktor naczelny czasopisma, zasięgając opinii członków Komitetu Redakcyjnego.
12. Kryteria kwalifikowania lub odrzucenia artykułu są zawarte w formularzu recenzji.
13. Formularz recenzji znajduje się na stronie internetowej Zeszytów Naukowych.
14. Nazwiska recenzentów współpracujących będą podawane raz w roku – w ostatnim numerze czasopisma, a także opublikowane na stronie internetowej czasopisma (nazwiska recenzentów poszczególnych publikacji lub numerów wydań czasopisma nie są ujawnione).
15. Szczegółowe informacje nt. recenzowania artykułów oraz przebiegu prac w redakcji czasopisma i Oficynie Wydawniczej są opisane w wytycznych dla autorów artykułów naukowych.

**Informacje dla autorów artykułów naukowych publikowanych
w Zeszytach Naukowych Politechniki Rzeszowskiej
zjawiska *ghostwriting* i *guest authorship***

Aby przeciwdziałać nierzetelności w nauce (*ghostwriting*, *guest authorship*), redakcje Zeszytów Naukowych Politechniki Rzeszowskiej prowadzą odpowiednie procedury charakterystyczne dla reprezentowanych dziedzin nauki i na bieżąco wdrażają podane rozwiązania:

1. Redakcja wymaga podania wkładu poszczególnych autorów w powstanie artykułu (z podaniem ich afiliacji i informacji, kto jest autorem koncepcji, założeń, badań itd.); główną odpowiedzialność ponosi autor zgłaszający artykuł.
2. Redakcja wyjaśnia autorom pojęcia *ghostwriting* i *guest authorship*, które są przejawem nierzetelności naukowej, a wszelkie wykryte przypadki tego typu działań ze strony autorów będą demaskowane, włącznie z powiadomieniem odpowiednich podmiotów (instytucje zatrudniające autorów, towarzystwa naukowe itp.).
3. Redakcja uzyskuje informacje o źródłach finansowania publikacji, wkładzie instytucji naukowo-badawczych i innych podmiotów (*financial disclosure*).
4. Redakcja będzie dokumentować wszelkie przejawy nierzetelności naukowej, zwłaszcza łamanie zasad etyki obowiązujących w nauce.

Z *ghostwriting* mamy do czynienia wówczas, gdy ktoś wniósł istotny wkład w powstanie artykułu, lecz ani jego udział jako jednego z autorów nie został ujawniony, ani nie wymieniono go w podziękowaniach zamieszczonych w publikacji.

Z *guest authorship* mamy do czynienia wówczas, gdy udział autora jest znikomy lub w ogóle nie miał miejsca, a jego nazwisko jest podane jako autora lub współautora.

Review Sheet / Blankiet recenzji

Scientific Papers of RUT /Zeszyty Naukowe PRz

Title / Tytuł:

A Please respond to the following questions

Prosimy o odpowiedzi na następujące pytania

	Yes Tak	No Nie	See comments Zobacz uwagi	
1. Is this a new and original contribution to the literature in this field? Czy jest to oryginalne opracowanie wśród publikacji z tego zakresu?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
2. Is the organization of the paper satisfactory? Czy układ opracowania jest zadowalający?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
3. Is the length of the paper appropriate to the content? Czy objętość opracowania jest adekwatna do jego treści?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
4. Is the language and presentation clear to readers familiar with the field? Czy język oraz sposób przedstawienia wyników jest jasny dla czytelnika?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
5. Do the notation and nomenclature used meet the standards determined in the area which the paper deals with? Czy oznaczenia oraz terminologia odpowiadają standardom z określonej dyscypliny nauki?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
6. Do the interpretation of the results and conclusions sound logical and justifiable in your opinion? Czy według Pani(a) opinii interpretacja wyników oraz wnioski są logiczne i uzasadnione?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
7. Does the abstract contain sufficient and useful information? Czy streszczenie zawiera wystarczające oraz użyteczne informacje?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
8. Does the title of the paper reflect sufficiently and clearly the content? Czy tytuł artykułu jest jasny odpowiada jego treści?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
9. Are the illustrations and tables all necessary and acceptable? Czy rysunki i tabele są potrzebne oraz odpowiednie?	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	
10. Final recommendation (to publishing purpose): paper Wniosek końcowy (rekomendacja do celów wydawniczych): praca	accepted przyjęta <input type="checkbox"/>	accepted with minor changes przyjęta z małymi zmianami <input type="checkbox"/>	accepted with major changes ¹ przyjęta z dużymi zmianami ¹ <input type="checkbox"/>	rejected ² odrzucona ² <input type="checkbox"/>

verte

B Confidential/Poufne

Name and Surname/Imię i Nazwisko:

Address/Adres

.....
podpis / signature

¹ repeated review required / wymaga ponownej opinii Recenzenta

² write justification please / proszę uzasadnić

C List here your detailed comments to support the responses you gave above.
Szczegółowy komentarz do udzielonych powyżej odpowiedzi.

Instrukcja dla autorów artykułów naukowych publikowanych w Oficynie Wydawniczej Politechniki Rzeszowskiej

Dane podstawowe

1. Pole zadruku: 12,5 x 19 cm + 1 cm na numery stron
2. Marginesy: górny – 5,20 cm, dolny – 5,20 cm, lewy – 4,25 cm, prawy – 4,25 cm
3. Czcionka: Times New Roman 11 pkt
4. Edytor: Microsoft Word
5. Zapis tekstu: obustronnie wyjustowany, interlinia pojedyncza, wcięcie pierwszego wiersza 0,75 cm, nie należy zostawiać pustych wierszy między akapitami
6. Wszystkie kolumny artykułu powinny być w całości wypełnione; pierwsza strona nietypowa – zawiera nagłówek, nazwisko Autora (Autorów), tytuł artykułu, streszczenie i początek artykułu, kolejne strony zawierają dalszą część artykułu, w tym tabele (tablice), rysunki (ilustracje, fotografie, wykresy, schematy, mapy), literaturę i streszczenie
7. Należy wprowadzić automatyczne dzielenie wyrazów

Dane szczegółowe (układ artykułu)

1. Na pierwszej stronie (nieparzystej) należy umieścić nagłówek (do pobrania): 10 pkt, pismo grube
2. Na kolejnych stronach artykułu u góry należy umieścić paginę żywą: strona parzysta – numer strony do lewego marginesu, pismo podrzędne 10 pkt, inicjał imienia i nazwisko Autora (Autorów) do prawego marginesu, pismo podrzędne 10 pkt; strona nieparzysta – tytuł artykułu lub (w przypadku dłuższego tytułu) jego logiczny początek zakończony wielokropkiem, pismo podrzędne 10 pkt
3. W dalszym ciągu na pierwszej stronie należy umieścić pismem grubym (odstęp przed 42 pkt): imię (pismo podrzędne 10 pkt), nazwisko (wersaliki 10 pkt) Autora (Autorów)
4. Tytuł artykułu – wersaliki 15 pkt, pismo grube, do lewego marginesu (nie należy dzielić wyrazów w tytule), interlinia pojedyncza, odstęp przed 24 pkt, odstęp po 18 pkt
5. Streszczenie (w języku artykułu) – 200-250 słów, pismo podrzędne 9 pkt, wcięcie całości z lewej strony 2 cm, bez akapitu, interlinia pojedyncza, odstęp po 12 pkt
6. Słowa kluczowe – pismo podrzędne 9 pkt, bez akapitu, interlinia pojedyncza, odstęp po 24 pkt
7. Imię i nazwisko Autora do korespondencji oraz pozostałych Autorów, afiliacja, adresy pocztowe, numery telefonów, e-maile – na dole pierwszej strony, pod kreską, pismo podrzędne 9 pkt z odpowiednimi odnośnikami, odstęp przed 2 pkt
8. Śródtytuł 1. stopnia – pismo podrzędne 13 pkt, grube, do lewego marginesu, interlinia pojedyncza, odstęp przed 14 pkt, odstęp po 9 pkt
9. Tekst artykułu, a w nim tabele (tablice), materiał ilustracyjny, wzory oraz śródtytuły niższego stopnia

10. Śródtytuł 2. stopnia – pismo podrzędne 11,5 pkt, grube, do lewego marginesu, interlinia pojedyncza, odstęp przed 10 pkt, odstęp po 8 pkt
11. Śródtytuł 3. stopnia – pismo podrzędne 11 pkt, do lewego marginesu, interlinia pojedyncza, odstęp przed 8 pkt, odstęp po 6 pkt
12. Nagłówek Literatura – pismo podrzędne 11,5 pkt, grube, do lewego marginesu, odstęp przed 12 pkt, odstęp po 8 pkt
13. Spis literatury cytowanej – pismo podrzędne 10 pkt, interlinia pojedyncza, nie należy zostawiać pustych wierszy między pozycjami literatury, odstęp po 2 pkt
14. Tytuł artykułu w języku angielskim (lub polskim) – wersaliki 11 pkt, pismo grube, do lewego marginesu, interlinia pojedyncza, odstęp przed 20 pkt, odstęp po 12 pkt
15. Nagłówek Summary (lub Streszczenie) – pismo podrzędne 9 pkt, grube, odstępy między znakami rozstrzelone co 2 pkt, odstęp po 6 pkt
16. Streszczenie w języku angielskim (lub polskim) – 200-250 słów, pismo podrzędne 9 pkt, wcięcie pierwszego wiersza 0,75 cm, interlinia pojedyncza, odstęp po 12 pkt
17. Słowa kluczowe – pismo podrzędne 9 pkt, bez akapitu, interlinia pojedyncza
18. Numer identyfikacyjny DOI – pismo podrzędne 9 pkt, bez akapitu
19. Terminy przesłania artykułu do redakcji i przyjęcia do druku – pismo podrzędne 9 pkt, kursywa, bez akapitu, interlinia pojedyncza

Rozmieszczenie rysunków (ilustracji, fotografii, map, wykresów, schematów)

1. Materiał ilustracyjny należy umieszczać możliwie jak najbliżej miejsca jego powołania
2. Nie należy przekraczać pola zadruku (12,5 x 19 cm), w którym musi się zmieścić i materiał ilustracyjny, i podpis
3. Większe rysunki (i inny materiał ilustracyjny) wraz z podpisem powinny zajmować całe pole zadruku, mniejsze zaś należy przesunąć odpowiednio – do lewego marginesu (na stronach parzystych), do prawego marginesu (na stronach nieparzystych)
4. Podpis w dwóch językach: w języku artykułu i w języku angielskim, należy umieścić pod rysunkiem (i innym materiałem ilustracyjnym), w jego ramach, bez kropki na końcu (jeśli jest to materiał zapożyczony, należy podać źródło), pismo podrzędne 9 pkt
5. Odstęp między materiałem ilustracyjnym a podpisem – 9 pkt, interlinia pojedyncza, odstęp między podpisami 4 pkt, odstęp po 14 pkt
6. Opis słowny na rysunkach należy ograniczyć do minimum, zastępując go liczbami arabskimi, a objaśnienia przenieść do podpisu
7. Materiał ilustracyjny powinien mieć dobrą jakość, należy ujednoczyć formę i opisy w całym artykule (pismo podrzędne proste, od małej litery, maks. 9, min. 6 pkt w zależności od wielkości rysunku)
8. Materiał ilustracyjny należy ponumerować kolejno w ramach artykułu
9. Jeżeli w artykule występują różne rodzaje materiału ilustracyjnego, każdemu z nich należy nadać odrębną, ciągłą numerację

10. Materiał ilustracyjny należy przygotować w odcieniach czarno-szarych (do 20% czerni), ponieważ przy wydruku czarno-białym kolorowe rysunki są słabo lub całkowicie niereprodukowalne
11. Rysunki do druku kolorowego (za zgodą redaktora naczelnego czasopisma) należy przygotować w plikach .tif, .jpg

Rozmieszczenie tabel (tablic)

Tabela – zestawienie tekstów i liczb bądź samych liczb uszeregowanych w kolumny i wiersze

Tablica – zestawienie tekstów i liczb wzbogacone dodatkowo elementami graficznymi lub kolorystycznymi (niekiedy stanowią je tylko ilustracje)

1. Tabele (tablice) należy umieszczać możliwie jak najbliżej miejsca ich powołania
2. Nie należy przekraczać pola zadruku (12,5 x 19 cm)
3. Większe tabele (tablice) włącznie z tytułem zajmują całe pole zadruku, mniejsze zaś należy przesunąć odpowiednio – do lewego marginesu (na stronach parzystych), do prawego marginesu (na stronach nieparzystych)
4. Nad tabelą (tablicą) należy umieścić tytuł w dwóch językach: w języku artykułu i w języku angielskim. Tytuł rozpoczyna się całym słowem tabela (tablica)/table i umieszcza nad nią, w jej ramach, bez kropki na końcu; pismo podrzędne 9 pkt, interlinia pojedyncza; jeżeli tabela (tablica) jest zapożyczona, należy podać źródło
5. Odstęp przed tytułem tabeli (tablicy) 12 pkt, odstęp między tytułami 4 pkt, odstęp między tytułem a tabelą (tablicą) 8 pkt
6. Legenda po tabeli (tablicy) – odstęp od tabeli (tablicy) 6 pkt, interlinia pojedyncza, odstęp po 14 pkt
7. Teksty w główce tabeli (tablicy), tj. w górnej, wydzielonej części tabeli (tablicy), objaśniające treść kolumn zapisuje się pismem grubym, rozpoczynając od dużej litery, teksty w boczku tabeli, tj. w bocznej, wydzielonej części tabeli, objaśniające treść wierszy rozpoczyna się dużymi literami – teksty w pozostałych rubrykach składa się małymi literami
8. Tabele (tablice) należy numerować kolejno w ramach artykułu. W przypadku występowania i tabel, i tablic należy nadać im odrębną, ciągłą numerację
9. Jeżeli tabela (tablica) nie mieści się w jednym polu zadruku, można ją podzielić i przenieść na następną stronę czy strony – wówczas nad wszystkimi częściami tabeli (tablicy) należy powtórzyć jej numer i tytuł, ze skrótem (cd.)
12. Tabele (tablice) należy przygotować w odcieniach czarno-szarych (do 20% czerni), ponieważ przy wydruku czarno-białym kolorowe tabele (tablice) są słabo lub całkowicie niereprodukowalne
13. Tabele (tablice) do druku kolorowego (za zgodą redaktora naczelnego czasopisma) należy przygotować w plikach .tif, .jpg

Rozmieszczenie wzorów

1. Wzory należy umieszczać z lewej strony, z wcięciem 0,75 cm, pismo proste 11 pkt, wartości indeksów i potęg 7 pkt
2. Numery wzorów należy umieszczać w nawiasach okrągłych, wyrównując do prawego marginesu, pismo proste 11 pkt
3. Wzory powinny być opatrzone objaśnieniem występujących w nich elementów
4. Wzory, do których są odniesienia w tekście, należy numerować kolejno w ramach artykułu
5. Dłuższe wzory można dzielić na znakach relacji lub działania – znak, na którym się przenosi wzór, należy pozostawić na końcu pierwszego wiersza
6. Przed wzorem i po nim należy zachować odstęp 10 pkt

Rozmieszczenie spisu literatury

1. Spis literatury umieszcza się za treścią artykułu, w kolejności alfabetycznej nazwisk autorów
2. Powołania na literaturę należy zapisywać w tekście w nawiasie kwadratowym
3. W spisie literatury należy umieścić wyłącznie te publikacje, które są powoływane w tekście

PRZYKŁADY:

Książki

Lewandowski W.M.: Proekologiczne źródła energii odnawialnej, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 2002.

Czasopisma

Pietrucha K.: Analiza czasu odnowy i naprawy podsystemu dystrybucji wody dla miasta Rzeszowa, Instal, nr 10, 2008, s. 113-115.

Dokumenty elektroniczne

Zanotti G., Guerra C.: Is tensegrity a unifying concept of protein folds? FEBS Letters, vol. 534, no. 1-3, 2003, pp. 7-10, <http://www.sciencedirect.com> [dostęp: 8 czerwca 2011 r.].

Rozmieszczenie streszczenia

1. Po literaturze umieszcza się tytuł artykułu, nagłówek Summary i streszczenie w języku angielskim
2. Gdy artykuł jest w języku angielskim, na początku należy umieścić streszczenie w języku angielskim, a na końcu w języku polskim
3. Gdy artykuł jest w innym języku kongresowym, na początku należy umieścić streszczenie w języku artykułu, a na końcu w języku angielskim
4. Po streszczeniu umieszcza się słowa kluczowe w tym samym języku co streszczenie

Rozmieszczenie numeru identyfikacyjnego i informacji dodatkowych

1. Po słowach kluczowych należy umieścić numer identyfikacyjny DOI
2. Pod numerem identyfikacyjnym zamieszcza się terminy przesłania artykułu do redakcji i przyjęcia do druku

Inne uwagi

1. W artykule można stosować wyliczenia – elementy wyliczeń należy oznaczać w całym artykule w sposób jednolity, np. za pomocą cyfr arabskich z kropką lub małych liter z nawiasem
2. W artykule należy stosować ogólnie przyjęte skróty, ale zdanie nie może się zaczynać od skrótu – należy go wówczas rozwinąć lub przeredagować zdanie
3. W artykułach każdy cytat musi być opatrzony informacją bibliograficzną (w formie przypisu na dole strony lub odwołania do spisu literatury)
4. Przypisy (pismo podrzędne 9 pkt) należy zapisywać w sposób jednolity w całym artykule, opatrując je odnośnikami gwiazdkowymi (gdy jest ich niewiele) lub liczbowymi, przyjmując ciągłą numerację w całym artykule i umieszczając każdy przypis od nowego akapitu

PRZYKŁADY:

- ¹ M. Hereźniak, *Kreowanie marki narodowej – rola idei przewodniej na przykładzie projektu „Marka dla Polski”*, [w:] H. Szulce, M. Florek, *Marketing terytorialny – możliwości aplikacji, kierunki rozwoju*, Wydawnictwo Akademii Ekonomicznej w Poznaniu, Poznań 2005, s. 344-345.
 - ² L. Witek, *Wpływ ekologicznych funkcji opakowań na postawy rynkowe konsumentów*, *Opakowanie*, nr 5, 2006, s. 12-17.
 - ³ J. Strojny, *Zmiany gospodarcze i społeczne w integrującej się Europie*, *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej*, nr 225, *Zarządzanie i Marketing*, z. 5, 2006, s. 45-50.
5. Nie należy pozostawiać na końcu wiersza tytułów znajdujących się przed nazwiskiem, inicjału imienia, spójników, cyfr arabskich i rzymskich
 6. Należy stosować wyłącznie legalne jednostki miar

Zachęcamy Autorów do zapoznania się z archiwum artykułów naukowych zawartych w Zeszytach Naukowych Politechniki Rzeszowskiej oraz do wykorzystania ich w bibliografii swojego artykułu.

Czasopismo Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, Elektrotechnika, RUTJEE
(p-ISSN 0209-2662), (e-ISSN 2300-6358)

KOMITET REDAKCYJNY

Dane kontaktowe do redakcji:

Redaktor naczelny

prof. dr hab. inż. Lesław GOŁĘBIEWSKI
Politechnika Rzeszowska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Zakład Podstaw Elektrotechniki i Informatyki
ul. W. Pola 2
35-959 Rzeszów
tel. +48 17 865-1431

Osoby do kontaktu/adresy pocztowe i e-mail do przesyłania artykułów:

Redaktorzy tematyczni (naukowi)

dr hab. inż. Adam BRAŃSKI, prof. PRz
Politechnika Rzeszowska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Pracownia Akustyki
ul. W. Pola 2
35-959 Rzeszów
tel. +48 17 865 1074

dr hab. inż. Marek GOTFRYD, prof. PRz
Politechnika Rzeszowska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Zakład Systemów Elektronicznych i Telekomunikacyjnych
ul. W. Pola 2
35-959 Rzeszów
tel. +48 17 865 1239

dr hab. inż. Stanisław PAWŁOWSKI, prof. PRz
Politechnika Rzeszowska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Katedra Elektrodynamiki i Układów Elektromaszynowych
ul. W. Pola 2
35-959 Rzeszów
tel. +48 17 865 1305

dr hab. inż. Zbigniew ŚWIDER, prof. PRz
Politechnika Rzeszowska
Wydział Elektrotechniki i Informatyki
Katedra Informatyki i Automatyki
ul. W. Pola 2
35-959 Rzeszów
tel. +48 17 865 1225

Redaktor statystyczny

dr inż. Wiesława MALSKA
e-mail: wmalaska@prz.edu.pl
tel. +48 17 865 1974

Sekretarz redakcji

dr inż. Robert ZIEMBA
e-mail: ziemba@prz.edu.pl
tel. +48 17 865 1330

Członkowie

dr inż. Robert HANUS
e-mail: rohan@prz.edu.pl
tel. +48 17 743 2463

dr inż. Mariusz MAŁCZKA
e-mail: mmaczka@prz.edu.pl
tel. +48 17 865 1663

Afiliacja Komitetu Redakcyjnego:

Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Polska

Informacje dla autorów

<http://www.oficyna.portal.prz.edu.pl/pl/zeszyty-naukowe/elektrotechnika/>

Dane kontaktowe do wydawcy

Kierownik Oficyny Wydawniczej
mgr Barbara MAZEWSKA
Politechnika Rzeszowska
al. Powstańców Warszawy 12
35-959 Rzeszów
e-mail: oficyna1@prz.edu.pl
tel: +48 17 865 1606