

# **MITEL - 2002**

II Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna

## **Materiały i Technologie w Elektrotechnice**



Gorzów Wlkp., 11 - 12 kwietnia 2002

**MATEL-2002**

II Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna  
Materiały i Technologie w Elektrotechnice  
Gorzów Wlkp. 11 – 12 kwietnia 2002 r.

**ORGANIZATORZY:**

**Stowarzyszenie Elektryków Polskich Oddział Gorzowski**

**we współpracy z:**

**Polskim Towarzystwem Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej, Oddział  
Zielonogórski; Instytutem Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej;  
Instytutem Inżynierii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego;  
przy wysiłku organizacyjnym Zespołu Szkół Elektrycznych w Gorzowie**

**SPONSOR GŁÓWNY:**



**Zakład Energetyczny Gorzów S.A.**

**OPIEKA MEDIALNA:**



**Radio Gorzów**

**Redaktor naczelny dr inż. Janusz Michalski**

**Wydano po recenzji Komitetu Naukowego**

**z materiałów nadesłanych przez autorów**

**- nakładem Oddziału Gorzowskiego SEP w ilości 100 szt.**

**Współwydawca - Z.U.P. - J. Kuźma, Gorzów Wlkp. ul. Wał Okrężny 36**

## KOMITET HONOROWY:

Andrzej Korski – wojewoda lubuski

Henryk Szalek – Prezes Zarządu ZE GORZÓW S.A.

Grażyna Wojciechowska – v-ce przewodnicząca Rady Miejskiej m. Gorzowa

Bogusław Andrzejczak – v-ce prezydent m. Gorzowa

Jacek Wieczorek – Dyrektor Techniczny ZE Gorzów S.A

Zdzisław Chybicki – prezes OG SEP

## KOMITET NAUKOWY:

prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki - przewodniczący

prof. dr hab. inż. Lech Subocz – v-ce przewodniczący

prof. dr hab. inż. Anatolij Afonin

prof. dr hab. inż. Edward Greczko

dr inż. Adam Kempki

dr inż. Janusz Michalski

prof. dr hab. inż. Franciszek Mosiński

dr inż. Jan Mućko

prof. dr hab. inż. Borys Sigielnikow

dr inż. Piotr Szymczak

## KOMITET ORGANIZACYJNY

Eugeniusz Kaczmarek - przewodniczący

Regina Kaczmarek – sekretarz

Stanisław Jodko

Franciszek Narkun

## Spis treści

<b>REFERAT INAUGURACYNY, Maciej Pawlik, Technologie wytwarzania energii elektrycznej u progu XXI wieku .....</b>	<b>5</b>
<b>Szymon Banaszak, Janusz Michalski, Kompozycje epoksydowe utwardzane recyklatami – nowe możliwości .....</b>	<b>13</b>
<b>Grzegorz Benysek, Marcin Jarnut, Jacek Rusiński, Ryszard Strzelecki, Grzegorz Meckien, Aktywne układy kondycjonowania energii – nowa perspektywa elektroenergetyki .....</b>	<b>19</b>
<b>Szymon Bobako, Modelowanie dynamiki napędów z silnikami skokowymi .....</b>	<b>31</b>
<b>Ryszard Borowski, Sterowanie rozruchem i nawrotem silnika indukcyjnego z minimalizacją udarów momentu obrotowego .....</b>	<b>35</b>
<b>Jan Bursa, Kompozycje epoksydowe do zastosowań w izolacji elektrycznej .....</b>	<b>45</b>
<b>Edward Cadler, Jakość energii elektrycznej w dokumentach normalizacyjnych i w sieciach rozdzielczych .....</b>	<b>49</b>
<b>Piotr Cierzniewski, Piotr Paplicki, Silnik tarczowy z magnesami trwałymi na tarczy wirnika i uzwojeniami bezrdzeniowymi stojana .....</b>	<b>57</b>
<b>Sabina Domaradzka-Nicińska, Problemy z oceną ryzyka stosowania materiałów ze względu na zjawiska elektrostatyczne .....</b>	<b>63</b>
<b>Józef Galeczak, Wyładowania elektryczne w oleju transformatorowym w układzie elektrod izolowanych nomexem przy udarach piorunowych .....</b>	<b>71</b>
<b>Sergiej German - Gałkin, Jarosław Hrynkiewicz, Zastosowanie technologii komputerowych w badaniach układów energoelektronicznych .....</b>	<b>81</b>
<b>E. Greczko, W. Golubiew, E. Kaczmarek, Komutacja łączników prądu przemiennego w obwodach sterowników napięcia przemiennego .....</b>	<b>89</b>
<b>E. Greczko, E. Koł, Modułacja schodkowa napięć wyjściowych falowników napięcia wielopoziomowych .....</b>	<b>97</b>
<b>Eugeniusz Kaczmarek, Edward Greczko, Zagadnienia projektowania filtrów wyjściowych w obwodach stabilizatorów napięć przemiennych .....</b>	<b>105</b>
<b>Grzegorz Koźnikowski, Lech Subocz, Awaryjność porcelanowych izolatorów średniego napięcia w sieci energetycznej Rejonu Energetycznego-Międzyzdroje .....</b>	<b>115</b>
<b>Marian Michalczyk, Zmiany przewodnictwa elektrycznego polietylenu w czasie starzenia termicznego .....</b>	<b>121</b>
<b>Janusz Michalski, Zenon Tartakowski, Nowe generacje elektroizolacyjnych materiałów osłonowych - cz. I .....</b>	<b>125</b>

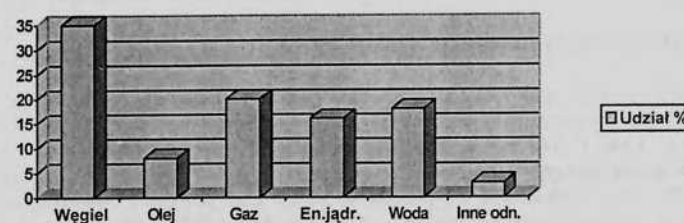
<b>Janusz Michalski, Ewa Fabrycy</b> , Nowe generacje elektroizolacyjnych materiałów osłonowych - cz. II. ....	131
<b>Piotr Michałowski, Leszek Piwarski</b> , Technologia odzysku energii elektrycznej z procesu spalania odpadów medycznych .....	137
<b>Jan Mućko</b> , Oddziaływanie przekształtników energoelektronicznych na sieć zasilającą - problemy kompatybilności. ....	143
<b>Piotr Paplicki, Piotr Czerzniewski</b> , Nowoczesne moduły napędowe w technice morskiej na bazie silników dyskowych .....	151
<b>Aleksandra Pietrzak, Janusz Michalski</b> , Badania starzeniowe recyklatowych napelnianych mieszanek polimerowych .....	157
<b>Jerzy Pomianowski, Paweł Andruszkiewicz</b> , Właściwości elektryczne polimeru epoksydowego o budowie liniowej .....	161
<b>Andrzej Sowa, Krzysztof Wincencik</b> , Rozwój iskiernikowych niskonapięciowych ograniczników przepięć klasy I czynnikiem poprawy jakości pracy instalacji elektrycznych .....	165
<b>Lech Subocz</b> , Wpływ promieniowania ultrafioletowego na niektóre materiały izolacyjne .....	175
<b>Lech Subocz</b> , Zmiany właściwości elektrycznych epoksydowych kompozytów izolacyjnych pod wpływem promieniowania UF .....	181
<b>Kazimierz Szczęsny</b> , Zasilanie odbiorników ruchomych nn. Dobór i użytkowanie przewodowania. ....	185
<b>Dariusz Szlezak</b> , Nowoczesne zarządzanie oświetleniem ulicznym system Telemanagement firmy Philips Lighting .....	191
<b>Jerzy Wodziński</b> , Degradacja izolacji celulozowej transformatora a zawartość pochodnych furanu w oleju .....	195
<b>Arlen Wolozhin</b> , Elektroizolacyjne kompozyty epoksydowe .....	201
<b>Ryszard Zybert</b> , Urządzenie do wytwarzania ozonu z możliwością regulacji jego stężenia w dużym zakresie .....	205
<b>Komunikat firmy Voltex</b> , Diagnostyka linii kablowych z wykorzystaniem aparatury Baur prüf- und messtechnik GMBH .....	211
<b>Komunikat firmy Holec Holland</b> , Różne aspekty dotyczące przełączania jednofazowego w rozdzielnicach Magnefix .....	225

REFERAT INAUGURACYJNY:  
TECHNOLOGIE WYTWARZANIA ENERGII ELEKTRYCZNEJ  
U PROGU XXI WIEKU

Prof. dr hab. inż. Maciej Pawlik

### 1. Wstęp

Około dwie trzecie energii elektrycznej, produkowanej w świecie (w 2000 r. – 15300 TW·h) jest wytwarzane ze spalania paliw organicznych, głównie węgla i gazu. Pozostałe 1/3 jest wytwarzane z paliw rozszczepialnych oraz ze źródeł odnawialnych, wśród których dominuje energia wodna. Na inne źródła odnawialne, tj. wiatr, słońce, źródła geotermalne i biomasę przypada ok. 3 %, przy czym szczególnie szybkie tempo wzrostu notuje wykorzystanie wiatru i energii słonecznej, głównie dzięki wielorakim przedsięwzięciom wspierającym ich rozwój.



Rys. 1. Struktura zużycia energii pierwotnej do produkcji energii elektrycznej w świecie

Węgiel jest wciąż podstawowym paliwem i jego udział w wytwarzaniu energii elektrycznej w nadchodzących latach będzie dalej wzrastał w tempie ok. 2 % rocznie, jednak wolniej niż udział gazu ziemnego, którego przyrost jest szacowany na ok. 7 % rocznie. Gaz ma dziś 20 %-owy udział w wytwarzaniu energii elektrycznej w świecie i o dalszym wzroście jego udziału decydują: umiarkowany wzrost cen gazu, postęp w sprawności elektrowni, zwłaszcza gazowo-parowych, mniejsze ryzyko dla inwestorów na zliberalizowanym rynku, wynikające z mniejszych nakładów inwestycyjnych na elektrownie gazowe i gazowo-parowe a także względy środowiskowe.

Unikalna w skali krajów rozwiniętych struktura energii pierwotnej w Polsce, z dominacją węgla (kamiennego i brunatnego), skłania do szczególnego zainteresowania nowoczesnymi technologiami wytwarzania energii elektrycznej z węgla. Z drugiej strony, wynikająca ze względów bezpieczeństwa energetycznego kraju, potrzeba dywersyfikacji struktury paliwowej nakazuje wprowadzenie do krajowego systemu elektroenergetycznego elektrowni opalanych gazem, zarówno szczytowych jak i kombinowanych gazowo-parowych dla pokrywania obciążenia podstawowego. Te zaawansowane technologie omówiono poniżej.

## 2. Zaawansowane technologie węglowe

Warunkiem dalszego rozwoju elektrowni węglowych jest przetwarzanie węgla na energię elektryczną z maksymalnie wysoką sprawnością przy jednoczesnym spełnieniu coraz ostrzejszych wymagań w zakresie dopuszczalnych emisji szkodliwych substancji (pyły,  $SO_2$ ,  $NO_x$  a także  $CO_2$ ) do otoczenia.

Wymagania te spełniają i spełniać będą w przyszłości następujące technologie:

- układy ze spalaniem węgla w ciśnieniowym złożu fluidalnym (PFBC),
- układy gazowo-parowe zintegrowane ze zgazowaniem węgla (IGCC),
- układy z ciśnieniowym spalaniem pyłu węglowego, zintegrowane z instalacją gazowo-parową,
- konwencjonalne, wysokosprawne bloki energetyczne opalane pyłem węglowym, na nadkrytyczne parametry pary (PF).

Dwie pierwsze technologie, rozwijane intensywnie w ostatnich latach, stwarzają możliwość uzyskania wyższej sprawności dzięki zastosowaniu kombinowanego układu gazowo-parowego, są jednak wciąż w fazie instalacji doświadczalnych [1],[2],[7],[8]. Ciśnieniowe spalanie węgla również umożliwia integrację z układem gazowo-parowym, jest jednak jeszcze we wstępnej fazie badań.

Z tego względu, w rozdziale 3 szczególną uwagę zwrócono na zaawansowane technologicznie, konwencjonalne elektrownie parowe z kotłami pyłowymi, stanowiące ostatnią z wyżej wymienionych technologii węglowych, również intensywnie rozwijanych w ostatnich latach.

## 3. Stan aktualny zaawansowanej technologii PF

W ostatnich latach elektrownie węglowe na parametry podkrytyczne zwiększyły swoją sprawność netto wytwarzania energii elektrycznej z poziomu ok. 36÷37 % w 1970 r., do 40÷41 % w 1990 r. Ten wzrost osiągnięto drogą optymalizacji obiegu cieplnego przy praktycznie niezmiennych początkowych parametrach pary 16,0÷18,0 MPa, 535÷565 °C.

Od 1990 roku technologia PF weszła w nowy etap rozwoju, charakteryzujący się przejściem na parametry nadkrytyczne 25,0÷30,0 MPa, 560÷600 °C i tym samym – wzrostem sprawności netto wytwarzania energii elektrycznej z 42 % (pierwsze instalacje z 1990-1991 roku) do 47 % w 1999 roku.

W latach 1991÷1998 udział mocy bloków energetycznych na parametry nadkrytyczne, opalanych pyłem węglowym w całości mocy instalowanej w elektrowniach, wynosił w krajach OECD ponad 55 %, a w pozostałych krajach 5 %. Tendencja ta umacnia się, czego dowodem jest oddanie w latach 1995÷2000 do eksploatacji w krajach OECD ponad 20 GW mocy w elektrowniach węglowych na parametry nadkrytyczne i tylko 3,0 GW mocy w elektrowniach na parametry podkrytyczne.

Zwiększanie sprawności netto wytwarzania energii elektrycznej jest obecnie podstawowym działaniem ograniczającym emisję  $CO_2$ . Pociąga ono także za sobą oszczędność zasobów paliwa, ograniczenie obciążenia środowiska ciepłem odpadowym oraz innymi substancjami, emitowanymi przez elektrownie.

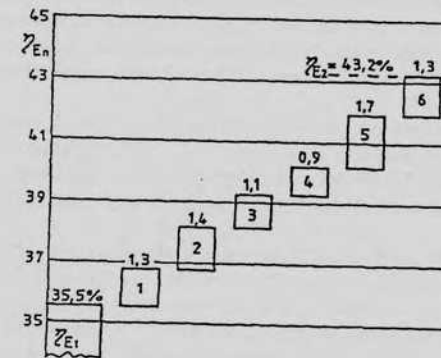
Ilustracją tego kierunku rozwoju technologii PF w ostatnich latach są nowe elektrownie w systemie VEAG (była NRD). Bloki 800 MW w elektrowni Schwarze Pumpe (1997), Boxberg II (1999) i największe bloki 930 MW w elektrowni Lippendorf (2000) [6] oraz w Zagłębiu Ruhry: Bexbach II – na węglu kamiennym i Niederaußem – blok BoA (Block mit optimierten Anlagentechnik) – największy na węglu brunatnym blok 965 MW (2002) [3].

Pozytywne doświadczenia z pracy pierwszych bloków na parametry nadkrytyczne, zaowocowały w Danii budową bloku, nazwanego Convoy o mocy 400 MW, pracującego w obiegu z dwukrotnym międzystopniowym przegrzewaniem pary na parametry 29 MPa, 582/580/580 °C. Przy chłodzeniu skraplacza wodą morską uzyskano końcowe ciśnienie 2,2 kPa, dzięki czemu blok ten, oddany do eksploatacji w elektrowni Nordjylandsværket w 1999 roku osiągnął przy spalaniu węgla kamiennego sprawność netto wytwarzania energii elektrycznej 47 %. Bliźniaczy blok z kotłem opalany gazem ziemnym (w elektrowni Skaerbekværket) może osiągnąć sprawność nawet 49 % [7].

Ten sam poziom sprawności netto wytwarzania energii elektrycznej (49 %) ma osiągnąć, znajdujący się aktualnie w budowie kolejny duński blok w technologii PF, Avedøre 2 o mocy 350 MW, na parametry 30,5 MPa, 582/600 °C (z jednokrotnym międzystopniowym przegrzewaniem pary).

W krajowej energetyce już podjęto pierwsze działania w kierunku zwiększenia parametrów początkowych. W rewitalizowanych dwóch pierwszych blokach elektrowni Siersza przyjęto temperaturę początkową 555 °C, tj. o 20 °C wyższą niż dotychczas. Nowe bloki, przewidziane do zainstalowania w elektrowniach Pątnów, Bełchatów II i Łagisza będą już blokami na parametry nadkrytyczne.

Przejście na parametry nadkrytyczne oraz pozostałe przedsięwzięcia pozwalają zwiększyć sprawność netto wytwarzania energii elektrycznej w konwencjonalnym bloku energetycznym, opalany pyłem węglowym, o ok. 6,0 ÷ 8,0 punktów procentowych. Przykładowe możliwości zwiększenia sprawności bloku na węgiel brunatny przedstawiono na rys. 2 [1].



Rys. 2. Przykładowe możliwości zwiększenia sprawności bloku na węgiel brunatny, związane z różnymi przedsięwzięciami: 1-zwiększenie parametrów początkowych; 2-obniżenie parametrów końcowych; 3-optymalizacja układu cieplnego; 4-poprawa sprawności kotła i odzysk ciepła spalin; 5-poprawa sprawności turbiny; 6-zmniejszenie mocy potrzeb własnych

Dodatkowe nakłady jakie można ponieść dla zwiększenia sprawności bloku z wartości  $\eta_{E1}$  do wartości  $\eta_{E2}$  można określić z warunku niezmienności jednostkowego kosztu produkcji energii elektrycznej:

$$\Delta k_i = \frac{0,123 c_b T_{PI}}{(r + r_e)} \left( \frac{1}{\eta_{E1}} - \frac{1}{\eta_{E2}} \right) \quad (1)$$

Dla ceny paliwa umownego  $c_b = 0,06$  USD/kg p.u. (ok. 2,05 USD/GJ), czasu użytkowania mocy zainstalowanej  $T_{pi}=7000$  h/a oraz współczynnika zwrotu kapitału i stałych kosztów eksploatacyjnych  $(r + r_e)=0,15$ , zwiększenie sprawności netto z  $\eta_{E1}=35,5\%$  do  $\eta_{E2}=43,2\%$  (jak w przykładzie z rys. 2) uzasadnia przyrost kosztów budowy elektrowni o  $\Delta k_i = 172,8$  USD/kW. Stwarza to więc ponad 10 % margines przyrostu nakładów dla nie przekroczenia jednostkowego kosztu wytwarzania energii.

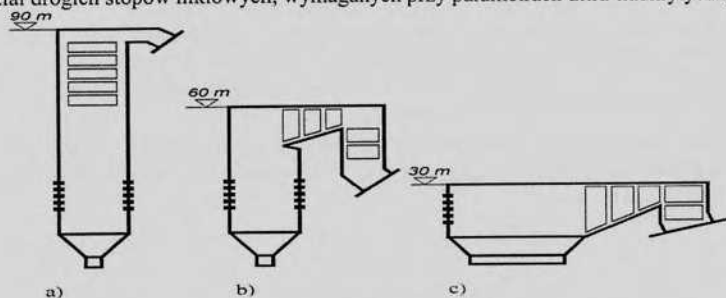
Łatwo również obliczyć, że dla podanych wyżej wartości sprawności, oszczędność paliwa wynosi  $\delta b = 17,82\%$ . Zmniejszenie emisji CO<sub>2</sub> do otoczenia następuje w tym samym stopniu, co zmniejszenie zużycia paliwa, czyli również o 17,82 %. Także emisja pyłów i i toksycznych gazów SO<sub>2</sub> i NO<sub>x</sub> ulegnie zmniejszeniu (w stosunku do poziomu określonego wymaganiami środowiskowymi).

#### 4. Przyszłość technologii PF

Pozytywne doświadczenia eksploatacyjne bloków na parametry nadkrytyczne skłaniają do poszukiwania możliwości zwiększenia parametrów początkowych ponad już opanowany poziom. W świecie jest realizowanych kilka programów badawczych, ukierunkowanych na wzrost osiągalnej sprawności netto 50 % i wyżej. Najbardziej ambitny program „Thermie 700 Advanced Power Plant” jest w 40 % finansowany przez Unię Europejską i w jego realizację włączonych jest ok. 40 firm europejskich. Celem jest opanowanie parametrów ultra-nadkrytycznych 37,5 MPa, 700/720/720 °C, co wiąże się z zastosowaniem na wysokotemperaturowe elementy krytyczne kotła i turbiny nowych superstopów na bazie niklu (Ni-Alloy), stworzonych dla turbin gazowych i reaktorów powielających. Zastosowanie parametrów ultra-nadkrytycznych stwarza możliwość osiągnięcia a nawet przekroczenia 55% sprawności netto wytwarzania energii elektrycznej, a więc dalszego ograniczenia zużycia paliwa i ograniczenia emisji [4].

Przejście na parametry ultra-nadkrytyczne jest wyraźną zmianą jakościową. Sprawność teoretyczna obiegu Rankine’a rośnie przy przejściu z parametrów 26 MPa, 565/585 °C do poziomu 37,5 MPa, 700/720/720 °C o ok. 5,5 punktu procentowego (trzykrotnie więcej niż przy przejściu z parametrów podkrytycznych do nadkrytycznych), co jest decydujące o przyroście sprawności ogólnej bloku.

W ramach programu Thermie 700 firma Siemens opracowuje całkowicie nowy projekt kotła typu Bensona z pionowymi rurami wewnątrz żebrowanymi, na parametry 37,5 Mpa, 700/720/720 °C. Konstrukcja kotła w układzie z paleniskiem poziomym (rys. 3), o radykalnie zmniejszonej wysokości ma w swym założeniu ograniczyć koszty budowy i zminimalizować udział drożych stopów niklowych, wymaganych przy parametrach ultra-nadkrytycznych.



Rys. 3. Porównanie wymiarów i kompozycji kotłów węglowych dla bloku o mocy ok. 500 MW: a – kocioł wieżowy; b – kocioł dwuciągowy; c – kocioł poziomy

Technologia kotła poziomego jest rozwijana od kilku lat i w ciągu następnych kilku oczekiwana jest jednostka demonstracyjna na dotychczasowe parametry pary. W pełni rozwinięta wersja na parametry ultra-nadkrytyczne powinna być przekazana do eksploatacji po 2010 roku [4].

Turbina na parametry ultra-nadkrytyczne również wymaga na grubościennych elementach części wysoko- i średnioprężnej drożych stopów niklowych. Dla ograniczenia do minimum ich udziału w konstrukcji turbiny, firma Siemens opracowała koncepcję turbiny czterociśnieniowej, złożonej z dwóch (rozdzielonych) części wysokoprężnych WP1 i WP2, części średnioprężnej ŚP i czterowylotowej części niskoprężnej NP. Część WP1, bardzo zwartej konstrukcji oraz elementy części ŚP, obejmujące układ wlotowy i przepływowy są wykonane ze stopu niklowego zaś cylindry zewnętrzne ze stali martenzytycznych.

#### 5. Zaawansowane technologicznie bloki gazowo-parowe

Elektrownie gazowo-parowe są dziś najbardziej dynamicznie rozwijającymi i szeroko wprowadzanymi do systemów elektroenergetycznych wielu krajów rodzajami elektrowni. Brak społecznej akceptacji dla budowy elektrowni jądrowych oraz ostre rygory ochrony środowiska spowodowały, że producenci energii elektrycznej zamawiają w ostatnich latach przede wszystkim elektrownie gazowo-parowe.

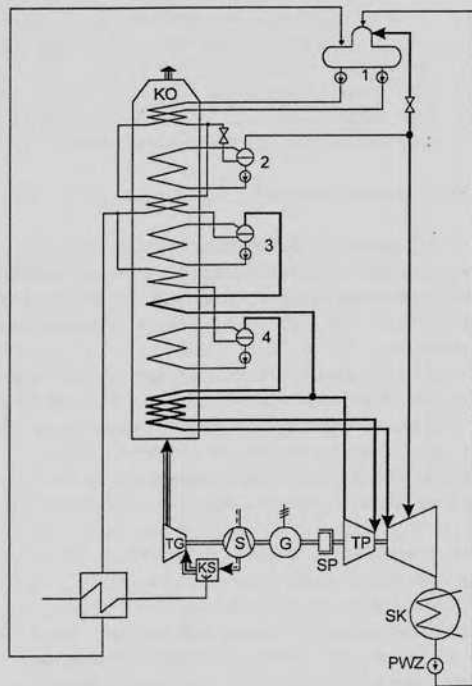
Kombinowana elektrownia gazowo-parowa stanowi połączenie obiegu z turbiną gazową i obiegu parowego w jeden układ, służący do wytwarzania energii elektrycznej a często także ciepła w skojarzeniu. Układ taki zapewnia większą sprawność energetyczną dzięki znacznemu zwiększeniu zakresu temperatur między tzw. górnym i dolnym źródłem ciepła. Najbardziej rozpowszechniony w energetyce układ szeregowy (kaskadowy), w którym gazy wylotowe z turbiny gazowej kierowane są do kotła odzyskowego, wytwarzającego parę w obiegu z turbiną parową zapewnia największą efektywność wykorzystania energii chemicznej paliwa, której miarą jest sprawność powyżej 55 % przy wytwarzaniu tylko energii elektrycznej oraz ok. 90 % przy wytwarzaniu energii elektrycznej i ciepłej w skojarzeniu.

Przy stosowanych dziś parametrach w komorze spalania i na wylocie z turbiny gazowej, w układzie z kotłem odzyskowym bez dopalania, moc turbiny parowej wynosi 0,5 ÷ 0,6 mocy części gazowej. Z tego względu najczęściej przyjmowanym dotychczas rozwiązaniem był układ 2 turbin gazowych z jedną turbiną parową o zbliżonych mocach. Spotykane były jednak również układy z jedną turbiną gazową na jedną turbinę parową a także trzech turbin gazowych, współpracujących z jedną turbiną parową (np. w elektrowni Rye House, Diemen), czy też w skrajnych przypadkach czterech a nawet pięciu (Anyang, Bundang -Korea) turbin gazowych na jedną turbinę parową. We wszystkich wcześniejszych rozwiązaniach były to układy wielowalowe, tzn. każda turbina (gazowa i parowa) jest osadzona na odrębnym wale i napędza własny generator.

Rozwój układów kombinowanych, zwłaszcza w zakresie największych mocy, zmierza w ostatnich latach w kierunku konfiguracji jednowałowych. W konfiguracji jednowałowej turbina gazowa jest osadzona na wspólnym wale z turbiną parową i obie napędzają jeden wspólny generator (rys. 4).

Układ taki pozwala na istotne ograniczenie kosztów urządzeń elektrycznych, ponieważ niezbędny jest wówczas tylko jeden, wspólny generator. Unika się przez to podwajania (lub ogólnie - zwielokrotniania) wielu urządzeń elektrycznych, jak: generatory, transformatory blokowe, transformatory potrzeb własnych, aparatura łączeniowa itp. Ponadto generator jest wówczas zaprojektowany na większą moc (sumę mocy turbiny gazowej i parowej) i ma w związku z tym zwykle większą sprawność. Układ jednowałowy nie ogranicza możliwości autonomicznej pracy tylko części gazowej (z odprowadzeniem gazów spalinowych z turbiny

gazowej przez tzw. gorący komin, przed kotłem odzyskowym). Autonomiczną pracę umożliwiają rozłączalne sprzęgło hydrokinetyczne, niezbędne także w czasie rozruchu bloku, określonej sekwencją czasową: rozruch turbiny gazowej i synchronizacja generatora - rozruch kotła odzyskowego - rozruch turbiny parowej i jej załączenie (zasprzęglenie) na wspólny generator [5].



Rys.4. Układ technologiczny współczesnego bloku gazowo-parowego w konfiguracji jednowałowej: 1- odgazowywacz i pompy zasilające; 2, 3 i 4 – część nisko-, średnio-, i wysokociśnieniowa kotła odzyskowego, SP – sprzęgło rozłączalne

Instalacje gazowo-parowe w konfiguracji jednowałowej z trójciśnieniowym obiegiem i międzystopniowym przegrzewaniem części parowej oraz dodatkowo z wstępnym podgrzewaniem gazu do turbiny gazowej w wymienniku wodnym, są aktualnie traktowane jako najbardziej efektywne. Najnowsze instalacje w takim układzie osiągają sprawność netto wytwarzania energii elektrycznej: 57,5 % – w elektrowni Agawam (USA), oddanej do eksploatacji w grudniu 1999 r. (blok z turbiną gazową GT 24 firmy ABB Alstom Power) oraz 57,8 % – w elektrowni Cottam (W. Brytania), uruchomionej w marcu 1999 r.

W tym drugim przypadku wykorzystana została turbina gazowa firmy Siemens V94.3A drugiej generacji o mocy 265 MW, sprawności energetycznej 38,5 % oraz temperaturze na wlocie i wylocie turbiny 1230/581 °C [9]. Instalacja ta jest elementem elektrowni, mającej charakter placówki badawczo – rozwojowej o nazwie Cottam Development Centre, będącej joint venture firm Siemens Project Venture i Power Gen, zawiązanej w 1997 r. Droga ewolucyjnego rozwoju głównych elementów tego bloku i dalszego doskonalenia procesu

gazowo-parowego, zamierza się w najbliższym czasie przekroczyć kolejną barierę sprawności energetycznej netto 60 % z jednoczesnym wzrostem mocy bloku z 390 MW do ok. 500 MW i obniżeniem kosztu produkowanej energii.

## 6. Podsumowanie

Ostatnie lata charakteryzują się dynamicznym rozwojem nowoczesnych technologii wytwarzania energii elektrycznej. Dotyczy to zarówno źródeł systemowych dużej mocy, jak i tzw. źródeł rozproszonych, które pojawiły się jako konsekwencja procesu deregulacji elektroenergetyki w świecie. Elektrownie systemowe dużej mocy będą głównie wykorzystywać zaawansowaną technologię węglową i nowoczesne układy gazowo-parowe. Rozwój technologii PF – podstawowej dla Polski, jako kraju z dominacją węgla – już dziś pozwala osiągnąć sprawności bliskie 50 %, kombinowane układy gazowo-parowe przełamują dziś barierę 60 % sprawności netto wytwarzania energii elektrycznej.

## Literatura

1. Pawlik M., Nowe generacje bloków energetycznych opalanych pyłem węglowym, *Archiwum Energetyki* 1997, nr 1-2, s. 143-159.
2. Kjaer S., Gade U., Status and future of advanced PF power plants, *Mat. Seminarium „Wysokosprawne bloki energetyczne”*, Słok, 14-15 listopad 1996, s. 49-58.
3. Heitmüller R., Unterlagen zum Projekt BoA in KW Niederaussem, *ibid.*, s. 146-176.
4. Smith D., Horizontal boilers make 700 °C steam economic, *Modern Power Systems* 2000, nr 5, s. 37-41.
5. Pawlik M., Sprawność 60 % - nieodległy cel dla elektrowni gazowo-parowych, *Mat. Konf. „Elektrownie i elektrociepłownie gazowo-parowe”*, Kiekrz, 11-12 grudzień 2000, s. 167-174.
6. Pawlik M., Stan i przyszłość wysokosprawnych elektrowni opalanych węglem. *Mat. Symp. Komitetu Problemów Energetyki PAN „Planowanie i eksploatacja systemów zaopatrzenia w energię”*, Gdańsk, 28-30.3.2001, s. 115-128.
7. Rakowski J. i in., Czyste technologie wytwarzania energii elektrycznej z węgla. *Stan techniki na świecie. Mat. Semin. „Wysokosprawne bloki energetyczne”*, Słok, 14-15.11.1996, s. 71-88.
8. Takahashi M. i in., Aktueller Stand der 350 MW Wirbelschichtfeuerung Wakamatsu der EDPC, sowie der fortschrittlichen Stromerzeugung in Japan. *VGB Kraftwerkstechnik* 1995, nr 5, s. 427-432.
9. Smith D., New CCGT technology aims for over 60 per cent efficiency at Cottam. *Modern Power Systems* 1999, nr 9, s. 40 – 43.

## KOMPOZYCJE EPOKSYDOWE UTWARDZANE RECYKLATAMI – NOWE MOŻLIWOŚCI

Szymon Banaszak, Janusz Michalski

### 1. Wprowadzenie

Od kilku lat na Politechnice Szczecińskiej prowadzone są badania nowego materiału elektroizolacyjnego – kompozytów epoksydowych, utwardzanych produktem chemicznego recyklingu poli(tereftalanu etylenu). Utwardzacz ten, powstały w procesie aminolizy PETu, poza samym utwardzeniem kompozycji, wprowadza do gotowego produktu właściwości tego polimeru, czyli m.in. dobrą wytrzymałość mechaniczną, sztywność, stabilność wymiarów po utwardzeniu, odporność chemiczną i biologiczną oraz dobre właściwości elektryczne. Dodatkowo jest to zastosowanie proekologiczne, znajdujące zastosowanie dla rosnącej liczby odpadów PETu, którego produkcja liczona obecnie jest w dziesiątkach milionów ton rocznie.

Na wstępie przebadano proces utwardzania nowego materiału, jego reaktywność i mieszalność, a także parametry mechaniczne. Okazało się, że wszystkie zmierzone wartości predysponują nowe kompozycje jako materiał do zastosowań elektroizolacyjnych, w szczególności jako materiał osłonowy izolatorów napowietrznych. Kolejnym krokiem były badania parametrów elektrycznych, zarówno wejściowe, jak i starzeniowe, a także badania palności i odporności na działanie grzybów pleśniowych, których wyniki przedstawiono poniżej [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7].

### 2. Część badawcza.

Materiał badawczy przygotowany został przy zastosowaniu krajowej żywicy Epidian 6 oraz Epidian 625 (oznaczenia E6 i E625). Utwardzacz (oznaczony jako PET/TEA) dla części kompozycji przygotowany został w Instytucie Polimerów Politechniki Szczecińskiej, dla części zaś w Zakładach Chemicznych w Nowej Sarzynie (oznaczone odpowiednio: *lab* i *przem*). Stosunek żywicy do utwardzacza wynosił 6 lub 7. Wykonano kompozycje nie napełnione oraz napełnione wodzianem glinu (Martinal), krzemionką i mieszaniną talku z kaolinem.

Próbki przechodziły badania następujących parametrów [8, 9, 10, 11, 12]:

- współczynnika strat dielektrycznych ( $\text{tg}\delta$ );
- przenikalności elektrycznej ( $\epsilon$ );
- rezystywności skrośnej ( $\rho_v$ );
- odporności na łuk elektryczny (OL);
- współczynnika odporności na prądy pelzające (WOPP);
- wytrzymałości elektrycznej ( $E_p$ ).

W poniższej tabeli przedstawiono wyniki badań wstępnych, przeprowadzonych na próbkach nowych, nie poddanych starzeniu.

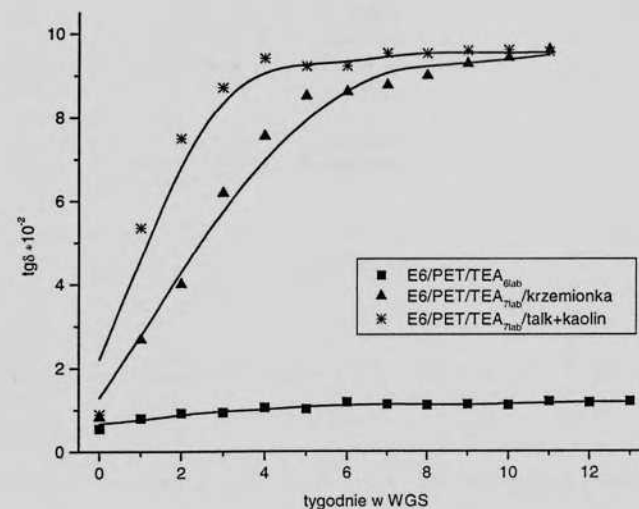


Tablica 1. Wyniki pomiarów wstępnych.

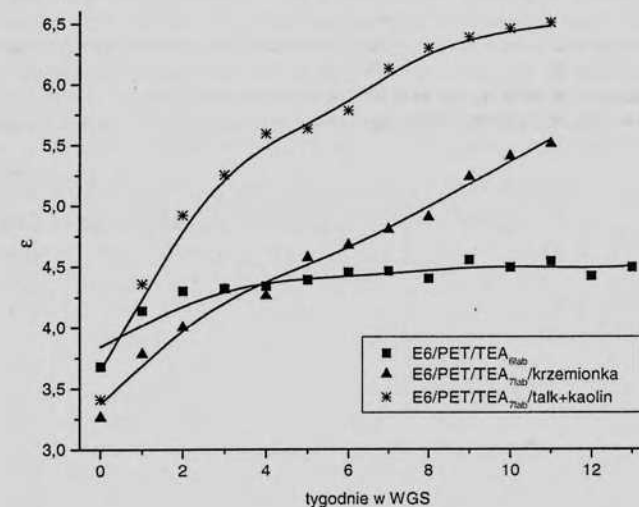
Kompozycja	$\text{tg}\delta \cdot 10^{-2}$	$\epsilon$	$\rho_v \cdot 10^{15}$ [ $\Omega \cdot \text{cm}$ ]	OL [sek]	WOPP [V]	$E_p$ [kV/mm]
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub>	0,54	3,68	8	130	500	>26
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub> /Martinal	0,62	3,25	175	185	500	>21
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /Martinal	0,50	3,47	156	185	500	>22
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub> /krzemionka	0,94	3,41	87	152	500	>24
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /krzemionka	0,81	3,26	97	144	500	>25
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub> /talk+kaolin	0,85	3,05	140	182	500	>20
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /talk+kaolin	0,89	3,41	92	182	500	>20
E6/PET/TEA <sub>6przem</sub>	0,61	3,67	10	130	500	>24
E6/PET/TEA <sub>6przem</sub> /Martinal	0,17	3,66	7	185	500	>21
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> /Martinal	0,17	3,80	6	185	500	>19
E6/PET/TEA <sub>6przem</sub> /krzem.	0,22	3,79	9	143	500	>24
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> /krzem.	0,21	3,65	7	180	500	>20
E6/PET/TEA <sub>6przem</sub> /talk+kaol.	0,25	3,85	4	182	500	>21
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> /talk+kaol.	0,27	4,14	5	185	500	>21
E625/PET/TEA <sub>6lab</sub> /krzem.	0,53	3,65	50	134	500	>29

Analizując powyższe wyniki pomiarów zauważyć można, że wszystkie badane serie osiągnęły dobre wartości współczynnika stratności, przenikalności elektrycznej i rezystywności skrośnej (nawet rzędu  $10^{17}$  [ $\Omega \cdot \text{cm}$ ]). Odporność na łuk elektryczny również kształtowała się na dobrym poziomie ponad 180 sekund dla próbek z napelniającymi. Wszystkie próbki uzyskały współczynnik odporności na prądy pełzające 500V. Dodatkowo żadnej z nich nie udało się przebić w oleju, zawsze występowało przebicie obok próbki. Uzyskane wyniki wytrzymałości elektrycznej są więc wartościami minimalnymi, należałoby powtórzyć pomiar dla próbek większych (o średnicy ponad 14 cm).

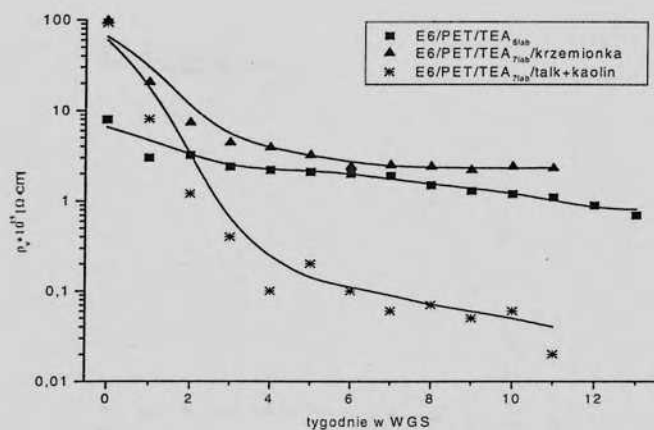
Kompozycje utwardzone utwardzaczem laboratoryjnym, po wykonaniu badań wstępnych, umieszczone zostały w komorze klimatycznej typu Feutron w warunkach wilgotnego gorąca stałego (WGS), tj.  $40^\circ\text{C}$  i 95% wilgotności [14]. Co tydzień po poddaniu półgodzinnej reklimatyzacji w warunkach pokojowych poddawane były badaniom parametrów elektrycznych. Poniżej zaprezentowano charakterystyki przykładowych kompozycji dla poszczególnych parametrów. Zaobserwować można, że kompozycje z napelniającymi osiągają gorsze wartości pomiarów niż te bez napelniaaczy. Spowodowane jest to różnicą w cyklu ich przygotowywania; kompozycje bez napelniaaczy w procesie utwardzania były odpowietrzone pod próżnią.



Rysunek 1. Charakter zmian współczynnik strat dielektrycznych badanych kompozycji.



Rysunek 2. Charakter zmian przenikalności elektrycznej badanych kompozycji.



Rysunek 3. Charakter zmian rezystywności skrośnej badanych kompozycji.

Odporność na działanie łuku elektrycznego i współczynnik odporności na prądy pełzające nie zmienił się w czasie całego cyklu badawczego.

Wybrane próbki po przejściu badań starzeniowych poddane zostały testom mykologicznym, tj. odporności na działanie grzybów pleśniowych [15]. Po standardowym, czterotygodniowym badaniu nie zanotowano żadnych śladów działalności grzybów. Przedłużono więc badania do 16-tu tygodni, czyli czterokrotnego cyklu badań standardowych. Po 16-tu tygodniach większość kompozycji w dalszym ciągu wykazywała dostateczną pleśnioodporność. Poniżej przedstawiono porównanie właściwości elektrycznych próbek nowych oraz poddanych badaniu mykologicznemu (a następnie oczyszczonych z grzybni).

Tablica 2. Porównanie parametrów elektrycznych próbek przed i po badaniu mykologicznym.

Kompozycja	$\text{tg}\delta \cdot 10^{-2}$		$\varepsilon$		$\rho_v \cdot 10^{15} [\Omega \cdot \text{cm}]$		OŁ [sek]	
	przed	po	przed	po	przed	po	przed	po
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub>	0,54	0,80	3,68	3,7	8	10	130	130
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> / /Martinal	0,50	2,9	3,47	3,75	156	2	185	190
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> / /krzemionka	0,81	1,8	3,26	3,37	97	12	144	150
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> / /talk+kaolin	0,89	2,7	3,41	3,74	92	6	182	185
E6/PET/TEA <sub>6przem</sub>	0,61	0,7	3,67	3,7	10	2	130	120
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> / /Martinal	0,17	4,9	3,80	3,89	6	2	185	190
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> / /krzemionka	0,21	2,0	3,65	3,73	7	10	180	185
E6/PET/TEA <sub>7przem</sub> / /talk+kaolin	0,27	3,6	4,14	3,76	5	4	185	185

Z powyższych pomiarów wynika, że oddziaływanie grzybów pleśniowych miało większy wpływ jedynie na współczynnik strat dielektrycznych dla próbek zawierających napelniacze. Może być to związane ze wzrostem nasiąkliwości powierzchni pod wpływem działania grzybów na napelniacz lub ze wspomnianą wyżej różnicą w procesie przygotowywania kompozycji.

Kolejną zbadaną właściwością była odporność na działanie wysokich temperatur. Badanie przeprowadzono zgodnie z [13]. Poniżej przedstawiono wyniki.

Tablica 3. Wyniki badania palności.

Kompozycja	Wynik badania [°C] <sup>a</sup>
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub>	650
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /Martinal	960 bp!
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub> /krzemionka	960 bp!
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /krzemionka	960 bp!
E6/PET/TEA <sub>6lab</sub> /talk+kaolin	960 bp!
E6/PET/TEA <sub>7lab</sub> /talk+kaolin	960 bp!

<sup>a</sup> - bp! oznacza brak płomienia w trakcie badania.

W badaniu tym wszystkie kompozycje zawierające napelniacz osiągnęły największą przewidzianą w normie wartość 960°C.

### 3. Wnioski

- Nowy materiał ma parametry elektryczne predysponujące go do zastosowań elektroizolacyjnych, szczególnie jako materiał osłony izolatorów.
- Duży wpływ na odporność kompozycji na starzenie ma ich odpowietrzenie pod próżnią w procesie technologicznym ich przygotowywania.
- Badane kompozycje mają bardzo dobrą odporność na działanie grzybów pleśniowych; mogą być stosowane w środowiskach zagrożonych działalnością grzybów.
- Badany materiał ma także wysoką odporność na wysoką temperaturę i naprężenia mechaniczne.
- Obecnie wytwarzana jest seria prototypowa izolatorów ciężnowych; w najbliższym czasie zostaną one poddane badaniom parametrów elektrycznych.

#### 4. Literatura

- [1] Brojer Z., Hertz Z., Penczek P. – *Żywice epoksydowe*, WNT, Warszawa 1972 r.;
- [2] Pielichowski J., Puszyński A. – *Technologia tworzyw sztucznych*, WNT, Warszawa 1998 r.;
- [3] Błędzki A. i inni – *Recykling materiałów polimerowych*, WNT, Warszawa 1997 r.;
- [4] Spychaj T., Fabrycy E., Gorący K., Michalski J. – *Sposób wytwarzania utwardzacza do kompozycji epoksydowych, utwardzacz do kompozycji epoksydowych i kompozycja epoksydowa*, Zgł. pat. P-335986;
- [5] Banaszak Sz. – *Badanie właściwości kompozycji epoksydowych utwardzanych nowymi utwardzaczami*, praca dyplomowa magisterska, Politechnika Szczecińska, Wydział Elektryczny, Zakład Wysokich Napięć i Elektrotechnologii, Szczecin 2001 r.;
- [6] Michalski J., Banaszak Sz. – *Kompozycje epoksydowe utwardzane nowymi utwardzaczami*, materiały konferencyjne VIII Sympozjum Problemy Eksploatacji Układów Izolacyjnych Wysokiego Napięcia EUI'01, Zakopane 2001 r.;
- [7] Banaszak Sz., Mański P., Michalski J. – *Zastosowanie recyklatów do utwardzania kompozycji epoksydowych*, materiały konferencyjne
- [8] PN-86/E-04403 – *Materiały elektroizolacyjne stałe. Metody pomiaru przenikalności elektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych*;
- [9] PN-88/E-04405 – *Materiały elektroizolacyjne stałe. Pomiary rezystancji*;
- [10] PN-86/E-04415 – *Materiały elektroizolacyjne stałe. Metoda wyznaczania wskaźników porównawczych i wskaźników odporności na prądy pelzające w warunkach zawilgocenia*;
- [11] PN-74/E-04441 – *Materiały elektroizolacyjne stałe. Badanie odporności na łuk elektryczny o małym natężeniu prądu przy wysokim napięciu*;
- [12] PN-IEC 243-1:1996 – *Metody badania wytrzymałości elektrycznej materiałów elektroizolacyjnych stałych. Badania przy częstotliwości sieciowej*;
- [13] PN-IEC 695-2-1 – *Badanie zagrożenia ogniowego. Badanie rozżarzoną drutem i wytyczne*;
- [14] PN-84/E-04603 – *Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próba Ca – wilgotne gorąco stałe*;
- [15] PN-87/E-04609 – *Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próba J – pleśnie*.

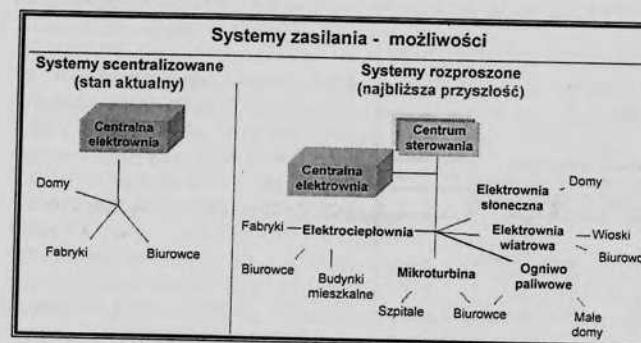
### AKTYWNE UKŁADY KONDYCJONOWANIA ENERGII – NOWA PERSPEKTYWA ELEKTROENERGETYKI.

Grzegorz Benysek, Marcin Jarnut, Jacek Rusiński, Ryszard Strzelecki,  
Instytut Inżynierii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego  
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra

Grzegorz Meckien  
Instytut Elektrotechniki ATR w Bydgoszczy  
ul. Kaliskiego 7, 85-791 Bydgoszcz

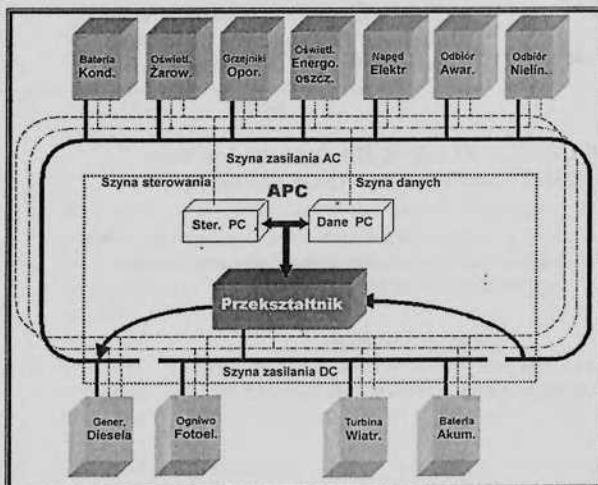
#### 1. Wprowadzenie

Jeszcze niespełna ćwierć wieku temu energia elektryczna była w przeważającej mierze wytwarzana w centralnych elektrowniach i dostarczana do użytkowników za pomocą linii przesyłowych wysokiego napięcia i sieci rozdzielczych średniego i niskiego napięcia. Dopiero w ostatnich latach zapoczątkowano zmiany, ukierunkowane na budowę systemów rozproszonych (rys.1)



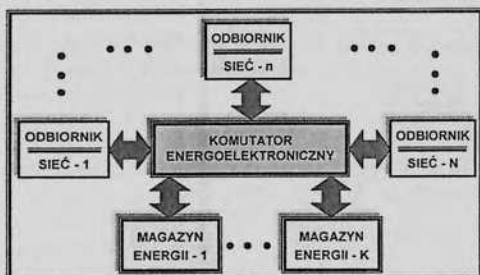
Rys.1. Podstawowe rodzaje systemów zasilania.

o istotnym udziale alternatywnych, w tym przede wszystkim odnawialnych źródeł energii. Tylko w ten sposób wydaje się możliwe wprowadzenie rynku energii w szerokim zakresie oraz znaczące zmniejszenie negatywnego oddziaływania na środowisko tradycyjnych technologii wytwarzania energii elektrycznej. Elektroenergetyka w swoim tradycyjnym kształcie ze swej istoty jest całkowicie niezgodna do wymuszenia optymalizacji wykorzystania zasobów czy też do minimalizacji negatywnego wpływu na środowisko przy pomocy narzędzi ekonomicznych.



Rys.2. Miejsce układów APC w rozproszonych systemach zasilania.

działalności, w systemach rozproszonych muszą być stosowane układy sprzęgające i dopasowujące.



Rys. 3. System kondycjonowania energii elektrycznej.

W oparciu o dwa ostatnie znaczenia można w uzasadniony sposób zdefiniować pojęcie „kondycjonowania energii” i wynikającą z tej definicji grupę urządzeń służących do realizacji tych zadań. Takie urządzenia, składające się komutatora energoelektronicznego (przekształtnika/ków) i magazynów (zasobników) energii, stanowią układ APC. Układy takie łączą i dopasowują różne źródła (sieci zasilające) oraz odbiorniki energii w zależności od wymagań. Jako przykłady można tu wymienić: dopasowanie źródeł odnawialnych do parametrów sieci [1], [2], [3]; dopasowanie źródeł w systemach kogeneracyjnych [4], [5]; wyrównywanie obciążeń z wykorzystaniem magazynów energii [6] ÷ [9]; dopasowanie parametrów sieci do wielkości wymaganych przez odbiornik [20] ÷ [23]. Jak widać, w ten sposób mogą być budowane różne systemy kondycjonowania (rys.3). Układami APC mogą więc być zarówno filtry aktywne służące do zmniejszania zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach prądów i

Cechą charakterystyczną elektroenergetycznych systemów rozproszonych są:

- różnorodność źródeł i parametrów energii elektrycznej
- względnie małe moce pojedynczych źródeł;
- nierównomierna w czasie wydajność energetyczna (zależna np. od pogody i pory dnia/ roku);

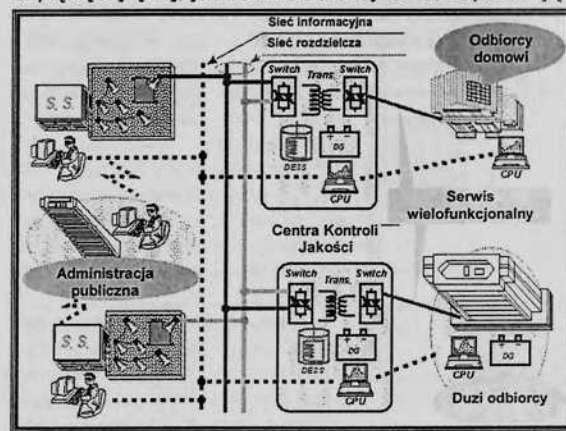
Z uwagi na to, w celu zapewnienia: wymaganej niezawodności, współpracy źródeł, wyrównywania obciążeń, dopasowania odbiorów i minimalizacji ich oddziaływania,

w systemach rozproszonych muszą być stosowane układy sprzęgające i dopasowujące. W przypadku, jeśli są to układy energoelektroniczne można mówić o tzw. aktywnych kondycjonerach energii - układach APC (Active Power Conditioner) (rys.2).

W literaturze zagranicznej bardzo często pojawiają się określenia „conditioning” oraz „conditioner” w odniesieniu do urządzeń elektrycznych.

Słowniki podają cztery znaczenia dla słowa „conditioning”. Są to: kondycjonowanie, klimatyzowanie, **dopasowanie** oraz **poprawianie**.

napięć [13]÷[16], jak również układy UPS, zapewniające pracę urządzeń w przypad-



Rys.4. Koncepcja FRIENDS - Elastycznego, Pewnego, Inteligentnego Systemu Dostawy Energii Elektrycznej

**FRIENDS**  
Flexible  
Reliable  
Intelligent  
Electrical  
eNergy  
Delivery  
System

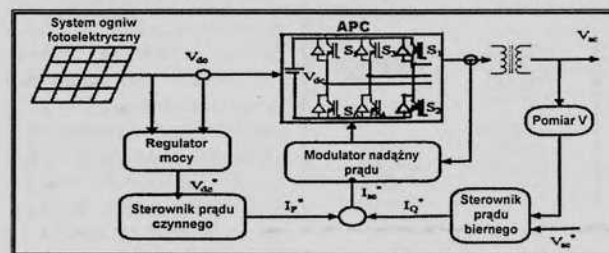
ku zaników napięcia oraz układy kompensacji zapadów i przysiadów napięcia [7], [17], [18], [24]. Niektóre układy tzw. FACTS zaliczane są także do układów APC [10]÷[12].

Ogólnie zasadniczym wyróżnikiem i zarazem celem stosowania układów aktywnych kondycjonowania energii elektrycznej – układów APC jest umożliwienie i optymalizacja współpracy różnych źródeł i odbiorów. Układy APC stanowią więc podstawę budowy rozproszonych systemów zasilania, w tym również wg. koncepcji „FRIENDS” (rys.4) [25].

**Celem niniejszej pracy jest systematyzacja i przedstawienie wybranych układów energo-elektronicznych zaliczanych zgodnie z powyższymi wyjaśnieniami do układów aktywnych kondycjonerów energii – układów APC (Active Power Conditioner).**

## 2. Zasilanie ze źródeł alternatywnych i systemy kogeneracyjne.

Układy APC są praktycznie zawsze koniecznymi elementami systemów zasilania odbiorców ze źródeł alternatywnych [1],[2],[3]. Parametry wyjściowe tych źródeł zazwyczaj nie pasują do wymagań odbiorcy końcowego. Różnią się poziomem napięć i częstotliwości, wskazana jest optymalizacja pobieranej mocy oraz możliwość magazynowania i oddawania energii wyrównująca pobór mocy. Ten aspekt wykorzystania źródeł alternatywnych wyraźnie przejawia się w przypadku współpracy z siecią zasilającą. Tak np. wykorzystując ogniw słoneczne musimy przetworzyć napięcie DC 12÷24V na napięcie AC 400V/50Hz. Ponadto, musimy zapewnić odpowiednią fazę tego napięcia oraz w miarę możliwości zagwarantować

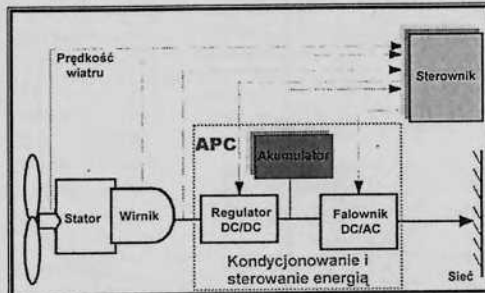


Rys.5. System sprzężony z siecią z ogniwami fotoelektrycznymi

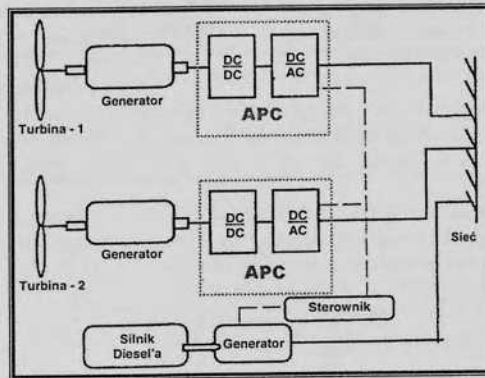
W tym celu należy zastosować układ APC, który przetworzy napięcie DC na napięcie AC 400V/50Hz. Ponadto, musimy zapewnić odpowiednią fazę tego napięcia oraz w miarę możliwości zagwarantować

gromadzenie energii (np. akumulatorze) ze względu na różne nasłonecznienia.

Na rys.5 przedstawiono schemat ogólny przykładowego systemu z ogniwami fotoelektrycznymi przyłączanego do sieci. Zasadniczy obwód układu APC stanowi w tym przypadku przekształtnik DC/AC - falownik napięcia. Układ ten, poza optymalizacją poboru mocy z ogniw i dopasowaniem napięć stałego i



Rys.6. System z turbiną wiatrową sprzężony z siecią.



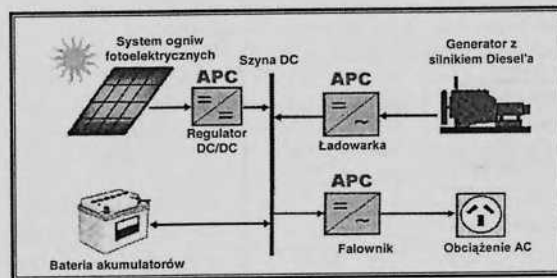
przemienne, umożliwia także kompensację mocy biernej w sieci AC, a przy nieznacznej zmianie sterowania również kompensację harmonicznych prądu. Taka uniwersalność jest cechą wielu układów APC.

Analogiczną możliwość stwarza też układ APC zastosowany w systemie z turbiną wiatrową (rys.6). W systemie napięcie z generatora jest prostowane, podawane na regulator DC/DC i dalej na falownik DC/AC sprzęgający system z siecią AC. Tak samo działają również układy APC w systemie hybrydowym przedstawionym na rys.7. Zastosowanie indywidualnych APC pozwala optymalnie wykorzystać energię wiatru, na dużym obszarze w przypadku rozproszonych turbin. Ten system jest ponadto systemem otwartym, pozwalającym dołączać dodatkowe turbiny bez zmiany istniejących połączeń. Generator z silnikiem Diesla za-

bezpiecza dostarczanie energii w przypadku braku wiatru, w minimalnej ilości potrzebnej ważnym odbiorcom.

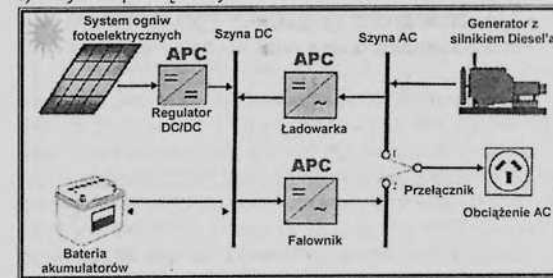
Hybrydowe systemy zasilania są tymi rozwiązaniami, które stwarzają realne możliwości szerokiego wykorzystania źródeł alternatywnych. Najczęściej tak

dobiera się źródła, aby brak jednego nośnika energii (np. wiatru) rekompensował drugi (np. słońce). Ciągłość zasilania podtrzymują odpowiednie zasobniki energii, na krótki czas najczęściej akumulatory, ładowane zazwyczaj od źródła alternatywnego.

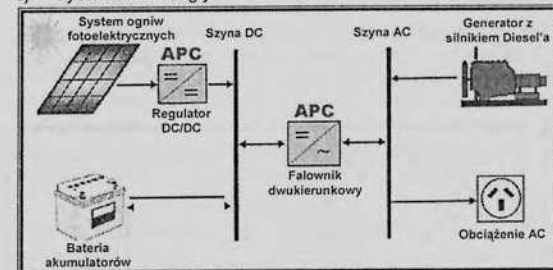


a) System szeregowy

b) System przełączalny



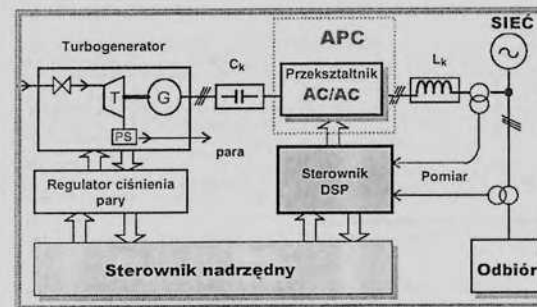
c) System równoległy



Rys.8. Podstawowe połączenia systemów hybrydowych.

możliwości kompensacji innych odbiorców AC. Taka możliwość nie istnieje także w systemie przełączalnym (rys.8b), ze względu na moc ładowarki. Ponadto ten system może być stosowany tylko w przypadku, gdy dopuszczalna jest krótka przerwa przy przełączaniu obciążenia.

Do hybrydowych systemów zasilania w sposób oczywisty zaliczają się także systemy kogeneracyjne, np. system przedstawiony na rys.9 [4],[5]. Dodatkowymi nośnikami energii jest najczęściej gaz lub para wodna. Układ APC dopasowuje przede



Rys.9. Schemat blokowy przykładowego systemu kogeneracyjnego

Tylko w przypadku dłuższego braku nośnika energii w tym źródle, akumulatory doładowywane są z generatora.

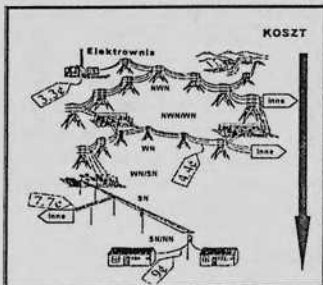
Na rys.8, na przykładzie ogniw fotoelektrycznych, przedstawiono podstawowe połączenia systemów hybrydowych. Najbardziej uniwersalny jest system równoległy (rys.8c). Osiąga się to kosztem dwukierunkowości i mocy układu APC sprzęgającego szynę DC i AC. W systemie szeregowym (rys.8a) źródła energii sprzęga szynę DC, co upraszcza sterowanie układami APC. Wadą jest natomiast podwójne przetwarzanie energii z generatora Die-

sel'a. Nie ma również

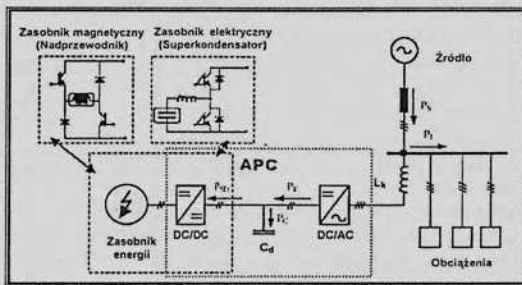
wszystkim parametry energii elektrycznej z obu źródeł. Możliwa jest również funkcja kompensacji oddziaływania innych odbiorców pracujących w sieci. Należy zaznaczyć, że w systemach kogeneracyjnych, z uwagi na pewność dostawy nośnika energii, najczęściej nie są wymagane dodatkowe zasobniki energii. W tym systemach dostawa dodatkowego nośnika energii jest ciągła i zostaje przerwana tylko w wyjątkowych sytuacjach eks-

tremalnych. Zabezpieczenie się od skutków takich sytuacji, na ogół zbyt kosztowne, wymaga dodatkowej rozbudowy systemu z zastosowaniem odpowiednich układów APC spełniających funkcję UPS.

Zasobniki energii czy to w postaci akumulatorów, superkondensatorów, dławików nadprzewodnikowych, ogniw paliwowych, kół zamachowych itp., czy w dużych systemach w postaci zbiorników szczytowo-pompowych, komór ze sprężonym powietrzem lub wodorem (uzyskiwanym w trakcie elektrolizy podczas pracy normalnej systemu), są wskazane wszędzie tam, gdzie zadaniem układu APC jest poprawianie parametrów energii elektrycznej i zwiększenie odporności systemu zasilania na przypadkowe zakłócenia w dostawie. Szczególną rolę wydziela się przy tym zasobnikom energii w procesie dystrybucji energii elektrycznej na odcinkach średnich i niskich napięć. Wiąże się to głównie z kosztem 1 kWh na tych odcinkach, 2÷3 krotnie przewyższającym koszt produkcji energii za pomocą tradycyjnych technologii (rys.10). Układy APC z takimi zasobnikami są najczęściej urządzeniami wielofunkcyjnymi, dołączanymi równoległe do sieci, tak jak to pokazuje rys.11.

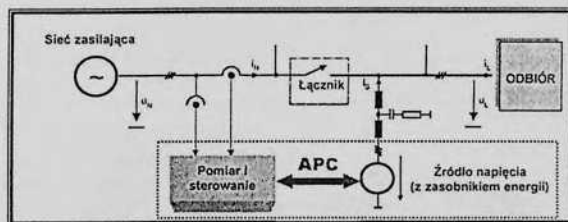


Rys.10. Zmiany ceny 1 kWh w procesie produkcji i dystrybucji.



Rys. 11. Zastosowanie elektrycznych i magnetycznych zasobników energii

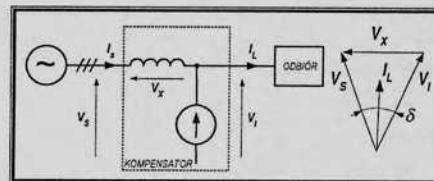
### 3. Sieci zasilające prądu przemiennego



Rys.12. Sposób dołączenia i stany pracy równoległego APC z zasobnikiem energii.

Na rys.12 pokazano typowy sposób dołączenia uniwersalnego równoległego układu APC współpracującego z zasobnikiem energii do sieci zasilającej [8]. Układ w zależności od położenia łącznika i sygnałów sterujących pracuje w jednym z czterech stanów: gotowości, kondycjonowania, rezerwy, obejścia. Największe możliwości funkcjonalne są w stanie kondycjonowania. W tym stanie, w zależności od występowania układ APC umożliwia: kompensację mocy biernej, kompensację flicker'a, aktywną filtrację harmonicznych, kompensację niesymetrii obciążenia, utrzymywanie

Stan	Zależności
Gotowości	$i_N = i_L ; i_S = 0$
Kondycjonowania	$i_N = i_L - i ; i_S = i_R$
Rezerwy	$i_N = 0 ; i_S = i_L$
Obejścia	$i_N = i_L ; i_S = 0$



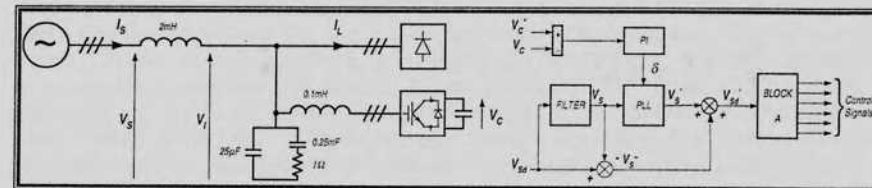
Rys. 13. Zmodyfikowany układ równoległego APC.

układ APC (rys.13), pracujący jako źródło napięcia. W tym przypadku moce czynna i bierna źródła wynoszą:

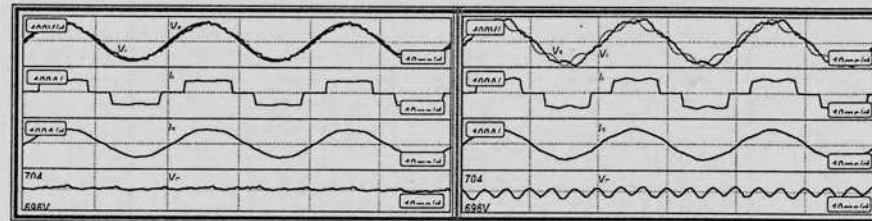
$$P = \frac{V_S \cdot V_L}{X_s} \cdot \sin(\delta) ; Q = \frac{V_S \cdot V_L}{X_s} \cdot \cos(\delta) - \frac{V_L^2}{X_s}$$

Nieduży pobór mocy biernej nie wpływa na zauważalne pogorszenie współczynnika mocy. Potwierdzają to badania układu APC, którego dokładny schemat wraz z ze schematem blokowym sterownika przedstawiono na rys.14. Uzyskane w tym układzie przebiegi prądów i napięć w przypadku sinusoidalnego i odkształconego napięcia zasilania pokazano na rys. 15.

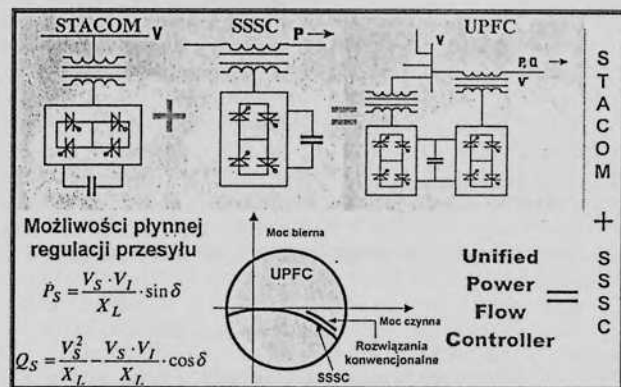
Układy równoległych APC znalazły również zastosowanie w „dużej” elektroenergetyce jako układy STACOM [11],[12] oraz przy odpowiednim sterowaniu jako filtry aktywne [13],[16]. W połączeniu z szeregowymi układami APC w niniejszym artykule nie omawianych, układy te tworzą uniwersalną topologię APC, przystosowanego zarówno do kompensacji parametrów prądowych jak i napięciowych. Różne rodzaje takich układów APC przedstawiono na rys.16, rys.17 i rys.18. Układy te są obecnie na stadium pierwszych praktycznych doświadczeń eksploatacyjnych.



Rys.14. Schemat i układ sterowania zmodyfikowanego równoległego układu APC.



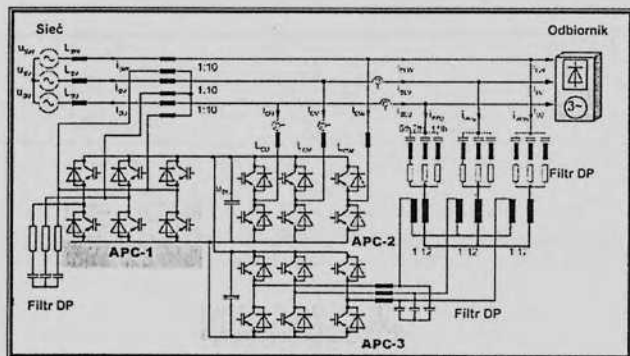
Rys.15. Przebiegi prądów i napięć w układzie przedstawionym na rys. 14.



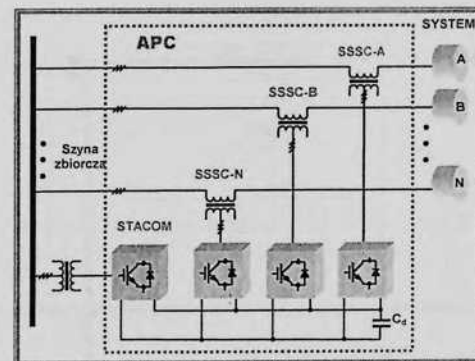
Rys.16. Układy szeregowo równoległego APC jako element FACTS (Flexible AC Transmission Systems)

#### 4. Nowe topologie układów APC w jednofazowych systemach AC

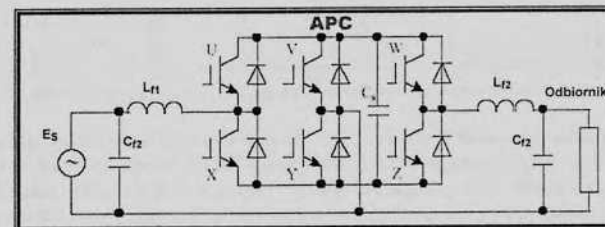
Perspektywnym zdaniem autora obszarem zastosowaniem układów APC są również jednofazowe systemy prądu przemiennego. W tych systemach mamy najczęściej do czynienia z „miękkimi źródłami” dużą liczbą zasilaczy impulsowych, dużymi odkształceniami i względnie częstymi przerwami w zasilaniu. Korzystający z tych systemów odbiorcy energii najczęściej nie są „szanowanymi partnerami” dla spółek dystrybucyjnych. Nie mogą na nich wymóc właściwych parametrów energii elektrycznej, a i sami pogarszają te parametry na szkodę swoją i innych drobnych odbiorców. Sytuację może zmienić zastosowanie indywidualnych lub grupowych układów APC, spełniających rolę „seperatora” użytkownika od dostawcy energii. W ten sposób układy jednofazowych APC mogą odegrać istotną rolę w gospodarstwach domowych małej i średniej wielkości, tym bardziej, że dodatkowo można im przypisać funkcję dopasowania z indywidualnym źródłem alternatywnym i zasobnikiem energii. Jako przykład takiego układu może służyć regulator napięcia AC [23], przedstawiony na rys.19.



Rys.17. Udoskonalony hybrydowy układ UPFC

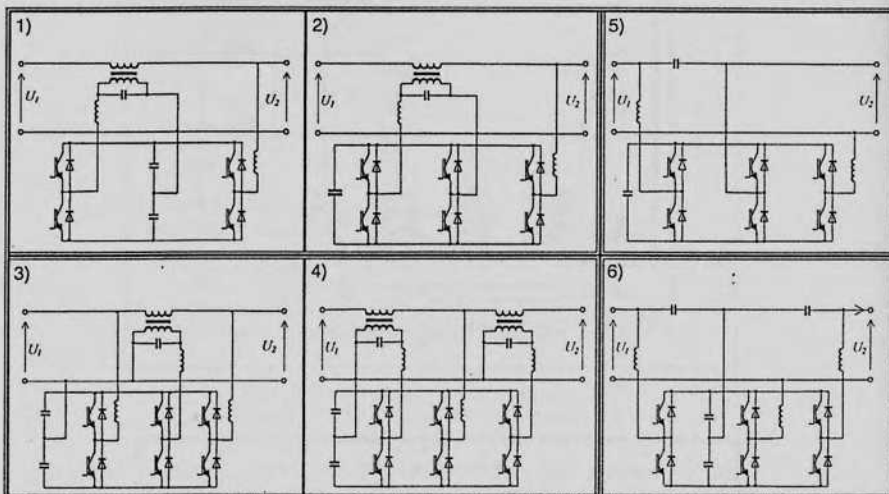


Rys. 18. Układ APC jako IPFC (Interline Power Flow Controller)



Rys. 19. Układ APC do jednofazowej regulacji napięcia przemiennego.

Na rys.20 przedstawiono wybrane rozwiązania 1-fazowych układów APC o strukturze szeregowo-równoległej [19], [21], [22]. Układy te, tak jak wcześniej przedstawione UPFC i IPFC (rys.16, rys.17, rys.18) są przystosowane zarówno do kompensacji parametrów prądowych jak i napięciowych. W zależności od sposobu dołączenia kondensatora źródłowego i sposobu realizacji źródeł prądowego i napięciowego poszczególne realizacje charakteryzują się pewnymi cechami. Traktując układ APC składający się z dwóch mostków jako podstawowy (ze względu na trywialność nie pokazany), należy zauważyć, że jego struktura zawiera aż 8 łączników – niewątpliwie jest to wada tego układu. Najmniejszą liczbą elementów aktywnych cechuje się układ APC, którego schemat przedstawiono na rys.20-1. Występują tu tylko dwie gałęzie mostkowe (4 łączniki). W układzie tym musi być jednak stosowany dzieleny kondensator. Tej wady jest pozbawiony układ APLC z rys.20-2. W układzie tym stosowany jest „pełny” mostek trójfazowy (składający się z 6-ciu łączników). Jedną z gałęzi mostka pełni funkcję dzielnika napięcia kondensatora. W ten sposób jest realizowany „sztuczny punkt wspólny”, co wiąże się jednak z koniecznością zwiększenia częstotliwości pracy łączników. Ponadto wymagane jest również dwukrotnie większe napięcie w obwodzie DC na kondensatorze źródłowym.



Rys.20. Wybrane rozwiązania 1-fazowych szeregowo-równoległych układów APC.

Bezpieczną zaletą układu z rys.20-2 jest możliwość pełnego wykorzystania popularnego typowego trójfazowego IPM (Intelligent Power Module). Taki moduł może być również wykorzystany w przypadku symetrycznych 1-fazowych układów APC z dzielonym kondensatorem, na podstawie schematów przedstawionych na rys.20-3 i rys.20-4. Rozwiązanie to pozwala zmniejszyć koszty realizacji symetrycznych APC z zachowaniem ich funkcjonalnych zalet [19],[21] w porównaniu z układami niesymetrycznymi. Układ symetryczny przedstawiony na rys.20-4 może również służyć przy pracy równoległej dwóch źródeł zasilania przy zwiększonej mocy odbiornika [20].

Istotną niedogodnością przedstawionych dotychczas jednofazowych szeregowo-równoległych układów APC jest konieczność stosowania transformatorów w obwodach źródeł napięć dodatkowych. Ta wada jest szczególnie istotna w układzie symetrycznym z rys.20-4, gdzie należy stosować dwa transformatory. Niedogodności wynikającej z konieczności stosowania szeregowych transformatorów dodatkowych są natomiast pozbawione układy 1-fazowe prezentowane na rys.20-5 i rys.20-6. Ich wadą są natomiast stosunkowo duże wartości pojemności kondensatorów  $C_f$  oraz złe dopasowanie napięciowe obwodu DC do wymaganego napięcia szeregowego źródła dodatkowego.

### Podsumowanie

Przedstawiony materiał w żaden sposób nie wyczerpuje obszernej tematyki budowy i zastosowania układów APC i rozwiązań zaliczanych do tych układów. Z uwagi na objętość wiele zagadnień zostało potraktowanych powierzchownie, wiele w ogóle pominięto. Niemniej wydaje się, że nawet takie ujęcie zagadnienia, jak to uczyniono w niniejszym artykule, systematyzuje i pozwala względnie adekwatnie ocenić skalę i zakres problemu kondycjonowania energii elektrycznej, i ocenić perspektywy i korzyści płynące z zastosowania aktywnych układów kondycjonowania w elektroenergetyce. Rozszerzeniu i powszechnemu wdrażaniu tych układów w prakty-

ce sprzyja również bardzo szybki rozwój technologii w pełni sterowalnych przyrządów półprzewodnikowych mocy. Już obecnie tranzystory osiągają parametry graniczne rzędu 6000 V i 1000 A. Wszystko to pozwala traktować układy APC jako całkowicie nową jakość, umożliwiającą praktycznie w nieograniczony sposób sterować przepływem i jakością energii elektrycznej.

### Literatura

- [1] M. R. Patel, "Wind and Solar Power Systems," *CRC Press LLC*, New York, 1999.
- [2] R. Messenger, and J. Ventre, "Photovoltaic Systems Engineering," *CRC Press LLC*, New York, 2000.
- [3] H.-P. Beck, J. Wenske, and A. Wolf, "Power Conditioning in Network with High Wind Energy Systems," *Electrical Engineering*, Vol. 81, Nr.6, pp.395-407, 1999.
- [4] D. Casadei et al, "Active AC Line Conditioner for a Cogeneration Systems," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '99 (CD-ROM)*, Lausanne, 1999, 10 p.
- [5] W.-R. Candera et al, "Application of a Novel 400kW Natural Gas Expansion Systems as a UPS System," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 8 p.
- [6] J. Baba et al, "Power Conditioning Method for SMES by use of ICB Energy Transfer Circuit," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 8 p.
- [7] S. Polmai, T. Ise, and S. Kumagai, "Voltage Sag Compensation with Minimum Energy Injection by Use of a Micro-SMES," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 8 p.
- [8] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "A Parallel Conditioning Systems with Energy Storage Capability for Power Quality Improvement in Industrial Plants," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 8 p.
- [9] M. Nowak, J. Matulka, and R. Barlik, "Active Power Levelling with Capacitor Energy Storage," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 9 p.
- [10] P. Singh, J.M. Pacas, and C.M. Bhatia, "An Improved Unified Power Quality Conditioner," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01 (CD-ROM)*, Graz, 2001, 7 p.
- [11] N.G. Hingorani, and L. Gyugyi, "Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems," *IEEE Press*, New York, 2000.
- [12] Y.H. Song, and A.T. Johns, "Flexible AC Transmission Systems (FACTS)," *IEE Power and Energy Series 30*, TJ Internat. Ltd, Padstow, Cornwall, 1999.
- [13] R. Strzelecki, and H. Supronowicz, "Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego," *Wydaw. Adam Marszałek*, Toruń, Wyd.1/2, 1997/99.
- [14] S. Bhattacharya et al, "Active Filter System Implementation," *IEEE Ind. Appl. Magazine*, Nr 5, Sep./Oct. 1998, pp. 47 - 63.
- [15] J. Rusiński, K. Sozański, and R. Strzelecki, "Kompensatory aktywne w sieciach prądu przemiennego," in *Proc. Conf. Jakość energii elektrycznej w sieciach elektroenergetycznych w Polsce*, Poznań, listopad 2000, pp.129-138.



## MODELOWANIE DYNAMIKI NAPĘDÓW Z SILNIKAMI SKOKOWYMI

Szymon Bobako

Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki  
70-313 Szczecin, Sikorskiego 37

Rozwój zastosowań wielopasmowych silników skokowych z magnesami trwałymi w przemyśle i robotyce oraz wzrost wymagań dotyczących parametrów ruchu inspiruje poszukiwanie nowych sposobów sterowania. Silniki skokowe pozwalają na uzyskiwanie dużych wartości momentów i mocy w dużym zakresie prędkości ruchu. Przy wzroście mocy do wartości rzędu kilowatów uwydatniają się cechy silnika, które muszą być uwzględniane przy wyborze metody sterowania. Silniki z magnesami trwałymi i uzwojeniami posiadającymi rdzenie posiadają duży moment reluktancyjny, który może ograniczać zakres ich stosowania. Jest to jeden z powodów, który doprowadził do bezrdzeniowej konstrukcji stojana. Silniki skokowe z magnesami trwałymi zasilane są ze źródła prądu stałego. W silnikach małej mocy prąd w uzwojeniach pasm w stanie ustalonym ograniczany jest przez rezystancję uzwojeń i dodatkowe rezystancje szeregowe służące do zmniejszenia stałej czasowej. Rozwiązanie takie dla dużych mocy drastycznie zmniejsza sprawność silnika. Do sterowania prądem pasm silnika stosuje się klucze półprzewodnikowe, które pozwalają na przepływ prądu zgodnie z równaniem:

$$L \frac{di}{dt} + R_u \cdot i + E_i = U \quad (1)$$

gdzie  $L$  – indukcyjność uzwojenia pasma,  $R_u$  – sumaryczna rezystancja pasma  
Możliwość ustalenia prądu w uzwojeniu pasma w stanie ustalonym do dwóch poziomów pozwala na skokową pracę silnika. Praca z dwoma poziomami prądu -  $I_{\max}$ ,  $I_{\min}$  nazywana jest pracą pełnoskokową. W napędach o dużej precyzji położenia konieczne jest wymuszanie przepływu prądu o wielu poziomach.

W napędach wymagających dokładności ruchu lub precyzji pozycjonowania wymaga się określenia wielkości błędów powstających przy zmieniających się obciążeniach momentem lub siłą. Siła powstająca w silniku zależy od prądu płynącego przez jego uzwojenia zgodnie z zależnością:

$$F_n = K \cdot \mu \cdot H_m \cdot I \quad (2)$$

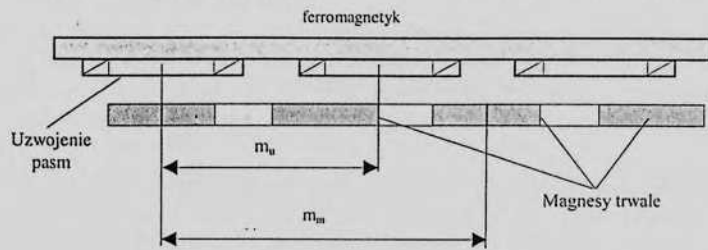
$K$  - stała konstrukcyjna silnika,  $H$  – natężenie pola magnetycznego,  $I$  - prąd płynący przez uzwojenie pasma

Przy małej ilości pasm siła ma przebieg pulsujący. Aby uzyskać siłę o małej składowej pulsującej, stosuje się konstrukcje z uzwojeniami wielopasmowymi. A uzwojenia zasilane są prądami o kształcie zbliżonym do sinusoidy. W tym celu niezbędne jest zastosowanie

- [16] R. Strzelecki, and H. Supronowicz, "Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy," *Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej*, Warszawa, 2000.
- [17] L. Voss, A.Steimel, and R.Lurick, "Transient Performance and Design Issues for a Parallel-Connected Voltage Sag and Outage Compensator," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '99* (CD-ROM), Lausanne, 1999, 10 p.
- [18] Ch. Zhan et all, "Dynamic Voltage Restorer Based on Voltage-Space-Vector PWM Control," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.37, pp.1855-1863, Nov./Dec. 2001.
- [19] R. Strzelecki et all, "A universal symmetrical topologies for active power line conditioners," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '99* (CD-ROM), Lausanne, 1999, 10 p.
- [20] U. Borup, F. Blaabjerg, and P.N. Enjeti, "Sharing of Load in Parallel-Connected Three-Phase Converters," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol.37, pp.1817-1823, Nov./Dec. 2001.
- [21] R. Strzelecki and J. Kukluk, "Single phase active power line conditioners," in *Proc. 3-th International Symposium All Electric Ship Civil or Military - AES 2000*, Paris, 2000, pp.379—384
- [22] G. Meckien, R. Strzelecki, and M. Klytta, "Układy 1-fazowych sterowników APLC o topologiach oszczędnościowych," in *Proc. Int. Conf. Power Electronics Devices Compatibility - PEDC'99*, vol.3, Słubice, 1999, pp.48-58.
- [23] Y. Okuma, H. Yamamoto, and Y. Shoji, "A Novel PWM Controlled AC-Chopper Circuit Based on DC-Clamped Bilateral Switching Circuit Topology and Its Typical Laboratory," in *Proc. 8th European Conference on Power Electronics and Applications - EPE '01* (CD-ROM), Graz, 2001, 8 p.
- [24] R. Strzelecki, and Z. Fedyczak, "Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego," *Wydaw. Adam Marszałek*, Toruń, 1997.
- [25] <http://svr.huee.hokudai.ac.jp/friends/>

elektronicznego układu sterującego, który pozwala na sterowanie kluczami półprzewodnikowymi z kontrolą prądu w uzwojeniach w funkcji czasu i położenia ruchomej części silnika. Elektroniczny układ sterowania zawiera zwykle kontroler mikroprocesorowy realizujący funkcje:

- kontrolę chwilowych wartości prądu w uzwojeniach
- kształtuje przebieg prądu w funkcji czasu i położenia elementu ruchomego



Rys 1. Struktura silnika z magnesami trwałymi  
 $m_m$  – moduł magnesów trwałych,  $m_u$  – moduł uzwojeń pasm

Do analizy przyjęto model matematyczny modułu (rys. 1) silnika z uzwojeniem trójfazowym bez rdzeni ferromagnetycznych pracującego w stanie quasi statycznym.

W celu uproszczenia przyjęto, że uzwojenia zasilane są prądem o kształcie sinusoidalnym. Indukcyjności uzwojeń przyjęto jako stałe. Magnesy trwałe ferrytowe znajdujące się na części ruchomej tworzą układ dwóch par biegunów, przenikalność materiału magnesów  $\mu = \mu_0$ . Uzwojenia pasm są rozmieszczone symetrycznie. Natężenie pola magnetycznego wytwarzanego przez magnesy trwałe w szczelinie powietrznej opisuje funkcja uwzględniająca podstawową harmoniczną:

$$H_m = H_m \cdot \sin(\alpha) \quad (3)$$

gdzie  $x$  - przesunięcie w kierunku ruchu

$m_m$  - moduł rozmieszczenia jednoimiennych magnesów trwałych a kąt związany jest z położeniem części ruchomej zależnością:

$$\alpha = \frac{2\pi}{m_m} x$$

Prądy zasilające uzwojenia, przesunięte w fazie wytwarzają pola magnetyczne o natężeniu opisane są zależnościami:

$$\begin{aligned} H_a &= H_m \cdot \sin(Z) \\ H_b &= H_m \cdot \sin\left(Z + \frac{2}{3}\pi\right) \\ H_c &= H_m \cdot \sin\left(Z + \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (4)$$

$Z$  - funkcja opisująca przebieg zmian fazy prądu zasilającego uzwojenia.

Powstająca siła jest sumą oddziaływań pola magnetycznego magnesów trwałych na uzwojenia z prądem:

$$F_a = K \cdot I \cdot H \cdot \mu \cdot \sin(Z) \cdot \sin(\alpha)$$

$$F_b = K \cdot I \cdot H \cdot \mu \cdot \sin\left(Z + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot \sin\left(\alpha + 2\pi \cdot \frac{\tau_u}{\tau_m}\right) \quad (5)$$

$$F_c = K \cdot I \cdot H \cdot \mu \cdot \sin\left(Z + \frac{4}{3}\pi\right) \cdot \sin\left(\alpha + 4\pi \cdot \frac{\tau_u}{\tau_m}\right)$$

Po uwzględnieniu (3) oraz (5) siła efektywna wytwarzana przez moduł silnika jest równa:

$$F_e = K_o \cdot \cos(Z + \alpha) \quad (6)$$

W silniku pracującym bez obciążenia, siła w dowolnym położeniu części ruchomej jest funkcją przesunięcia  $\alpha(x)$  oraz przesunięcia fazy prądu  $Z(t)$ . Przy przemieszczaniu części ruchomej istnieją położenia, w których siła jest równa zero.

$$Z + \alpha = \frac{\pi}{2} + k \cdot \pi \quad (7)$$

Dla napędu z silnikiem obciążonym można napisać równanie równowagi sił:

$$m \cdot \frac{d^2 \alpha}{dt^2} + \gamma \cdot \frac{d\alpha}{dt} = F_o \quad (8)$$

$m$  - masa ruchomych elementów napędu,  $\gamma$  - współczynnik tłumienia

Definiując różnicę  $e = \frac{\pi}{2} - (Z + \alpha)$  i traktując  $e$  jako wartość błędu położenia można zapisać

$\alpha = \frac{\pi}{2} - (Z + e)$  a następnie wyznaczyć pierwszą i drugą pochodną:

$$\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{dZ}{dt} - \frac{de}{dt}; \quad \frac{d^2 \alpha}{dt^2} = -\frac{d^2 Z}{dt^2} - \frac{d^2 e}{dt^2}; \quad (9)$$

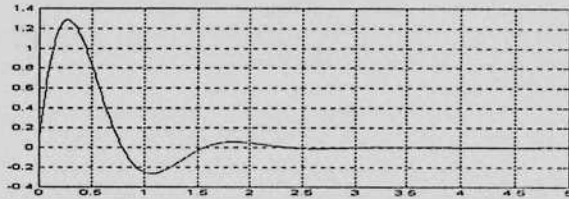
Po uwzględnieniu (7) (8) i (9) powstaje równanie różniczkowe opisujące obciążony silnik:

$$-m \cdot \left(\frac{d^2 Z}{dt^2} + \frac{d^2 e}{dt^2}\right) - \gamma \cdot \left(\frac{dZ}{dt} + \frac{de}{dt}\right) = K \cdot \sin(e) \quad (10)$$

Z równania (10) po dokonaniu linearyzacji otrzymuje się transmitancję napędu

$$G(s) = -\frac{s^2 + \gamma \cdot s}{m \cdot s^2 + \gamma \cdot s + 1} \quad (11)$$

Transmitancja (11) silnika pozwala obserwować reakcję napędu na zmiany fazy prądów w uzwojeniach. Na rysunku (2) pokazano zmiany błędu położenia w odpowiedzi na skok prądu.



Rys. 2 Błąd pozycji w odpowiedzi na skokową zmianę prądu w

Aby osiągać małe wartości błędów położenia należy stosować układ sterujący, który dostarczy ciąg impulsów prądowych o amplitudzie zmieniającej się zgodnie z prawem:

$$i_k = I_{\max} \sin\left(\frac{2\pi}{4 \cdot n_i} \cdot k\right) \quad (12)$$

$n_i$  - ilość poziomów prądu,  $k$  - numer generowanego impulsu;

Dla stałej prędkości ruchu, prąd zasilający uzwojenia opisany jest zależnością:

$$i_u = i_k \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{4n_i} \cdot f_i \cdot t + \varphi\right) \quad (13)$$

Zasilanie prądem zmieniającym się skokowo, którego obwiednia jest sinusoidą pozwala na znaczne ograniczenie błędu położenia części ruchomej silnika w stanach przejściowych.

Układ sterowania napędem wymagającym precyzji przemieszczania wymaga złożonego algorytmu pracy, który może zrealizować system zawierający blok cyfrowego przetwarzania informacji o położeniu i prędkości ruchu.

#### Podsumowanie

Przedstawiona praca uzasadnia stosowanie układów sterowania, w których powinny być stosowane kontrolery mikrokomputerowe pozwalające na wykonywanie operacji pomiarów i sterowania w czasie rzeczywistym. Wobec dostępności układów DSP z zintegrowaną jednostką arytmetyczno-logiczną o dużej mocy obliczeniowej celowe jest prowadzenie dalszych badań, które pozwolą na zbudowanie prostego układu sterowania zarządzanego przez autonomiczny program realizujący funkcje niezbędne dla osiągnięcia zadanych parametrów.

#### Literatura:

1. Wróbel T. Silniki skokowe WNT Warszawa 1993
2. Kenjo T., Nagamori S., Permanent Magnet and Brushless Motors, Calderon Press, Oxford 1985.
3. Harnefors L., Isacson A., Sensorless Adaptive Control of Permanent Magnet Motors: Same Asymptotic Properties, Proc. Of the American Control Conference Albuquerque, New Mexico June 1997 pp. 1203-1207

## STEROWANIE ROZRUCHEM I NAWROTEM SILNIKA INDUKCYJNEGO Z MINIMALIZACJĄ UDARÓW MOMENTU OBROTOWEGO

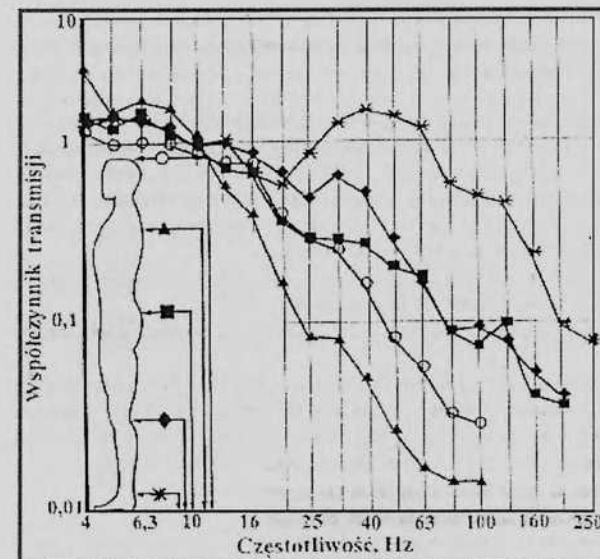
Prof.dr hab.inż. Ryszard Borowski,  
Instytut Elektrotechniki ATR Bydgoszcz  
ul. Prof. S. Kaliskiego 7, 85-796 Bydgoszcz

**Streszczenie:** W publikacji zajęto się w szczególności minimalizacją udarów momentu obrotowego przy rozruchu i nawrocie napędu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym klatkowym (SIK). Przeanalizowano zastosowanie nowej metody sterowania rozruchem, która polega na odpowiedniej (dobranej) sekwencji załączania poszczególnych faz na zasilaniu silnika. Wprowadzenie powyższego sterowania do rozruchu i nawrotu SIK umożliwia:

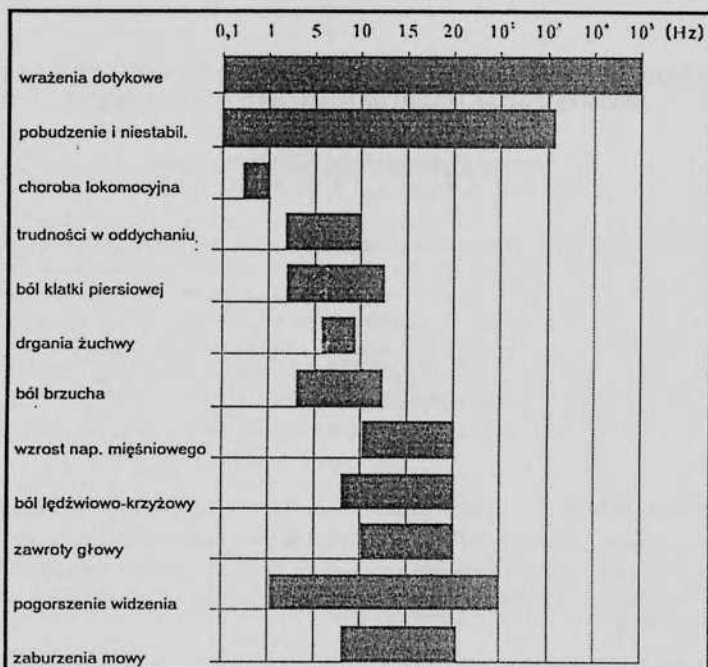
- znaczne zmniejszenie udarów i oscylacji momentu obrotowego;
- liniowe i bezoscylacyjne narastanie prędkości kątowej;
- łagodne narastanie oraz ograniczenie amplitud prądów dla poszczególnych faz, co szczególnie dotyczy nawrotu.

### 1. WPROWADZENIE

Częste rozruchy, hamowania i nawroty napędów elektrycznych z silnikami indukcyjnymi klatkowymi (SIK) powodują znaczne zwiększenie poziomu drgań mechanicznych w pobliżu tych napędów, co powoduje różne negatywne oddziaływania na organizm człowieka (rys.1a i rys.1b) [9].



Rys. 1. Wykresy współczynników transmisji pionowych drgań do różnych obszarów ciała człowieka w funkcji częstotliwości



Rys.1b. Subiektywne wrażenia doznawane przez człowieka podczas działania intensywnych drgań ogólnych o różnych częstotliwościach

Należy stwierdzić, że najbardziej istotny wpływ na organizm człowieka występuje w zakresie niskich częstotliwości (do 30 Hz). Tak niskie częstotliwości drgań mechanicznych są głównie związane z rozruchem napędu elektrycznego. Jednak przy zasilaniu z przemienników częstotliwości problem ten występuje również dla bardzo małych prędkości (poniżej 0,1 n<sub>N</sub>), co jest związane z tzw. pracą krokową tego napędu. Na podstawie przeprowadzonych badań [9] można stwierdzić, że napędy z silnikami polskimi charakteryzuje:

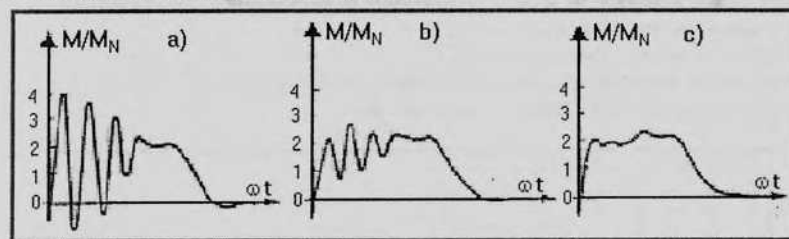
- ok. 80 % silników indukcyjnych przy zasilaniu z sieci EE przekracza wartości dopuszczalne drgań ( $V_{dop}=1,8$  m/s zgodnie z normą PN-88/E-06714);
- ok. 100 % silników indukcyjnych przy zasilaniu z PCz przekracza wartości dopuszczalne drgań.

Zaproponowana przez autorów [10] nowa koncepcja sterowania rozruchem SIK służy w szczególności do zmniejszenia uderów i oscylacji momentu obrotowego w czasie rozruchu. Nawiązują oni w tym przypadku do możliwości kształtowania odpowiednich charakterystyk SIK przedstawionych przez Bielawskiego [1]. Jako efektywne poleca on dwie metody:

- odpowiednie zaprogramowanie narastania napięcia zasilającego silnik;
- formowanie wymaganych warunków początkowych dla silnika.

Przy ustaleniu stałego napięcia rozruchowego, poprzez transformator lub układ sterownika tyrystorowego ze stałym kątem wysterowania, uzyskuje się zmniejszenie prądów rozru-

chowych i momentów uderowych. Jest to jednak związane z wydłużeniem czasu rozruchu, co nie zawsze jest uzasadnione, ponieważ należy zachować pełne wartości momentu obrotowego odpowiadające charakterystyce statycznej silnika.



Rys.2. Przykładowe przebiegi momentu rozruchowego przy: a) rozruchu bezpośrednim; b) wykładniczej obwiedni napięcia o stałej  $T_1=0,013$  s; c) kompensacji składowej swobodnej strumienia magnetycznego

Ograniczenie składowych uderowych momentu obrotowego osiąga się przez doprowadzenie do SIK napięcia  $u_s(t)$  zmieniającego się od zera do wartości znamionowej  $U_{SN}$ . Harmoniczna podstawowa w tyrystorowym regulatorze napięcia powinna się zmieniać wg poniższej zależności [1]:

$$u_s(t) = U_{sv} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{t}{T_1}\right) \right], \quad (1)$$

gdzie stała czasowa  $T_1 = (0,01 \pm 0,015)$  s. Przykładowe przebiegi momentu rozruchowego w tym przypadku pokazane są na rys.2.b [1].

Należy podkreślić w tym miejscu, że uzyskane ograniczenie uderów momentu przy rozruchu zgodnie z zależnością (1) jest tylko częściowe. Praktycznie całkowite ograniczenie uderów momentu obrotowego SIK w czasie rozruchu uzyskuje się poprzez wprowadzenie niezerowych warunków początkowych (rys.2c). Kompensuje się wtedy składową swobodną strumienia o małym współczynniku tłumienia, przy czym składowa swobodna silnie tłumiona nie jest kompensowana, ale zanika bardzo szybko i właściwie nie ma wpływu na wartość momentu rozruchowego SIK. Powyższe uzyskuje się poprzez odpowiednie sterowanie przemiennika częstotliwości zasilającego silnik indukcyjny.

## 2. NOWA KONCEPCJA STEROWANIA DLA ROZRUCHU SIK

Podczas rozruchu silnika indukcyjnego klatkowego, przez włączenie na całkowite napięcie zasilające, występują duże udary prądu i momentu. Powoduje to w początkowej fazie rozruchu udary i oscylacje momentu obrotowego będącego bezpośrednią przyczyną drgań zespołu napędowego.

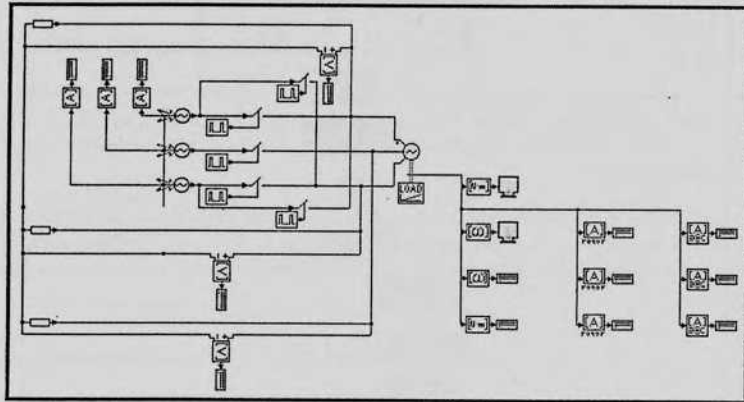
Istnieją oczywiście sposoby ograniczenia uderów prądowych podczas rozruchu, proste oparte na właściwościach silników indukcyjnych klatkowych jak i wyrafinowane z zastosowaniem zasilania z układów energoelektronicznych.

Poszukiwania ewentualnych innych możliwości rozruchu silników indukcyjnych klatkowych sprzyja rozwój komputerowych programów symulacyjnych dla układów napędowych z tymi silnikami.

Nowa koncepcja sterowania (NKS) rozruchem silnika indukcyjnego klatkowego polega na kontrolowanym i ściśle określonym opóźnieniu załączenia trzeciej fazy napięcia zasilającego silnik indukcyjny klatkowy w układzie pokazanym na rys.3.

Nadrzędnym celem poszukiwań było zmniejszenie ударów i oscylacji momentu obrotowego w czasie rozruchu. W wyniku zastosowania nowej koncepcji sterowania uzyskano korzystne charakterystyki przy rozruchu SIK:

- liniowe narastanie prędkości kątowej;
- znaczne zmniejszenie ударów i oscylacji momentu rozruchowego;
- korzystniejszy przebieg prądu w czasie rozruchu.



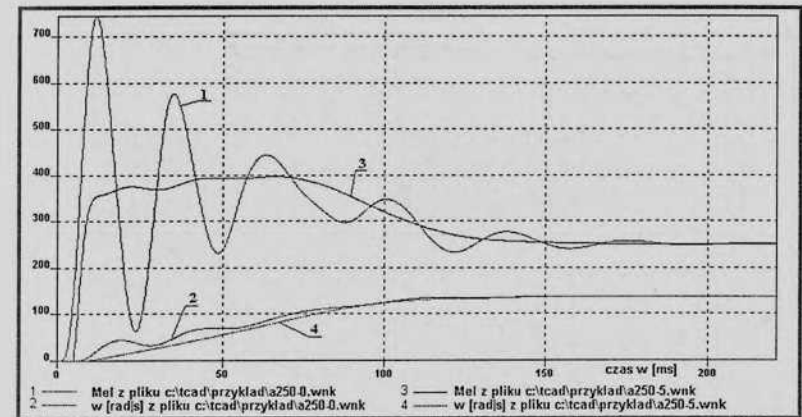
Rys.3. Układ do badania nowej koncepcji sterowania (NKS) rozruchem i nawrotem silnika indukcyjnego klatkowego

Modelowanie i symulację komputerową przeprowadzono dla analizowanego silnika indukcyjnego z nową koncepcją sterowania rozruchem, w programie TCAD 6.2 [12]. Badano silnik indukcyjny klatkowy (SIK) o mocy 37 kW z uzwojeniami stojana połączonymi w gwiazdę i z uwzględnieniem nasycenia obwodu magnetycznego. Należy dodać, że w tym przypadku dla rozruchu bezpośredniego (z NKS) tego silnika nie dochodzi do ujemnych ударów momentu obrotowego jak to występuje dla innych SIK w tym przypadku (porów. z rys.4).

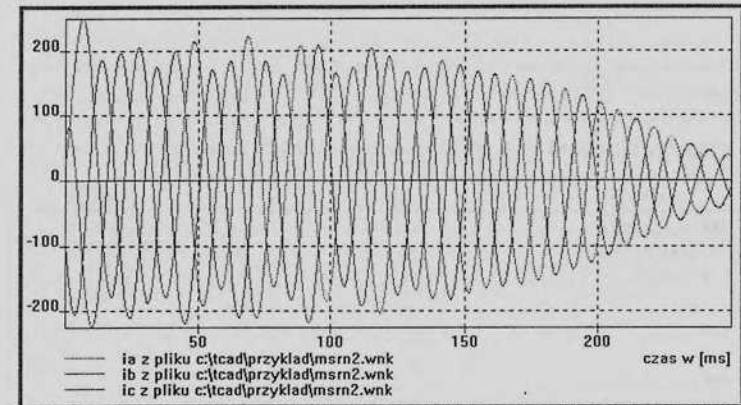
Wyniki symulacji komputerowej dla rozruchu SIK w sposób klasyczny i z wykorzystaniem zaproponowanej przez Autorów nowej koncepcji sterowania przedstawiono na rys.4.

Na podstawie przeprowadzonych symulacji komputerowych dla rozruchu SIK z NKS wyciągnięto poniższe wnioski:

- A. Można uzyskać znaczne zmniejszenie ударów i oscylacji momentu obrotowego w czasie rozruchu SIK poprzez pracę z optymalnym wysterowaniem dla układu z rys.3. Wynika to z porównania przebiegów momentu na rys.4.
- B. Uzyskuje się liniowe i bezoscylacyjne narastanie prędkości obrotowej SIK przy rozruchu optymalnym dla układu z rys.3. Wynika to z porównania przebiegów prędkości kątowej SIK przedstawionych na rys.4 (przebiegi 2 i 4).
- C. Niewielkie odchyłki (do 20%) od optymalnego wysterowania według NKS dla rozruchu są także do przyjęcia ze względu na znaczne ograniczenia ударów momentu obrotowego SIK w czasie rozruchu

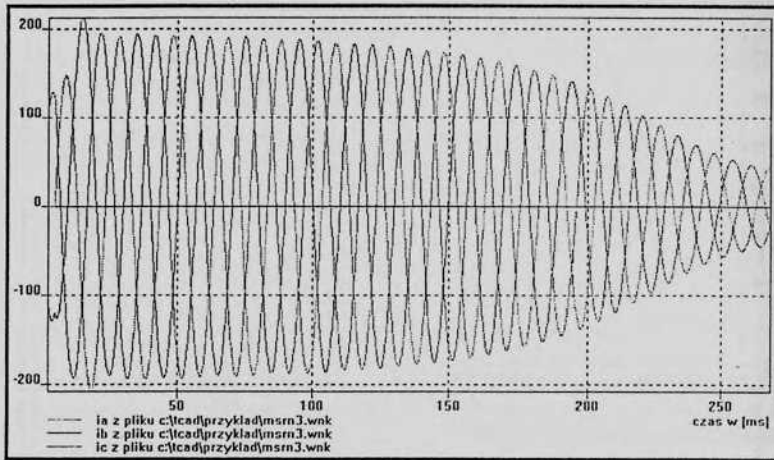


Rys.4. Przebiegi momentu obrotowego i prędkości kątowej SIK w czasie rozruchu z uwzględnieniem rozruchu klasycznego i rozruchu z NKS



Rys.5a. Przebiegi prądów stojana w czasie rozruchu SIK z uwzględnieniem rozruchu klasycznego

- D. Występuje korzystniejszy przebieg prądu pobieranego przez SIK w czasie rozruchu z zastosowaniem NKS. Uzyskane w tym przypadku korzyści to (rys.5a i rys. 5b):
  - łagodniejsze narastanie prądów poszczególnych faz w początkowej fazie rozruchu;
  - praktycznie symetryczny przebieg prądów trzech faz w czasie całego rozruchu.

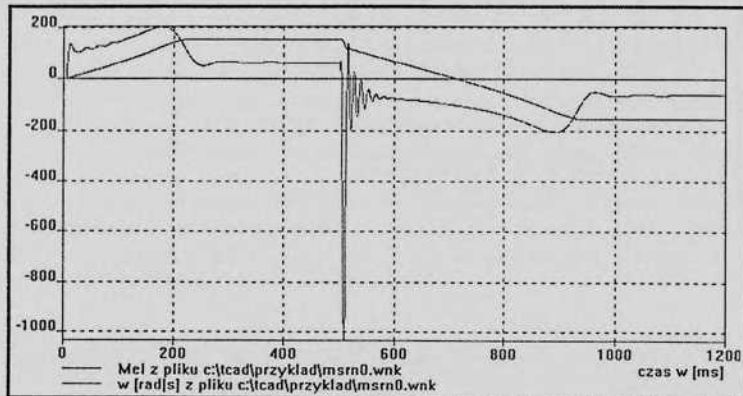


Rys.5b. Przebiegi prądów stojana w czasie rozruchu SIK z uwzględnieniem rozruchu z NKS

### 3. NOWA KONCEPCJA STEROWANIA NAWROTEM SIK

Nowa koncepcja sterowania (NKS) nawrotem silnika indukcyjnego klatkowego (SIK) polega także na kontrolowanym i ściśle określonym czasie załączania poszczególnych faz napięcia zasilającego silnik, co także pokazano na rys.3. W czasie badań symulacyjnych analizowanego układu napędowego uwzględniono nawrót SIK dla poniższych przypadków:

A. Nawrót natychmiastowy bez zastosowania metody NKS, co zostało przedstawione na rys. 6.

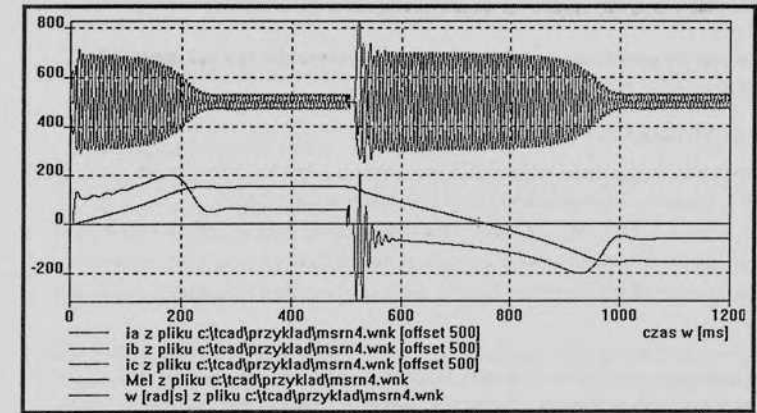


Rys.6. Przebiegi momentu obrotowego i prędkości kątowej SIK dla metody nawrotu typu A

Obserwuje się w tym przypadku dla metody nawrotu typu A:

- bardzo duże oscylacje i udary momentu obrotowego ( $M_{max} \approx 16 M_N$ );
- bardzo duży udar prądu podobnie jak dla momentu ( $I_{max} > 12 I_N$ ).

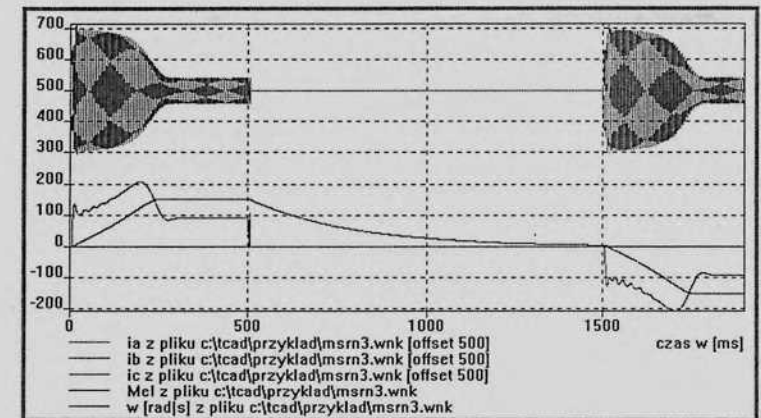
B. Nawrót natychmiastowy z zastosowaniem metody NKS, co zostało przedstawione na rysunku 7.



Rys.7. Przebiegi prądów, momentu obrotowego i prędkości kątowej SIK dla metody nawrotu typu B. Obserwuje się w tym przypadku dla metody nawrotu typu B:

- bardzo duże oscylacje i udary momentu obrotowego ( $M_{max} \approx 5 M_N$ ), a jednak trzykrotnie mniejsze niż w przypadku A;
- znacznie mniejszy udar prądu ( $I_{max} \approx 1,5 I_{rmax}$ ) w porównaniu do przypadku A.

C. Nawrót z hamowaniem na wybiegu, a następnie rozruchem z zastosowaniem metody NKS, co zostało przedstawione na rys. 8.



Rys.8. Przebiegi prądów, momentu obrotowego i prędkości kątowej SIK dla metody z nawrotem typu C

Obserwuje się w tym przypadku dla metody nawrotu typu C:

- znaczne zmniejszenie oscylacje i udarów momentu obrotowego ( $M_{max} \approx 2,3 M_N$ ) w

stosunku do przypadku A i przypadku B;

- bardzo korzystny przebieg prądu identyczny z rozruchem SIK przy zastosowaniu NKS;
- wadą tej metody nawrotu w stosunku do przypadku A i przypadku B jest znacznie dłuższy czas nawrotu ( $t_A \approx t_B$ ,  $t_C \approx 3t_A$ ).

#### 4. PODSUMOWANIE I WNIOSKI KOŃCOWE

Nowa koncepcja sterowania (NKS) rozruchem silnika indukcyjnego klatkowego (SIK) pozwala w stosunku do układu klasycznego rozruchu na uzyskanie:

- A. Liniowego i bezoscylacyjnego narastania prędkości kątowej przy rozruchu SIK.
- B. Znacznego zmniejszenia udarów i oscylacji momentu obrotowego przy rozruchu.
- C. Łagodniejszego i bardziej symetrycznego narastania prądów dla poszczególnych faz przy rozruchu.

Należy podkreślić, że najbardziej istotny wniosek dla pracy napędu elektrycznego z silnikiem indukcyjnym wypływa z punktu B (ograniczenie udarów momentu), a najmniej istotne są korzyści wynikające z punktu C (stosunkowo małe ograniczenie prądów).

Przewidziano w przyszłości weryfikację przeprowadzonych badań symulacyjnych rozruchu SIK z NKS poprzez badania eksperymentalne na wykonywanym właśnie stanowisku laboratoryjnym.

Nowa koncepcja sterowania nawrotem silnika indukcyjnego klatkowego w stosunku nawrotu natychmiastowego (metoda A) pozwala na znaczne ograniczenie udarów prądu pobieranego z sieci EE oraz znaczne ograniczenie udarów momentu obrotowego na wale silnika nawet dla nawrotu natychmiastowego z zastosowaniem NKS (metoda B). Jeżeli nieistotny jest czas nawrotu, to możliwe jest zastosowanie metody C (hamowanie na wybiegu plus rozruch), która eliminuje oscylacje momentu obrotowego i jeszcze bardziej zmniejsza udar prądu i udar momentu w stosunku do metody B.

#### LITERATURA

1. Bielawski S.: Teoria napędu elektrycznego. Wyd. WNT W-wa 1978
2. Borowski R.: Określenie niezawodności silników elektrycznych jako obiektów wielostanowych (Analysis of causes and effects of electric motor defects). Wyd. PAN na XXV Zim. Sz. Niezawodności, Szczyrk 1997
3. Borowski R.: Analiza przyczyn i skutków uszkodzeń silników elektrycznych na przykładzie uszkodzeń silników asynchronicznych. (Determination of reliability of electric motors). Wyd. PAN na XXIV Zim. Sz. Niezawodności, Szczyrk 1996
4. Borowski R.: Impact of power supply of induction motors from power electronic circuits on their reliability of operation. Konfer. ELECTROMOTION'99 Patras, Grecja 1999
5. Borowski R.: Wpływ przepięć powodowanych przez przemienniki energoelektroniczne na uszkodzenia silnika indukcyjnego. (Influence of overvoltage caused by power electronic converters on induction motors faults.) Wyd. Politech. Białostockiej na Międzynarod. Konfer. PwUE'99, Hołny/Dubingiai (Litwa) 1999
6. Borowski R., Ludwikowski Z.: Określenie przyrostu temperatury silnika indukcyjnego jako element diagnostyki uszkodzeń uzwojenia stojana tego silnika. (Determining Increase of Temperature of Induction Motor as an Element of the Failure Diagnostics of its Stator Winding). Wyd. Politech. Warszawskiej, W-wa/Kazimierz Dolny 1999
7. Borowski R.: Rozruch i regulacja prędkości obrotowej silnika indukcyjnego przy wykorzystaniu statycznego układu UPS. Wyd. Politech. Wrocławskiej 2000 na XXXVI Międzynarodowe Sympozjum Maszyn Elektrycznych, SME'2000 Szklarska Poreba
8. Byczkowska-Lipińska L., Dems M.: Symulacja komputerowa zjawisk dynamicznych podczas rozruchu częstotliwościowego silnika indukcyjnego. (Computer simulation of dynamic effects during frequency start-up). Wyd. na Konfer. Nauk. – Tech. DPP'98, Gdańsk – Jurata 1988
9. Harazin B.: Drgania mechaniczne. Ocena narażenia i ryzyka zdrowotnego. Wyd. Inst. Medycyny Pracy i Zdrowia Środowiskowego. Sosnowiec 1996
10. Ludwikowski Z., Borowski R.: Nowa koncepcja sterowania rozruchem silnika indukcyjnego klatkowego z minimalizacją udarów momentu obrotowego. Wyd. Politech. Warszawskiej na Konfer. Naukową. Modelowanie i Symulacja'2000. W-wa/Zakopane 2000
11. Ogonowska-Schweitzer E.: Drgania w silnikach zasilanych z falowników. WE nr 14/1996
12. Szczepny R., Iwan K.: Opis pakietu programów symulacyjnych TCAD 6.2. Wyd. Politechnika Gdańska 1996

## KOMPOZYCJE EPOKSYDOWE DO ZASTOSOWAŃ W IZOLACJI ELEKTRYCZNEJ

Jan Bursa  
 Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

### 1. Wstęp

Coraz mniejsze możliwości otrzymywania nowych tworzyw sztucznych spowodowały konieczność chemicznego i/lub fizycznego modyfikowania już istniejących, w celu poprawy ich właściwości. Właściwa technologia modyfikacji tworzyw sztucznych powinna doprowadzić do otrzymania kompozycji o lepszych właściwościach, a w konsekwencji do rozszerzenia możliwości ich stosowania w przemyśle, w tym także w przemyśle pracującym na potrzeby elektrotechniki.

Najprostszym sposobem modyfikacji jest dobór odpowiedniego do potrzeb napelnacza, a także i utwardzacza. Żywice epoksydowe utwardzone w różny sposób i różnie napelnione, dają w efekcie różne kompozycje. Różne technologie produkcji tworzyw powodują, że diametralnie różne co do właściwości i zastosowań są np. laminaty, tworzywa lane i tłoczywa. Weryfikację jakości takich kompozycji uzyskuje się przeprowadzając przyspieszone testy starzeniowe w agresywnym środowisku, zastępującym przyszłe środowisko pracy izolacji. Czym tworzywo będzie lepiej wytrzymywać atmosferę środowiska starzącego, tym większa jest nadzieja, że będzie ono dłużej eksploatowane w rzeczywistych, w przyszłości, układach. Celem tych zabiegów jest stworzenie układów elektroizolacyjnych o bardzo dobrych właściwościach elektrycznych, dobrych mechanicznych, a przede wszystkim o zadowalającej trwałości i odporności na starzenie powierzchni tych tworzyw.

### 2. Modyfikacja poprzez utwardzanie

Związki epoksydowe otrzymywane przez epoksydowanie (utlenianie) olefin dzieli się ze względu na ich budowę na dwie zasadnicze grupy:

- żywice alifatyczne o budowie liniowej, w których grupy epoksydowe znajdują się na końcu lub wewnątrz łańcucha alifatycznego,
- żywice cykloalifatyczne, w których grupy epoksydowe wbudowane są w pierścien cykloalifatyczny.

Żywice epoksydowe z dianu i epichlorohydrynu w zależności od masy cząsteczkowej są lepкими cieczami lub termoplastycznymi żywicami. W celu uzyskania wyrobu użytkowego żywicę trzeba przekształcić w produkt nietopliwy i nierozpuszczalny przez usieciowanie przestrzenne. Usieciowanie przestrzenne żywic epoksydowych następuje w wyniku reakcji chemicznej zawartych w żywicy grup funkcyjnych z odpowiednio dobranym utwardzaczem, czyli środkiem sieciującym. Większość utwardzaczy reaguje tylko z grupami epoksydowymi; wszystkie te utwardzacze, a mianowicie aminy oraz wieloaminy alifatyczne i aromatyczne,



kwasy dwukarboksyłowe i wielokarboksyłowe, dwufenole i polifenole (w tym także żywice nowolakowe), zawierają aktywne atomy wodoru przylączające się do grup epoksydowych.

Wybór utwardzacza zależy od pożądaných warunków utwardzania oraz od wymaganych właściwości żywicy utwardzonej. Najważniejszym kryterium jest temperatura utwardzania. Do utwardzania w temperaturze pokojowej (na zimno) stosuje się wieloaminy alifatyczne. Wadą utwardzonych w ten sposób kompozycji jest stosunkowo mała odporność termiczna. Do utwardzania na ciepło, tzn. w temperaturze poniżej  $80 + 100$  °C, stosuje się aminy trzeciorzędowe oraz aminy aromatyczne pierwszorzędowe, przy czym w przypadku tych ostatnich korzystne jest dodatkowe utwardzanie (tzw. dotwardzanie) w wyższych temperaturach w celu uzyskania dużej odporności termicznej. Użycie bezwodników kwasowych wymaga utwardzania w wyższych temperaturach (na gorąco), tzn. w zakresie temp.  $120 + 180$  °C. Uzyskuje się przy tym dużą odporność termiczną i bardzo dobre właściwości elektryczne.

Procesowi utwardzania towarzyszą zasadnicze zmiany właściwości układu żywica-utwardzacz. Reakcje utwardzania są egzotermiczne. Wydzielające się ciepło powoduje wzrost temperatury układu i przyspieszenie reakcji między żywicą i utwardzaczem. Wzrost temperatury jest znaczny, zwłaszcza przy utwardzaniu dużej ilości w jednej porcji. Niepożądanemu wzrostowi temperatury przeciwdziała dodanie do żywicy dużej ilości napelniacza pochłaniającego wydzielające się ciepło.

Po zmieszaniu żywicy z utwardzaczem i ewentualnym ogrzaniu obserwuje się wzrost lepkości układu. W tym okresie następuje łączenie się niewielkich początkowo cząsteczek w makrocząsteczki rozgałęzione, ale nie są one jeszcze usieciowane. Po pewnym czasie lepkość zaczyna wzrastać bardzo szybko, po czym osiąga się punkt żelu, czyli następuje żelowanie. Jest to moment, w którym powstają struktury przestrzenne, usieciowane, a żywica z utwardzaczem staje się nietopliwa i częściowo nierozpuszczalna w rozpuszczalnikach organicznych. W praktyce zahamowuje się niekiedy proces utwardzania przez ochłodzenie zanim nastąpi żelowanie. Uzyskuje się wówczas rozpuszczalny i topliwy półprodukt, który nie zalepia się podczas składowania i nadaje się do dalszego przerobu przez utwardzenie w podwyższonej temperaturze, np. w postaci tzw. preimpregnatów.

W wyniku reakcji utwardzania następuje zmniejszenie (kontrakcja) objętości mieszaniny. Jest to tzw. chemiczny skurcz utwardzania. Na ogół dołącza się do niego skurcz fizyczny utwardzania spowodowany obniżeniem temperatury mieszaniny od temperatury utwardzania do temperatury pokojowej.

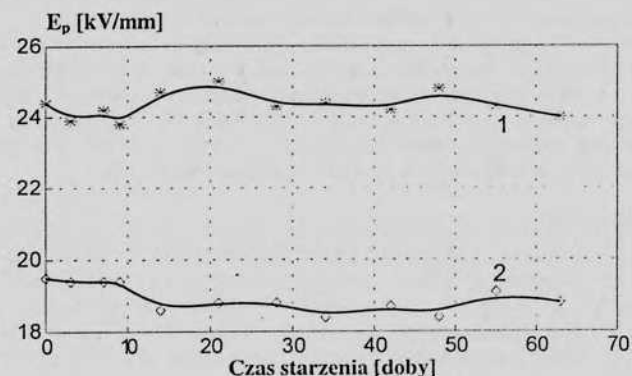
Podczas utwardzania w określonej temperaturze uzyskuje się po dłuższym czasie pewne graniczne wartości temperatury zeszklenia, parametrów dielektrycznych, wytrzymałościowych i innych. Dalsze przedłużanie czasu utwardzania nie powoduje polepszenia właściwości. Można to osiągnąć przez dotwardzanie.

Proces utwardzania żywic epoksydowych można przyspieszać przez dodanie odpowiednich substancji, zwanych przyspieszaczami. Dodatek ten może umożliwić nie tylko skrócenie czasu, lecz także obniżenie temperatury utwardzania.

### 3. Modyfikacja poprzez napelnianie

Najczęściej stosuje się napelniacze nieorganiczne – mączkę kwarcową, krzemionkę, talk, mączkę porcelanową, sproszkowane tlenki metali, cięte włókna szklane itd. Są one przeważnie pochodzenia mineralnego. Od sposobu otrzymywania napelniaczy zależy ich stopień czystości, stopień rozdrobnienia, kształt i rozrzut granulometryczny ziaren. Napelniacze powinny być obojętne lub słabo zasadowe i nie reagować z żywicą oraz utwardzaczem.

Lepkość ciekłych kompozycji epoksydowych zawierających napelniacze zależy od rodzaju, ilości i zakresu rozmiarów ziarna napelniacza oraz od właściwości powierzchni. Górną granicę zawartości napelniacza określa maksymalna, dopuszczalna ze względów technologicznych, lepkość kompozycji. Napelniacze o wydłużonym kształcie ziaren lub o budowie włóknistej powodują znaczny wzrost lepkości.



Rys. 1. Przykładowe zależności wytrzymałości elektrycznej tej samej żywicy epoksydowej ( $E_p$  5) utwardzonej bepolitem (1) i Z-1 (2), podczas starzenia mieszaniną gazów utleniających.

Właściwości mechaniczne żywicy po wprowadzeniu napelniaczy ulegają przeważnie korzystnym zmianom. Wytrzymałość na rozciąganie ulega pewnej poprawie w porównaniu z wytrzymałością żywicy niezawierającej napelniacza. Natomiast znaczny wzrost wytrzymałości uzyskuje się po wprowadzeniu dostatecznie dużej ilości (powyżej 10 %) napelniaczy włóknistych, np. ciętych włókien metalowych.

Wytrzymałość na zginanie ulega przeważnie pewnemu pogorszeniu pod wpływem napelniaczy ziarnistych, zależnie od ich zawartości, natomiast moduł sprężystości przy zginaniu wzrasta. Dodanie większych ilości napelniaczy ziarnistych powodować może wyraźny spadek udarności, natomiast napelniacze o budowie włóknistej decydują o jej znacznym zwiększeniu. Odporność na ścieranie zależy od rodzaju napelniacza, a dobre wyniki uzyskuje się po wprowadzeniu grafitu oraz siarczku molibdenu. Znaczny wzrost twardości i odporności na ścieranie można uzyskać stosując szczególnie twarde napelniacze, np. jak korund.

Dobre właściwości elektryczne zapewnia mączka kwarcowa lub porcelanowa stosowana często jako dodatek do żywic izolacyjnych, a także kaolin, talk, dolomit a szczególnie trójwodny tlenek glinu ( $Al_2O_3 \cdot 3H_2O$ ). Napelniacze powinny być czyste i suche o dość drobnym uziarnieniu. Przenikalność elektryczna wzrasta pod wpływem napelniaczy. Do określonych celów np. w kondensatorach wysokiego napięcia stosuje się specyficzne napelniacze o bardzo dużej przenikalności dielektrycznej, takie jak związki tytanu, cyrkonu lub cyny. Największe znaczenie mają tytany baru i strontu. Wartość współczynnika strat dielektrycznych zwiększa się po wprowadzeniu napelniaczy, szczególnie jeżeli zawierają one ślady wilgoci lub zanieczyszczenia, a także gdy ziarno jest grube i nierównomierne. Nawet z dodatkiem mączki kwarcowej stratność dielektryczna układu napelnionego wzrasta kilkakrotnie. Opór właściwy skrośny maleje po wprowadzeniu

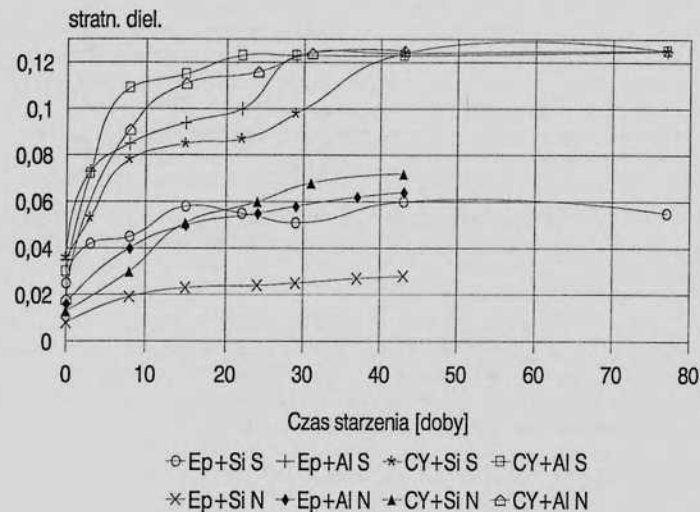
**JAKOŚĆ ENERGII ELEKTRYCZNEJ W DOKUMENTACH  
 NORMALIZACYJNYCH I W SIECIACH ROZDZIELCZYCH**

 mgr inż. Edward Cadler  
 Zakład Energetyczny Gorzów S.A.

napelniaczy – wyprażona mączka kwarcowa wywiera niewielki wpływ, natomiast mączka porcelanowa powoduje znaczny jego spadek. Wytrzymałość dielektryczna zwiększa się nieco szczególnie po dodaniu mączki kwarcowej. Inne napelniacze nie mają większego wpływu. Odporność na prądy pełzające nie zmienia się wyraźnie wskutek dodatku napelniaczy, ulega jednak znacznej poprawie pod wpływem uwodnionego tlenku glinu. Żywice epoksydowe z napelniaczami wykazują większą odporność na łuk elektryczny.

Wprowadzenie napelniaczy do żywic epoksydowych wpływa korzystnie na właściwości utwardzonego tworzywa i przyczynia się do znacznego obniżenia kosztów, a w pewnych przypadkach ułatwia technologię przetwórstwa.

Nie jest znany uniwersalny napelniacz, zapewniający uzyskanie optymalnych wszystkich właściwości. Wybór należy uzależnić od wymagań stawianych utwardzonej żywicy oraz od warunków przetwórstwa, a przede wszystkim trzeba pamiętać o pogorszeniu się właściwości kompozycji w czasie eksploatacji – różne składniki kompozycji są mniej lub bardziej podatne na działanie czynników starzących. Trzeba się liczyć z pogorszeniem niektórych właściwości utwardzonej żywicy, kosztem polepszenia innych.



Rys. 2. Przykładowe zależności stratności dielektrycznej żywicy epoksydowej dianowej Ep 2 (Ep) i żywicy epoksydowej cykloalifatycznej Araldit CY 185 (CY), utwardzonej bezwodnikiem ftalowym (Ep) i bezwodnikiem sześciowodoroftalowym (CY), napelnionych  $\text{SiO}_2$  (Si) i  $\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$  (Al.), podczas starzenia w kwasie azotowym (N) i siarkowym (S).

**1. Wstęp.**

Od stycznia 1997r. w Unii Europejskiej obowiązuje Dyrektywa nr 96/92/EC [1], która ustanowiła jednolite zasady obowiązujące w produkcji, przesyłce i dystrybucji energii elektrycznej – traktowanej obecnie jako towar a nie dobro publiczne. Ponadto określiła zasady organizacji i funkcjonowania sektorów energetyki, dostępu do rynku, a także kryteria i procedury mające zastosowanie w zarządzaniu systemami energetycznymi. Dyrektywa ta nakłada na kraje członkowskie m.in. obowiązek opracowania i opublikowania minimalnych zasad i wymagań techniczno-ruchowych odnośnie warunków przyłączenia i prowadzenia ruchu sieci przesyłowych i rozdzielczych tj. tzw. Kodeksów sieci, które mają ograniczyć ryzyko związane z wejściem na otwarty rynek energii elektrycznej, przy zapewnieniu bezpiecznej i niezawodnej pracy systemu elektroenergetycznego i zachowaniu standardowych parametrów jakości energii.

**2. Podstawowe akty prawne i dokumenty dotyczące jakości energii elektrycznej.**

- 1) Ustawa Prawo energetyczne [2],
- 2) Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 25 września 2000r. w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, obrotu energią elektryczną, świadczenia usług przesyłowych, ruchu sieciowego i eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi odbiorców [3],
- 3) Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 14 grudnia 2000r. w sprawie szczegółowych zasad kształtowania i kalkulacji taryf oraz zasad rozliczeń w obrocie energią elektryczną,
- 4) Norma PN-EN 50160 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych[4]
- 5) Norma PN-EN 61000-3-2/A1+A2+A12 Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Dopuszczalne poziomy emisji harmonicznych prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika  $\leq 16$  A) [5],
- 6) Norma PN-EN 61000-3-3 Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Ograniczanie wahań napięcia i migotania światła powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym  $\leq 16$  A w sieciach zasilających niskiego napięcia,
- 7) Norma PN-EN 61000-2-4 Kompatybilność elektromagnetyczna. Środowisko. Poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych,
- 8) Norma PN-EN 61000-4-11 Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badania odporności na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia,

- 9) Norma PN-EN 55015 Dopuszczalne poziomy i metody pomiarów zakłóceń radioelektrycznych wytwarzanych przez elektryczne urządzenia oświetleniowe i urządzenia podobne,
- 10) Norma PN-T-03501 Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Ograniczenie wahań napięcia i migotania światła, powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym większym niż 16 A, w sieciach zasilających niskiego napięcia,
- 11) Norma PN-IEC 60038 Napięcia znormalizowane IEC,
- 12) Norma PN-E/88-02000 Napięcie znamionowe,
- 13) Wytyczne kontroli oraz ograniczania odkształcenia i wahań napięcia w sieciach 110 kV, SN i nn energetyki zawodowej, opracowane przez Instytut Energetyki Warszawa. Zakład Sieci Rozdzielczych Katowice, zaakceptowane i zalecone do stosowania przez Departament Ministerstwa Górnictwa i Energetyki.

### 3. Standardy jakościowe energii elektrycznej.

W dokumentach [3,4] do najważniejszych parametrów jakości energii elektrycznej zaliczono:

- odchylenie częstotliwości od wartości znamionowej,
- odchylenie napięcia od wartości znamionowej,
- niesymetrię napięcia zasilającego,
- zawartość harmonicznych w napięciu,
- przerwy w dostarczaniu energii elektrycznej.

#### 3.1. Rozporządzenie przyłączeniowe [3] w § 32 stanowi:

3.1.1. Jeżeli strony nie ustaliły w umowie sprzedaży standardów jakościowych energii elektrycznej, obowiązują je następujące standardy jakościowe:

- 1) częstotliwość 50 Hz z maksymalnymi odchyleniami od -0,5 Hz do +0,2 Hz,
- 2) dopuszczalne odchylenia napięcia od znamionowego w czasie 15 min w przedziale od -10 % do +5 % w sieciach o napięciu znamionowym niższym niż 110 kV i w sieci o napięciu 400 kV oraz  $\pm 10\%$  w sieciach o napięciu znamionowym 110 i 220 kV,
- 3) współczynniki odkształcenia napięcia oraz zawartość poszczególnych harmonicznych odniesionych do harmonicznej podstawowej nie mogą przekraczać dla miejsc przyłączenia leżących w sieci o napięciu znamionowym (tabl. 1):

Tablica 1. Współczynniki odkształcenia napięcia oraz zawartość poszczególnych harmonicznych.

napięcie znamionowe	współczynnik odkształcenia napięcia	zawartość poszczególnych harmonicznych
> 110 kV	1,5 %	1,0 %
$\leq 110$ kV i > 30 kV	2,5 %	1,5 %
$\leq 30$ kV i > 1 kV	5,0 %	3,0 %
$\leq 1$ kV	8,0 %	5,0 %

- 4) warunkiem utrzymania napięcia w granicach określonych w pkt 1-3 jest pobieranie przez odbiorcę mocy nie większej od mocy umownej, przy współczynniku  $\text{tg}\phi$  nie większym niż 0,4.

3.1.2. Łączny czas trwania w ciągu roku wyłączeń awaryjnych, liczony dla poszczególnych wyłączeń od zgłoszenia przez odbiorcę braku zasilania do jego przywrócenia, dla grup przyłączeniowych IV i V nie może przekroczyć (tabl. 2):

Tablica 2. Maksymalny łączny czas trwania w ciągu roku wyłączeń awaryjnych.

do 31.12.2002r.	od 1.01.2003r. do 31.12.2004r.	od 1.01.2005r.
72 godz.	60 godz.	48 godz.

3.1.3. Czas trwania jednorazowej przerwy w dostarczaniu energii elektrycznej dla grup przyłączeniowych IV i V nie może przekroczyć (tabl. 3):

Tablica 3. Czas trwania jednorazowej przerwy w dostarczaniu energii.

do 31.12.2002r.	od 1.01.2003r. do 31.12.2004r.	od 1.01.2005r.
48 godz.	36 godz.	24 godz.

3.1.4. Dla grup przyłączeniowych I-III i VI dopuszczalny łączny czas trwania w ciągu roku wyłączeń awaryjnych oraz czas trwania jednorazowych przerw, o których mowa w pkt 3.1.2 i 3.1.3, określa umowa sprzedaży lub umowa przyłączeniowa.

3.2. Norma [4] dotyczy głównych parametrów napięcia w złączach elektroenergetycznych sieci rozdzielczych nn i SN (do 35 kV) w normalnych warunkach pracy i w punkcie 2 i 3 określa:

3.2.1. Znamionowa częstotliwość napięcia zasilającego powinna wynosić 50 Hz. W normalnych warunkach pracy wartość średnia częstotliwości, mierzonej przez 10 s dla sieci pracujących synchronicznie z systemem elektroenergetycznym powinna być zawarta w przedziale:

- 50 Hz  $\pm 1\%$  (tj. 49,5 ... 50,5 Hz) przez 95 % tygodnia,
- 50 Hz  $+4\%$  /  $-6\%$  (tj. 47 ... 52 Hz) przez 100 % tygodnia.

3.2.2. Znormalizowane napięcie znamionowe  $U_n$  publicznych sieci niskiego napięcia wynosi:

- dla sieci trójfazowych, czteroprzewodowych  $U_n=230$  V pomiędzy fazą a przewodem neutralnym,
- dla sieci trójfazowych, trójprzewodowych  $U_n=230$  V pomiędzy fazami.

Uwaga 1: Do roku 2003 napięcie znamionowe może różnić się od 230 V. Norma PN-E-02000:1988 (PN-88/E-02000) zawiera postanowienia przejściowe o następującej treści: "Do dnia 31 grudnia 2003r. dopuszcza się pracę istniejącej sieci o napięciu znamionowym 220/380 V z odgałęzieniami jednofazowymi 220 V. Zaleca się, aby napięcie w tej sieci w czasie przechodzenia na napięcie 230/400 V było utrzymywane w zakresie 230/400 V  $+6\%$ ,  $-10\%$ ".

Uwaga 2: W sieciach niskiego napięcia napięcie deklarowane i znamionowe są równe.

3.2.3. Zmiany napięcia zasilającego - w normalnych warunkach pracy, wyłączając przerwy w zasilaniu, w każdym tygodniu, 95 % ze zbioru 10-minutowych, średnich wartości skutecznych napięcia zasilającego powinno mieścić się w przedziale  $U_n \pm 10\%$ .

Uwaga 3: Do roku 2003 zakres napięcia może różnić się od powyższych znormalizowanych wartości, zgodnie z Uwagą 1 (pkt 3.2.2).

3.2.4. Wartość napięcia zasilającego (powyżej 1kV) określona jest przez napięcie deklarowane  $U_c$ .

3.2.5. Zmiany napięcia zasilającego - w normalnych warunkach pracy, wyłączając przerwy w zasilaniu w ciągu każdego tygodnia, 95 % ze zbioru 10-minutowych, średnich wartości skutecznych napięcia zasilającego powinno mieścić się w przedziale  $U_c \pm 10\%$ .

3.2.6. Harmoniczne napięcia.

W normalnych warunkach pracy, w ciągu każdego tygodnia, 95 % ze zbioru 10-minutowych, średnich wartości skutecznych dla każdej harmonicznej napięcia powinno być mniejsze lub równe wartościom podanym w tablicy 4. Rezonanse mogą spowodować wystąpienie większych wartości dla indywidualnej harmonicznej. Współczynnik odkształcenia harmonicznych THD napięcia zasilającego (uwzględniający wszystkie harmoniczne aż do rzędu 40) powinien być mniejszy lub równy 8 %.

Tablica 4. Wartości poszczególnych harmonicznych napięcia w złączu sieci elektroenergetycznej (odbiorcy)\* dla rzędów do 25, wyrażone w procentach  $U_c (U_n)^*$ .

nieparzyste harmoniczne				parzyste harmoniczne	
nie będące krotnością 3		będące krotnością 3		rzęd wartość względna	
rzęd wartość względna		rzęd wartość względna		rzęd wartość względna	
h napięcia		h napięcia		h napięcia	
5	7	11	13	3	9
6 %	5 %	3,5 %	3 %	2 %	2 %
17	19	23	25	1,5 %	1,5 %
				1,5 %	0,5 %
				0,5 %	

\*) dla napięć do 1 kV, \*\*) w zależności od układu i konstrukcji sieci wartość trzeciej harmonicznej może być znacząco mniejsza.

Znowelizowane rozporządzenie przyłączeniowe urealniło wymagania dotyczące odkształceń napięcia w stosunku do rozporządzenia z 21.10.1998r. i stało się spójne w tym zakresie z normą nieobligatoryjną przywołaną wcześniej.

3.3.Polska Norma [5] w celu określenia dopuszczalnych poziomów emisji harmonicznych prądu, następująco sklasyfikowała sprzęt:

- Klasa A: symetryczne, trójfazowe odbiorniki i wszystkie inne z wyjątkiem wymienionych w jednej z poniższych klas,
- Klasa B: narzędzia przenośne,
- Klasa C: sprzęt oświetleniowy wraz ze ściemniaczami,
- Klasa D: sprzęt o "specjalnym kształcie przebiegu czasowego" prądu zasilającego i o wejściowej mocy czynnej mniejszej lub równej 600 W, mierzonej w określonych warunkach.

3.3.1. W przypadku sprzętu klasy A harmoniczne prądu zasilającego nie powinny przekraczać dopuszczalnych poziomów podanych w tablicy 5.

Tablica 5. Dopuszczalne poziomy dla sprzętu klasy A.

rzęd harmonicznej n	maksymalny dopuszczalny prąd harmonicznej [A]
nieparzyste harmoniczne	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$0,15 \frac{15}{n}$
parzyste harmoniczne	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$0,23 \frac{6}{n}$

3.3.2. W przypadku sprzętu klasy B harmoniczne prądu zasilającego nie powinny przekraczać max. dopuszczalnych poziomów podanych w tablicy 5 i pomnożonych przez współczynnik 1,5.

3.3.3. Dla sprzętu oświetleniowego o wejściowej mocy czynnej >25 W prądy harmoniczne nie powinny przekraczać dopuszczalnych wartości względnych podanych w tablicy 6.

Tablica 6. Dopuszczalne prądy dla sprzętu klasy C.

rzęd harmonicznej n	maksymalny dopuszczalny prąd harmonicznej wyrażony w procentach podstawowej harmonicznej prądu zasil. [%]
2	2
3	$30 \lambda^*$
5	10
7	7
9	5
$8 \leq n \leq 39$ (tylko harmoniczne nieparzyste)	3

\*  $\lambda$  jest współczynnikiem mocy obwodu

3.3.4. W przypadku sprzętu klasy D dopuszczalne poziomy harmonicznych prądu są określone dla znamionowych warunków obciążenia. Harmoniczne prądu zasilającego nie powinny przekraczać dopuszczalnych poziomów podanych w tablicy 7.

Tablica 7. Dopuszczalne poziomy dla sprzętu klasy D.

rzęd harmonicznej n	maksymalny dopuszczalny prąd harmonicznej w przeliczeniu na wat [mA/W]	maksymalny dopuszczalny prąd harmonicznej [A]
3	3,4	2,30
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,5	0,4
11	0,35	0,33
$11 \leq n \leq 39$ (tylko harmoniczne nieparzyste)	$3,85/n$	patrz tablica 5

Jakość i niezawodność dostarczania energii elektrycznej stanowią skomplikowane zagadnienie techniczne, prawne a w konsekwencji również ekonomiczne. Próba zdefiniowania jakości energii elektrycznej w kategoriach prawnych wymaga określenia zbioru gwarantowanych parametrów jakości zasilania, a także ustalenia procedury pomiaru ich wartości. Od strony ekonomicznej problemy dotyczą wyceny skutków złej jakości energii. Funkcjonowanie rynku energii elektrycznej opartego na dobrowolnych kontraktach handlowych wymaga dużej precyzji definiowania parametrów określających jakość energii elektrycznej w przepisach.

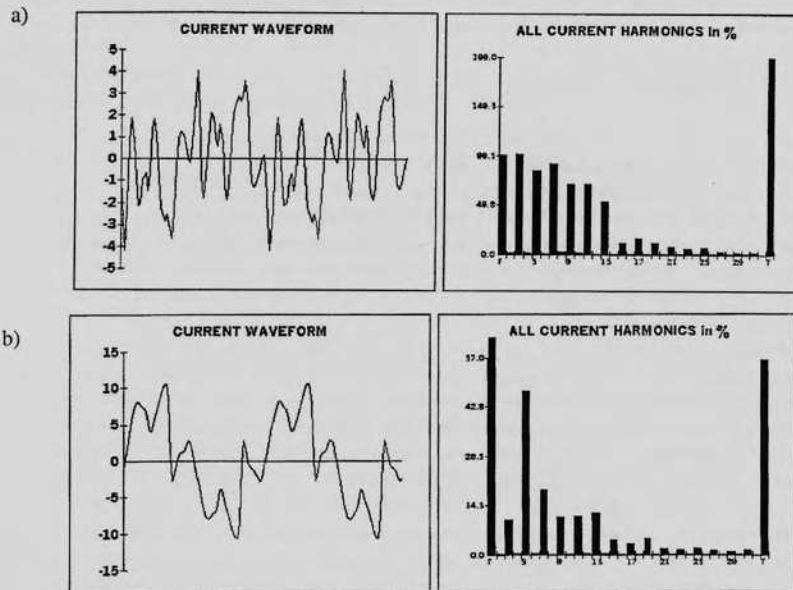
Autorzy Memorandum [6] jednoznacznie stwierdzają, że nie jest znany stan jakości dostawy energii elektrycznej. Postulują opracowanie i wdrożenie kompleksowego programu oceny jakości energii elektrycznej. Rozwiązania wymaga problem odpowiedzialności za niedotrzymywanie parametrów jakościowych lub stosowanie odbiorów pogarszających te parametry. Pogorszenie jakości napięcia zasilania spowodowane jest w dużym stopniu przez odbiorców. Niestety, obowiązujące obecnie przepisy nie pozwalają na wstrzymanie dostarczania energii elektrycznej w przypadku używania przez odbiorcę urządzeń wprowadzających zakłócenia w pracy sieci lub instalacji innych odbiorców. Nowoczesne urządzenia elektroniczne i energoelektroniczne nie tylko są wrażliwe na zakłócenia napięcia zasilającego, lecz także same mogą być źródłem zakłóceń. Coraz większa liczba eksploatowanych urządzeń zasilanych za pośrednictwem układów przekształtnikowych (począwszy od sterowanych urządzeń gospodarstwa domowego, poprzez komputery, oprawy oświetleniowe z lampami wyladowczymi, a skończywszy na przekształtnikowych układach napędowych dużej mocy i piecach łukowych) powoduje odkształcenie napięcia zasilającego. Wówczas głównym problemem jest niesinusoidalny charakter prądu płynącego przez układy przekształtnikowe.

#### 4. Wpływ odbiorników nieliniowych na sieć rozdzielczą niskiego napięcia.

Autor na podstawie wykonanych pomiarów przedstawia zarejestrowane interesujące przebiegi czasowe prądu oraz widma amplitudowo-częstotliwościowe obwodów oświetlenia zewnętrznego z wysokoprężnymi lampami wyładowczymi. Ma to szczególne znaczenie ze względu na rozpowszechnioną modernizację oświetlenia drogowego z wykorzystaniem energooszczędnych opraw oświetleniowych [7].

Pomiary i ich rejestrację - chwilowe widma napięcia i prądu oraz składowe mocy (po ustabilizowaniu się prądu zapłonu) wykonano przenośnym analizatorem harmonicznych i mocy Harmonalyzer HA 2000 firmy Amprobe Instrument. Ze względu na brak odpowiednich uzgodnień, nie podaje się typów opraw i lamp oraz miejscowości w których wykonano pomiary.

Rysunek pierwszy przedstawia przebiegi czasowe i widma amplitudowo-częstotliwościowe prądu zmierzone w obwodzie kablowym wydzielonym, zasilającym oprawy sodowe z wysokoprężnymi lampami sodowymi o mocy 50 W. W tabelicy 8 przedstawiono charakterystyczne parametry opisujące chwilowe wartości pomiarów. Znaczący udział indywidualnych wyższych harmonicznych prądu (tabela 8), to harmoniczne nieparzyste kończące się na 13.h. Przy wyraźnym wzmocnieniu 5 harmonicznej. Wzmocnienie 5.h. istnieje również w napięciu. Współczynniki: oddziaływania na transformator  $K_F$ , szczytu  $K_S$  oraz odkształcenia prądu THD wyraźnie dominują w przewodzie neutralno-ochronnym.

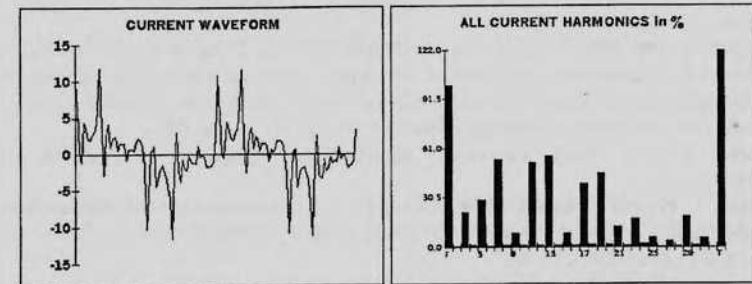


Rys. 1. Przebiegi czasowe i widma amplitudowo-częstotliwościowe prądu w kablowym obwodzie oświetleniowym w przewodzie: a) ochronno-neutralnym, b) fazowym L2.

Tablica 8. Wybrane wartości pomiarów obwodu oświetleniowego kablowego.

przewód	P [W]	I <sub>rms</sub> [A]	wyższe harmoniczne prądu [%]						THD <sub>J</sub> [%]	THDU [%]	K <sub>S</sub>	K <sub>F</sub>
			3	5	7	9	11	13				
L 1	674,0	3,22	4,7	34,0	10,1	6,2	8,7	11,0	39,35	3,7	1,67	7,79
L 2	1137,0	5,77	10,2	47,4	18,8	10,9	11,1	12,0	56,20	5,3	1,83	12,02
L 3	971,2	4,52	11,3	33,0	9,4	10,9	16,9	13,2	44,25	3,8	1,71	11,53
PEN		1,89	101,5	84,4	91,5	70,3	70,9	53,3	198,3		2,20	49,01

Na rysunku drugim przedstawiono przebieg czasowy i widmo amplitudowo-częstotliwościowe prądu w obwodzie oświetleniowym nr 1 (sześć energooszczędnych opraw z wysokoprężnymi lampami sodowymi o mocy 70 W) zasilanym ze wspólnej napowietrznej linii elektroenergetycznej.



Rys. 2. Kształt i widmo amplitudowo-częstotliwościowe prądu w przewodzie fazowym napowietrznej jednofazowego obwodu oświetleniowego nr 1.

Tablica 9. Wybrane wartości pomiarów napowietrznych obwodów oświetleniowych.

obwód	I <sub>rms</sub> [A]	wyższe harmoniczne prądu [%]										THD <sub>J</sub> [%]	K <sub>S</sub>	K <sub>F</sub>	
		3	5	7	9	11	13	15	17	19	21				23
nr 1	3,73	21,2	28,6	54,3	8,3	52,2	55,8	8,4	39,1	45,9	12,3	17,2	121,3	3,14	114,8
nr 2	3,37	21,4	14,2	38,0	1,6	46,8	43,0	2,2	30,8	25,3	4,7	22,6	94,6	3,40	105,6

Duże wartości indywidualnych harmonicznych prądu (tabl. 9 obw. nr 1), praktycznie w całej szerokości spektrum, powoduje że THD<sub>J</sub> jest bardzo wysoki (121,3%). Rzutuje on na znaczne przekroczenie wartości współczynników szczytu (3,14) i oddziaływania na transformator (114,84). Wobec tak wysokich współczynników, istnieje duże prawdopodobieństwo rezonansu sieci zasilającej, prowadzącego do trwałego bądź okresowego przeciążenia obwodu i aparatów elektrycznych [8]. Kształty i widma amplitudowo-częstotliwościowe w obwodach nr 1 i 2 są podobne.

#### 5. Podsumowanie.

Wzrastająca liczba nowoczesnych odbiorników nieliniowych i niespokojnych powoduje, że poziom odkształceń napięć i prądów w sieciach elektroenergetycznych stale rośnie. Brak właściwych uregulowań prawnych pozwala odbiorcy generować zaburzenia do sieci i nie ponosić za to konsekwencji, ale za straty z tego wynikające odpowiedzialność prawną i finansową ponosi dostawca energii elektrycznej [9].

Kontrolowanie realizacji postanowień Prawa energetycznego i prawdziwość przekazywanych danych, wymaga wyposażenia przede wszystkim dostawcy energii elektrycznej w specjalistyczną aparaturę pomiarowo-rejestrującą mierzącą wielkości określone w normie [4],

a nie tylko zgodnie z tą normą.

Uwzględnianie parametrów jakościowych energii elektrycznej w kontraktach zawieranych z odbiorcami oraz proponowanie nowych rozwiązań stawiają dostawcę w trudnej sytuacji. Ponieważ z jednej strony wprowadzane są zasady konkurencji i powstaje konieczność ograniczania kosztów działania, a z drugiej strony pojawia się potrzeba sprostania w niedługim czasie konkurencji zagranicznych przedsiębiorstw, do której niezbędne jest dokonywanie modernizacji i wprowadzania nowych usług i technologii (informatycznych, internetowych).

## 6. Literatura.

1. Dyrektywa 96/92/EC Parlamentu Europejskiego i Rady Unii Europejskiej z 19 grudnia 1996r. W sprawie wspólnych zasad wewnętrznego rynku energii elektrycznej.
2. Ustawa Prawo energetycznej z 10 kwietnia 1997r. (Dz. U. Nr 54 poz. 348 z późn. zmianami).
3. Rozporządzenie Ministra Gospodarki z dnia 25 września 2000r. w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, obrotu energią elektryczną, świadczenia usług przesyłowych, ruchu sieciowego i eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi odbiorców (Dz. U. Nr 85 poz. 957).
4. Norma PN-EN 50160 Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych.
5. Norma PN-EN 61000-3-2/A1+A2+A12 Kompatybilność elektromagnetyczna. Dopuszczalne poziomy. Dopuszczalne poziomy emisji harmoniczných prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika  $\leq 16$  A).
6. Hanzelka Z., Tondos M.: Memorandum w sprawie jakości zasilania w warunkach polskiego systemu elektroenergetycznego. JiUEE, t. VII, z. 1, 2001r.
7. German-Galkin S., Cadler E., Jodko S.: Wpływ energooszczędnych układów oświetleniowych na sieć elektryczną. I Lubuska Konferencja N - T MITEL-2000. Gorzów Wlkp. 10÷11 luty 2000r.
8. Герман-Галкин С., Цадльэр Э.: Экономичные источники света и качество электрической энергии, Технічна електродинаміка. Тематичний випуск Силова електроніка та енерго-ефективність, частина 3, Київ 2001.
9. Cadler E.: Techniczne konsekwencje modernizacji oświetlenia. Konferencja N-T Energooszczędne oświetlenie miast. Kraków 2001.

MITEL-2002

II Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna  
Materiały i Technologie w Elektrotechnice  
Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002 r.

## SILNIK TARCZOWY Z MAGNESAMI TRWAŁYMI NA TARCZY WIRNIKA I UZWOJENIAMI BEZRZDENIOWYMI STOJANA

Piotr Cierzniewski, Piotr Paplicki  
Instytut Elektrotechniki, Politechnika Szczecińska  
70 313 Szczecin, ul. Gen. Sikorskiego 37  
tel.: 091-4494659, fax.: 091-4337522 e-mail: cierz@we.tuniv.szczecin.pl

### 1. WSTĘP

Elektromechaniczne przetworniki energii znajdują szerokie zastosowanie w wielu dziedzinach techniki, przede wszystkim w automatyce i robotyce. Rozwój nowych technik i technologii w połączeniu z problematyką miniaturyzacji stawia wyższe wymagania, przekraczające parametry graniczne dotychczas osiągnięte. Nowoczesne systemy elektrodynamiczne wymagają zwiększenia pasma częstotliwości roboczych, oraz polepszenia charakterystyk dynamicznych, energetycznych i masogabarytowych. Przykładem takich przetworników, mogących spełniać powyższe kryteria są wielowarstwowe silniki tarczowe, których układ sterowania uzwojeń oparty jest na koncepcji sterowanej warstwy prądowej. Proces komutacji poszczególnych w poszczególnych uzwojeniach odbywa się poprzez półprzewodnikowy inwerter bipolarny (w którym tranzystory połączone są w układzie „H”) zgodnie z sygnałami podawanymi przez czujniki położenia (halotronów) zainstalowanych na wale.

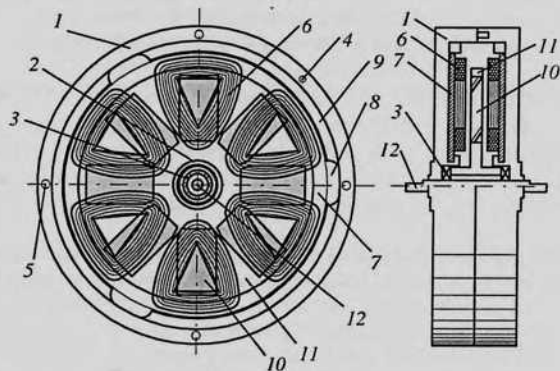
Silniki typu tarczowego charakteryzują się małymi rozmiarami osiowymi i mogą być umieszczane bezpośrednio w konstrukcji obrabiarek, urządzeń technologicznych, autonomicznych środków transportu itp. Mają one, w porównaniu z silnikami typu walcowego, lepsze charakterystyki techniczne i wskaźniki masogabarytowe przy zwiększeniu wartości średnicy i liczby par biegunów.

### 2. KONSTRUKCJA SILNIKA

Przykład takiej konstrukcji silnika tarczowego z bezrdzeniowymi uzwojeniami sterowania umieszczonymi na oddzielnych tarczach pokazano rys.1. Jest on zbudowany z dwóch stojanów, na których umieszczonych jest sześć uzwojeń sterowania 6. Stojan składa się z kołnierza metalowego 1, który przy pomocy śrub mocujących łączy obie tarcze stojana 9. Tarcze stojana będące jednocześnie obudową silnika wykonane są z niemagnetycznego duraluminium. Wewnątrz obudowy znajdują się jarzma 7 służące do zamknięcia obwodu magnetycznego. W obudowie znajdują się otwory 8 służące do wyprowadzenia przewodów zasilających uzwojenia sterowania. W kołnierzu znajdują się otwory 5 (na śruby łączące obydwie części stojana) oraz trzpienie metalowe 4 zapobiegające wzajemnemu przesuwaniu się między sobą obydwu części obudowy. W obu

częściach obudowy znajdują się gniazda łożyskowe 2, w których znajdują się łożyska kulkowe 3. Wirnik silnika umieszczony jest na wale 12. Jest on wykonany w postaci tarczy duraluminiowej 11, w której umieszczonych jest osiem wysokoenergetycznych magnesów trwałych 10. Magnesy te namagnesowane są w taki sposób, aby otrzymać naprzemienną polaryzację N - S - N - S - ... w szczelinie roboczej, w kierunku ruchu tarczy wirnika.

W zaproponowanej konstrukcji silnika podziałka biegunowa stojana  $\tau_r$  jest większa od podziałki biegunowej wirnika  $\tau_r$  i wynosi  $\tau_r = \frac{4\tau_r}{3}$ .



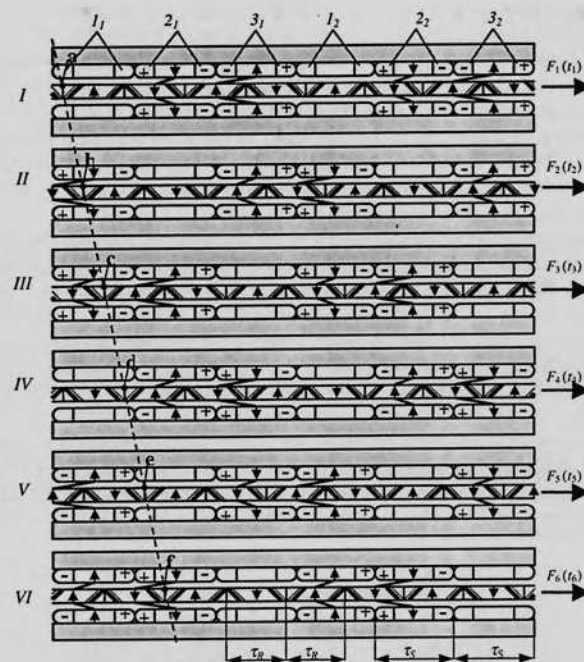
Rys. 1. Konstrukcja silnika tarczowego z dwoma tarczami z uzwojeniami i jedną tarczą z magnesami

### 3. ZASADA DZIAŁANIA I ALGORYTM KOMUTACJI

Źródłem napędu silnika jest siła elektrodynamiczna  $F_e$  (napędowa) wzajemnego oddziaływania prądu w uzwojeniach sterowania  $\vec{j}$  i wektora indukcji pola magnetycznego w szczelinie roboczej  $\vec{B}$ , w objętości elektromechanicznego przetwarzania energii  $v$ , którą można wyrazić równaniem:

$$F_e = \int_0^v [\vec{j} \times \vec{B}] dv \quad (1)$$

Aby utworzyć fale pola elektromagnetycznego i zachować stały kierunek działania siły elektrodynamicznej  $F_e$ , należy zmieniać kierunek prądu w uzwojeniach sterowania ( $I_1 - 3_2$ ), oddziałujący z wektorami pola magnetycznego wytworzonego przez magnesy trwałe o naprzemiennej polaryzacji. Zachowanie tej zasady może być spełnione przy zastosowaniu algorytmu komutacji przedstawionego na rys.2. Podobnie jak w silnikach prądu stałego zmiana wartości siły elektrodynamicznej i kierunku ruchu wirnika odbywa się za pomocą zmiany kierunku prądu w uzwojeniach sterowania. Cyframi rzymskimi opisane są poszczególne pozycje wirnika względem stojana. Na rys. 2 wprowadzono następujące oznaczenia:  $I_1, I_2$  - uzwojenia fazy pierwszej;  $2_1, 2_2$  - uzwojenia fazy drugiej;  $3_1, 3_2$  - uzwojenia fazy trzeciej; literami: a, b, c, d, e, f oznaczono punkty odniesienia będące jednocześnie fizycznym punktem na wirniku badanego silnika.



Rys. 2. Algorytm sterowania silnika z uzwojeniami płaskimi

Jednoczesne współdziałanie pola magnetycznego pochodzącego od uzwojeń stojana i magnesów trwałych powoduje wzajemne przesunięcie się wirnika względem stojana, spowodowane jest to działaniem sił:  $F_1(t_1)...F_6(t_6)$ . Kolejność zasilania poszczególnych uzwojeń silnika oraz biegunowość przepływającego prądu w kierunku poruszania się wirnika zgodnie ze zwrotem sił  $F_1...F_6$  przedstawiono w tabeli 1.

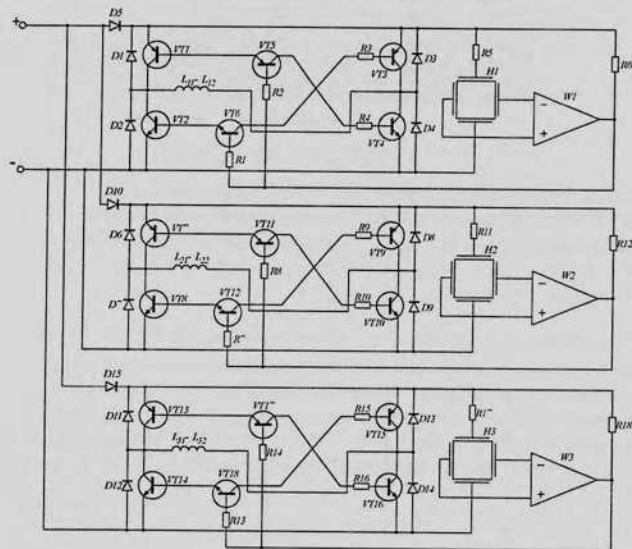
Tab. 1. Algorytm zasilania poszczególnych uzwojeń przy prawostronnym ruchu wirnika

Nr Pozycji	Uzwojenia faz											
	$I_1$		$2_1$		$3_1$		$I_2$		$2_2$		$3_2$	
I	0	0	+	-	-	+	0	0	+	-	-	+
II	+	-	0	0	-	+	+	-	0	0	-	+
III	+	-	-	+	0	0	+	-	-	+	0	0
IV	0	0	-	+	+	-	0	0	-	+	+	-
V	-	+	0	0	+	-	-	+	0	0	+	-
VI	-	-	-	-	0	0	-	+	+	-	0	0

#### 4. UKŁAD STEROWANIA

Algorytm komutacji przedstawiony na rys. 2 może być zrealizowany za pomocą schemat komutatora elektronicznego przedstawionego na rys. 3. Na komutator elektroniczny składają się tranzystory bipolarne połączone w trzy układy „H” (oddzielny dla każdej fazy). W układach tych, w gałęziach równoległych występują tranzystory typu  $p-n-p$  ( $VT1, VT3, VT7, VT9, VT13, VT15$ ), oraz tranzystory typu  $n-p-n$  ( $VT2, VT4, VT8, VT10, VT14, VT16$ ) wraz z diodami zwrotnymi ( $D1, D2, D3, D4, D6, D7, D8, D9, D11, D12, D13, D14$ ). Natomiast w gałęzi poprzecznej układów „H” znajdują się uzwojenia sterowania (po dwa w każdej gałęzi, nawinięte przeciwnie względem siebie i połączone równolegle  $L_{11}-L_{12}, L_{21}-L_{22}, L_{31}-L_{32}$ ).

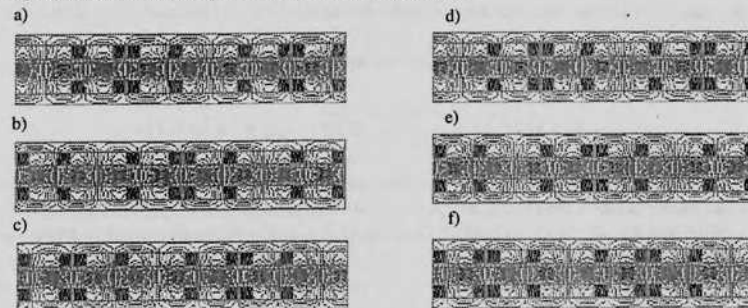
Układy sterowania każdej fazy uzwojeń silnika są identycznie zbudowane. Dlatego opis struktury układu dotyczy obwodu zasilania jednej fazy. Obwód zasilania jednej fazy składa się z dwóch podstawowych modułów: obwodu detekcji położenia wirnika i obwodu zasilania uzwojenia fazowego. Dioda  $D5$  służy do likwidacji niepożądanych zmian polaryzacji napięcia zasilającego, a diody  $D1, D2, D3, D4$  służą do złagodzenia procesu komutacji i zmniejszają ryzyko uszkodzenia tranzystora w wyniku przepięć występujących w uzwojeniach. Układ detekcji położenia wirnika składa się z hallotronu i wzmacniacza operacyjnego. Odpowiednio wzmacniony i spolaryzowany sygnał wyjściowy wzmacniacza trafia na bazy tranzystorów  $VT5$  (typu  $p-n-p$ ) i  $VT6$  (typu  $n-p-n$ ). Od polaryzacji sygnału wychodzącego ze wzmacniacza zależy to, który z tych tranzystorów będzie przewodził. Polaryzują one bazy tranzystorów  $VT1, VT2, VT3, VT4$ , które te przewodząc łączą końce uzwojeń sterowania z biegunami napięcia zasilającego powodując w ten sposób przepływ prądu w tych uzwojeniach (raz w jedną a raz w drugą stronę).



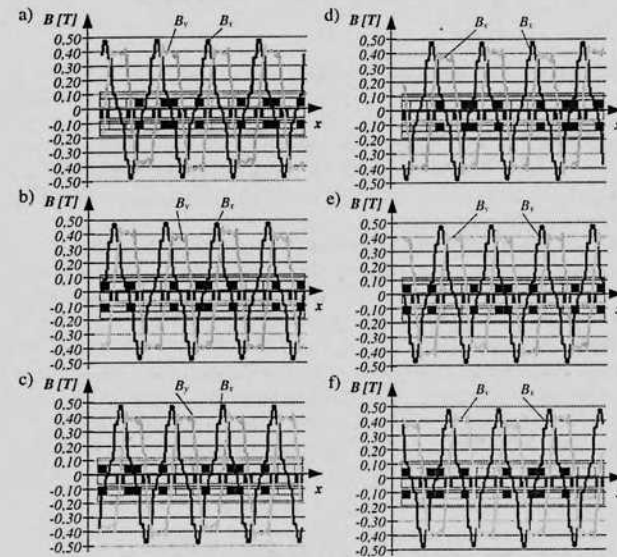
Rys. 3. Schemat układu zasilania silnika z uzwojeniami płaskimi

#### 5. ROZKŁAD POLA MAGNETYCZNEGO W SILNIKU

Rozkład linii sił pola magnetycznego w silniku w poszczególnych pozycjach wirnika zgodnie z algorytmem sterowania otrzymano w wyniku symulacji za pomocą programu DMF i pokazano na rys. 4. Symulacji dokonano w stanie statycznym, nie uwzględniając stanów dynamicznych układu. Natomiast rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie roboczej w tych pozycjach został rozłożony na dwie składowe podłużną  $B_x(x)$  (składową użyteczną) i składową poprzeczną  $B_y(x)$  (składową rozproszenia) i pokazany na rys.5.



Rys. 4. Rozkład linii sił pola magnetycznego w silniku w pozycjach wirnika zgodnie z algorytmem sterowania



Rys. 5. Rozkład indukcji magnetycznej w szczelinie roboczej silnika w pozycjach wirnika zgodnie z algorytmem sterowania



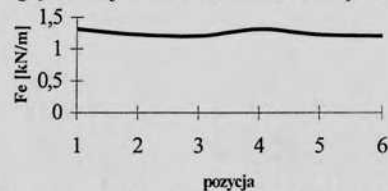
Przedstawione na rys. 4 i 5 wyniki symulacji rozkładu pola magnetycznego i indukcji magnetycznej w szczelinie roboczej o szerokości 2 mm dokonano przy zasilaniu uzwojeń sterowania prądem o wartości 5 A i -5A zgodnie z algorytmem komutacji. Wynika z nich, że wartość średnia składowej podłużnej indukcji magnetycznej  $B_{ym}(x)$  w szczelinie roboczej na poszczególnych poziomach niewiele się zmienia co do kształtu i wartości. Wartość jej zmieniają od 0,22 T w położeniu pierwszym i czwartym wirnika względem stojana do 0,25 T w pozycji trzeciej i szóstej, a kształt jej jest zbliżony do trapezowego. Dość duże są wartości składowej poprzecznej  $B_x(x)$  (składową rozproszenia) wynikającą z nie zastosowania rdzeni ferromagnetycznych w uzwojeniach, małej ilości ferromagnetycznych materiałów w obwodzie magnetycznym maszyny (tylko jarzma).

Siła elektrodynamiczna oddziałująca na wirnik została wyznaczona przy pomocy tensora naprężeń Maxwella:

$$F_e = \iint_S \vec{T}^n dS = \iint_S \left[ \mu_0 (\mathbf{n} \cdot \mathbf{H}) \mathbf{H} - \frac{1}{2} \mu_0 |\mathbf{H}|^2 \mathbf{n} \right] dS \quad (2)$$

gdzie:  $\mathbf{H}$  – wektor natężenie pola magnetycznego;  $\mu_0$  – przenikalność magnetyczna próżni równa  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m;  $\mathbf{n}$  – wektor normalny;  $S$  – powierzchnia na którą oddziała siła napędowa.

Wartości tej siły na poszczególnych pozycjach wirnika względem stojana zmieniają się od 1,206 kN/m w pozycji trzeciej i szóstej do 1,315 kN/m w pozycji pierwszej i czwartej. Można zauważyć niewielkie oscylacje siły elektrodynamicznej oddziałującej na wirnik w zależności od jego położenia względem stojana. Przedstawiono to na rys.6.



Rys. 6. Rozkład siły elektrodynamicznej oddziałującej na wirnik

## 6. WNIOSKI

W wyniku przeprowadzonych badań kształt składowej podłużnej  $B_y(x)$  indukcji magnetycznej w szczelinie roboczej jest zbliżony do trapezoidalnego. Duża jest wartość składowej poprzecznej  $B_x(x)$  wynikająca z nie zastosowania rdzeni ferromagnetycznych w uzwojeniach, małej ilości ferromagnetycznych materiałów w obwodzie magnetycznym maszyny. Dzięki temu, że niska jest zmiana indukcji magnetycznej w szczelinie roboczej w zależności od położenia wirnika istnieje mała pulsacja siły elektrodynamicznej. Zaproponowany układ sterowania jest dość prostym rozwiązaniem i nie pozwala maksymalnie wykorzystać możliwości konstrukcji silnika, jest on jednak stosunkowo tani. Trwają prace nad zmianą komutatora elektronicznego, oparciu jego zasady działania o modulację szerokości impulsu co pozwoli na polepszenie dokładności pozycjonowania silnika. Jest to jednak konstrukcja dość droga i skomplikuje układ sterowania.

## 7. LITERATURA

1. Turowski J. *Elektrodynamika Techniczna* (wyd.2). Warszawa, WNT 1993
2. Afonin. A, Kramarz W., Cierzniewski P. *Elektromechaniczne Przetworniki Energii z Komutacją Elektroniczną*. Szczecin, Seria TEMPUS Politechniki Szczecińskiej 2000

## PROBLEMY Z OCENĄ RYZYKA STOSOWANIA MATERIAŁÓW ZE WZGLĘDU NA ZJAWISKA ELEKTROSTATYCZNE.

Sabina Domaradzka-Nicińska  
 Politechnika Łódzka  
 Instytut Elektroenergetyki  
 Zakład Wysokich Napięć.

### Streszczenie

W ramach wykonywanej pracy, biorąc pod uwagę obecnie obowiązujące normy, omówiono problemy związane z określaniem ryzyka stosowania materiałów ze względu na zjawiska elektrostatyczne. Na podstawie badań metodą wyładowań ulotowych, szybkości zaniku ładunku, dokonano oceny kilku materiałów włókienniczych występujących na rynku jako materiały antyelektrostatyczne. Praca miała również na celu uzyskanie odpowiedzi na pytanie, czy czas półzaniku ładunku (ewentualnie stała czasowa) może, w przypadku materiałów niejednorodnych, być przydatny jako kryterium oceny właściwości elektrostatycznych materiałów.

### 1. Wstęp

Elektryczność statyczna jest źródłem wielu zakłóceń-zagrożeń w życiu codziennym. Może doprowadzić do:

- a) obniżenia jakości wyrobów wytwarzanych przez człowieka oraz ich przedwczesnego zużycia (przyciąganie cząstek pyłów, destrukcyjne działanie wyładowań elektrostatycznych).
- b) zaburzenia w funkcjonowaniu elektronicznych przyrządów pomiarowo-kontrolnych medycznej aparatury diagnostycznej, urządzeń sterujących i regulacyjnych (niszczenia elementów mikroelektroniki, błędne wskazania przyrządów)
- c) nieszczęśliwych wypadków (odruchy niekontrolowane u człowieka w następstwie nie spodziewanych wyładowań)
- d) zagrożenia pożarem lub wybuchem w strefach z mediami palnymi.

Nic dziwnego, że dąży się do zlikwidowania tej uciążliwości w życiu, jaką niesie ze sobą elektryczność statyczna. Najczęściej stosowaną metodą ochronną przed niepożądanymi jej skutkami jest wprowadzenie materiałów i wyrobów antyelektrostatycznych. Dielektrykami powszechnie stosowanymi, dla których „nie elektryzowanie się” jest jednym z podstawowych wymogów są materiały włókiennicze. One to też są przedmiotem zainteresowania w tej pracy. Rozszerza się zakres wymagań w stosunku do materiałów. Spowodowany on jest wieloma przyczynami np. rozszerzającym się wachlarzem zagrożeń na stanowiskach pracy w przemyśle. Aby sprostać tym wymaganiom podejmuje się próby wytworzenia nowych materiałów o szerszym zakresie uniwersalności. Te nowe cechy determinują wartości użytkowe materiału/wyrobu, a w konsekwencji wpływają na wielkość jego obrotu na rynku. Problem, sposobu określenia jego własności, w danym przypadku własności elektrostatycznych, wydaje się, więc być istotny i mieć swój ekonomiczny wymiar.

Producenci jak i użytkownicy wyrobów posiadających atest „wyrób antyelektrostatyczny” powinni dokładnie zdawać sobie sprawę z tego, co to znaczy, aby móc podejmować świadome decyzje. Nie powinno być tutaj miejsca na wieloznaczność.

## 2. Stan obecny normalizacji oceny właściwości elektrostatycznych.

W polskiej normie terminologicznej [3] za wyrób antyelektrostatyczny uznaje się przedmiot z materiału, który:

- w warunkach jego użytkowania nie ulega elektryzacji lub
- elektryzuje się w sposób dopuszczalny.

Właściwie istnieją obecnie trzy kryteria kwalifikacyjne z jakich korzysta się przy ocenie właściwości elektrostatycznych materiałów:

- kryterium rezystancyjne
- kryterium napięciowe
- kryterium czasu zaniku.

1) Najbardziej znanym jest kryterium rezystancyjne [ 7,8,9 ], zgodnie z którym za materiał antyelektrostatyczny uznaje się materiał o

- rezystywności powierzchniowej

$$\rho_s < 1 \cdot 10^{10} \Omega$$

i rezystywności skrośnej

$$\rho_v < 1 \cdot 10^8 \Omega \text{m}$$

W stosunku do materiałów specjalnego przeznaczenia np. stosowanych w sferach zagrożonych wybuchem wymagane to jest zaostrzone poprzez obniżenie górnej granicy dopuszczalnej rezystancji. Przyjęcie takiego kryterium, jest równoznaczne z tym, że przy odpowiednim kontakcie z przewodnikiem uziemionym, materiał nie jest w stanie osiągnąć niebezpiecznego poziomu naładowania.

Nowoczesne materiały włókiennicze, które umożliwiają rozpraszanie ładunków statycznych to już materiały niejednorodne. Wyroby te zawierają małe ilości wysoko przewodzących elementów np. nitek stalowych lub włókien węglowych, które wprowadzane są w konstrukcję materiału w różnych geometriach. Jeśli próbuje się ocenić skuteczność takich materiałów w rozpraszaniu ładunku elektrostatycznego przez standardową metodę oporności powierzchniowej, wówczas można uzyskać mylący wynik. Zmierzona wartość oporności będzie tylko reprezentatywna dla elementów o najmniejszym oporze, tj. przędzy przewodzącej, a nie dla materiału jako całości. Kryterium rezystancyjne do oceny materiałów niejednorodnych jest więc nie do przyjęcia.

2) Za wyroby antyelektrostatyczne [4], uznaje się jednak również takie, na których potencjał powierzchniowy od ładunku zgromadzonego w czasie ich użytkowania spełnia warunek:

$$V < 1 \text{ kV}$$

dla przypadków stosowania w obecności mediów palnych o minimalnej energii zapłonu

$$W < 0.1 \text{ mJ}$$

$$\text{ i } V < 3 \text{ kV przy } 0.1 \text{ mJ} < W < 0.5 \text{ J}$$

W literaturze specjalistycznej jednak, już od pewnego czasu prezentowane są publikacje krytykujące klasyfikację materiału w oparciu o to kryterium [ 12]. Potencjał nie jest bowiem

trwałą cechą materiału lub wyrobu, a więc nie może go charakteryzować. Zależy on od właściwości otaczającego środowiska oraz od przestrzennego położenia rozpatrywanego obiektu zgodnie z zależnością:

$$V = Q/C$$

Wartość potencjału zmienia się w zależności od warunków przeprowadzanego testu. Jest to sprawa istotna. Należy bowiem pamiętać, że zmiana potencjału może być przyczyną pojawienia się całkowicie odmiennych skutków oddziaływania na środowisko nagromadzonego ładunku.. Zależy od niego, bowiem wielkość energii, jaka może się uwolnić w czasie wyładowania:

$$W = 0.5 C U^2$$

3/ Zgodnie z PN kryterium pozwalającym na ocenę długotrwałości utrzymywania się ładunku jest czas półzaniku ładunku (czas po którym wielkość ładunku elektrostatycznego zmniejsza się do połowy wartości początkowej). W zasadzie pomiar czasu zaniku ładunku jest prosty. W praktyce pojawia się jednak wiele problemów, które nie są znormalizowane, takich jak metody elektryzowania czy monitorowania ładunku. Zagadnieniem całkowicie otwartym jest specyfikacja wymagań. Wykorzystanie czasów półzaniku ładunku do oceny właściwości antystatycznych tworzyw w większości krajów nie zostało znormalizowane. Polskie normy również nie zawierają jednoznacznych kryteriów oceny. Według norm brytyjskich powinien on być mniejszy od 0.5s.[1] W Ameryce wymaga się, aby w materiałach antyelektrostatycznych czas zaniku potencjału powierzchniowego z 5000V do 500V był mniejszy niż 0.5s

Na podstawie dostępnych materiałów (literatury technicznej i norm przedmiotowych) stwierdza się brak jednoznacznych kryteriów oceny antyelektrostatycznych właściwości materiałów/wyrobów niejednorodnych, jak i brak jednolitych metod badawczych. Z tego powodu zdecydowano się na opracowanie i wdrożenie metody badania właściwości elektrostatycznych materiałów w oparciu o technikę wyładowań ulotowych, a następnie w celu określenia jej przydatności, przebadanie pod kątem tych własności materiałów istniejących na naszym rynku i posiadających zdaniem ich producentów atest antystatyczności. Metoda ta jest zalecana w Normie Brytyjskiej[1] i Zaleceniach Międzynarodowych[ 2].

## 3. Metoda pomiaru

Pomiary wykonano w układzie przedstawionym na rys.1.

Powierzchnia materiału jest ładowana przez wyładowanie ulotowe z elektrod ostrzowych umieszczonych na lekkiej płycie przesuwającej się pomiędzy czujnikiem pola a powierzchnią materiału. Krótkotrwały impuls wysokiego napięcia stałego(20ms), regulowany, od 0V aż do 10kV powoduje osadzenie się na powierzchni ładunku, w postaci paska w centralnej części badanego obszaru – powierzchnia 45\*54 mm. Czas nakładania ładunku jest krótki w porównaniu z minimalnymi czasami jego zaniku, które mogą być mierzone w tym układzie, co ogranicza zakłócenia do minimum.

Ładowanie ulotowe jest najprostszą metodą symulacyjną procesu tryboelektryzacji. Pozwala kontrolować proces tzn. wielkość ładunku, jego znak, może być stosowane zarówno do materiałów jednorodnych jak i niejednorodnych. Badania wykazały, że proces zaniku ładunku ulotowego jest zgodny z procesem zaniku ładunku pochodzącego od tryboelektryzacji.

Po etapie ładowania, płaszczyzna ekranująca miernik pola odsuwa się, umożliwiając pomiar. Zastosowano szybki, czuły miernik potencjału powierzchniowego- JCI 146. Czas jego odpowiedzi jest poniżej 10ms. Można mierzyć czasy zaniku ładunku od 100ms praktycznie

do nieskończoności - tzn. dobrze ponad 100 000s. Miernik sprzęgnięty jest z komputerem wyposażonym w program pozwalający na automatyczne dokonanie pomiaru krzywej zaniku potencjału powierzchniowego, jej zapamiętanie i wyświetlenie. Dodatkowo otrzymana krzywa podlega obróbce matematycznej w wyniku której podawany jest czas jaki upłynął od wartości maksymalnej do 1/e tej wartości, a także wartość czasu do chwili osiągnięcia 10% wartości maksymalnej.

Ponieważ na szybkość zaniku ładunku ma wpływ temperatura, a szczególnie wilgotność pomiary wykonywano w komorze klimatyzacyjnej w temperaturze 23+/-2°C i wilgotności względnej 25%.

#### 4.Charakterystyka badanych materiałów

W pracy przeprowadzono badania materiałów jednorodnych i niejednorodnych.

**Materiał jednorodny** - to materiał, którego składniki nie różnią się w sposób zasadniczy właściwościami elektrycznymi i materiał, który zawiera jednorodną mieszaninę włókien przewodzących.

**Materiał niejednorodny** - materiał, który zawiera niewielką ilość przewodzących nitek, rozmieszczonych w sposób dyskretny w postaci siatki w całym materiale lub materiał powleczony albo laminowany polimerem lub metalem, a właściwości elektryczne składników różnią się znacznie.

Krótkie charakterystyki materiałów przedstawiono w Tabeli 1

#### 5.Wyniki pomiarów i dyskusja.

Przykładowy kształt uzyskiwanych krzywych zaniku potencjału powierzchniowego przedstawiono na rys.2b. Sygnał narasta przez około 20ms, co odpowiada procesowi usuwania płyty zawierającej układ do ładowania ulotowego. W krótkim czasie po rozpoczęciu rejestracji w układzie wytwarzany jest impuls sterujący. Po zrównaniu obu sygnałów impuls sterujący zostaje zatrzymany, co powoduje: a/ rozpoczęcie zliczania czasu, b/ określenie wartości napięcia powierzchniowego, którą przyjmuje się za wartość maksymalną co schematycznie ilustruje rys.2a.

Wartości liczbowe mierzonych parametrów dla wybranych materiałów zebrano w Tabeli 1. Jak już wspomniano, zgodnie z informacją ich producentów, materiały te należą do grupy materiałów antyelektrostatycznych. Przedstawione pomiary wykazują jednak, że ich zachowanie różni się między sobą w znacznym stopniu. Nawet o rzędu wielkości różnią się zarejestrowane szybkości zaniku ładunku jak i wielkości napięć powierzchniowych

Pomiar krzywej zaniku napięcia powierzchniowego właściwie powinien służyć do wyznaczenia stałej czasowej. Jeśli jej wartość jest mniejsza od wartości krytycznej badany materiał spełnia kryterium antystatyczności. Wykonane pomiary wykazały jednak, że rejestrowane przebiegi krzywych zaniku potencjału powierzchniowego odbiegają od przebiegów klasycznych opisywanych równaniem:

$$V=V_{max} \cdot e^{-t/\tau}$$

W wielu przypadkach bowiem, krzywe zaniku ładunku mają skłonność do „ustalania się” tzn.po początkowym stosunkowo szybkim maleniu, następuje znaczne zmniejszenie szybkości zaniku i krzywa staje się bardziej płaska. Wartość wyrażenia  $t_{0,1U_{max}}/2.3\tau$  jest w wielu przypadkach znacznie większa od jedności. Chcąc mieć pogląd na temat zachowania się elektrostatycznego materiału, przydatne więc jest rejestrowanie całej krzywej zaniku. W takiej sytuacji wydaje się, że lepszym parametrem charakteryzującym próbkę byłby czas np. do uzyskania 10% lub 5% wartości początkowej.

Analiza uzyskanych wyników pozwala poza tym stwierdzić, że niektóre materiały przy stosunkowo szybkim zaniku ładunku są zdolne do osiągnięcia znacznych wartości napięcia powierzchniowego –np. próbka nr 2 lub nr 8 Obserwacja ta jest również sprzeczna z

dotychczas panującym przekonaniem, iż szybki rozptył ładunku uniemożliwia powstanie znacznych napięć na powierzchni materiału. Praktycznie stawia pod znakiem zapytania pogląd, że ponieważ rzetelny pomiar napięcia powierzchniowego jest w wielu przypadkach niemożliwy o elektrostatycznym zachowaniu się materiału można wnioskować na podstawie szybkości zaniku ładunku.

Potwierdziła się celowość stosowania przewodzących nitek, pełniących w materiale rolę „wewnętrznego uziemionego przewodnika”. W wyniku włączenia się sprężen pojemnościowych do tego przewodnika, ograniczony został wpływ ładunku na sąsiadujące z nim punkty, a tym samym nastąpiło ograniczenie wartości rejestrowanych napięć powierzchniowych.

Tabela 1- Wyniki pomiaru max. napięcia powierzchniowego i szybkości zaniku ładunku dla napięcia ulotu równego 10kV i (5kV)

	Nr	Rodzaj materiału	$U_{max}$ [V] 10kV(5 kV	$\tau$ [s]	$t_{0,1U_{max}}/\sqrt{2.3\tau}$	$\rho_s$ [Ω]	$\rho_v$ [Ωm]
Materiały jednorodne	1	Bawełna 100%	- 600 (-425)	0.093 (0.057)	1.1	$9,5 \cdot 10^{10}$	$2,1 \cdot 10^9$
	2	Kermel / Wiskoza FR (50/50) [Kermel-włókno poliamidowo-imidowe/wiskoza-włókno o zwiększonej odporności na zapalenie]	- 1798 (-659)	0.328 (0.305)	1.72	$1,2 \cdot 10^{12}$	$9,6 \cdot 10^{10}$
	3	Kermel/Wiskoza (50/50) prana	- 2783 (-810)	5.875 (3.3)	1.44	$1,0 \cdot 10^{13}$	$1,8 \cdot 10^{11}$
	4	Tkanina bawełniana powlekana PCW	- 95 (-63)	0.045 (0)	1.2	$8,3 \cdot 10^9$	$6,6 \cdot 10^7$
	5	Poliester 100%	-2400 (-854)	>180 (>180)	1.8	$1,8 \cdot 10^{13}$	$2,1 \cdot 10^{12}$
Materiały niejednorodne	6	PAN 100% z włóknami Nitril Static [Poliakrylonitryl/włókna węglowe z siarczkiem miedziowym rozłożone równomiernie]	- 181 (-67)	17,33 (15.8)	1.89	$2,2 \cdot 10^5$	$1,9 \cdot 10^5$
	7	PAN 100% z włóknami Nitril Static [Nitki w osnowie i wątku w odstępach co 2mm]	-201 (-79)	>180 (>180)	2.1	$2,0 \cdot 10^6$	$2,1 \cdot 10^5$
	8	Bawełna/Poliester (35/65) z włóknami Negastat [Negastat-włókno dwuskładnikowe (rdzeń węglowy otoczka poliamidowa), nitki w osnowie i wątku co 9mm]	- 1420 (-837)	47.44 (11.8)	1.5	$1,1 \cdot 10^{13}$	$9,1 \cdot 10^{11}$
	9	Poliester 100% z włóknami węglowymi [Nitki w osnowie w odstępach co 2cm]	-685 (-530)	>180 (>180)	2.3	$6,4 \cdot 10^5$	$2,9 \cdot 10^5$

Oznaczenia:  $U_{max}$ , wartość maksymalna napięcia powierzchniowego,  $\tau$ -czas jak upłynął od wartości maksymalnej do 1/e tej wartości,  $t_{0,1U_{max}}$ - wartość czasu do chwili osiągnięcia 10% wartości maksymalnej.

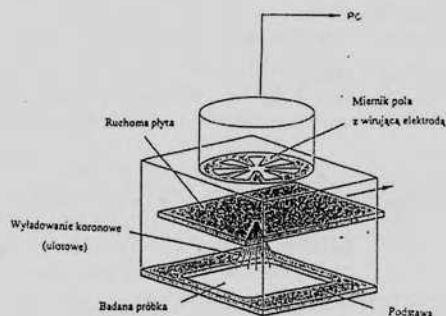
## 6. Wnioski

1. Brak jednoznacznych metod badania i kryteriów oceny antyelektrostatycznych właściwości materiałów zwłaszcza materiałów niejednorodnych powoduje pojawienie się niejednoznaczności w definiowaniu tej cechy materiału. Jak wykazały przeprowadzone pomiary, materiały posiadające atest antyelektrostatyczności mogą charakteryzować się znacznie różniącymi się właściwościami. Może to być źródłem sporów pomiędzy ich producentami a użytkownikami. Użytkownik bowiem dokonując zakupu będzie oczekiwał pełnego zabezpieczenia przed skutkami występowania elektryczności statycznej, producent zaś będzie gwarantował jej antystatyczne zachowanie tylko w warunkach przeprowadzonego w warunkach laboratoryjnych testu wykonanego zgodnie z jakąś normą lub zaleceniem.

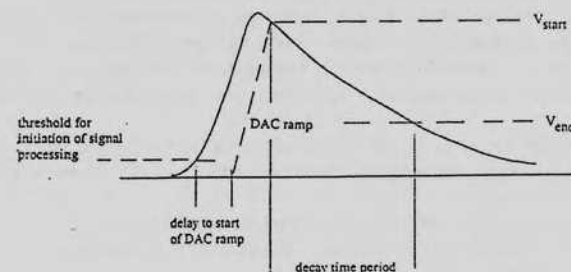
2. Pomiar szybkości zaniku ładunku z materiału nie może być jedyną metodą służącą do przewidywania zachowania się elektrostatycznego materiału. Istnieją bowiem materiały, które charakteryzując się stosunkowo szybkim zanikiem ładunku są zdolne wytworzyć znaczny potencjał na powierzchni. Wielkość tego potencjału, jak wiadomo, decyduje o możliwych zakłóceniach o charakterze elektrostatycznym, a więc i o ryzyku stosowania danego materiału.

3. Wydaje się, że jedyną najwłaściwszą definicją materiału/wyrobu antystatycznego byłoby stwierdzenie, że jest to produkt nie zdolny do osiągnięcia niebezpiecznego stopnia naelektryzowania, a zarazem umożliwiający dostatecznie szybki zanik wytworzonego na nim ładunku. Nowe w przyszłości opracowywane kryteria kwalifikujące materiał, powinny równocześnie uwzględniać obie te cechy materiału.

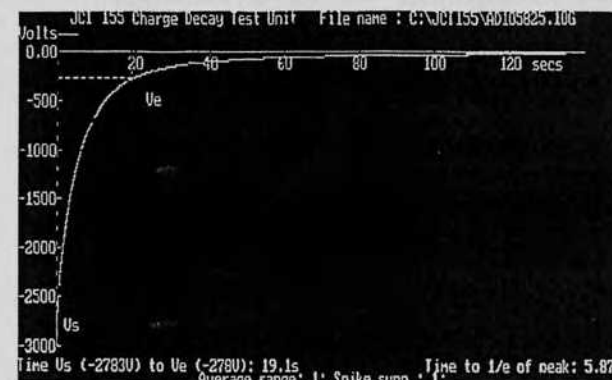
4. Biorąc pod uwagę różne przeznaczenie tzw. materiałów antyelektrostatycznych, wydaje się, że nie ma potrzeby, aby materiały te we wszystkich przypadkach zachowywały się tak samo tzn. przy szybkim zaniku ładunku wytwarzały małe napięcia powierzchniowe. Powodowałyby to ekonomicznie nieuzasadniony wzrost ich cen. Należy dążyć do zróżnicowania wymagań w zależności od przeznaczenia, a tym samym i zróżnicowania nazw. Taka sama nazwa zwykle sugeruje to samo, to znaczy w przypadku materiałów antyelektrostatycznych takie samo zachowanie się w przypadku naelektryzowania.



Rys.1 Schemat układu pomiarowego



Rys. 2a Zasada rejestracji krzywej zaniku napięcia powierzchniowego  $V_{start}$  – napięcie przy którym rozpoczyna się rejestracja przyjmowane jako  $V_{max}$ ;  $V_{end}$  – napięcie przy którym kończy się rejestracja (regulowane);  $DAC_{ramp}$  – impuls sterujący; threshold for... – próg zadziałania układu



Rys. 2b Krzywa zaniku napięcia powierzchniowego (próbka 3)  $U_{max}=-2783V$ ,  $t_{1/e}=5.87s$ ,  $t_{10\%U_{max}}=19.1s$ .

## Literatura

1. British Standard: „Methods for measurements in electrostatics” BS 7506:Part2:1996
2. IEC 61340-5-1:1998 „Electrostatics-Part 5-1: Protection of electronic devices from electrostatic phenomena- General requirements”, Technical Report- International Elektrotechnical Commission.
3. PN-92/E-05200 Ochrona przed elektrycznością statyczną. Terminologia.
4. IEC 1340-4-1. Electrostatics. Part 4: Standard test methods for specific applications. Section 1: Electrostatic behavior of floor coverings and installed floors.
5. PN-IEC 61340-4-1:2000; Elektryczność statyczna. Znormalizowane metody badania do określonych zastosowań. Właściwości elektrostatyczne wykładzin podłogowych i gotowych podłóg.
6. PN-92/E-05201: Ochrona przed elektrycznością statyczną. Metody oceny zagrożeń wywołanych elektryzacją materiałów dielektrycznych stałych. Metody oceny zagrożenia pożarowego i wybuchowego.
7. PN-91/P-04 871: Tekstylna. Wyznaczanie rezystancji elektrycznej.
8. PN-EN 1149-1:1999: Odzież ochronna. Właściwości elektrostatyczne. Rezystywność powierzchniowa. Metody badań.
9. PN-EN 1149-2:1999: Odzież ochronna. Właściwości elektrostatyczne. Metody badania rezystancji skrośnej.
10. PrPN-E-05 206 (Ind IEC/TR2 61340-5-1:1998): Ochrona przed elektrycznością statyczną przyrządów elektronicznych.
11. PrPN-E-05 207 (Ind IEC/S.C. 61340-5-2:1999): Ochrona przed elektrycznością statyczną przyrządów elektronicznych. Przewodnik użytkowania.
12. Wróblewska M., Kowalski J.M.: Materiały i wyroby włókiennicze a ochrona przed elektrycznością statyczną. Stan i prognoza normalizacji. IV Sympozjum EL-TEX 2000: Pola elektrostatyczne i elektromagnetyczne – nowe materiały i technologie.

MITEL-2002

II Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna  
Materiały i Technologie w Elektrotechnice  
Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002 r.

## WYŁADOWANIA ELEKTRYCZNE W OLEJU TRANSFORMATOROWYM W UKŁADZIE ELEKTROD IZOLOWANYCH NOMEXEM PRZY UDARACH PIORUNOWYCH

Józef Galczak  
Politechnika Łódzka  
Instytut Elektroenergetyki  
Zakład Wysokich Napięć

### Streszczenie

W artykule przedstawiono porównanie wyników badań nad rozwojem wyładowań elektrycznych w oleju transformatorowym przy udarach piorunowych w układzie elektrod izolowanych nomexem i papierem marszczonym. Układ elektrod i grubość izolacji na elektrodzie WN były w obu przypadkach takie same, aby można było bezpośrednio porównać parametry wyładowań. Okazało się, że napięcie początkowe wyładowań rozwijających się od elektrody izolowanej nomexem jest o około 40% wyższe niż ich odpowiedników propagujących od elektrody izolowanej papierem. Chociaż formy przestrzenne wyładowań są w obu przypadkach podobne, szybkości propagacji strimerów drugiego rodzaju w pierwszym układzie są większe niż w drugim, co można przypisać różnicom w napięciach początkowych. Także czasy do inicjacji wyładowań z elektrody z opłotem nomexowym są dłuższe niż z opłotem papierowym, co może sugerować, iż w tym pierwszym przypadku główną rolę w inicjacji wyładowań grają „słabe punkty” znajdujące się w głębi przestrzeni olejowej, podczas gdy w drugim niejednorodności struktury warstwy powierzchniowej papieru. Wyładowania dodatnie trzeciego rodzaju są także szybsze w układzie z izolacją nomexową, co wynika, jak się wydaje, z różnicy napięć probierczych. Prędkości propagacji strimerów ujemnych trzeciego rodzaju nie udało się pomierzyć - są one bowiem zbyt szybkie jak na możliwości użytego układu pomiarowego.

### 1. Wstęp

Badania dotyczące wyładowań w długich przerwach iskrowych typu transformatorowego t. z. n. charakteryzujących się wolną przerwą olejową, doprowadziły do ujawnienia nieznanych dotychczas form [1,5,11,12,13] charakteryzujących się dużą prędkością propagacji kanałów, przebadania tych form [6,7,8], a ostatnio także do udanych prób symulacji komputerowej przekształcenia klasycznej dodatniej quasi-kulistej formy wyładowczej w szybciej propagujące wyładowania „kościowe” [9]. Podjęta została także próba klasyfikacji form wyładowczych bez użycia przymiotników opisujących je często w sposób niejasny, mylący i niekompletny, zastępując je liczbami określającymi ich kolejność pojawiania się wraz z rosnącym napięciem probierczym w układzie igła - płyta: strimer (kanał, wyładowanie) 1-go rodzaju ..strimer 4-go rodzaju [6].

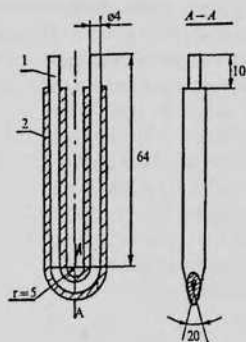
Wszystkie cytowane wyżej pozycje literatury przedmiotowej dotyczą jednakże układów elektrod gołych w oleju transformatorowym, a więc dalekich od zastosowania praktycznego. Otulina izolacyjna wnosi jednak pewne zmiany do procesu inicjacji i rozwoju wyładowań,

które są słabo rozeznane; oprócz nielicznych prac autora niniejszego artykułu dotyczących wyładowań z elektrody izolowanej papierem [3,4] brak jest udokumentowanych badań wyładowań w układzie izolowanych elektrod. Prezentowany artykuł dotyczy wstępnych prac nad rozwojem wyładowań w oleju transformatorowym z elektrody izolowanej nomexem w układzie o polu nierównomiernym i porównanie ich wyników z wynikami wcześniej wykonanych prac w podobnym układzie elektrod ale z izolacją z papieru marszczonego wokół elektrody WN [2,4]. W wyładowaniach rozwijających się od izolowanej elektrody brak strimerów 1-go rodzaju, które występują tylko w układach gołych elektrod o polach skrajnie nierównomiernych [4,12] – autor zdecydował się jednak na przestrzeganie nomenklatury zaproponowanej w [6] mimo, iż pierwszym wyładowaniem jakie rejestruje się w badanym układzie jest wyładowanie 2-go rodzaju. Ze względu na stosunkowo niewielkie liczby wyników w przypadku izolacji nomexowej wyciąganie poprawnych statystycznie wniosków byłoby przedwczesne – w artykule przedstawiono zatem raczej zauważone tendencje a nie zależności ilościowe.

## 2. Technika eksperymentalna

### 2.1. Układ elektrod

Elektroda wysokiego napięcia (WN) pokazana na Rys. 1 powstał wskutek wygięcia drutu mosiężnego o średnicy  $\phi = 4$  mm w kształt wysokiej i smukłej litery U i następnym symetrycznym sfrezowaniu jej półkolistej podstawy tak, że w pionowym przekroju osiowym powstał klin o kącie  $20^\circ$ . Elektroda została następnie zaizolowana taśmą z nomexu (Nomex 410) o grubości 0.08 mm i szerokości 3mm tak aby grubość izolacji była równa 0.4 mm (tak jak w [3]). Elektroda uziemiona była płytka o średnicy 50 mm zaokrąglona na brzegach wklejona współśrodkowo w płytę bakelitową o średnicy 230 mm. Cała ta konstrukcja została pokryta płytką z nomexową (Nomex 994,  $\epsilon = 3,5$ ) o grubości 8 mm lub płytą z transformerboardu o grubości 10 mm ( $\epsilon = 4,4$ ) [3]. Jak widać w przypadku izolacji nomexowej wolna przerwa olejowa  $h = 22$  i jest dłuższa od swego odpowiednika z izolacją papierową o 2 mm.



Rys.1 Elektroda izolowana WN:  
1 – drut mosiężny; 2 - izolacja

Odległość między elektrodami została zachowana taka sama t. z.  $H = 30$  mm. Można wykazać, że rozkład natężenia pola w wolnej przerwie olejowej w obu przypadkach jest prawie taki sam. Wykonano w sumie 52 elektrody WN izolowane taśmą nomexową i 20 elektrod izolowanych papierem marszczonym; wszystkie je, wraz z płytami izolacyjnymi, poddano obróbce próżniowo – termicznej opisanej w szczegółach w [3].

### 2.2. Układ pomiarowy i probierczy

Badania polegały na doprowadzaniu z generatora Marxa udarów napięciowych do badanego układu elektrod i fotografowaniu tworów wyładowczych przy użyciu metody cieniowej z wykorzystaniem lasera o komutacji dobroci jako lampy błyskowej. Generator Marxa posiadał napięcie znamionowe 500 kV, energię 2,2 kJ. Kształt udaru 0,83/50  $\mu$ s. Aczkolwiek błysk lasera utrwalający na filmie obraz kanałów wyładowczych mógł być wyzwalany w wybranej chwili licząc od chwili inicjacji wyładowania, to podczas badań

elektrod o izolacji nomexowej używano tylko najmniejszego opóźnienia  $\delta t_2 = 0,3$   $\mu$ s, ponieważ wyładowania były bardzo szybkie., podczas gdy w przypadku izolacji papierowej czas opóźnienia zmieniał się od 0,3  $\mu$ s do 4 $\mu$ s, co pozwoliło na dokładny pomiar prędkości propagacji kanałów wyładowań. Początek wyładowania wyznaczał sygnał z detektora inicjacji wyładowania (DIW) zbudowanego przy użyciu lasera He-Ne z wykorzystaniem metody refrakcyjnej. Szczegóły budowy i działania automatycznego układu probierczego i pomiarowego zamieszczono w [2,3].

### 2.3. Pomiar szybkości propagacji wyładowań

Sercem DIW jest komparator ze wzmacniaczem różnicowym. W przypadku braku wyładowań sygnał na wejściu komparatora jest teoretycznie równy zeru, praktycznie natomiast stanowią go szumy niskiej częstotliwości wynikające z niedoskonałości układu optycznego oraz szumy samego wzmacniacza. W związku z tym na drugim wejściu komparatora musi być ustawione napięcie odniesienia wyższe od w/w szumów, aby nie dawał on fałszywych sygnałów wyjściowych. Komparator działa zatem z opóźnieniem  $\delta t_1$  wynikającym z wartości napięcia odniesienia, chwilowej wartości napięcia szumów oraz szybkości narastania sygnału wejściowego. W przypadku wyładowań drugiego rodzaju napięcie sygnału wejściowego rośnie powoli i opóźnienie jest zmienne, – dlatego też w [3] średnią prędkość propagacji określano jako współczynnik kierunkowy prostej regresji w układzie współrzędnych  $l_i = f(t_i)$  gdzie  $l_i$  i  $t_i$  są odpowiednio zasięgiem wyładowania i czasem opóźnienia błysku lasera i-tego wyładowania, co pozwoliło na uniezależnienie się od zmiennej wartości  $\delta t_1$ . W przypadku izolacji nomexowej takiej metodyki użyć nie można, ponieważ  $t_i$  jest stałe i równe  $\delta t_2 = 0,3$   $\mu$ s (patrz niżej). Zasięg wyładowań drugiego rodzaju określano zatem przez porównanie ich ze średnim zasięgiem odczytanym z dla wyładowań z elektrody izolowanej papierem [3] dla tego samego czasu opóźnienia 0,3  $\mu$ s. W przypadku wyładowań trzeciego rodzaju sygnał wejściowy narasta bardzo szybko i zasadne jest przyjęcie czasu opóźnienia  $\delta t_1 = 0,7$   $\mu$ s wyznaczonego w [2]. Zdjęcia wykonywane były zatem z opóźnieniem  $\Delta t = \delta t_1 + \delta t_2 = 1$   $\mu$ s w stosunku do chwili inicjacji wyładowania.

### 2.3. Metodyka badań

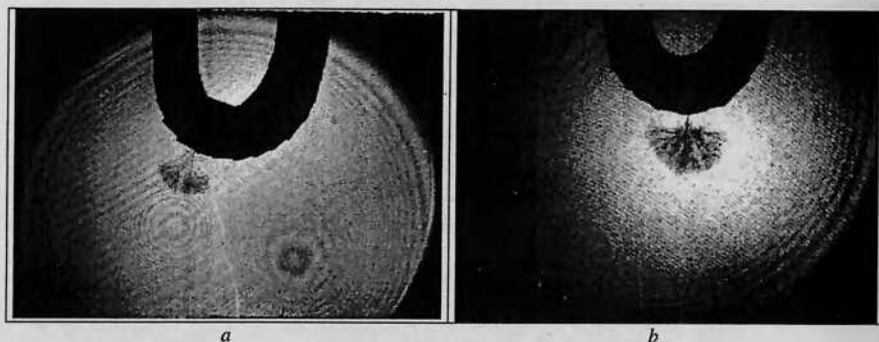
Badania polegały na fotografowaniu tworów wyładowczych z opóźnieniem  $\delta t_2 = 0,3$   $\mu$ s w stosunku do hipotetycznego początku wyładowania określonego przez DIW. Za pomocą czasomierza elektronicznego mierzony był czas do inicjacji wyładowania z dokładnością 0,1 $\mu$ s, od chwili zadziałania generatora Marxa t. j. od chwili przeskołu na jego głównym iskierniku. Do układu elektrod doprowadzano udary napięciowe o wartościach szczytowych zwiększających się skokowo od pewnej wartości  $U_{min}$  co 4,8 kV aż do wystąpienia wyładowania. Dokładność odczytu napięcia probierczego  $\pm 0,5$  kV. W przypadku pokryć nomexowych każda elektroda służyła tylko raz, ponieważ większość wyładowań powodowała przebicie otuliny izolacyjnej, natomiast elektrody pokryte papierem mogły być wykorzystywane wielokrotnie – ich otulina izolacyjna ulegała przebicciu podczas wyładowań 3-go rodzaju.

## 3. Wyniki badań

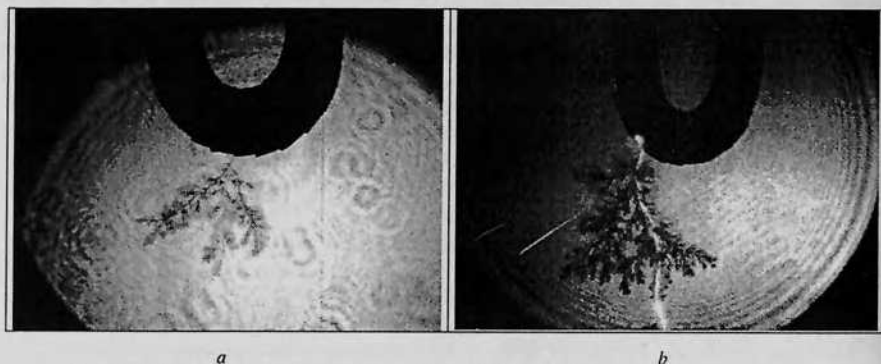
### 3.1. Kanały dodatnie

Wyładowania mają podobną strukturę przestrzenną w przypadku obu pokryć izolacyjnych, co widać na Rys.2 (kanały drugiego rodzaju) i Rys.3 (kanały trzeciego rodzaju). Na Rys.2 zwraca uwagę większy zasięg kanałów wyładowczych w przypadku „b” niż w przypadku „a”, co oczywiście oznacza większą prędkość rozwoju kanałów rozwijających się

od elektrody izolowanej nomexem. Większy był także rozrzut zasięgu i prędkości propagacji. Średni wartości napięć początkowych wyładowań  $U_0$ , czasów do inicjacji  $t$  i prędkości propagacji  $v$  wraz z ich przedziałami tolerancji obliczonymi na poziomie ufności 0,95 zestawiono odpowiednio w tablicach: I, II, III. W niektórych przypadkach liczba danych była tak mała, że obróbka statystyczna wyników nie miała sensu – wtedy odpowiednie miejsca w wymienionych tablicach oznaczono gwiazdką (\*).



Rys.2 Wyładowania dodatnie drugiego rodzaju dla  $\delta t_2 = 0,3 \mu s$ :  
 a – elektroda izolowaną papierem;  $U = 182,4 \text{ kV}$  [3]  
 b – elektroda izolowaną nomexem;  $U = 244,8 \text{ kV}$

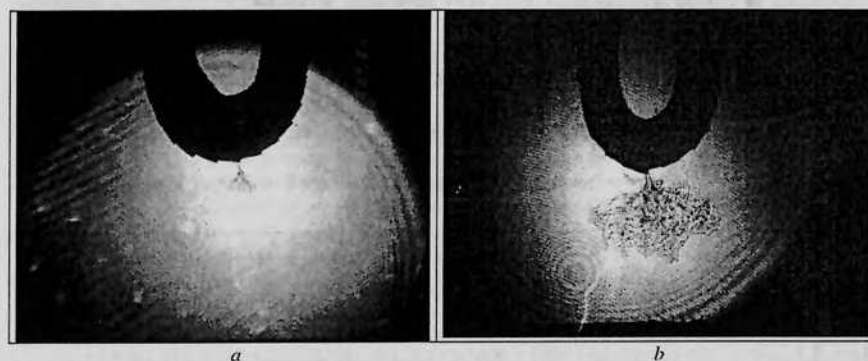


Rys.3 Wyładowania dodatnie trzeciego rodzaju dla  $\delta t_2 = 0,3 \mu s$ :  
 a – elektroda WN izolowana papierem;  $U = 206,4 \text{ kV}$  [3]  
 b – elektroda WN izolowana nomexem;  $U = 288 \text{ kV}$

### 3.2. Kanały ujemne

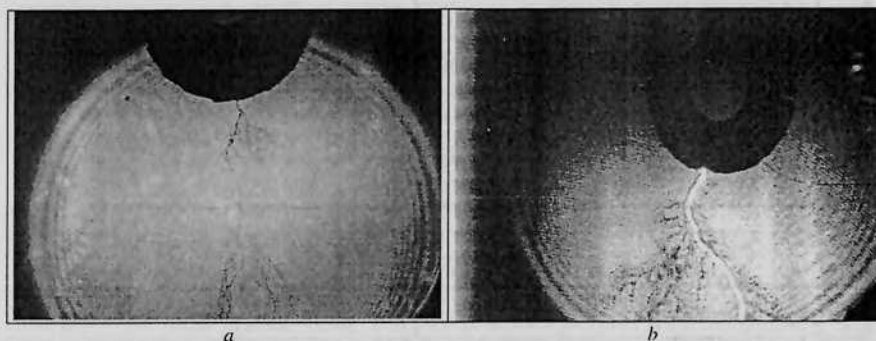
Na Rys.4 zamieszczono fotografie wyładowań drugiego rodzaju rozwijających się od ujemnej elektrody WN izolowanej papierem i nomexem zaś na Rys.5, trzeciego rodzaju. Jak widać rodzaj izolacji na elektrodzie WN nie wpłynął (poza zasięgiem oczywiście) na kształt tworzywa wyładowczego. Taka różnica jest jednak widoczna na fotografiach wyładowań trzeciego rodzaju. Nie udało się sfotografować żadnego wyładowania ujemnego 3-go rodzaju, które by nie dotarło do płyty; na Rys.5 pokazano zatem jedno z tych, które już przebyły przerwę iskrową. W przeciwieństwie do swych odpowiedników z Rys.4 rozgałęziają się słabo

blisko elektrody inicjującej zaś obficie dopiero w okolicach połowy przestrzeni międzyelektrodeowej. Końce kanałów są rozmielone a ostrość zdjęcia nienajlepsza, co



Rys.4 Wyładowania ujemne drugiego rodzaju dla  $\delta t_2 = 0,3 \mu s$   
 a – elektroda WN izolowana papierem;  $U = 196,8 \text{ kV}$  [3]  
 b – elektroda WN izolowana nomexem;  $U = 244,8 \text{ kV}$

wynika z dużej szybkości propagacji – kanały nie mogą być już uważane za „nieruchome” w czasie ekspozycji na błysk lasera o czasie równym  $30 \pm 50 \text{ ns}$ .



Rys.5 Wyładowania ujemne trzeciego rodzaju dla  $\delta t_2 = 0,3 \mu s$ :  
 a – elektroda izolowana papierem;  $h = 30 \text{ mm}$ ,  $U = 206,4 \text{ kV}$  [3]  
 b – elektroda izolowana nomexem;  $U = 316,8 \text{ kV}$

Wartości średnie napięć inicjacji wyładowań  $U_0$ , czasów do inicjacji  $t$  oraz wartości szybkości propagacji wyładowań  $v$  wraz z ich przedziałami tolerancji obliczonymi na poziomie ufności 0,95 zestawiono odpowiednio w tablicach: I, II, III. Prędkości propagacji kanałów ujemnych trzeciego rodzaju obliczyć nie można, ale można wyznaczyć dolną granicę tej prędkości  $\bar{v}_{3-} = h/\Delta t = 22 \text{ mm}/1 \mu s = 22 \text{ mm}/\mu s$ . Podobnie, jak w przypadku wyładowań dodatnich zrezygnowano z obróbki statystycznej wyników w przypadkach zbyt małej ich liczby oznaczając stosownie komórki w wyżej wymienionych tablicach gwiazdką (\*).

### 3.3. Zestawienie wyników badań układów z izolacją papierową [3] i nomexową

Zestawienie wyników zawarto w poniższych tablicach. Założono iż rozkłady odnośnych wielkości są rozkładami normalnymi (testy zgodności wykazały, że hipotezy o rozkładzie normalnym na poziomie ufności  $\beta = 0.95$  w żadnym przypadku odrzucić nie można). Wartości parametrów obliczono po wyeliminowaniu błędów grubych. Tam gdzie nie podano inaczej, wartości graniczne napięć, prędkości i czasów obliczono jako wartości średnie plus minus 2 x odchylenie standardowe.

Do oszacowania parametrów rozkładów użyto metody najmniejszych kwadratów.

Tablica I Wartości napięć początkowych wyładowań  $U_0$  dla przypadku elektrody WN izolowanej nomexem (nom) i papierem (pap) [3]; n – liczba danych

Izol.	$U_{0+}$ [kV]						$U_{0-}$ [kV]					
	$U_{02+}$			$U_{03+}$			$U_{02-}$			$U_{03-}$		
	n	$\bar{U}_{0+}$	zakres	n	$\bar{U}_{0+}$	zakres	n	$\bar{U}_{0-}$	zakres	n	$\bar{U}_{0-}$	zakres
nom	22	253,5	221,6+281,2	8	287,4	260,6+314,2	17	246,2	222,4+270,0	5	295,7	261,9+337*
pap	7	185,6	161,2+210,0	3	209,7	206,8+211,2'	9	169,8	182,1+211,5	1	216,0	-

\* bez obróbki statystycznej

Tablica II Wartości czasów do inicjacji wyładowań t dla przypadku elektrody WN izolowanej nomexem (nom) i papierem (pap) [3]; n – liczba danych

Izol.	$t_+$ [ $\mu$ s]						$t_-$ [ $\mu$ s]					
	$t_{2+}$			$t_{3+}$			$t_{2-}$			$t_{3-}$		
	n	$\bar{t}_{2+}$	zakres	n	$\bar{t}_{3+}$	zakres	n	$\bar{t}_{2-}$	zakres	n	$\bar{t}_{3-}$	zakres
nom	22	10,6	1,6+19,6	8	4,1	1,3+6,9	17	3,6	0,6+7,0	5	5,2	3,1+5,6*
pap	94	2,7	0,7+5,7	3	1,5	1,1+2,2*	154	3,2	1,7+4,8	-	-	-

\* bez obróbki statystycznej

Tablica III Wartości prędkości propagacji wyładowań v dla przypadku elektrody WN izolowanej nomexem (nom) i papierem (pap) [3]; n – liczba danych

Izol.	$v_+$ [mm/ $\mu$ s]						$v_-$ [mm/ $\mu$ s]					
	$v_{2+}$			$v_{3+}$			$v_{2-}$			$v_{3-}$		
	n	$\bar{v}_{2+}$	zakres	n	$\bar{v}_{3+}$	zakres	n	$\bar{v}_{2-}$	zakres	n	$\bar{v}_{3-}$	zakres
nom	22	4,5	1,7+7,3	3	-	> 13,7*	17	4,0	1,6+6,4	5	5	> 22*
pap	94	2,7	0,7+5,7	3	1,5	> 9,6*	154	3,2	1,7+4,8	-	-	-

\* brak obróbki statystycznej

## 4. Dyskusja

### 4.1. Napięcia inicjacji wyładowań

Rzucają się w oczy większe napięcia początkowe wyładowań w przypadku izolacji nomexowej niż w przypadku izolacji papierowej – różnica wynosi około 40%. Ta mniejsza łatwość zainicjowania wyładowań może być skutkiem większej jednorodności zarówno chemicznej jak i mechanicznej struktury nomexu. Być może na wynikach zaważyło użycie do pokrycia elektrody WN papieru marszczonego nie zaś nawojowego, który stwarza kłopoty w ręcznym nawijaniu na dużych krzywiznach - źle się układa i rwie się w przypadku naciągania. Nomex też się źle układa, ale jest bardzo wytrzymały mechanicznie.

W wykonanych z użyciem gołych elektrod badaniach uzupełniających okazało się, że w pewnym zakresie napięć występują wyładowania zarówno drugiego jak i trzeciego rodzaju

(podobnie jak w [8]) - n p w przypadku elektrody dodatniej ten zakres to 187,2 + 249,6 kV; w wyniku pokrycia elektrod zachodzi z separacją  $U_{02}$  i  $U_{03}$  i to dla obu biegunowości elektrody inicjującej i obu rodzajów pokryć izolacyjnych.

### 4.2. Czasy do inicjacji wyładowań

Czasy do inicjacji wyładowań dla nomexu są we wszystkich przypadkach dłuższe niż dla papieru, co potwierdza wniosek z poprzedniego punktu. Zanieczyszczenia będące słabymi punktami izolacji istnieją już w warstwie powierzchniowej papieru, podczas gdy muszą dopiero napłynąć z głębi przestrzeni olejowej, gdy elektroda izolowana jest nomexem. Inną możliwością jest jakość i liczba tych zanieczyszczeń odmienna w papierze i w nomexie. We wzmiankowanych już powyżej prowizorycznych badaniach z udziałem elektrod gołych czasy do inicjacji wyładowań były znacznie krótsze w tych samych granicach napięć; dla dodatniej elektrody WN zawierały się w granicach 1,5 + 1,8  $\mu$ s zaś dla ujemnej 1,6 + 2,8  $\mu$ s.

W przypadku nomexu bardziej, w przypadku papieru mniej (niewielka liczba danych) daje się zauważyć znaczny rozdział zakresów czasów do inicjacji wyładowań obu rodzajów, gdy elektroda WN jest dodatnia. Potwierdza to zupełną odmienną fizyczną strimerów drugiego i trzeciego rodzaju relacjonowaną wcześniej w literaturze [11] i widoczną po zestawieniu Rys.2 i Rys.3. Inaczej ma się rzecz z elektrodą ujemną – tutaj zakresy  $t_{2-}$  i  $t_{3-}$  pokrywają się, co również można łatwo wytłumaczyć w kategoriach prawidłowości zauważonych już wcześniej w układach elektrod gołych [1,5]. Wyładowanie ujemne rodzi się zawsze jako wyładowanie 2-go rodzaju i przekształca się lub nie w wyładowanie 3-go rodzaju w zależności od tego czy napięcie probiercze takiej konwersji sprzyja czy nie, to znaczy czy jest duże czy małe. Tę konwersję widać doskonale na Rys.5a, gorzej na Rys.5b gdyż tam wyładowanie jest bardzo szybkie i generowane przez nie fale całkowicie zburzyły pierwotną strukturę. Wynika z powyższego, że przy pokrywających się zakresach  $t_{2-}$  i  $t_{3-}$  napięcia początkowe obu rodzajów wyładowań powinny się wyraźnie różnić, co też wynika z Tablicy I.

Warto na koniec zauważyć, że konkluzja z [3] iż wyładowania dodatnie trzeciego rodzaju rozpoczynać się muszą na czole udaru nie ma charakteru ogólnego. W przypadku izolacji nomexowej inicjacja jest utrudniona, co wiąże się z wydłużeniem także  $t_{3+}$  w porównaniu z odnośnym czasem dla papieru.

### 4.3. Prędkości propagacji wyładowań

Wyniki zebrane w Tablicy III wskazują na większe prędkości propagacji, gdy otulina elektrody WN wykonana jest z nomexu. Nie wydaje się aby wynikało to z odmienności materiałowych izolacji, lecz raczej z wartości napięć probierczych. Wprawdzie w [3] wykazano, że użyty układ elektrod zachowuje się jak układ ostrze – płyta, ale być może ta prawidłowość dotyczy tylko niewielkiego zakresu napięć probierczych. Jeżeli w stosunku do badanego układu miałyby obowiązywać zasady ustalone dla układu igła-płyta i potwierdzone w [3], prędkości propagacji wyładowań 2-go rodzaju powinny być proporcjonalne do napięć probierczych, gdy elektroda inicjująca jest ujemna i zmieniać się niewiele z napięciem, gdy jest dodatnia [10]. W pierwszym przypadku średnia szybkość propagacji przy  $U_{02-} = 246,2$  kV powinna wynosić  $v_{2-} = 3,2$  mm/ $\mu$ s (w rzeczywistości jest 4,1 mm/ $\mu$ s), w drugim zaś przy  $U_{02+} = 253,5$  kV powinna być równa w przybliżeniu  $v_{2+} = 3,2$  mm/ $\mu$ s (jest 4,0 mm/ $\mu$ s). W literaturze przedmiotowej nie ma dokładnych danych jak zmieniają się prędkości propagacji wyładowań 2-go rodzaju w zależności od promienia zaokrąglenia elektrody WN, gdyż techniki badawcze powszechnie używane (konwerter obrazu bez wspomaganie metodami optycznymi) nie dają możliwości dokładnego rozróżnienia wyładowań obu rodzajów możliwego przede wszystkim na fotografiach statycznych o wysokiej rozdzielczości



przestrzennej wykonanych przy użyciu metod wykorzystujących zjawisko załamania światła w kanałach wylądowań (jak np. metoda cieniowa użyta w niniejszych badaniach). W [8] np. podaje się zależność propagacji strimerów od napięcia w układzie pręt ujemny-płyta, ale rozrzut danych jest tak duży iż nasuwa się wniosek, że dotyczą one obu rodzajów wylądowań. Nie można odnieść się, zatem do otrzymanych tutaj zależności szybkości propagacji od napięcia w kategoriach doniesień literaturowych.

Warto jednak zwrócić jeszcze raz na podniesioną powyżej sprawę wyraźnego podziału zakresu napięć początkowych na  $U_{02}$  i  $U_{03}$  widoczny w przypadku obu biegunowości. Nie ma tu w zasadzie „współlistnienia” wylądowań obu rodzajów w jakimś zakresie napięć jak to się dzieje w układach gołych elektrod gdyż inicjacja kanałów 3-go rodzaju jest utrudniona przez otulinę izolacyjną. Rozwój wylądowań 2-go rodzaju zachodzi, zatem jeszcze przy napięciach wyższych niż to by miało miejsce w układzie gołych elektrod (można obrazowo powiedzieć, że wchodzi one w lukę napięciową pozostawioną przez wylądowania 3-go rodzaju) i stąd szybkość tego rozwoju jest większa niż by to wynikało z prostych przeliczeń. Problem zależności  $v = f(U)$  nie mógł być w prezentowanych badaniach rozstrzygnięty, gdyż wymagałoby to przebadania kilkuset elektrod WN jednakże wart jest odrębnych prac.

W przeciwieństwie do wylądowań 2-go rodzaju, szybkość propagacji wylądowań trzeciego rodzaju (a właściwie jej dolne limity zgadzają się zgrubsza z danymi literaturowymi [8,9,11].

#### 4.4. Oddziaływanie wylądowań na użyte materiały izolacyjne

Jak to już wzmiankowano w p. 2.3, oba materiały izolacyjnie odmiennie znoszą pojawiające się w układzie elektrod wylądowania niezupełne. Papier marszczony jest na ich oddziaływanie bardzo odporny; nawet po kilkunastu wylądowaniach 2-go rodzaju nie dostrzeżono na powierzchni izolowanej elektrody żadnych śladów nawet przy użyciu szkła powiększającego. Dopiero wylądowania 3-go rodzaju są w stanie uszkodzić opłot papierowy. Wylądowania, docierając do płyty izolacyjnej, rozwijają się dalej jako wylądowania ślizgowe; na płycie z transformerboardu pozostawiają ledwo widoczne ślady lekkich zaciemnień i to dopiero po kilkasetkrotnych „eksperymentach”.

Inaczej jest, gdy izolację układu elektrod stanowi nomex. Każde wylądowanie uszkadza opłot izolacyjny na elektrodzie WN, co widoczne jest w postaci mniej lub bardziej dostrzegalnej czarnej plamki. Także płyta izolacyjna na elektrodzie płaskiej nosi wyraźne ślady wylądowań ślizgowych w postaci charakterystycznych zwęglań tworzących kształt wielokrotnie na siebie nakładanych figur Lichtenberga.

#### 5. Wnioski

Na podstawie przedstawionych wyżej wyników pomiarów można wnioskować, że:

1. Podstawowe formy przestrzenne wylądowań nie zależą od materiału izolacji.
2. Napięcia inicjacji wylądowań są około 40% wyższe w przypadku izolacji nomexowej niż papierowej, zatem nomex jest lepszym materiałem izolacyjnym przynajmniej przy napięciach udarowych.
3. Dłuższe czasy do inicjacji wylądowań w przypadku izolacji nomexowej niż papierowej (mimo wyższych napięć początkowych) wskazują, że w drugim przypadku główną rolę w procesie wylądowań grają słabe punkty w wierzchniej warstwie papieru, natomiast w pierwszym słabe punkty w samym oleju.
4. Wzajemne zależności napięć początkowych i czasów do inicjacji wylądowań 2-go i 3-go rodzaju potwierdzają w układzie izolowanych elektrod prawidłowości znane z literatury dla układów elektrod gołych.
5. Nomex jest mniej odporny na oddziaływanie wylądowań, niż użyty w badaniach papier.

#### Literatura

1. Badent R., Kist K., Schwab A.J.: *Investigation of pre-breakdown phenomena in insulating oils.*, 8<sup>th</sup> International Symposium on High Voltage Engineering, Yokohama, Japan, August 23-27, 1993, Paper 24.03, pp.219-222.
2. Galczak J.: *Laboratorium do badania rozwoju wylądowań elektrycznych w oleju transformatorowym.*, Materiały II Ogólnopolskiego Sympozjum „Inżynieria Wysokich Napięć IW-94”, Poznań-Kiekrz, 25-28 września 1994, ss.263-266.
3. Galczak J.: *Electrical discharges in transformer oil in a set-up of paper insulated electrodes.*, Archives of Electrical Engineering, vol. XLVIII, 1999, No 1-2, pp. 156-172.
4. Galczak J.: *Formy wylądowań elektrycznych w oleju transformatorowym rozwijających się od elektrody izolowanej papierem.*, Materiały III Ogólnopolskiego Sympozjum „Inżynieria Wysokonapięciowa IW-96”, Poznań-Kiekrz, 19-22 maja 1996, ss.62-68.
5. Hebner R.E., Kelley E.F., Forster E.D., FitzPatrick G.J.: *Observations of Prebreakdown and Breakdown Phenomena in Liquid Hydrocarbons. Nonuniform Field Conditions*, IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol. 20, No 2, 1985, pp. 281-292.
6. Lesaint O., Massala G.: *Positive Streamer Propagation in Large Oil Gaps. Experimental Characterization of Propagation Modes.*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 5, 1998, No 3, pp. 360-370
7. Linhjell D., Lundgard L., Berg G.: *Streamer Propagation under Impulse Voltage in Long Point-Plane Oil Gaps.*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 1, 1994, No3, pp 447-458.
8. Lundgard L., Linhjell D., Berg G., Sigmond S.: *Propagation of Positive and Negative Streamers in Oil with and without Pressboard Interfaces.*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 5, 1998, No 3, pp. 388-395.
9. Lopatin V., Noskov M.D., Badent R., Kist K., Schwab A.J.: *Positive Discharge Development in Insulating Oil. Optical Observations and Simulation.*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 5, 1998, No 2, pp. 250-255.
10. Ogahaki S., Fuijoka M.: *Optical study of positive streamer propagation in insulating oils.*, 7<sup>th</sup> International Symposium on High Voltage Engineering, Technische Universität Dresden, Germany, August 26-30, 1991, Paper 21.01. pp. 13-16.
11. Торшин Ю.В.: *К проблеме существования лидерного процесса при импульсном электрическом пробое трансформаторного масла*, *Электричество*, No 5, 1993, сс. 4-16.
12. Torshin Yu.V.: *Experimental investigation of common regularities of breakdown in transformer oil.*, 7<sup>th</sup> International Symposium on High Voltage Engineering, Technische Universität Dresden, Germany, August 26-30, 1991, Paper 31.01, pp.17-21.
13. Torshin Yu.V.: *On Existence of Leader Discharge in Mineral Oil.*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol. 2, 1995, No 1, pp. 167-179.

**ZASTOSOWANIE TECHNOLOGII KOMPUTEROWYCH  
W BADANIACH UKŁADÓW ENERGEOELEKTRONICZNYCH**

Sergiej German - Gałkin, Jarosław Hryniewicz

Instytut Elektrotechniki i Automatyki Okrętowej  
Wyższej Szkoły Morskiej w Szczecinie,  
70-500 Szczecin, Wały Chrobrego 1,  
e-mail: zee@wsm.szczecin.pl

**Streszczenie:** Zastosowanie technologii komputerowych do projektowania układów polega na analizie układu energoelektronicznego z wykorzystaniem modeli wirtualnych w najnowszym pakiecie programowym „Matlab”-„Simulink” i jego programy narzędziowe „Power System Blockset”.

Rozwój technologii komputerowych w ostatnich latach nadał nową jakość w dziedzinie badania i projektowania systemów energoelektronicznych. Opracowanie i wdrożenie nowoczesnego oprogramowania pozwala na rozwiązywanie praktycznie wszystkich problemów syntezy i analizy, jak i obliczenia oraz konstrukcji całych systemów oraz ich elementów. W pierwszej kolejności należy wymienić pakiet programowy MATLAB, SIMULINK wraz z jego programami narzędziowymi (Toolbox), wśród których program Power System Blockset wykazuje największą przydatność do analizy i syntezy systemów energoelektronicznych.

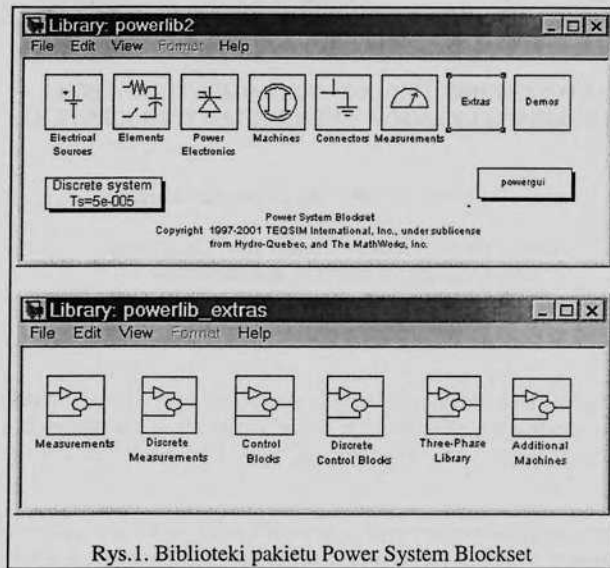
Uogólnione badanie systemu energoelektronicznego możliwe tylko z wykorzystaniem współczesnej techniki komputerowej, przy czym można stosować dwie metody postępowania.

Metoda pierwsza – klasyczna, polega na stworzeniu modelu matematycznego systemu, a następnie na analizie jego za pomocą uniwersalnych pakietów oprogramowania matematycznego (takich jak MatLAB lub MatCAD) lub z wykorzystaniem specjalistycznych programów tworzonych w językach FORTRAN, PASCAL, C itp.

Metoda druga, umożliwiona rozwojem oprogramowania komputerowego w ostatnich latach, oparta jest na najnowszych pakietach programowych – SIMULINK, POWER SYSTEM BLOCKSET, TCAD itd. Biblioteki tych pakietów zawierają modele wirtualne pozwalające uwzględnić wszystkie właściwości fizyczne rzeczywistych urządzeń. Pozwala to na częściowe uproszczenie pracochłonnego i często trudnego w realizacji procesu budowy modelu matematycznego. Wymaga to jednak dogłębnej znajomości fizycznego działania systemu i jego składników. Nie mniej metoda ta nie wyklucza potrzeby znajomości szczegółów oprogramowania oraz metod matematycznych w nim ujętych, gdyż pozwala to na rozwiązywanie komplikacji i sprzeczności mogących wystąpić w pracy modelu.

Nowa, poprawiona i rozszerzona wersja pakietu programowego Power System Blockset 2.0 jest przeznaczona do modelowania systemów i urządzeń elektroenergetycznych. Pakiet jest wyposażony w pełni funkcjonalny zestaw bibliotek i komponentów, wygodny interfejs graficzny użytkownika, obszernymi możliwościami obliczeniowymi systemu bazowego oraz różnorodną formą przedstawienia wyników badań.

Biblioteki pakietu Power System Blockset (Rys. 1) zawierają pełny zestaw elementów niezbędnych do modelowania wszystkich układów energoelektronicznych.



Rys.1. Biblioteki pakietu Power System Blockset

Biblioteka podstawowa powerlib oraz biblioteka uzupełniająca powerlib/extras zawierają zestaw wirtualnych bloków przeznaczony do modelowania systemów energoelektronicznych. Biblioteki te zawierają również przyrządy pomiarowe i urządzenia pozwalające na mierzenie wartości chwilowych, skutecznych oraz energetycznych przebiegów okresowych i nieokresowych a następnie na przedstawienie wyników pomiaru w postaci najprzydatniejszej dla użytkownika.

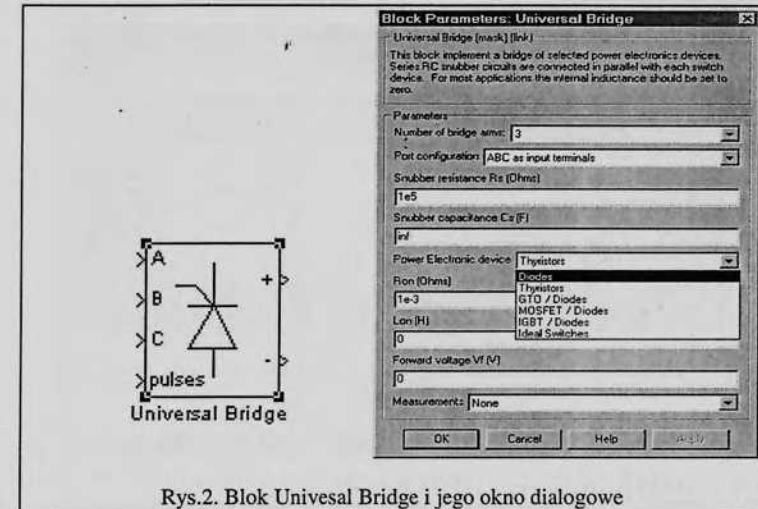
Pakiet Power System Blockset jest związany poprzez biblioteki DLL z pakietem podstawowym Matlab-Simulink i specjalistycznymi dodatkowymi pakietami narzędziowymi, z których w pierwszej kolejności należy wymienić Control System Toolbox i Signal Processing Toolbox.

Powiązanie to pozwala z jednej strony przenieść wyniki modelowania z pakietu Power System Blockset do pakietów specjalistycznych dla dalszego ich badania i opracowania, a z drugiej – na syntezę układów sterowania systemów energoelektronicznych przy wykorzystaniu środków i metod realizowanych w wyżej wspomnianych pakietach narzędziowych.

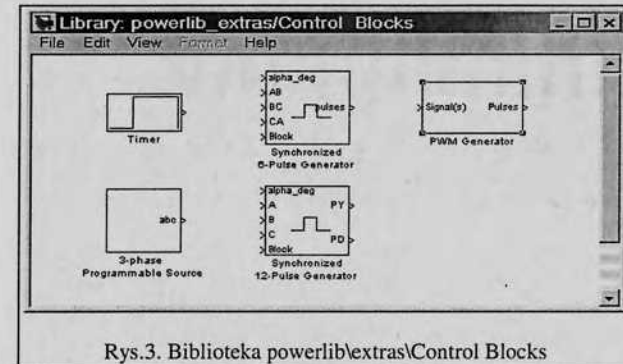
Wirtualne modele z pakietu Power System Blockset wraz z pakietami podstawowymi Matlab-Simulink i ich programami narzędziowymi Toolboxes umożliwiają bardzo dokładną analizę stanów nieustalonych i ustalonych oraz stanów awaryjnych nawet bardzo złożonych układów energoelektronicznych. Poniżej na kilku przykładach przedstawiono możliwości pakietu Power System Blockset przy badaniu układów energoelektronicznych.

Biblioteka Powerlib/Power Electronics (rys.1) zawiera praktycznie wszystkie stosowane współcześnie elementy energoelektroniczne (diody, tyrystory, tranzystory, moduły półprzewodnikowe itd.). Jednym z jej elementów jest blok Univesal Bridge, którego widok oraz okno dialogowe jest przedstawione na rys. 2. W pierwszym polu okna dialogowego wybiera się ilość gałęzi mostka. W rozwijalnym menu tego pola można wybrać liczbę 1, 2 lub 3, reali-

zując tym samym jedno- dwu- lub trójfazowy wariant przekształtnika energoelektronicznego. W polu Power Electronic Device można wybrać typ elementu siłowego, a w pozostałych polach zadaje się parametry statyczne i dynamiczne modułu siłowego łącznie z parametrami obwodów tłumiących. W rezultacie można stworzyć modele odpowiadające całej gamie współcześnie stosowanych przekształtników energoelektronicznych.



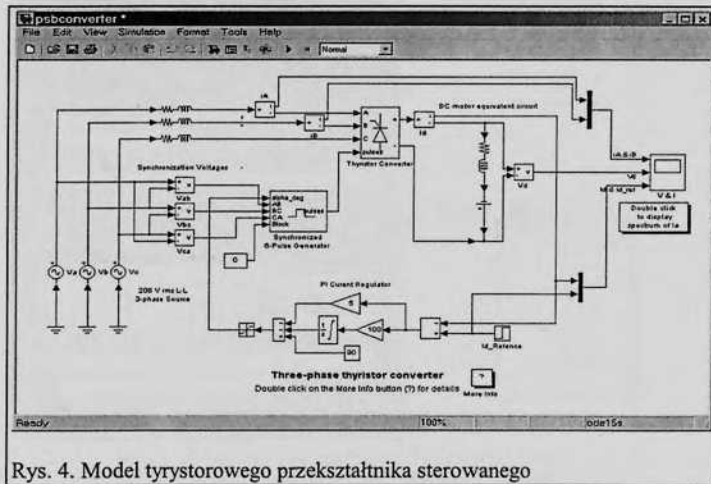
Rys.2. Blok Univesal Bridge i jego okno dialogowe



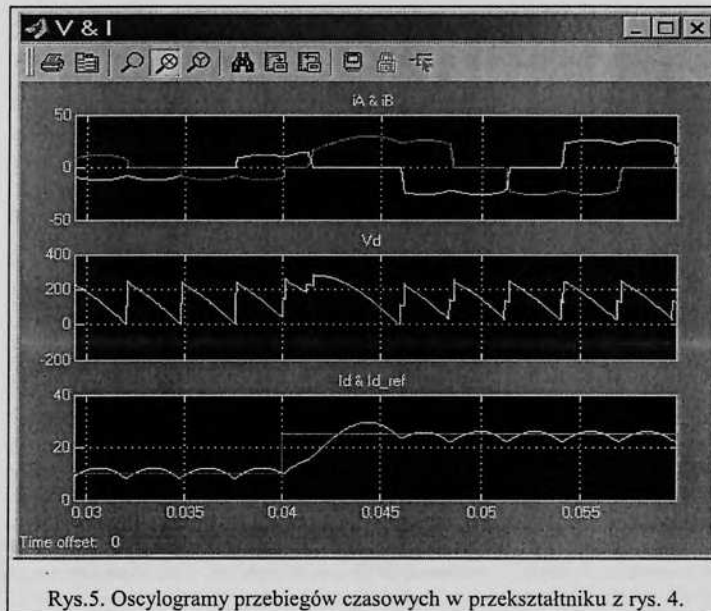
Rys.3. Biblioteka powerlib\extras\Control Blocks

Do sterowania mostkiem uniwersalnym używa się bloków zawartych w bibliotece powerlib\extras\Control Blocks (rys. 3). Bloki te umożliwiają realizację sterowania prostownika sterowanego nierwersyjnego (blok Synchronized 6-Pulse Generator), rewersyjnego prostownika sterowanego i bezpośredniego przemiennika częstotliwości (blok Synchronized 12-Pulse Generator) a także jedno- i trójfazowych falowników z modulacją szerokości impulsów (blok PWM Generator). Ponadto biblioteka zawiera jeszcze jeden uniwersalny blok sterowania programowego - 3-phase Programmable Source. Przykłady wykorzystania omówionych powyżej bloków przedstawiono na rys. 4 do 8.

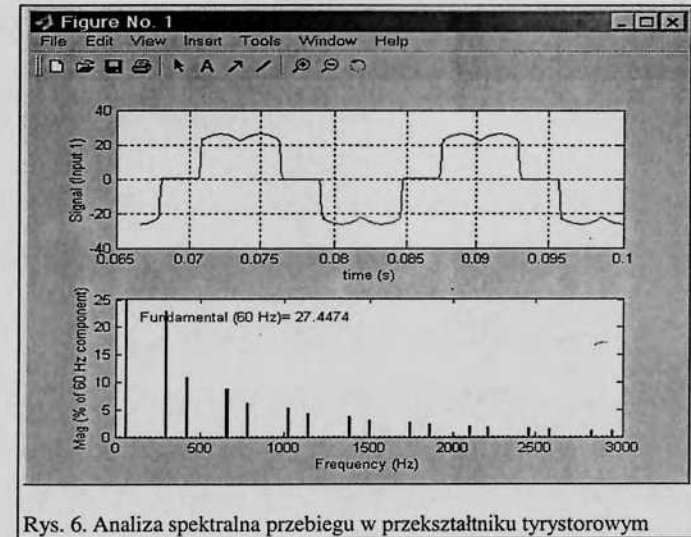
Rys. 4 przedstawia model wirtualny sterowania układu tyrystorowego przekształtnika sterowanego z prądowym sprzężeniem zwrotnym obciążonego odbiornikiem odpowiadającym maszynie prądu stałego. Model umożliwia badanie stanów ustalonych i niestabilnych pracy układu zarówno w pracy prostownikowej jak i falownikowej. Wyniki modelowania zostały przedstawione w postaci oscylogramów wartości chwilowych (rys 5) oraz charakterystyk zawartości harmonicznych (rys 6).



Rys. 4. Model tyrystorowego przekształtnika sterowanego

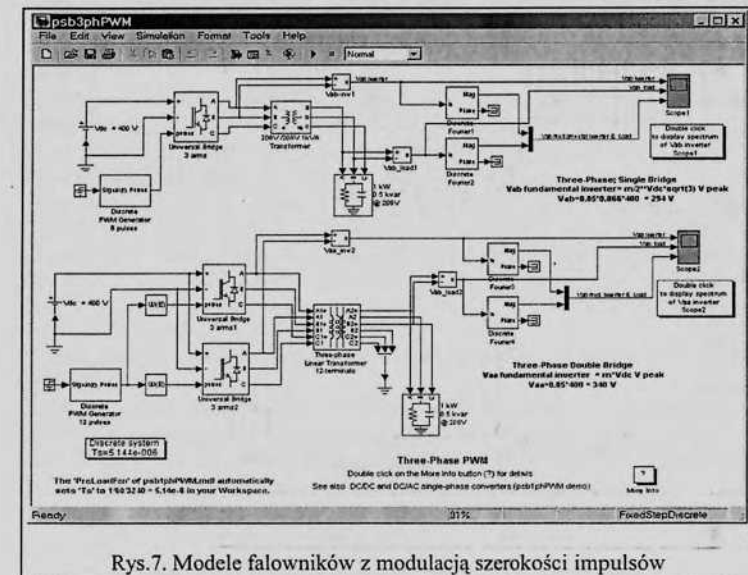


Rys. 5. Oscylogramy przebiegów czasowych w przekształtniku z rys. 4.

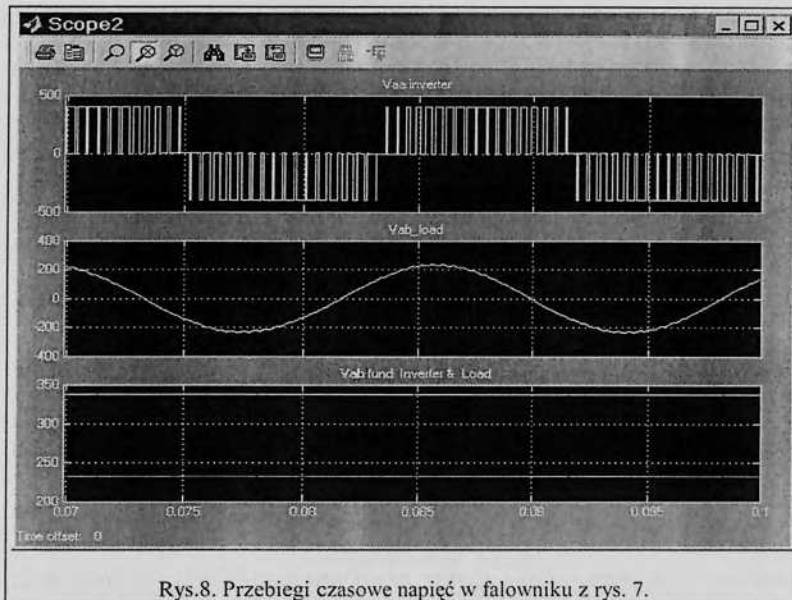


Rys. 6. Analiza spektralna przebiegu w przekształtniku tyrystorowym

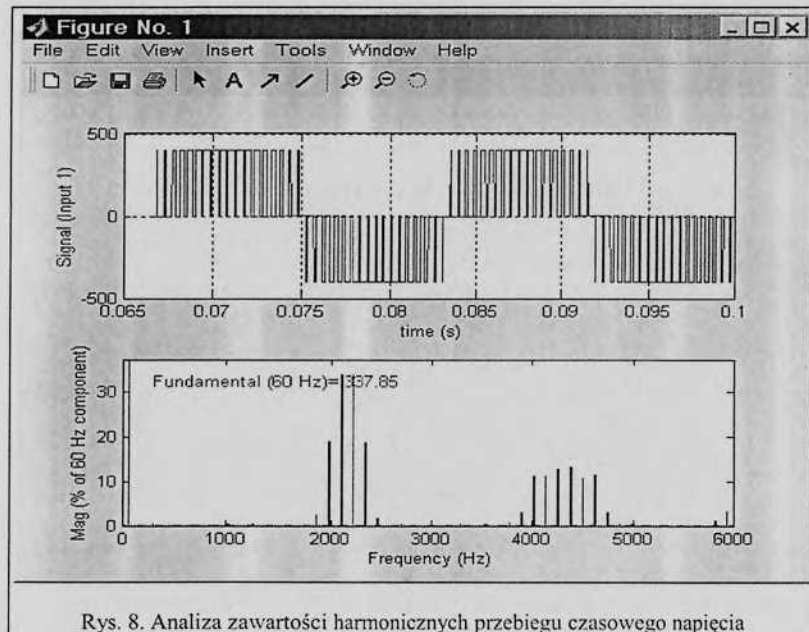
Na rys. 7 zamieszczono dwa modele falowników z modulacją szerokości impulsu zasilających przez transformator odbiornik rezystancyjno-indukcyjny. W górnej części rysunku umieszczono pojedynczy falownik zbudowany z modułów IGBT a w dolnej - dwa falowniki zasilające równolegle jeden odbiornik. Sumowanie mocy w drugim przypadku następuje w transformatorze. Wyniki modelowania zostały przedstawione na rys. 8 i 9.



Rys. 7. Modele falowników z modulacją szerokości impulsów



Rys.8. Przebiegi czasowe napięć w falowniku z rys. 7.



Rys. 8. Analiza zawartości harmonicznych przebiegu czasowego napięcia

Należy uwzględnić jeszcze jeden, bardzo ważny aspekt dotyczący zastosowania wirtualnych laboratoriów – kształcenie specjalistów na wyższych uczelniach.

Dobra znajomość teorii z zakresu energoelektroniki jest niezbędnym elementem kultury technicznej i ważnym składnikiem przygotowania zawodowego specjalistów danego profilu oraz zapotrzebowania na nich na rynku pracy.

Osiągnięcie tego celu na obecnym etapie jest możliwe tylko przy zastosowaniu nowych form nauczania wykorzystujących nowoczesne technologie komputerowe oparte na pakietach programowych. Takie technologie dają możliwość dogłębnego poznania zagadnień związanych z badaniami układów energoelektronicznych gdyż pozwalają na jakościową zmianę procesu dydaktycznego, na przeniesienie go w przestrzeń wirtualną – wirtualne laboratorium i wykonanie w tym laboratorium niezbędnych badań.

Należy jednak podkreślić, że problemy wynikające w toku realizacji tego zadania mogą być rozwiązane tylko przy dogłębnym poznaniu zjawisk fizycznych we wszystkich ogniach układu. Inaczej mówiąc – fachowe wykorzystanie komputera wymaga znajomości i zrozumienia fizyki pracy poszczególnych elementów układu i ich wzajemnych powiązań oraz współzależności.

Obecnie na rynku księgarskim znajduje się obszerny wybór literatury z zakresu energoelektroniki, podobne zjawisko dotyczy literatury dotyczącej pakietów programowych. Brakuje praktycznie natomiast takiej literatury (w tym również podręczników), w której zagadnienia teoretyczne z energoelektroniki byłyby rozwiązywane za pomocą pakietów programowych.

Dla współczesnego studenta komputer przestaje być egzotyką a staje się instrumentem roboczym. Wykorzystanie tego instrumentu roboczego w pełnym wymiarze jest jednym z ważniejszych zadań procesu nauczania.

#### Literatura

1. Brzóska J. - „Ćwiczenia z automatyki w Matlabie i Simulinku” Wyd. Mikom, Warszawa 1997
2. А. Гультяев. Визуальное моделирование в среде MATLAB.-СПБ.: Питер, 2000.-429 с. ил.
3. Дьяконов В.П., Абраменкова И.В. Matlab 5. Система символьной математики.- М.: "Нолидж", 1999. -633с.
4. Дьяконов В., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB . Специальный справочник.- СПб.: Питер, 2001.- 475 с.ил.
5. Дьяконов В., Круглов В. MATLAB анализ, идентификация и моделирование систем. Специальный справочник.- СПб.: Питер, 2002.- 444 с.ил.
6. Дьяконов В. SIMULINK 4. Специальный справочник. - СПб.: Питер, 2002.- 518 с.ил.
7. Ю. Лазарев. MatLAB 5.x. «Ирина», ВНУ, Киев, 2000.-381 с. ил.
8. В.С. Медведев, В.Г. Потемкин. Control System Toolbox. Matlab 5 для студентов.-М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1999.-287 с. ил.
9. R. Szczyński. Komputerowa symulacja układów energoelektronicznych. Wyd. Politechniki Gdańskiej, 1999.
10. B. Mrozek, Z. Mrozek. MatLab 5.x, Simulink 2.x, poradnik użytkownika. Wyd. PLJ Warszawa 1998.
11. B. Mrozek, Z. Mrozek. MatLab 6 poradnik użytkownika. Wyd. PLJ Warszawa 2001.

**KOMUTACJA ŁĄCZNIKÓW PRĄDU PRZEMIENNEGO W OBWODACH  
STEROWNIKÓW NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO**E. Greczko<sup>†</sup>, W. Golubiew<sup>\*\*</sup>, E. Kaczmarek<sup>\*\*\*</sup><sup>†</sup>Inżynierii Elektrycznej Politechniki Zielonogórskiej  
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, Polska, E-mail: E.Greczko@iee.uz.zgora.pl<sup>\*\*</sup>Inżynierii Elektrycznej Akademii Nauk Ukrainy  
prosp. Peremogy 56, 03680, Kijów-57<sup>\*\*\*</sup>Zespół szkół Elektrycznych, ul. Dąbrowskiego 33  
66-400 Gorzów Wlkp. E-mail: EugenKacz@sukurs.com.pl**Streszczenie.**

W pracy omówiono algorytmy komutacji oraz budowa i funkcjonowanie łączników prądu przemiennego w obwodach sterowników napięcia przemiennego na podstawie komutacji wieloschodkowej z kontrolą wyłącznie znaku wartości chwilowych napięć zasilających.

**1. Wprowadzenie**

W chwili obecnej wielu publikacji poświęcone badaniu sterowników napięcia przemiennego (SNP) ze sterowaniem impulsowym typu MSI ze względu na ich jakościowe wskaźniki przetwarzania energii elektrycznej. Poza tym impulsowe SNP charakteryzują się swobodną cyrkulacją energii biernej, jednak zawierają problemy z komutacją łączników prądu przemiennego, szczególnie na wysokiej częstotliwości. Łączniki prądu przemiennego rozwiązują zadanie zmiany obwodów przepływu prądów w obwodach SNP.

W realizacji praktycznej należy uwzględnić parametry rzeczywistości łączników, w szczególności czasy włączania i wyłączania, w celu eliminacji zwarć międzyfazowych pod czas komutacji. Najczęściej stosowanym algorytmem sterowania łącznikami w SNP z MSI jest algorytm sterowania z „czasem martwym”, a mianowicie z wprowadzeniem w ciąg impulsów sterujących krótkich pauz, aby uniknąć nakładania impulsów sterowania łączników. W tym przypadku jednak występują procesy nagromadzenia energii w dławikach i kondensatorach, które ograniczone stratami mocy na elementach, uczestniczących w komutacji. Ze wzrostem czasu przydzielanego na komutację oraz wzrostem częstotliwości komutacji rosną proporcjonalne straty mocy czynne na elementach SNP z MSI.

W [1,2] zanalizowano układ trójfazowy SNP z MSI w dwóch wersjach algorytmów sterowania bez „czasu martwego”. Pierwsza wersja związana z koniecznością posiadania informacji o kierunkach dwóch prądów odbiornika. Druga wersja jest bardziej energooszczędna, bo pozwala zmniejszyć liczbę komutacji w okresie napięcia zasilającego. Jednak wymaga posiadania informacji jak o dwóch prądach obciążenia, tak i dodatkowej informacji o biegunowości wartości chwilowych dwóch napięć międzyfazowych. Z powodów złożoności realizacji tego rodzaju przełączania łączników prądu przemiennego ten algorytm sterowania można nazywać, w odróżnieniu od algorytmów z „czasem martwym” jako

wieloschodkowy (lub wielokrokowy). Komutacja wieloschodkowa może być zrealizowana w SNP wyłącznie na podstawie łączników dwukierunkowych dwusterowalnych.

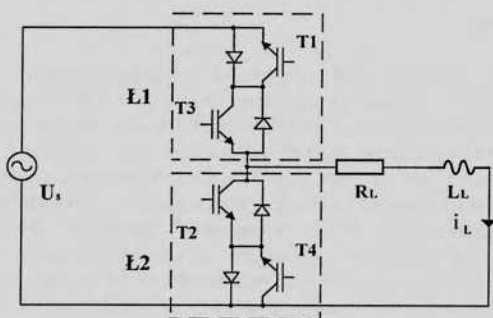
Stosowanie na praktyce algorytmów komutacji na podstawie informacji o prądzie odbiornika (lub łącznika) nie zawsze jest możliwym, przykładowo w przypadkach, jeżeli kształt przebiegów prądu jest zdeformowany i nie nadający się do pomiarów. Ze względu, że prąd może przyjmować dowolny kształt i wartości, to może spowodować powstanie stref nieczułości czujników prądu i stratą sterowaniem przekształtnika.

W większości przypadków bardziej celowym jest stosowania na praktyce algorytmów komutacji na podstawie informacji wyłącznie o biegunowości napięcia (znany, jak „voltage based commutation”) doprowadzonego np. do połączonych szeregowo dwóch łączników prądu przemiennego, uczestniczących w komutacji [3].

Celem pracy jest rozpatrzenie algorytmów komutacji oraz budowy i funkcjonowanie łączników prądu przemiennego w obwodach sterowników napięcia przemiennego na podstawie komutacji wieloschodkowej z kontrolą wyłącznie biegunowości napięć zasilających.

## 2. Układ jednofazowy SNP ze sterowaniem wieloschodkowym

Na przykładzie jednofazowego SNP rozpatrzmy algorytmy komutacji łącznikami prądu przemiennego na podstawie informacji o biegunowości napięcia. Na Rys.1 przedstawiono obwód siłowy jednofazowego SNP w skład którego wchodzi: źródło napięcia sinusoidalnego zasilającego  $u_s(t)$ ; dwa połączonych szeregowo łącznika  $\text{Ł1}$  i  $\text{Ł2}$  i RL- odbiornik. Poszczególne łączniki są to układy mostkowe ze zwartą przekątną (z dwoma tranzystorami T1, T3 i T2, T4 i dwoma diodami w poszczególnych ramionach każdego mostka).



Rys.1. Obwód siłowy jednofazowego SNP o jednobiegunowej MSI

Łącznik mostkowy  $\text{Ł1}$  pozwala przyłączać odbiornik do zacisków źródła zasilającego  $u_s(t)$  i tym samym formować na odbiorniku bezpośrednio napięcie sieciowe  $u_s(t)$ , a również odłączać (odcinać) odbiornik od zacisków źródła  $u_s(t)$ . Natomiast łącznik  $\text{Ł2}$  pozwala stwarzać napięcia zerowe na odbiorniku (pomijając spadki napięć w stanie przewodzenia na tranzystorach i diodach mostka), zwierając zaciski odbiornika, równoległe którym on jest podłączony.

Algorytm sterowania polega na przełączaniu łączników  $\text{Ł1}$  wg  $\text{Ł2}$  z częstotliwością impulsowania  $f_{imp}$  i regulacji czasu przewodzenia łącznika  $\text{Ł1}$  względem czasu przewodzenia łącznika  $\text{Ł2}$  przy  $f_{imp} = \text{const}$ .

Biorąc pod uwagę skończone czasy włączania i wyłączania tranzystorów i diod, co może powodować krótkotrwałe zwarcia źródła zasilania przez łączniki  $\text{Ł1}$  i  $\text{Ł2}$ , przełączanie

łączników zrealizujemy na podstawie komutacji wieloschodkowej, z kontrolą znaku wartości chwilowych napięcia zasilającego (KWN- komutacja wieloschodkowa napięciowa).

Każde przełączanie łączników można zrealizować w cztery etapy. Kolejność zmian stanów tranzystorów T1+T4 zależy od biegunowości napięcia  $u_s(t)$ . Zakładamy przykładowo, że w danej chwili czasu przy dodatnim napięciu źródła  $u_s(t)$  włączony tranzystor T2 i T4 (łącznika  $\text{Ł2}$ ), w wyniku czego na odbiorniku kształtowane jest napięcie zerowe, i zatem wg kolejności kształtowania napięć na odbiornika należy wyłączyć łącznik  $\text{Ł2}$  i włączyć łącznik  $\text{Ł1}$ .

W tym stanie można najpierw włączyć tranzystor T1, bo jego biegunowość jest zwrótną wg napięcia zasilającego. Zatem, po upływie czasu niezbędnego dla całkowitego załączenia tranzystora T1, można wyłączyć tranzystor T2, posiadający ten sam kierunek przewodności prądu odbiornika, jak tranzystor T1. Jeżeli przy tym T2 przewodził prąd, to po jego wyłączeniu prąd bez zakłóceń przejdzie na tranzystor T1 (podobnie jak w diodą zwrótną w falowniku napięcia), przepuszczając rekuperacyjny prąd odbiornika. W przeciwnym przypadku prąd będzie płynął nadal przez tranzystor T4.

Podobnie, prowadzimy następnych dwa etapy komutacji, a mianowicie: po upływie czasu całkowitego wyłączenia tranzystora T2, można włączyć tranzystor T3 i analogicznie wyłączyć tranzystor T4.

Z powyższego można zauważyć, że obojętnie od biegunowości napięcia zasilającego, załączanie tranzystorów odbywa się na pierwszym i trzecim schodku komutacji, a wyłączenie – na drugim i czwartym schodku.

Rozpatrzona wyżej komutacja czteroschodkowa jest najbardziej ogólnym wariantem KWN. Celowym jest jej stosowanie w przypadkach, gdy częstotliwość komutacji nie jest znacznie większa częstotliwości zmian biegunowości napięcia zasilającego oraz algorytm kolejności pracy łączników nie jest wcześniej znany.

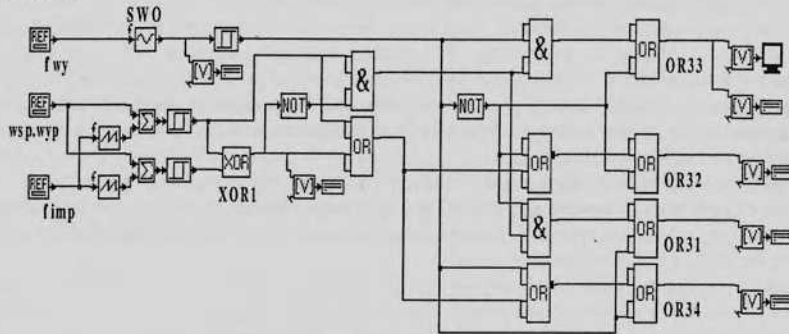
W takich przekształtnikach, jak impulsowy SNP z MSI, w których częstotliwość komutacji jest w wielu raz większa częstotliwości sieci zasilającej, może być zastosowana komutacja dwuschokowa (podobna do komutacji stosowanej w falownikach) z kontrolą znaku wartości chwilowych napięcia zasilającego (KDN- komutacja dwuschokowa, napięciowa). Rozpatrzmy na przykładzie jednofazowego SNP algorytm komutacji łącznikami prądu przemiennego na podstawie KDN.

Przy dodatniej wartości napięcia zasilającego w ciągu całego półokresu załączony są tranzystory T1, T4, natomiast tranzystory T2 i T3 przełączają się z częstotliwością impulsowania i głębokością modulacji, zgodnie z zadanym algorytmem impulsowej regulacji napięcia wyjściowego. Pomiędzy kolejnymi przełączeniami tranzystorów T2 i T3, biorąc pod uwagę skończone czasy włączania i wyłączania tranzystorów i możliwość powstania krótkotrwałych zwarc źródła zasilania, wprowadzony krótki paazy czasowe. Pod czas tych paaz czasowych obydwaj tranzystory T2 i T3 wyłączone. Prąd indukcyjny obciążenia może płynąć w każdym z dwóch kierunków przez włączone na tym półokresie na stałe tranzystory T1 i T4, które występują jako zwrótnie diody dla danej biegunowości napięcia zasilającego na tym półokresie. W wyniku przełączania tranzystorów T2 i T3 odbywa się na podstawie komutacji dwuschokowej.

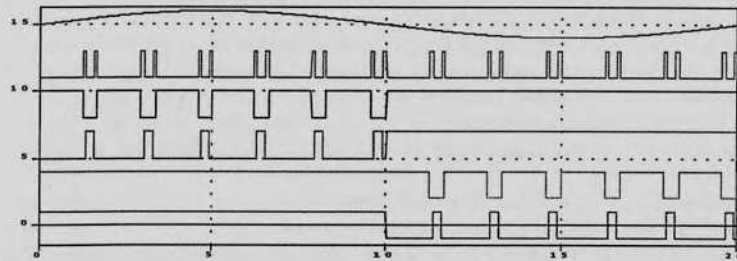
W ciągu następnego półokresu (przy ujemnej wartości napięcia zasilającego) załączony na cały półokres tranzystory T1, T4, natomiast tranzystory T2 i T3 przełączają się z częstotliwością impulsowania i głębokością modulacji, zgodnie z komutacją dwuschokową. Należy zauważyć, że w odróżnieniu od algorytmów sterowania z „czasem martwym”, w których w obwodzie siłowym SNP „muszą być wyłączone wszystkie tranzystory, to w prezentowanym algorytmie komutacji KDN pod czas wprowadzenia paaz czasowych zawsze pozostają włączone dwa tranzystory, które występują jako zwrótnie diody dla danej biegunowości napięcia zasilającego.

Na Rys.2 przedstawiono model symulacyjny układu sterującego (US), który zgodnie z komutacją dwu schodkową wytwarza impulsy sterowania tranzystorami T1+T4 jednofazowego SNP z MSI. Trzy bloki REF odpowiednio zadają: częstotliwość wyjściową ( $f_{wy}=50\text{Hz}$ ); wartość współczynnika wypełnienia (np.:  $\gamma=0.8$ ); częstotliwość impulsowania ( $f_{imp}=600\text{Hz}$ ). Blok SWO generuje sygnał sinusoidalny o częstotliwości 50Hz, zsynchronizowany z napięciem sieci zasilającej. Uwzględniając, że względna częstotliwość impulsowania wynosi  $f_{imp}'=12$ , blok XOR1 o częstotliwości  $2f_{imp}'=24$  wytwarza ciąg impulsów o długości trwania pauz czasowych.

Przebiegi czasowe na Rys.3 ilustrują zasadę pracy US. Podane przebiegi czasowe z góry w dół odpowiadają następnym blokom: SWO, XOR1, OR33, OR32, OR31, OR34. Elementy wyjściowe US kształtują sygnały nadające do sterowania tranzystorami SNP, a mianowicie sygnały z OR33, OR32, OR31, OR34 podawane odpowiednio na wejścia tranzystorów T3, T2, T1, T4.



Rys.2. Model symulacyjny układu sterującego



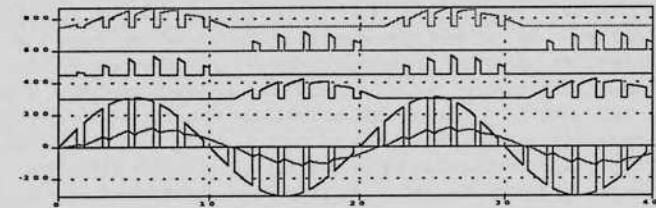
Rys.3. Przebiegi czasowe bloków: SWO, XOR1, OR33, OR32, OR31, OR34

Z przedstawionych przebiegów widać, że pod czas dodatniej półfali napięcia sinusoidalnego sygnały wyjściowe z elementów OR34 i OR31 kształtują na całym półokresie napięcia dodatnie, które będą utrzymywać tranzystory T4 i T1 w stanie przewodzenia. Natomiast sygnały wyjściowe z elementów OR32 i OR33 będą powodować przełączania na przemian tranzystorów T2 i T3.

Pod czas ujemnej półfali napięcia sinusoidalnego sygnały na wyjściach elementów OR32, OR33 będą utrzymywać tranzystory T2 i T3 w stanie przewodzenia, natomiast sygnały wyjściowe z elementów OR34 i OR31 będą powodować przełączania na przemian tranzystorów T4 i T1. Powstanie kolejnych napięć dodatnich na wyjściach elementów OR32 i OR33 lub OR34 i OR31 rozdzielają pausy czasowe, długości trwania których zadawane blokom XOR. W wyniku otrzymane przebiegi potwierdzają realizację algorytmu komutacji typu KDN.

Przeprowadzono badania symulacyjne jednofazowego SNP z opisanym układem sterującym. Na Rys.4 przedstawiono napięcie i prąd odbiornika  $u_L(t)$  i  $i_L(t)$ , oraz prądy tranzystorów  $i_{T1}(t)$ ,  $i_{T4}(t)$ ,  $i_{T2}(t)$ ,  $i_{T3}(t)$  – z dołu w górę.

Kolejność powstania prądów przepływających przez tranzystory  $i_{T1}(t) + i_{T4}(t)$  odpowiadają powyżej opisanemu algorytmu przełączania łączników prądu przemiennego na podstawie metody KDN z kontrolą znaku wartości chwilowych napięcia zasilającego.



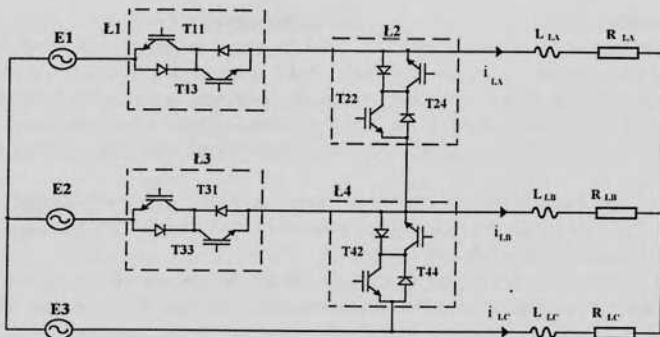
Rys.4. Przebiegi  $u_L(t)$  i  $i_L(t)$  oraz prądów tranzystorów  $i_{T1}(t)$ ,  $i_{T4}(t)$ ,  $i_{T2}(t)$   $i_{T3}(t)$

### 3. Układ trójfazowy ze sterowaniem typu KDN

Realizując w trójfazowym SNP z MSI przełączania łączników na podstawie komutacji tranzystorów z „czasem martwym”, w obwodach siłowych powstają z częstotliwością impulsowania krótkotrwałe chwile czasu, pod czas których wszystkie łączniki znajdują w stanie blokowania. W wyniku w układzie SNP powstają przepięcia napięciowe. Aby ich ograniczyć, w układ SNP wprowadzają dodatkowe bloki obejściową – tłumiące [4]. Zredukować algorytm pracy SNP z „czasem martwym” można stosując przełączania łączników na podstawie metody KDN.

Na Rys.5 jest pokazany schemat ideowy obwodu głównego trójfazowego SNP z trójfazowym układem napięć sinusoidalnych, zasilających E1+E3 oraz łącznikami Ł1+Ł4 (dwusterownalnych, dwukierunkowych). Poszczególne łączniki jest to układy mostkowy ze zwartą przekątną oraz dwoma tranzystorami i dwoma diodami w poszczególnych ramionach każdego mostka. Łączniki Ł1 i Ł3 połączone szeregowo z poszczególnymi odbiornikami fazy A i B, a łączniki Ł2 i Ł4 podłączone odpowiednio pomiędzy trzema zaciskami odbiornika.





Rys.5. Układ trójfazowy SNP z MSI

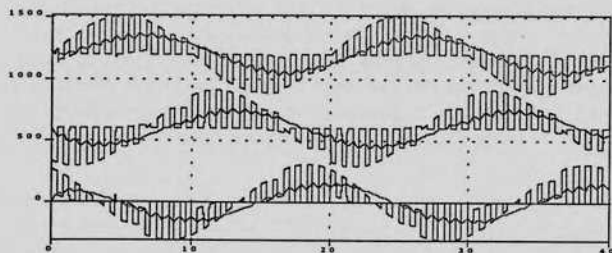
Jednoczesne załączenie łączników Ł1 i Ł2 (przy wyłączonych Ł2 i Ł4) pozwala przyłączyć trójfazowy odbiornik do zacisków trójfazowego układu napięć zasilających E1+E3 i tym samym formować na odbiorniku bezpośrednio napięcia trójfazowe sinusoidalne, a również odłączać (odcinać) odbiornik od zacisków odbiornika. Natomiast załączenie łączników Ł2 i Ł4 (przy wyłączonych Ł1 i Ł3) pozwala stwarzać napięcia zerowe na trójfazowym RL-odbiorniku (pomijając spadki napięć w stanie przewodzenia na tranzystorach i diodach mostków), tzn. zwiierać zaciski odbiornika, równoległe którym oni są podłączone.

Algorytm sterowania polega na cyklicznym przełączaniu łączników Ł1, Ł3 wg Ł2 i Ł4 z częstotliwością impulsowania  $f_{imp}$  i regulacji czasu przewodzenia łączników Ł1, Ł3 względem czasu przewodzenia łącznika Ł2, Ł4 przy  $f_{imp} = const$ .

Bezpośrednio przełączanie łączników w rozpatrywanym układzie zrealizowano na podstawie komutacji dwu schodkowej KDN z kontrolą znaku wartości chwilowych dwóch napięć fazowych zasilających  $u_{LA}(t)$  i  $u_{LB}(t)$ .

Ważną zaletą metody KDN jest to, że w większości przypadków kształt przebiegów napięć fazowych zasilających E1+E3 nie jest zdeformowany i nadaje się do pomiarów. W innych przypadkach, wprowadzając w SNP filtr wejściowy, zawsze można ulepszyć napięcia zasilające do wymaganej jakości.

Badania symulacyjne rozpatrywanego układu SNP z przełączaniem łączników na podstawie metody KDN przeprowadzono na częstotliwości impulsowania 1.2kHz oraz wartości współczynnika wypełnienia  $\gamma = 0.5$ . Na Rys.6 przedstawiono przebiegi napięć i prądów wyjściowych SNP faz A, B, C – z góry w dół.



Rys.6. Przebiegi  $u_{LA}(t)$ ,  $i_{LA}(t)$ ,  $u_{LB}(t)$ ,  $i_{LB}(t)$ ,  $u_{LC}(t)$ ,  $i_{LC}(t)$

Przerwy czasowe pod czas poszczególnych komutacji w modelu symulacyjnym przyjęte zostały o 10-krotnie podwyższonej wartości - 40µs. Jak widać z przedstawionych przebiegów, ich obecność nie wywołuje przepięć napięciowych. W wyniku można wnioskować, że stosowania metody KDN w trójfazowym układzie SNP nie powoduje dodatkowych strat komutacyjnych, eliminuje prądy zwarcia oraz przepięcia napięciowe.

[1] Fedyczak Z., Strzelecki R.: Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego: Toruń, 1997, 177s.

[2] Fedyczak Z., Strzelecki R., Greczko E.: Experimental researches of the AC/AC conversion quality of three-phase circuits with thyristor power controllers. XIV Symposium on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, 29 May - 1 June 1996, Poznań, Poland, s.291-302

[3] Голубев В.В.: Принципы коммутации переменного тока и их применение. Техническая электродинамика, Тематический выпуск, Ч.2, 2000, с.13-18

[4] Greczko E., Smolenski R. Stabilizatory napięcia przemiennego typu modulacyjnego. Materiały konferencyjne KDS-98, Szczecin, 21-23 września 1998 r., s.151-158

**MODULACJA SCHODKOWA NAPIĘĆ WYJŚCIOWYCH FALOWNIKÓW  
NAPIĘCIA WIEŁOPOZIOMOWYCH**

E.GRECZKO, E.KOT

Instytut Inżynierii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego  
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra, Polska  
E-mail: E.Greczko@iee.uz.zgora.pl, E.Kot@iee.uz.zgora.pl,**Sreszczenie**

Rozpatrzono algorytmy sterowania falownikami wielopoziomowymi o strukturze Diody Clumped na podstawie optymalnej modulacji schodkowej oraz przeprowadzono analizę porównawczą jakości energii wyjściowej dla poszczególnych falowników o różnej liczbie poziomów.

**1. Wprowadzenie**

Obecnie można zauważyć powstanie nielicznych [1,2] publikacji poświęconych modernizacji i rozwoju falowników wielopoziomowych, kształtujących napięcia schodkowe za pomocą kilku źródeł zasilania izolowanych lub sekcjonowanych. Jednym z podstawowych rozwiązań wielopoziomowych falowników napięcia (FN) są wielopoziomowe FN o strukturze Diody Clumped (ang. DC- diod zwierających). Nieobecność w takich falownikach transformatorów w obwodach wyjściowych eliminuje ograniczenia zakresów regulacji częstotliwości napięć wyjściowych na niskich częstotliwościach [3,4]. Zwykle sterowania w nich zrealizowano za pomocą metody modulacji sinusoidalnej poziomej. Jej podstawą są porównanie na kilku komparatorach sinusoidalnego sygnału modulacyjnego z sygnałami trójkątowymi modulującymi przesuniętymi poziomowo, liczba których odpowiada liczbie kształtowanych poziomów w napięciach wyjściowych.

Powstaje zainteresowanie do zastosowania w wielopoziomowych falownikach napięcia tak zwanych „optymalnych” metod modulacji napięć wyjściowych quasi sinusoidalnych, spośród których największy rozwój i zastosowanie znalazł dyskretny sposób syntezy quasi sinusoidalnych krzywych schodkowych z modulacją równokątową [3]. Ten algorytm przewiduje przełączanie zaworów półprzewodnikowych falownika w krotnych przedziałach czasowych i w wyniku prowadzi do zastosowania stosunkowo prostych układów sterowania.

Celem pracy jest rozpatrzenie algorytmów sterowania falownikami wielopoziomowymi o strukturze Diody Clumped na podstawie modulacji schodkowej wg prawa sinusoidalnego oraz przeprowadzenie analizy porównawczej jakości energii wyjściowej dla poszczególnych falowników o różnej liczbie poziomów.

**2. Kształtowanie quasisinusoidalnych krzywych schodkowych przy modulacji równokątowej**

W przypadku modulacji równokątowej wyodrębniają się kilka sposobów kształtowania krzywych napięć schodkowych quasisinusoidalnych: na podstawie minimalizacji współczynnika zawartości wyższych harmonicznych; redukcja szeregu wyższych harmonicznych najbliższych harmonicznej podstawowej; wyznaczenie parametrów schodków i ich koordynat kątowych przy wykorzystaniu krzywej sinusoidalnej w postaci funkcji budowy; minimalizacji błędu średnio całkowego aproksymacji sinusoidy [3].

Z tych sposobów najbardziej użytecznym jest sposób poszukiwania optymalnych quasi sinusoidalnych krzywych schodkowych za pomocą krzywej sinusoidalnej w charakterze funkcji aproksymacji. On różni się od innych sposobów prostym rozwiązaniem, jak również pozwala bez większych trudności wykonać analizę harmonicznych krzywych w postaci ogólnej. Każdy półokres zadanej funkcji budowy w postaci krzywej sinusoidalnej  $f(\omega t) = U_m \sin \omega t$  dzielony jest na równej długości przedziały taktowe. Krzywą schodkową budujemy ze schodków o długości równej długości przedziałów taktowych ( $\Delta \alpha_k = \pi/i$  - okres częstotliwości nośnej,  $i$  - liczba przedziałów taktowych za półokres napięcia wyjściowego). Amplitudy schodków wg wartości chwilowych funkcji budowy wyznaczane są albo na początku albo pośrodku każdego przedziału taktowego, co można zapisać następującym wyrażeniem:

$$U_k = U_m \sin \frac{\pi}{i} (k - 1 + \beta) \quad (1)$$

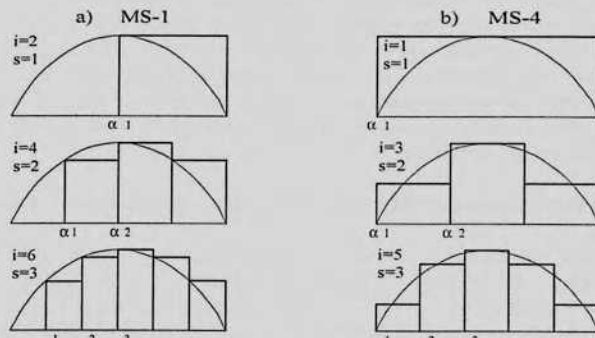
gdzie  $k$  - numer przedziału taktowego, parametr  $\beta$  zakładamy równym zero lub 0,5. Zakładając, że rodzaj modulacji schodkowej zależy od  $\beta$  (0 lub 0,5) oraz parametru  $i$  (przedstawiającego sobą liczbę parzystą lub nieparzystą), to dla uproszczenia terminologii ustalamy odpowiednim rodzajom modulacji następujące nazwy:

$$\left. \begin{array}{l} \text{MS-1} - \beta = 0; \\ \text{MS-2} - \beta = 0,5; \end{array} \right\} i - \text{liczba parzysta} \quad (2)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{MS-3} - \beta = 0; \\ \text{MS-4} - \beta = 0,5; \end{array} \right\} i - \text{liczba nieparzysta}.$$

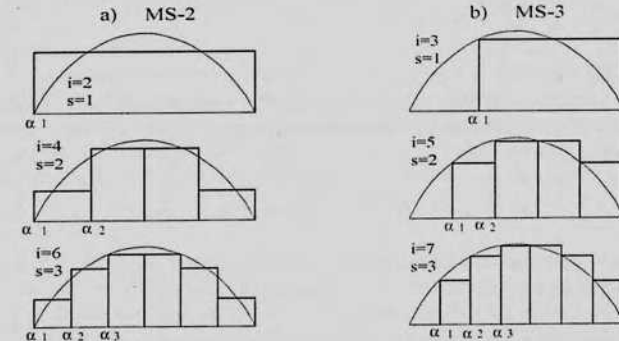
Na Rys.1,a,b przedstawiono budowę graficzną odpowiednio przy MS-1 ( $\beta = 0$ ;  $i$  - wartość parzysta) dla liczby przedziałów taktowych  $i = 2, 4, 6$  oraz MS-4 ( $\beta = 0,5$ ;  $i$  - wartość nieparzysta) dla liczby przedziałów taktowych  $i = 1, 3, 5$ . Amplituda największego schodka jest równa amplitudzie sinusoidy wzorcowej  $U_s = U_m$  dla MS-1 oraz MS-4, a liczba schodków przy MS-1 jest równa  $s_1 = i/2$ , a przy MS-4 -  $s_4 = (i+1)/2$ .

Na Rys.2,a,b przedstawiono graficzną budowę pozostałych dwóch rodzajów modulacji: MS-2 ( $\beta = 0,5$ ;  $i$  - wartość parzysta) dla liczby przedziałów taktowych za półokres  $i = 2, 4, 6$  oraz MS-3 ( $\beta = 0$ ;  $i$  - wartość nieparzysta) dla liczby przedziałów taktowych  $i = 3, 5, 7$ .



Rys.1. Budowa graficzna napięć schodkowych: a) MS-1; b) MS-4

Z przedstawionych krzywych schodkowych na Rys.2 w przypadku MS-2 i MS-3 charakterystycznym jest formowanie największego co do wartości schodka o podwójnej długości przedziału taktowego. Półokres napięcia schodkowego przy MS-2 równa się parzystej liczbie przedziałów taktowych, a liczba schodków za półokres  $s_2 = i/2$ . Amplituda najwyższego schodka jest mniejsza od amplitudy sinusoidy wzorcowej i równa się  $U_s = U_m \sin \pi(2s-1)/4s$ .



Rys.2. Budowa graficzna napięć schodkowych: a) MS-2; b) MS-3

Przy MS-3 liczba schodków za półokres napięcia schodkowego równa się  $s_3 = (i-1)/2$ . Amplituda najwyższego schodka o podwójnej długości jest mniejsza od amplitudy sinusoidy wzorcowej i równa się  $U_s = U_m \sin \pi s / (2s+1)$ .

Na podstawie krzywych schodkowych z Rys.1 i Rys.2 wyprowadzone wzory opisujące koordynaty katowe schodków  $\alpha_k$  (gdzie  $k=1, 2, \dots, s$ ) i amplitudy  $U_k$  schodków poszczególnych modulacji MS-1÷MS-4, który podane w Tab.1.

Tabela 1.

	Koordynaty katowe schodków	Amplitudy schodków
MS-1	$\alpha_k = \frac{\pi}{2s} (2k - 1)$	$U_k = U_s \sin \frac{\pi}{2s} (k - 1)$
MS-2	$\alpha_k = \frac{\pi}{2s} (k - 1)$	$U_k = U_s \sec \frac{\pi}{4s} \sin \frac{\pi}{4s} (2k - 1)$
MS-3	$\alpha_k = \frac{\pi}{2s+1} (2k - 1)$	$U_k = U_s \sec \frac{\pi}{2(2s+1)} \sin \frac{\pi k}{2s+1}$
MS-4	$\alpha_k = \frac{\pi}{2s-1} (k - 1)$	$U_k = U_s \sin \frac{\pi}{2(2s-1)} (2k - 1)$

Rezultaty obliczeń koordynat katów i amplitud schodków dla  $s = 1 \div 3$  poszczególnych modulacji podano w Tab.2. Wartości katów w przypadku MS-1 (Rys.1,a) podano z uwzględnieniem przesunięcia krzywej schodkowej o połowę pierwszego przedziału taktowego z napięciem zerowym w stronę początku współrzędnych. Wartości katów w przypadku MS-3 również podano z uwzględnieniem przesunięcia katowego krzywej schodkowej o połowę długości pierwszego przedziału taktowego z napięciem zerowym w

stronę początku współrzędnych (Rys.2,b). Przy takim przesunięciu funkcji krzywych poszczególne modulacje posiadają odwrotną zgodność półokresów i są nieparzyste. Rozpatrując poszczególne modulacje MS-1÷MS-4 jako sumę impulsów prostokątnych, szereg Fouriera napięć schodkowych można przedstawić w postaci ogólnej:

$$f(\omega t) = \frac{4}{\pi} \left[ \sum_{k=1}^s \Delta U_k \cos \alpha_k \right] \sin \omega t + \frac{1}{3} \left[ \sum_{k=1}^s \Delta U_k \cos 3 \alpha_k \right] \sin 3 \omega t + \dots =$$

$$= \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots} \sum_{k=1}^s \frac{1}{n} \Delta U_k \cos n \alpha_k \sin n \omega t, \quad (3)$$

gdzie  $\Delta U_k = U_k - U_{k-1}$ ,  $k=1,2,\dots,s$ .

Wyrazy opisujące amplitudy występujących harmonicznych w widmie napięć wyjściowych dla poszczególnych modulacji schodkowych, wyprowadzono za pomocą wzoru (3) oraz przyjmują postać:

$$B_n^1 = B_n^4 = \frac{2i}{\pi n} U_s \sin \frac{\pi n}{2i}; \quad B_n^2 = B_n^3 = \frac{2i}{\pi n} \operatorname{sek} \frac{\pi}{2i} U_s \sin \frac{\pi n}{2i}, \quad (4)$$

gdzie indeksom górnym oznaczono rodzaj poszczególnych modulacji MS-1÷MS-4, n-numery występujących harmonik,  $U_s$  –amplituda najwyższego schodka. Numery występujących harmonik zależą wyłącznie od liczby przedziałów taktowych za półokres oraz opisywany jest następnie:  $n=2il \pm 1$  lub  $n=i(1 + \sin^2 \pi/2) + \cos l \pi$ , gdzie  $l=0,1,2,3,\dots$

Tabela 2.

s	$U_1/\alpha_1$	$U_2/\alpha_2$	$U_3/\alpha_3$	THD, %	$U_1/\alpha_1$	$U_2/\alpha_2$	$U_3/\alpha_3$	THD, %
MS-1					MS-3			
1	1,0000/45°	-	-	48,3	1,0000/30°	-	-	31,10
2	0,7071/22°30'	1,00/67°30'	-	23,0	0,6185/18°	1,0000/54°	-	18,16
3	0,5000/15°	0,8660/45°	1,0000/75°	15,2	0,4337/12°51'	0,798/38°34'	1,00/64°15'	12,97
MS-2					MS-4			
1	1,0000/0°	-	-	48,51	1,0000/0°	-	-	48,51
2	0,4140/0°	1,0000/45°	-	22,51	0,5000/0°	1,0000/60°	-	31,08
3	0,2678/0°	0,7316/30°	1,0000/60°	15,0	0,3090/0°	0,8090/36°	1,0000/72°	18,3

W tym przypadku współczynnik zawartości wyższych harmonicznych krzywych schodkowych można obliczyć z następującego wzoru:

$$\operatorname{THD}_U = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^s U_k^2 (\alpha_{k+1} - \alpha_k)}{4 \left[ \sum_{k=1}^s U_k (\cos \alpha_k - \cos \alpha_{k+1}) \right]^2} - 1}. \quad (5)$$

Obliczone wartości współczynnika zawartości wyższych harmonicznych napięć schodkowych dla poszczególnych modulacji MS-1÷MS-4 przy  $s=1+3$  podane w Tab.2.

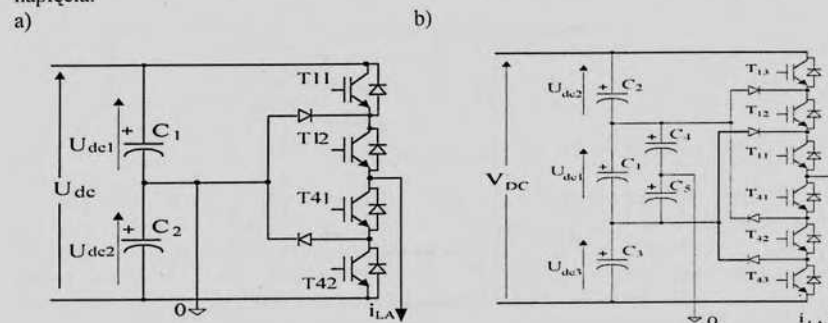
Złożoność schematów falowników o napięciem wyjściowym o modulacji schodkowej związana jest z liczbą schodków kształtowanego napięcia. Poza tym każda ze czterech rodzajów MS przy tej samej liczbie schodków realizuje się, jak widać z graficznych budów, przy różnej liczbie przedziałów taktowych. Wzrost liczby schodków napięć schodkowych o

modulacjach MS-1 + MS-4, jak również liczby przedziałów taktowych, prowadzi do zmniejszenia współczynnika THD, a tym samym do wzrostu sinusoidalności kształtowanych krzywych schodkowych.

Z danych Tab.2 widać, że przy tej samej liczbie schodków najgorszym do przyjęcia jest wariant modulacji MS-4, warianty modulacji MS-1 i MS-2 są równoważne, a najbardziej skuteczną jest modulacja MS-3.

### 3. Schematy siłowe wielopoziomowych falowników z diodami DC oraz badania symulacyjne

Rozpatrzenie wielopoziomowych FN z diodami DC zaczniemy od najprostszego schematu, a mianowicie 3-poziomowego falownika napięcia z diodami DC. W charakterze dzielnika napięcia źródła zasilania wykorzystywano dwa kondensatory, stwarzające zacisk zerowy źródła napięcia. Schemat jednofazowego falownika przedstawiono na Rys.3,a, który zbudowany za pomocą czterech tranzystorów mocy, zbocznikowanych diodami zwrotnymi, oraz dwóch diod Clumped, połączonych wspólnym zaciskom z zaciskom zerowym źródła napięcia.



Rys.3. Falownik z DC : a) 3-poziomowy; b) 4-poziomowy

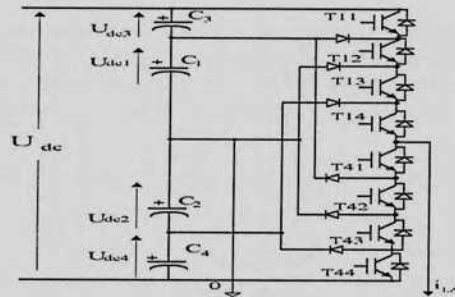
Zacisk wyjściowy falownika może być za pośrednictwem włączania lub dwóch tranzystorów górnych T11,T12, lub dwóch tranzystorów dolnych T41,T42, lub dwóch tranzystorów środkowych T12,T42 połączony lub z zaciskom dodatnim, lub z zaciskom ujemnym, lub z zaciskom zerowym źródła zasilania. W wyniku napięcie na odbiorniku, włączonego między zaciskom wyjściowym falownika, a zaciskom zerowym źródła zasilania, może być kształtowane na podstawie zarówno modulacji MS-2 lub MS-4 (formując napięcie 1-schodkowe bez przedziałów taktujących o napięciach zerowych z THD=48.51%), jak i modulacjach MS-1 lub MS-3 (formując napięcie 1-schodkowe z przedziałami taktującymi o napięciach zerowych, odpowiednio z THD=48.3% lub 31.1%). Zauważmy, że omówione 1-schodkowe krzywi napięć można zrealizować również na podstawie zwykłych falowników konwencjonalnych.

Schemat falownika 4-poziomowego o strukturze DC, przedstawiono na Rys.3,b. W charakterze dzielnika napięcia źródła zasilania  $V_{dc}$  zastosowano trzy szeregowo włączone kondensatory C1, C2, C3. Równoległe do kondensatora C1 podłączono dwa dodatkowe kondensatory C4 i C5, stwarzające punkt neutralny źródła zasilania. Wybór napięć na kondensatorach zazwyczaj dokonuje się w zależności od stosowanego algorytmu sterowania. Przy tym osobnym ważnym zagadnieniem jest podtrzymanie stabilnym napięć na kondensatorach. Niestabilność napięć wynika z faktu istnienia niejednakowego czasu

ładowania i rozładowania poszczególnych kondensatorów za okres napięcia wyjściowego falownika. Jednak to zagadnienie wybiega poza obszar pracy niniejszego badania wielopoziomowych FN z optymalnymi MS.

Poszczególne fazy falownika zawiera sześć (trzy górne T11-T13 i trzy dolne T41-T43) tranzystorów mocy, zbocznikowanych diodami zwrotnymi, oraz cztery diody zwierające (diody DC). Ten falownik z Rys.3,b posiada możliwość kształtowania napięć 2-schodkowych wyłącznie bez przedziałów taktujących o napięciach zerowych, to znaczy kształtujący napięcia o modulacji schodkowych typu MS-2 lub MS-4.

Ażeby zrealizować napięcia 2-schodkowe z zerowymi przedziałami taktującymi, czyli o modulacji schodkowej MS-1 oraz MS-3, to należy stosować 5-poziomowy falownik z DC, schemat siłowy którego przedstawiono na Rys.4. W charakterze źródła zasilania wykorzystywane cztery włączonych szeregowo źródła zasilania (kondensatory), stwarzające wg zaciska zerowego dwa dodatnich i dwa ujemnych poziomy napięć. Gałąź siłowa falownika składa się z ośmiu tranzystorów T11-T14 i T41-T44, zbocznikowanych diodami zwrotnymi, oraz z trzech par diod Clumped.



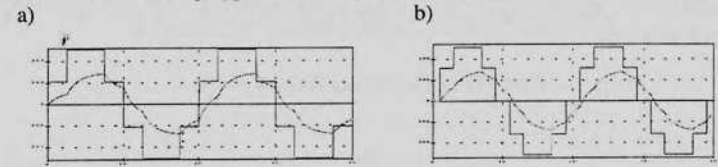
Rys.4. Falownik 5-poziomowy z DC

Funkcjonalne możliwości FN z DC wzrastają się wraz ze zwiększeniem liczby poziomów w FN. Z powyższego można zauważyć, że przykładowo za pomocą 6-poziomowego FN można kształtować napięcia 3-schodkowe bez przedziałów taktujących o napięciach zerowych, czyli napięcia 3-schodkowe o modulacjach typu MS-2 lub MS-4. Odpowiednio, ażeby zrealizować napięcia 3-schodkowe z zerowymi przedziałami taktującymi, czyli modulacji 3-schodkowej MS-1 lub MS-3, to należy stosować 7-poziomowy falownik z DC.

Ze względu na wzrastającą komplikację schematów siłowych FN z DC ze zwiększeniem liczby kształtowanych poziomów badania symulacyjne zostały przeprowadzone dla falownika 4-poziomowego z DC przedstawionego na Rys.3,b oraz 5-poziomowego – z Rys.4. W celu obliczenia wskaźników energetycznych w obwodach wyjściowych falownika z DC przeprowadzono badania symulacyjne przy następujących parametrach: wartość napięcia zasilania dla falownika z diodami DC –  $U_{DC}=510V$ , RL-obciążenie (przy  $f=50Hz$ ,  $S=15kVA$ ,  $\cos\phi=0.996, 0.906, 0.707$ ). Wartości napięć źródła zasilania w poszczególnych badanych falownikach wybierano na podstawie wzorów do opisaną amplitud schodków z Tab.1.

Przykładowo na Rys.5 przedstawiono napięcia i prąd wyjściowe falowników przy stosowaniu algorytmu MS-1 do sterowania 4-poziomym FN oraz algorytmu MS-3 do sterowania 5-poziomym FN (obciążenie o  $\cos\phi=0.906$ ), a na Rys.6 widma harmoniczne

tych napięć. Z powyższego można zauważyć, że liczba nieobecnych harmonicznych w.cz. bliskich harmonicznej podstawowej dla rozpatrywanych modulacji MS-1+MS-4 równa się  $(i-2)$ . Zatem po wystąpieniu dwóch harmonicznych składowych liczba nieobecnych harmonicznych w.cz. okresowo powtarza się. Tak, w przypadku,  $i=3$  (Rys.1,b – MS-4) nieobecna jest 3-a harmoniczna, a w przypadku  $i=4$  (Rys.1,a – MS-1 oraz Rys.2,a – MS-2) – 3-a i 5-a harmoniczne, a w przypadku  $i=5$  (Rys.2,b – MS-3) – 3-a, 5-a i 7-a harmoniczne.



Rys.5 Napięcia i prąd wyjściowe falownika: a)  $s=2$ , MS-1 – 4-poziomowego; b)  $s=2$ , MS-3 – 5-poziomowego



Rys.6. Widma harmoniczne falowników: a)  $s=2$ , MS-1; b)  $s=2$ , MS-3

Złożoność schematów falowników z MS zależy bezpośrednio od liczby schodków napięcia wyjściowego. Poza tym, z Rys.1 i Rys.2 można zauważyć, że w przypadku napięcia 2-schodkowego ( $i=2$ ) liczba przedziałów taktowych może być wybrana  $i=1$  (MS-4),  $i=2$  (MS-1 lub MS-2) i  $i=3$  (MS-3). Odpowiednio w widmie harmonicznym będą nieobecne jedna, dwie lub trzy harmoniczne w.cz. bliskich harmonicznej podstawowej.

W przypadku napięcia 3-schodkowego  $s=3$  liczba przedziałów taktowych może być wybrana  $i=3$ ,  $i=4$  lub  $i=5$ . Wtedy będą nieobecne trzy, cztery lub pięć harmonicznych w.cz. bliskich harmonicznej podstawowej. Z punktu widzenia wzrostu złożoności schematu siłowego falownika, co powiązane jest ze zwiększeniem liczby schodków napięcia wyjściowego, a również ulepszeniem widm harmonicznych napięć wyjściowych, najbardziej skuteczną okazuje się MS-3, mniej MS-1 i MS-2, a najłagodniejszym wariantem jest wybór modulacji typu MS-4.

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych falownika 4-poziomowego z Rys.3,b przy modulacji MS-2 ( $s=2$ ,  $i=3$ ) i MS-4 ( $s=2$ ,  $i=4$ ) w Tab.3 zestawiono obliczone wartości współczynnika zawartości wyższych harmonicznych THD<sub>U</sub> napięcia i THD<sub>I</sub> prądu oraz przekładni napięciowej  $U_{L1}$  falownika.

Tablica 3. Wskaźniki energetyczne falownika 4-poziomowego

cos φ	MS-2			MS-4		
	THD <sub>U</sub>	U <sub>L1</sub>	THD <sub>I</sub>	THD <sub>U</sub>	U <sub>L1</sub>	THD <sub>I</sub>
0,966	23,1 %	0,373	8,47 %	31,1%	0,337	14,69%
0,906			5,48 %			10,10%
0,707			3,24 %			6,39%

Jeżeli współczynniki zawartości wyższych harmonicznych  $THD_U$  i  $THD_I$  służą do oceny odkształcenia napięcia i prądu wyjściowych falownika, to przekładnia napięciowa  $U_{LI}^*$  służy do oceny stopnia wykorzystania napięcia źródła zasilania i wyznaczana jest jako stosunek wartości skutecznej amplitudy podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego do napięcia zasilania falownika  $U_{LI}^* = U_{LI}/U_{DC}$ . Dla falownika 5-poziomowego z Rys.4 przy modulacji MS-1 ( $s=2, i=4$ ) i MS-3 ( $s=2, i=5$ ) również zestawiono w Tab.4 obliczone wartości współczynnika zawartości wyższych harmonicznych napięcia i prądu oraz przekładni napięciowej falownika.

Tablica 4. Wskaźniki energetyczne falownika 5-poziomowego

$\cos \varphi$	MS-1			MS-3		
	$THD_U$	$U_{LI}^*$	$THD_I$	$THD_U$	$U_{LI}^*$	$THD_I$
0,966	23.01%	0.344	8.2%	18.34%	0.365	4.84%
0,906			4.92%			1.72%
0,707			2.02%			0.35%

Analizując powyższe wyniki symulacji można stwierdzić, że przy kształtowaniu wielopoziomowym FN napięcia o tej samej liczbie schodków najbardziej skuteczną (najmniejsze wartości  $THD_U$  i  $THD_I$ ) jest modulacja MS-3 i związane to z posiadaniem parametru ( $i$ ) o podwyższonej wartości w porównaniu z pozostałymi rodzajami MS.

Najslabszym algorytmem jest wariant z zastosowaniem modulacji MS-4 zarówno wg parametrów  $THD_U$  i  $THD_I$ , jak i najniższą przekładnią napięciową  $U_{LI}^*$  falownika.

Pozostałe rodzaje modulacji schodkowej MS-1 i MS-2 są równoważne wg jakości kształtowania energii wyjściowej, a poza tym do realizacji MS-1 potrzebny jest 4-poziomowy FN, a do MS-3 – 5-poziomowy FN.

Poza tym wnioskujemy, że przy budowie 4- poziomowych FN do sterowania najbardziej nadaje się modulację typu MS-2, a przy budowie 5- poziomowych FN - modulację typu MS-3.

#### Literatura

- [1] Gautam Sinha, Thomas A.Lipo. „A Four Level Inverter Based Drive With a Passive Front End”. Proc.IEEE-PESC'99 Conf.,pp.590-595.
- [2] Yahya Shakweh, Eric A.Lewis. „Assessment Of Medium Voltage PWM VSI Topolodi3es For Multi-Megawatt Variable Speed Drive Applications”, Proc.IEEE-PESC '99 Conf., pp.965-970.
- [3] Greczko E., Gientkowski Z., Kurowski T. Półprzewodnikowe autonomiczne układy zasilania energią elektryczną prądu przemiennego. Monografia: Zielona Góra, WSInż., 1996, 211s
- [4] Greczko E., Kot E., Kaczmarek E.: Wybrane sposoby sterowania jednofazowym falownikiem napięcia o modulacji amplitudowo-impulsowej. Materiały konferencyjne MITEL 2000. 9-11 lutego Gorzów Wlkp, s.59-67

## ZAGADNIENIA PROJEKTOWANIA FILTRÓW WYJŚCIOWYCH W OBWODACH STABILIZATORÓW NAPIĘĆ PRZEMIENNYCH

Eugeniusz Kaczmarek, Edward Greczko

### Streszczenie.

W artykule rozpatrzone schematy zastępcze oraz metodyki projektowania filtrów w obwodach kanałów sterujących impulsowych stabilizatorów napięcia przemiennego z jedno- i dwubiegunową MSI.

Podstawowymi zasadami budowy impulsowych stabilizatorów napięcia przemiennego (SNP) jest rozdzielenie kanałów sterowanej i niesterowalnej mocy z następnym ich sumowaniem, wykorzystując w kanale sterowanym trójfazowe przełączniki i transformator sumujący oraz stosując jedno- lub dwubiegunową modulację szerokości impulsów (MSI) napięć w tym kanale SNP i filtry wyjściowe, zapewniające quasi sinusoidalny kształt napięć wyjściowych [1-3].

Celem pracy są zagadnienia projektowania filtrów w kanałach sterowanej mocy impulsowych stabilizatorów napięcia przemiennego przy stosowaniu jedno- lub dwubiegunowej MSI.

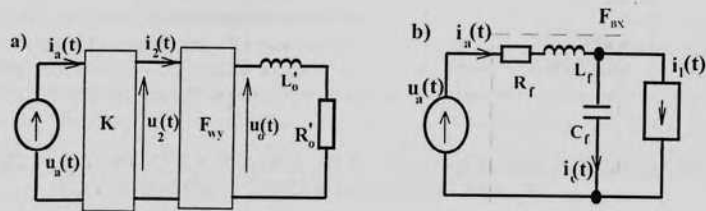
### 1.Schematy zastępcze pochodne

Projektowanie wstępne elementów w kanale sterowanym SNP z jedno- lub dwubiegunową MSI i określenie podstawowych charakterystyk celowym jest prowadzić na podstawie dwóch pochodnych schematów zastępczych [1,2]. Pierwszy schemat pochodny przedstawiony na Rys.1,a służy do projektowania filtra  $F_{wy}$  wyjściowego i wyznaczania podstawowych charakterystyk w obwodach wyjściowych, drugi schemat pochodny przedstawiony na Rys.1,b służy do projektowania filtra wejściowego  $F_{we}$  i wyznaczania podstawowych charakterystyk przetwarzania energii w obwodach wejściowych.

Pierwszy schemat zastępczy (Rys.1,a) sporządzony został przy założeniu idealnego źródła zasilania i filtra wyjściowego, przyjmując  $u_a(t) \equiv u_1(t)$ . Procesy w schemacie pochodnym na Rys.2,a opisywane są przez układ równań:

$$u_2(t) = i_2(t) \cdot Z_2(p); \quad u_2(t) = u_a(t) \cdot \rho_U(t); \quad i_1(t) = \rho_i(t) \cdot i_2(t), \quad (1)$$

gdzie  $u_2(t)$ ,  $i_2(t)$  - napięcie i prąd na wyjściu komutatora;  $u_1(t)$ ,  $i_1(t)$  - napięcie i prąd na wejściu komutatora;  $\rho_U(t)$ ,  $\rho_i(t)$  - funkcje stanu wg napięcia i prądu komutatora (K). Wyrażenia (1) słuszne są dla napięć i prądów wejściowych i wyjściowych w całym okresie pracy K. Analiza procesów elektromagnetycznych w schemacie na Rys.1,a prowadzi do badania procesów w obwodach obciążenia przy oddziaływaniu sygnałów o znanym kształcie  $u_2(t) = u_a(t) \cdot \rho_U(t)$ .



Rys.1. Schematy zastępcze pochodne: a) dla analizy obwodów wyjściowych; b) dla analizy obwodów wejściowych

Analizować taki układ można w oparciu o model liniowy stacjonarny, który opisuje się równaniami różniczkowymi ze stałymi współczynnikami. Istnieje szereg dokładnych metod analitycznych oraz przybliżonych do analizy procesów ustalonych i nieustalonych w takich układach, z których jako podstawowe można wymienić metodę z wykorzystaniem przekształcenia Laplace'a, metodę równań różnicowych, metodę analizy harmonicznej (bilansu harmonicznego).

Drugi pochodny schemat zastępczy (Rys.1,b), składa się z elementów liniowych pasywnych i dwóch źródeł: źródła napięcia sinusoidalnego i źródła prądu okresowego niesinusoidalnego o znanym kształcie. Źródło prądu  $i_1(t)$ , które może być określone z Rys.1,a, zastępuje w schemacie na Rys.1,b komutator K i obwody wyjściowe.

## 2. Schematy podstawowe filtrów LC

W pierwszym schemacie pochodnym (Rys.1,a), który służy do projektowania filtra  $F_{wy}$ , w charakterze filtra  $F_{wy}$  mogą być stosowane schematy proponowane w pierwszej kolumnie Tab.1. W drugim schemacie pochodnym (Rys.1,b), który służy do projektowania filtra  $F_{we}$ , w charakterze filtra  $F_{we}$  mogą być stosowane schematy proponowane w drugiej kolumnie Tab.1.

Najczęściej w charakterze  $F_{wy}$  jest stosowany filtr dolnoprzepustowy (FD) z powodu jego niewielkiej względnej mocy instalacyjnej (poz.1 Tab.1). Filtr dolnoprzepustowy, zapewniając sinusoidalny kształt napięć wyjściowych, posiada dwie podstawowe wady: 1)przekładnia napięciowa podstawowej harmonicznej zależy od parametrów odbiornika ( $K_{U1} \neq 1$ ), dlatego należy kontrolować, aby spadek napięcia na dławiku filtra nie przekraczał 5-8%  $U_s$ ; 2)podwyższa obciążenie prądowe kanału sterującego SNP (dlatego należy ograniczyć wartość prądu płynącego przez gałąź poprzeczną filtra dla podstawowej harmonicznej na poziomie 5-10% prądu znamionowego obciążenia).

Filtry rezonansowe (FR) pasmowe (poz.4 Tab.1) zawierają szeregowy obwód rezonansowy  $L_1C_1$  w gałęzi podłużnej oraz równoległy obwód rezonansowy  $L_2C_2$  w gałęzi poprzecznej, nastrojony na częstotliwość podstawową sieci zasilania  $f$ , kanału sterującego, (co powoduje wzrost jego wskaźników maso gabarytowych). Filtr FR posiada następujące zalety: 1) przekładnia napięciowa podstawowej harmonicznej nie zależy od parametrów odbiornika i równa się  $K_{U1} = 1$ ; 2)filtr nie wymaga podwyższenia mocy SNP, ponieważ prąd w gałęzi poprzecznej na podstawowej harmonicznej równa się zeru, w wyniku prąd wejściowy harmonicznej podstawowej filtra równa się wartości prądu odbiornika.

Celowym jest stosowanie hybrydowego rozwiązania FD oraz FR: na poz. 2 i 3 Tab.1 przedstawiono dwa układowe rozwiązania filtrów jako kombinacji filtrów dolnoprzepustowego i rezonansowego, które odpowiednio oznaczmy skrótami FDR (dolnoprzepustowy rezonansowy - poz.2) i FRD (rezonansowy dolnoprzepustowy - poz.3).

Filtr FDR na poz.2 zawiera obwód rezonansowy w gałęzi poprzecznej nastrojony na znaczące harmoniczne wysokoczęstotliwościowe bliskie podstawowej harmonicznej napięcia. Eliminując znaczące harmoniczne w.cz. oraz tłumiąc pozostałe harmoniczne wysokoczęstotliwościowe, ten filtr posiada lepsze właściwości filtrujące niż FD, a poza tym pozwala zmniejszyć wartość pojemności kondensatora (odpowiednio prąd) w gałęzi poprzecznej w porównaniu z FD, w wyniku redukując jedną z podstawowych wad FD, - podwyższenie obciążenia.

Filtr FRD na poz.3 Tab.1 zawiera obwód rezonansowy w gałęzi podłużnej nastrojony na częstotliwość podstawowej harmonicznej, zapewniając  $K_{U1} = 1$  (eliminując pierwszą z podstawowych wad FD). W rezultacie można zwiększać wartość dławika i tym samym osiągnąć lepsze właściwości filtrujące tego filtra niż poprzednia wersja filtrów FDR z poz.2, a jednak FRD posiada gorsze wskaźniki maso gabarytowe.

Kolejność przedstawionych filtrów w Tab.1 ilustruje wzrost ich właściwości filtrujących oraz jednoczesne pogorszenie wskaźników maso gabarytowych.

Tabela 1. Schematy podstawowe filtrów  $F_{wy}$  oraz  $F_{we}$

Filtr wyjściowy		Filtr wejściowy	
Nazwa	Schemat	Nazwa	Schemat
1. Filtr dolnoprzepustowy (FD)		5. Filtr dolnoprzepustowy (FD)	
2. Kombinacja filtrów dolnoprzepustowego i rezonansowego (FDR)		6. Kombinacja filtrów dolnoprzepustowego i rezonansowego (FDR)	
3. Kombinacja filtrów dolnoprzepustowego i rezonansowego (FRD)		7. Kombinacja filtrów dolnoprzepustowego i rezonansowego (FRD)	
4. Filtr rezonansowy pasmowy (FR)			

W charakterze filtra  $F_{we}$  mogą być stosowane schematy proponowane w drugiej kolumnie Tab.1. Biorąc pod uwagę, że źródłem odkształceń prądu i napięcia na zaciskach wyjściowych  $F_{wy}$  jest komutator elektroniczny, to podstawowym wymaganiem stawianym do tego filtra jest tłumienie harmonicznych w.cz. prądu, a w wyniku zapewnienie quasi sinusoidalnego kształtu prądu wejściowego. Zwykle w charakterze filtra wejściowego stosuje się filtr dolnoprzepustowy dwuelementowy, przedstawiony na poz.5. Poza tym można stosować kombinację FD i FR z obwodom rezonansowym szeregowym w dodatkowej gałęzi poprzecznej (poz.6) lub z obwodom rezonansowym równoległym w gałęzi podłużnej (poz.7). Odpowiednio oznaczmy skrótami  $F_{sc}$  z poz.6 - FDR (dolnoprzepustowy rezonansowy) i poz.7 - FRD (rezonansowy dolnoprzepustowy).

### 3. Filtry wyjściowe, wybór i korekcja ich parametrów

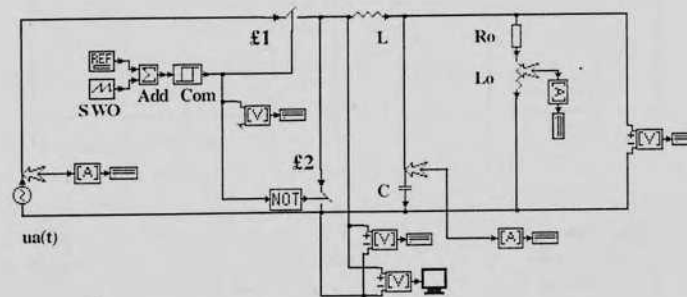
Zakładamy w schemacie pochodnym z Rys.1.a możliwość kształtowania komutatorem elektronicznym K napięcia o jedno- lub dwubiegunowej MSI oraz możliwości stosowania w charakterze  $F_{wy}$  zarówno filtra dolnoprzepustowego (Rys.3.a), jak i kombinacji filtra dolnoprzepustowego z rezonansowym ( $F_{wy}$  trzejelementowy typu FDR. Podstawowym zadaniem filtra jest utrzymanie napięcia sinusoidalnego na odbiorniku.

Wybór elementów  $F_{wy}$  dwuelementowego prowadzimy następująco: określamy wartości indukcyjności L dławika i pojemności kondensatora C, wychodząc z ograniczenia spadku napięcia na dławiku przy częstotliwości sieci zasilającej na poziomie 3-8% oraz ograniczenia wartości prądu przez kondensator na częstotliwości sieci zasilającej na poziomie  $I_{c1}^* = (3-10\%)$  wartości prądu znamionowego odbiornika; prowadzimy korekcję parametrów filtra (zmieniając przykładowo częstotliwość graniczną  $f_g$  filtra odnośnie częstotliwości impulsowania  $f_{imp}$  i odpowiednio dobierając parametry L,C). Badanie skuteczności działania filtra  $F_{wy}$  i korekcją jego parametrów, biorąc pod uwagę pracochłonność analizy analitycznej, celowym jest przeprowadzać w oparciu o pakiet TCad.

Filtr  $F_{wy}$  trzejelementowy posiada lepsze właściwości filtrujący niż FD, bo zawiera obwód rezonansowy w gałęzi poprzecznej nastrojony na znaczące harmoniczne wysokoczęstotliwościowe bliski podstawowej harmonicznej. Wybór parametrów tego filtra jako kombinacji FD+FR prowadzimy następująco: wstępnie określamy parametry dławika L gałęzi podłużnej i kondensatora C gałęzi poprzecznej wg metodyki projektowania  $F_{wy}$  dwuelementowego, ograniczając najgorszymi parametrami z punktu widzenia jego właściwości filtrujących, a jednak niską wartością prądu przez kondensator C gałęzi poprzecznej na częstotliwości sieci zasilającej, poza tym kontrolując wartość częstotliwości granicznej filtra, jako FD; wybieramy dławik dodatkowy  $L_d$  w ten sposób, aby zrealizować obwód rezonansowy  $L_d$ -C na częstotliwości impulsowania  $f_{imp}$ ; prowadzimy korekcję parametrów filtra. Badanie skuteczności działania filtra  $F_{wy}$  trzejelementowego oraz korekcji jego parametrów również celowym jest przeprowadzać w oparciu o pakiet TCad.

### 3.1. SNP z jednobiegunową MSI

Rozpatrzmy zastosowanie powyższych sposobów projektowania filtra  $F_{wy}$  przy jednobiegunowej MSI. Parametry elementów  $F_{wy}$  dobieramy z wyników projektowania wstępnego, wychodząc, przykładowo, z mocy wyjściowej stabilizatora trójfazowego 6,3kVA,  $\cos\phi = 0,9$  oraz częstotliwości impulsowania  $f_i = 1200\text{Hz}$ .



Rys.2. Model wirtualny SNP z jednobiegunową MSI i  $F_{wy}$  dwuelementowym

Na Rys.2 przedstawiono schemat symulacyjny kanału sterującego SNP przy jednobiegunowej MSI, który zawiera oprócz źródła napięcia sinusoidalnego o wartości amplitudy  $U_{am} = 311 - 0,1 \times 311 = 280\text{V}$  komutator elektroniczny, zrealizowany za pomocą dwóch łączników  $L_1$  i  $L_2$ , LC - filtr wyjściowy dolnoprzepustowy FD oraz odbiornik  $L_0, R_0$ , z impedancją fazową odniesioną do uzwojeń pierwotnych transformatora. Algorytm sterowania komutatorem polega na przełączeniu łącznika  $L_1$  względnie czasu przewodzenia łącznika  $L_2$  przy  $f_{imp} = \text{const}$ . Odpowiednio układ sterowania zawiera blok zadania napięcia REF, generator napięcia piłokształtnego SWO, sumator Add, komparator Com i blok NOT.

W Tab.2 podano wyniki badania symulacyjnego skuteczności działania filtra  $F_{wy}$  dwuelementowego przy jednobiegunowej MSI, regulując częstotliwość graniczną pasma przepustowego. W szczególności podane wyniki symulacji następujących wielkości: 1) wartości skutecznej  $U_{o1}$  podstawowej harmonicznej napięcia odbiornika oraz współczynnika zawartości harmonicznych tego napięcia THD( $U_o$ ); 2) wartości skutecznej podstawowej harmonicznej prądu odbiornika  $I_{o1}$  oraz THD( $I_o$ ); 3) wartości skutecznej podstawowej harmonicznej prądu wejściowego  $I_{c1}$  oraz THD( $I_c$ ); 4) wartości względnej skutecznej prądu podstawowej harmonicznej przepływającego przez kondensator filtru  $I_{c1}^* = I_{c1}/I_{o1}$ .

Z przedstawionych rezultatów widać, że zwiększając pojemność kondensatora  $C = 2,4; 4,0; 6,2\mu\text{F}$ , obniża się częstotliwość graniczna filtru  $f_g = 900, 706, 560\text{Hz}$ , a napięcie na odbiorniku przybliża się do kształtu sinusoidalnego. Wartości współczynnika zawartości harmonicznych tego napięcia dla filtra dwuelementowego zmniejszają się stopniowo: THD( $U_o$ ) = 57,1; 19,2; 9,7 %. Poza tym jedną z wad zmniejszenia  $f_g$  jest wzrost wartości prądu podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  przez kondensator filtru od 4,9% do 12,7 %.

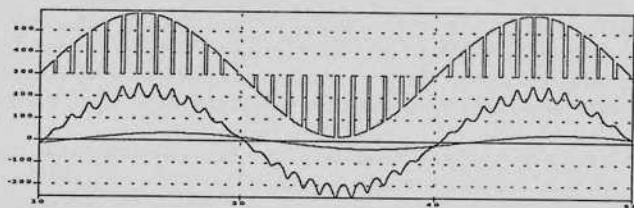


Tabela 2. Rezultaty symulacji  $F_{wy}$  przy jednobiegunowej MSI,  $f_i=1200$  Hz

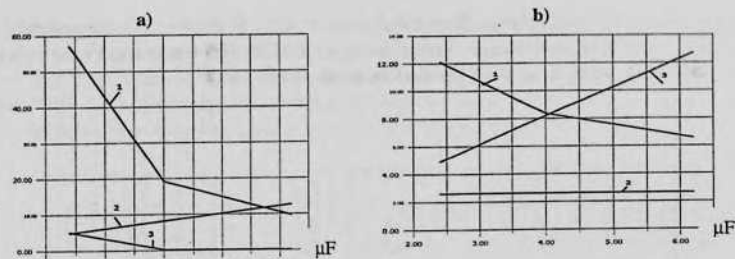
	$F_{wy}$ dwuelementowy, $L=0,013H$		
	$C=2,4\mu F$ , $f_g=900Hz$	$C_f=4,0\mu F$ , $f_g=700Hz$	$C_f=6,2\mu F$ , $f_g=560Hz$
$U_{o1}$ , V	154,43	154,74	155,16
THD( $U_o$ ), %	57,1	19,2	9,7
$I_{o1}$ , A	2,365	2,37	2,37
THD( $I_{o1}$ ), %	5,1	0,2	0,01
$I_{s1}$ , A	1,897	1,85	1,823
THD( $I_s$ ), %	87,3	66,3	62,1
$I_{c1}^*$ , %	4,9	8,2	12,7

Analogiczne zostało zbadane SNP z filtrem wyjściowym trzelementowym FDR. Filtr FDR jest znacznie efektywniejszym. W filtrze FDR wprowadzono dławik dodatkowy w gałąź poprzeczną  $L_d$  oraz zachowano bez zmian indukcyjność dławika  $L$ . Zmieniając stopniowo pojemność kondensatora  $C = 2,4; 4,0; 6,2 \mu F$  (oraz odpowiednio dobierając dławik dodatkowy  $L_d$ ), zmieniamy tym samym częstotliwość graniczną  $f_g$  pasma przepustowego. Wartości współczynnika zawartości harmonicznyc w.c.z. napięcia wyjściowego zmniejszają się również stopniowo:  $THD(U_o) = 12,1; 8,37; 6,57\%$ . Wartości prądu podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  przez kondensator filtru zachowują przy tym też same wartości, jak dla  $F_{wy}$  dwuelementowego:  $I_{c1}^* = 4,9; 8,2; 12,7 \%$ . Przebiegi napięć na wejściu i wyjściu  $F_{wy}$  trzelementowego dla  $C = 4,0 \mu F$  przedstawiono na Rys.3.

Dla porównania skuteczności działania filtrów dwuelementowych i trzelementowych przy jednobiegunowej MSI na Rys.4,a,b (przy częstotliwości impulsowania  $f_i=1200Hz$ ) przedstawiono wykresy zależności  $THD(U_o)$ ,  $THD(I_s)$ ;  $I_{c1}^* [\%]$  w funkcji pojemności  $C_f$ , (czyli w funkcji  $f_g$ ). Z przedstawionych wykresów można wnioskować, że kształt sinusoidalny napięcia wejściowego zależy w dużym stopniu od granicznej częstotliwości pasma przepustowego filtra  $f_g$ . Wszystkie parametry charakteryzujące skuteczność działania filtrów wskazują na znacznie lepsze właściwości  $F_{wy}$  trzelementowego jako kombinacji FD+FR.



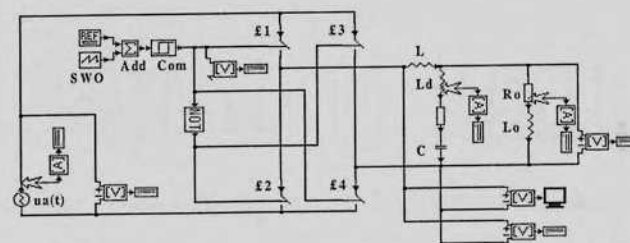
Rys.3. Przebiegi  $u_2(t)$ ;  $u_o'(t)$ ;  $i_o'(t)$   $F_{wy}$  trzelementowego



Rys.4. Zależności 1 -  $THD(U_o)$ , 2 -  $THD(I_s)$ , 3 -  $I_{c1}^*$  filtra  $F_{wy}$ : a)FD, b)FDR

### 3.2. SNP z dwubiegunową MSI

SNP z dwubiegunową MSI z  $F_{wy}$  typu FD lub typu FDR. Rozpatrzmy zastosowanie powyższych sposobów projektowania filtra  $F_{wy}$  przy dwubiegunowej MSI. Dla przykładu zostały zbadane SNP z filtrami  $F_{wy}$  wychodząc z tej samej mocy wyjściowej SNP oraz zakładając podobnie jak przy MSI jednobiegunowej parametry elementów filtrów i regulując podobnie częstotliwość graniczną pasma przepustowego. Jeden z badanych układów, a mianowicie układ symulacji SNP z dwubiegunową MSI i  $F_{wy}$  typu FDR przedstawiono na Rys.5.



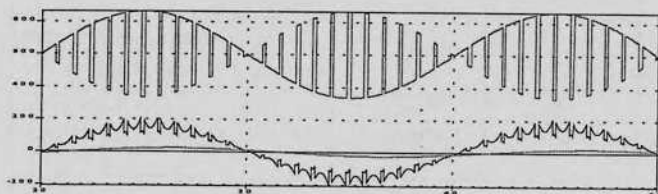
Rys.5. Model wirtualny SNP z dwubiegunową MSI i  $F_{wy}$  typu FDR

Z wyników badań symulacyjnych skuteczności działania filtrów odpowiednio  $F_{wy}$  typu FD oraz typu FDR można zauważyć, że przy MSI dwubiegunowej sprawdzają się powyżej sformułowane właściwości, jak dla MSI jednobiegunowej:

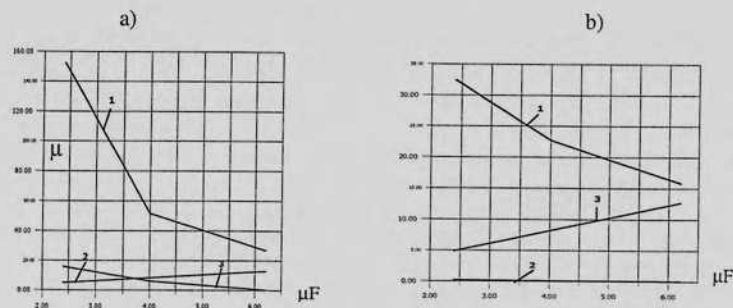
- 1) że efektywniejszym jest  $F_{wy}$  trzelementowy;
- 2) że zwiększając pojemność kondensatora  $C = 2,4; 4,0; 6,2 \mu F$ , obniżamy tym samym częstotliwość graniczną filtra  $f_g = 900, 706, 560Hz$ , a napięcie na odbiorniku  $F_{wy}$  trzelementowego przybliża się do kształtu quasi sinusoidalnego:  $THD(U_o) = 32,4; 22,7; 15,8\%$ ;
- 3) pomniejszenia  $f_g$  powoduje wzrost wartości prądu podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  przez kondensator filtru, zachowując też same wartości, jak przykładowo dla  $F_{wy}$  trzelementowego przy MSI jednobiegunowej:  $I_{c1}^* = 4,9; 8,2; 12,7 \%$ .

Przebiegi napięć na wejściu i wyjściu  $F_{wy}$  typu FDR przy MSI dwubiegunowej dla  $C = 4,0 \mu F$  przedstawiono na Rys.6.

Dla ilustracji skuteczności działania filtrów  $F_{wy}$  typów FD i FDR przy dwubiegunowej MSI na Rys.7,a,b (przy częstotliwości impulsowania  $f_i=1200\text{Hz}$ ) przedstawiono wykresy zależności  $\text{THD}(U_o)$ ,  $\text{THD}(I_s)$ ;  $I_{c1}^*$  [%] w funkcji pojemności  $C_f$ .



Rys.6. Przebiegi  $u_2(t)$ ;  $u_o'(t)$ ;  $i_o'(t)$   $F_{wy}$  trzelementowego typu FDR



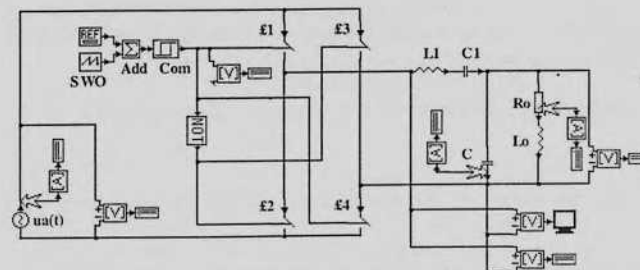
Rys. 7. Zależności 1 -  $\text{THD}(U_o)$ , 2 -  $\text{THD}(I_s)$ , 3 -  $I_{c1}^*$  dla filtra  $F_{wy}$ : a)FD, b)FDR

Z porównania przedstawionych wykresów na Rys.4 przy jednobiegunowej MSI i na Rys.7 przy dwubiegunowej MSI widać, że kształt sinusoidalny napięcia wejściowego zależy w dużym stopniu od częstotliwości granicznej pasma przepustowego filtra. Obniżając  $f_g$  w większym stopniu polepsza się  $\text{THD}(U_o)$  przy stosowaniu MSI jednobiegunowej, niż dwubiegunowej. Poza tym można wnioskować, że przy dwubiegunowej MSI  $F_{wy}$  dolnoprzepustowy w ogóle nie nadaje się do istotnego zmniejszenia  $\text{THD}(U_o)$  (niżej 20%). Również ograniczone możliwości  $F_{wy}$  typu FDR w kierunku polepszenia quasi sinusoidalności napięcia wyjściowego poniżej 6-9% z powodu znaczącego wzrostu prądu podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  przez kondensator filtra (powyżej 12,7%).

**Dwubiegunowa MSI z  $F_{wy}$  typu FRD.** Zgodnie z powyższym, celowym jest zastosowanie w takim przypadku filtra FRD z poz.3 Tab.1, który pozwala zwiększyć wartość indukcyjności dławika i tym samym osiągnąć lepsze właściwości filtrujące filtra  $F_{wy}$  niż poprzednia wersja filtrów FDR, bo zawiera obwód rezonansowy w gałęzi podłużnej nastrojony na częstotliwość podstawowej harmonicznej.

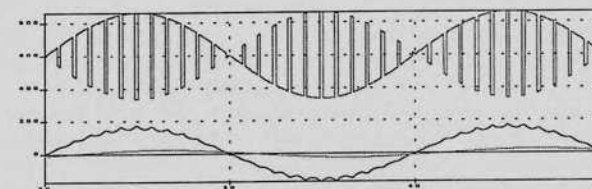
Wybór parametrów tego filtra prowadzimy następująco: pojemność kondensatora gałęzi poprzecznej zakładamy, jak dla FDR, ograniczając np. przepływający prąd podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  na poziomie 8,2%; zwiększamy indukcyjność dławika gałęzi poprzecznej

$L_1$ , dobierając odpowiednio kondensator dodatkowy  $C_1$  w tej gałęzi, aby obwód  $L_1C_1$  posiadał rezonans na częstotliwości sieci zasilania. Model wirtualny SNP z dwubiegunową MSI i  $F_{wy}$  typu FDR przedstawiono na Rys.8. Badania symulacyjne skuteczności działania filtra  $F_{wy}$  typu FRD przy dwubiegunowej MSI przeprowadzono, zakładając wartości indukcyjności dławika kilkakrotnie większe, jak w wersji z filtrem typu FDR.



Rys.8. Model wirtualny SNP z dwubiegunową MSI i  $F_{wy}$  typu FRD

Przebiegi napięć na wejściu i wyjściu  $F_{wy}$  typu FRD przy MSI dwubiegunowej dla  $L_1=0,105\text{ H}$  przedstawiono na Rys.9. Z podanych przebiegów można zauważyć znaczącą poprawę sinusoidalności napięcia wyjściowego -  $\text{THD}(U_o) = 4,0\%$ .



Rys.9. Przebiegi  $u_2(t)$ ;  $u_o'(t)$ ;  $i_o'(t)$   $F_{wy}$  typu FRD

W badanym zakresie zmian indukcyjności dławika  $L_1(L_1=0,065; 0,105; 0,13\text{H})$  w ogóle obserwujemy znaczącą poprawę współczynnika:  $\text{THD}(U_o) = 6,6\%, 4,0\%, 3,0\%$ .

Następnymi zaletami filtrów typu FRD są to, że: 1) przekładnia napięciowa podstawowej harmonicznej filtra równa się  $K_{U1} = 1$ ; 2) prąd podstawowej harmonicznej  $I_{c1}^*$  kondensatora gałęzi poprzecznej utrzymuje się na zadanym poziomie - 8,2%.

#### 4. Wnioski

Wszystkie parametry charakteryzujące skuteczność działania filtrów wskazują na możliwość stosowania w SNP przy jednobiegunowej MSI filtra typu FD, jednak znacznie lepsze właściwości związane z poprawą quasi sinusoidalności napięć wyjściowych posiadają  $F_{wy}$  trzelementowe typu FDR.

Przy dwubiegunowej MSI  $F_{wy}$  typu FD nie nadaje się do istotnego zmniejszenia THD( $U_o$ ). Również ograniczone możliwości  $F_{wy}$  typu FDR. Najefektywniejszym jest filtr  $F_{wy}$  trzelementowy typu FRD (z obwodem rezonansowym w gałęzi podłużnej). Poza tym tylko filtr typu FRD eliminuje jedną z podstawowych wad FD, zapewniając  $K_{U1} = 1$ .

#### 5. Literatura

- [1] Fedyczak Z., Strzelecki R. Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego. Toruń: 1997, 177s..
- [2] Greczko E., Smolenski R., Kaczmarek E., Baranowski A.: Projektowanie filtrów w obwodach impulsowych stabilizatorów napięcia przemiennego. SENE'99, T1, 17-19 listopada 1999, s.211-216
- [3] Greczko E., Kaczmarek E. Schematy zastępcze i projektowanie filtrów stabilizatorów napięcia przemiennego. Materiały konferencyjne SENE 2001, T1, 14-16 listopada 2001, s155-160.

### AWARYJNOŚĆ PORCELANOWYCH IZOLATORÓW ŚREDNIEGO NAPIĘCIA W SIECI ENERGETYCZNEJ REJONU ENERGETYCZNEGO-MIĘDZYDROJE

Grzegorz Kośnikowski, Lech Subocz  
Energetyka Szczecińska S.A., Politechnika Szczecińska

#### 1. WSTĘP

W referacie omówiono awarie izolatorów porcelanowych SN w Rejonie Energetycznym - Międzydroje, które wystąpiły w latach 1999-2001. Ich ilość zebrana została na podstawie dziennika Rejonowej Dyspozycji Ruchu oraz informacji pozyskanych z poszczególnych posterunków energetycznych wchodzących w skład Rejonu.

Powszechnie stosowanymi konstrukcjami były izolatory typu LSP, które sukcesywnie zastępowane są od lat 80-tych ub. stulecia nowymi wersjami. Do nich należą izolatory liniowe LWP 8-24 o maksymalnym napięciu roboczym 24 kV, oraz izolatory typu LP 60 z kołpakami KU 60 i KG 60/16B z zawleczką. Ideą wymiany izolatorów LSP było złe rozwiązanie technologiczne skutkujące pękaniem porcelany przy raptownych skokach temperatur. Przez ostatnie ok. 20 lat dokonano ich wymiany na liniach energetycznych o łącznej dł. ok. 200 km. Przy założeniu, że na 1 km bieżącej linii przypada ok. 30 szt. izolatorów, daje to całkowitą sumę ok. 6 tys. które zastąpiono nowymi rozwiązaniami. Poza wskazanymi wyżej, na liniach Rejonu pozostają inne sporadycznie występujące typy izolatorów, których ilości można pominąć bez szkody dla ścisłości rozważań i nie będących w związku z tym przedmiotem analizy. Nie przeizolowane linie o długości ok. 680 km wyposażone są w zamontowane wcześniej izolatory LWP. Obok nich istnieją nadal nieznaczne ilości LSP oraz izolatory pochodzące od producentów zagranicznych głównie niemieckich i czeskich.

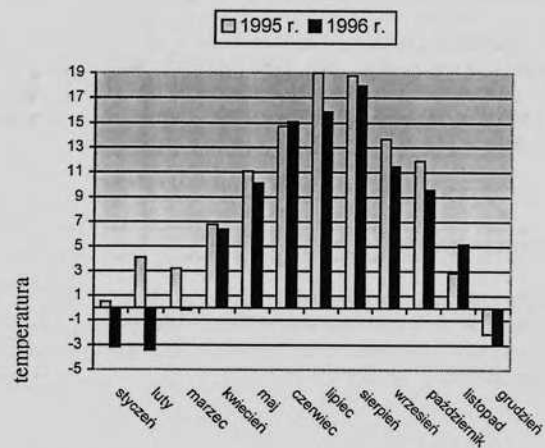
#### 2. CEL I METODA BADAŃ

Celem przeprowadzonej analizy było określenie ilości awarii w odniesieniu do temperatury zewnętrznej. W celu zobrazowania skali zjawiska podano całkowitą długość linii energetycznych dla wszystkich 10 gmin wchodzących w skład Rejonu. Aktualnie wynosi ona ok. 880 km, co przedstawiono w Tabelicy 1.

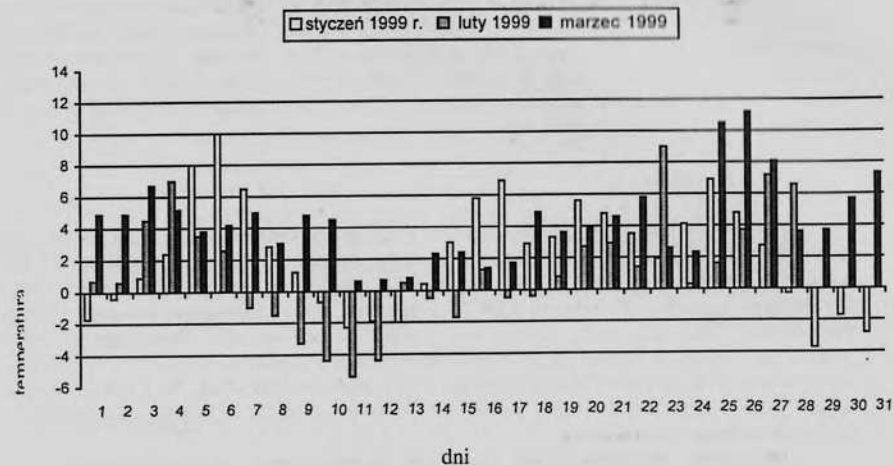
Tablica 1. Długość linii w Rejonie Energetycznym-Międzyzdroje.

Lp.	Gmina	Długość linii
1.	Dziwnów	71 773 m
2.	Golczewo	105 279 m
3.	Kamień Pomorski	179 598 m
4.	Międzyzdroje	68 889 m
5.	Wolin	202 621 m
6.	Świerzno	66 260 m
7.	Rewal	1541 m
8.	Świnoujście	181 459 m
9.	Stepnica	444 m
10.	Nowogard	2 708 m
<b>Podsumowanie</b>		<b>880 572 m</b>

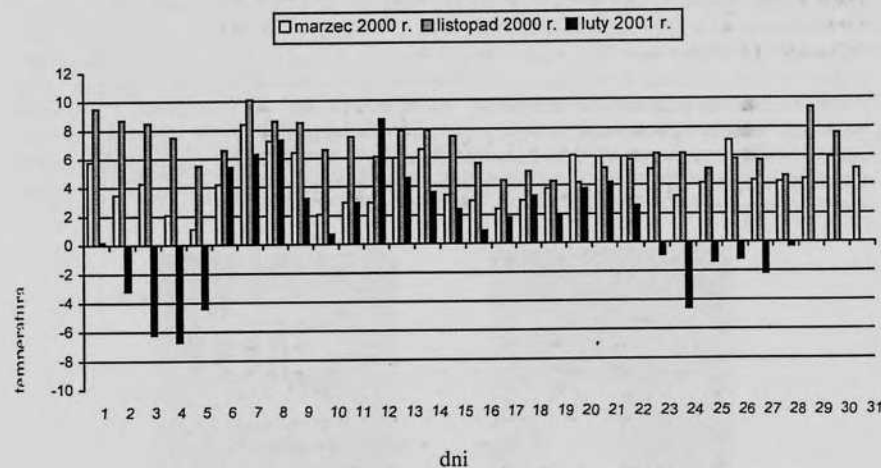
Za najgorsze warunki pracy izolatorów przyjmuje się warunki przymorskie. Cechą tego klimatu są znaczne skoki temperatur zewnętrznych następujące po sobie w krótkich odstępach czasu, powodujące raptowne zmiany struktury materiału a w konsekwencji powstawanie uszkodzeń. Za źródło informacji dotyczące temperatur zewnętrznych posłużyły dane ze Stacji Hydrologiczno-Meteorologicznej w Świnoujściu. Na wykresach przedstawione zostały średnie miesięczne z lat 1995 i 1996 oraz temperatury dla wybranych miesięcy w latach 1999-2001, które charakteryzują cechy klimatu nadmorskiego i warunki pracy wymienionych urządzeń.



Rys. 1. Wartości zmian temperatury w latach 1995-1996 według danych Stacji Hydrologiczno-Meteorologicznej w Świnoujściu



Rys. 2. Wartości zmian temperatury w wybranych miesiącach w roku 1999



Rys. 3. Wartości zmian temperatury w wybranych miesiącach w roku 2000 oraz 2001

Wartości temperatur przyjęto za identyczne dla całego rejonu, ze względu na ich nieznaczne odchylenia dla wymienionych w referacie gmin. Nie uwzględnione zostały inne parametry atmosferyczne nie pozostające jednak bez istotnego wpływu na pracę izolatorów. Pominięto je ze względu na brak badań w tym zakresie, oraz brak możliwości jednoznacznego określenia przyczyn powstawania uszkodzeń. Tak więc przyrównano liczbę uszkodzeń do całkowitej liczby izolatorów z jednoczesnym odniesieniem do warunków atmosferycznych. Pozwala to na wyciągnięcie wniosków, co do jakości pracujących urządzeń i ich przydatności w warunkach nadmorskich.

### 3. WYNIKI BADAŃ

Na podstawie danych [1] ustalono, że w Reclawiu obsługiwany przez Posterunek Energetyczny - Wolin, w roku 1999 wymieniono 42 izolatory. Z podanej sumy 30 szt. objęto wymianą planową. Na jednej z linii wymieniono wadliwe konstrukcyjnie LSP na LWP. Stwierdzono ponadto, że izolatory LSP 20 przebijane zostawały napięciowo oraz bywały rozkruszane. Jako przyczynę uznaje się warunki środowiskowe. W następnym roku uszkodzeniu uległy 4 izolatory LSP z powodów przedstawionych wcześniej. W ostatnim z analizowanych lat tj. roku 2001 zanotowano 7 przypadków uszkodzeń. W tej ilości, awarii uległ 1 izolator przepustowy oraz 1 izolator LWP. W przeciągu 3 lat dokonano wymiany 53 izolatorów w tym 23 uszkodzone.

Posterunek Energetyczny - Golczewo charakteryzuje się dużą ilością stacji transformatorowych zasilanych z linii napowietrznych. W odłącznikach liniowych ON 3V, odłączniko-uziemniakach OUN III -24, na liniach w magistrali, na przyłączach na odgałęźnikach linii, zamontowane są znaczne ilości izolatorów LP 60 pracujących jako izolatory odciągowe. Ich ilość określa się na ok. 1650 szt. W roku 1999 wymieniono 1 izolator LP 60, natomiast w roku następnym nie zanotowano uszkodzeń. W 2001 r. wymieniono 2 szt. izolatorów LP. Tak więc w przeciągu 3 analizowanych lat uszkodzeniu uległy łącznie 3 szt. Należy w tym miejscu podkreślić, że LP 60 pracujące jako odciągowe ulegają głównie uszkodzeniom mechanicznym. Przyczyną ich powstawania są naprężenia a skutkiem pęknięcia między porcelanową częścią izolatora a okuciem. Tego typu uszkodzenie przedstawia Rys. 4. Notuje się zdecydowanie mało przypadków przebieć łukiem elektrycznym izolatorów typu LWP - przyczyną ich przebieć jest głównie zawilgocenie oraz spadające gałęzie drzew.



a



b

Rys.4. Pęknięcie izolatora między częścią porcelanową a okuciem (a), przebiecie łukiem elektrycznym (b)

Kolejnym Posterunkiem Energetycznym jest Kamień Pomorski. W 1999r. odnotowano 3 przypadki uszkodzeń. Dotyczą one izolatorów stojących LWP, przebitych łukiem na skutek spadających na linie gałęzi. W roku 2000 uległo uszkodzeniu 15 szt.-w tej ilości 10 izolatorów LWP stojących, jeden izolator odciągowy LP oraz 4 szt. typu LSP. W 2001 r. było 9 przypadków uszkodzeń, w tym 7 razy wymieniano izolatory stojące LWP, 1 raz izolator odciągowy LP oraz jeden izolator wsporczy. Tak, więc w okresie ostatnich 3 lat awarii uległo 27 szt. izolatorów SN. Zaznacza się, że w okresie ostatnich 10 lat poczyniono zabiegi w celu zmniejszenia awaryjności, przeizolowując ok. 50 km linii w celu wymiany wadliwych LSP na LWP.

Posterunek Energetyczny-Świnoujście dokonał w 1999r. wymiany izolatorów LSP na LWP na odcinku linii ok. 2 km., co daje ilość ok. 60 szt. W 2001r. wymieniono pęknięty izolator LSP i jest to jedyny w tym roku przypadek tego typu awarii. W roku 2001 nie zanotowano żadnych uszkodzeń.

W Posterunku Energetycznym-Międzyzdroje w okresie lat 1999-2001 zanotowano łącznie 4 przypadki, na które składały się: 1 izolator wsporczy, 2 izolatory LWP, 1 izolator typu VHD.

### 4. WNIOSKI

W wyniku dokonanej analizy zastosowanych w Rejonie Energetycznym-Międzyzdroje izolatorów SN należy podkreślić, że awariom ulegały głównie wadliwe technologicznie LSP. Izolatory LWP ulegały uszkodzeniom na skutek przebieć pochodzących od zawilgocenia i obecności spadających gałęzi drzew. Izolatory wiszące LP pracujące w charakterze pojedynczych odciągów lub podwójnych z zastosowaniem łączników orczykowych ulegały uszkodzeniom mechanicznym, pochodzącym od zmęczenia materiału pozostającego pod ciągłym naprężeniem.

Jednocześnie ocenić można, że na ogólną ilość zamontowanych izolatorów w liczbie ok. 26.400 sztuk w przeciągu 3 lat, uszkodzeniu uległo ok. 30 szt. najnowszych wersji, co stanowi pomijalnie mały procent. Na podstawie przeprowadzonej analizy, wyciągnięto wnioski, że - pomijając sporadyczne uszkodzenia izolatory te nadają się do pracy w strefie nadmorskiej, spełniając stawiane im wymagania.

### LITERATURA

- [1] Dziennik Rejonowej Dyspozycji Ruchu, Rejonu Energetycznego-Międzyzdroje 1999-2001.

ZMIANY PRZEWODNICTWA ELEKTRYCZNEGO POLIETYLENU W CZASIE  
STARZENIA TERMICZNEGOMarian Michalczuk  
Instytut Elektrotechniki, Politechnika Szczecińska  
ul. Gen. Wł. Sikorskiego 37, 70-313 Szczecin

## Streszczenie

Pomiary prądów przewodnictwa próbek kabli o izolacji z polietylenu usieciowanego (XLPE) w czasie starzenia termicznego wykazały, że przy obniżaniu temperatury - poniżej 30°C - przewodnictwo polietylenu rośnie, a jego zależność od temperatury jest o wiele bardziej złożona niż wynika to z danych literaturowych. Takie zachowanie się przewodnictwa dielektryka jest trudne do wytłumaczenia. Prąd przewodnictwa wyznaczano na drodze pośredniej, a mianowicie: jako różnicę pomiędzy prądem całkowitym płynącym przez dielektryk po włączeniu napięcia stałego a prądem polaryzacji. Jeżeli założymy, że prąd polaryzacji jest równy prądowi depolaryzacji, wówczas wyznaczenie prądu przewodnictwa jest sprawą prostą.

## 1. WSTĘP

Całkowity prąd  $i(t)$  płynący przez dielektryk jest sumą dwóch składowych - prądu przewodzenia  $i_u(t)$  i prądu polaryzacji  $i_p(t)$ :

$$i(t) = i_u(t) + i_p(t) \quad (1)$$

Gęstości tych prądów określamy następującymi zależnościami:

$$\text{- gęstość prądu przewodzenia } i_u(t) = \left( \sum_{i=1}^k n_i q_i u_i \right) E(t) \quad (2)$$

w której  $n_i$  oznacza koncentrację ładunku swobodnego,

$q_i$  - wartość pojedynczego ładunku,

$u_i$  - ruchliwość ładunku,

$E(t)$  - natężenie pola elektrycznego

$$\text{- gęstość prądu polaryzacji } i_p(t) = \frac{\partial D}{\partial t} = \epsilon_0 \frac{\partial E}{\partial t} + \frac{\partial P}{\partial t} \quad (3)$$

w której  $D$  - indukcja elektryczna,

$P$  - polaryzacja,

$\epsilon_0$  - przenikalność dielektryczna,

$t$  - czas.

Warunkiem przepływu prądu polaryzacji  $i_p$  (3) jest zmiana natężenia pola elektrycznego w czasie. Po włączeniu pola stałego prąd ten ma charakter zanikający, zgodny z procesami polaryzacyjnymi, charakteryzującymi się czasem relaksacji.

Bezpośredni pomiar prądu przewodzenia nie jest możliwy. Można go wyznaczyć pośrednio, na podstawie pomiarów prądu całkowitego  $i$  (1) i prądu depolaryzacji  $i_d$ , po wprowadzeniu dodatkowych założeń. Jeżeli założymy, że

$$i_p(t) = -i_d(t - t_p) \quad (4)$$

wówczas

$$i_u(t) = i(t) + i_d(t - t_p) \quad (5)$$

a  $t_p$  oznacza czas polaryzacji - czas przyłożenia pola elektrycznego stałego.

## 2. WYNIKI BADAŃ

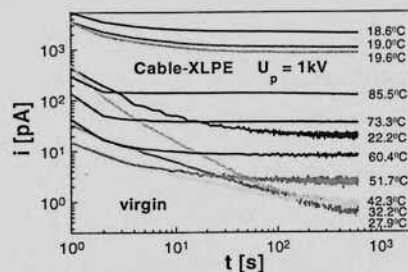
Badaniom poddano próbki nowego i starzonego termicznie kabla o izolacji z polietylenu usieciowanego XLPE. Długość próbek wynosiła 60cm, a czas starzenia - 40h w temp. 90°C i 450h w temp. 120°C. Średnica aluminiowej żyły kabla wynosiła 18,4mm, a średnica zewnętrzna izolacji - 31,5mm. Częstotliwość próbkowania przy rejestracji prądów wynosiła 1Hz. Przed każdym pomiarem próbki były rozładowywane 24h w stanie zwartym i uziemionym. W celu zbadania wpływu temperatury zarejestrowano przebiegi prądów w różnych temperaturach, w przedziale 18,6÷85,5°C.

Przebiegi prądów  $i(t)$ ,  $i_d(t)$ ,  $i_u(t)$  dla kabla nowego oraz  $i(t)$ ,  $i_d(t)$  dla kabla starzonego podane są na Rys. 1, 2, 3, 4, 5. Przebiegi prądów relaksacyjnych  $i_d(t)$ , można aproksymować następującą funkcją:

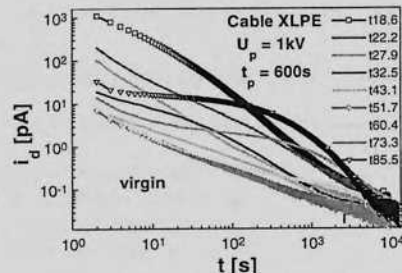
$$i_{fit} = I_0 \cdot t^{-M} + \sum_{n=1}^3 A_n \cdot \exp(-t/T_n) \quad (6)$$

w której, oprócz składnika potęgowego występują składniki wykładnicze. Zależność tych prądów od temperatury ma duże znaczenie przy analizie IRC - izotermicznych prądów relaksacyjnych. Analiza ta jest stosowana do oceny stanu izolacji kabla, szczególnie przydatna jest do diagnozowania izolacji przy wystąpieniu drzewienia wodnego.

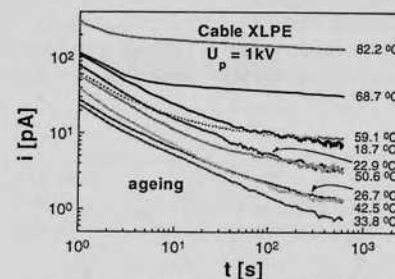
W czasie badań stwierdzono bardzo duży wpływ temperatury na wartości prądów nowego kabla w zakresie temperatur poniżej 32°C.



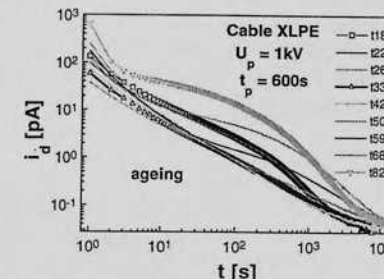
Rys.1 Przebiegi prądu całkowitego  $i(t)$  nowego kabla dla różnych temperatur



Rys.2 Przebiegi prądu depolaryzacji  $i_d(t)$  nowego kabla dla różnych temperatur



Rys.3 Przebiegi prądu całkowitego  $i(t)$  kabla starzonego dla różnych temperatur

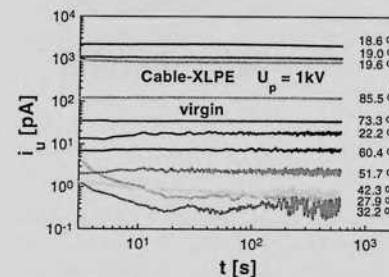


Rys.4 Przebiegi prądu depolaryzacji  $i_d(t)$  kabla starzonego dla różnych temperatur

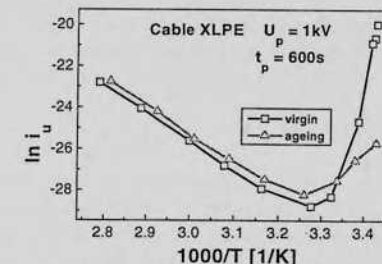
Wyznaczone na podstawie (5) przebiegi prądów przewodzenia  $i_u(t)$  nowego kabla pokazane są na Rys.5. Takie same przebiegi prądów przewodzenia wyznaczone zostały również dla kabla starzonego. W przedziale czasowym 0-600s ich wartość praktycznie utrzymuje się na stałym poziomie. Wyjątek stanowią przebiegi dla temperatur 28-32°C, których wartość w kilkunastu początkowych sekundach maleje. Wyznaczone na podstawie tych pomiarów zależności temperaturowe prądów przewodzenia w formie

$$\ln i_u = f\left(\frac{1000}{T}\right) \left[\frac{1}{K}\right] \quad (6)$$

pokazano na Rys.6.



Rys.5 Przebiegi prądów przewodzenia  $i_u(t)$  nowego kabla dla różnych temperatur



Rys.6 Zależności temperaturowe prądów przewodzenia kabla nowego i starzonego

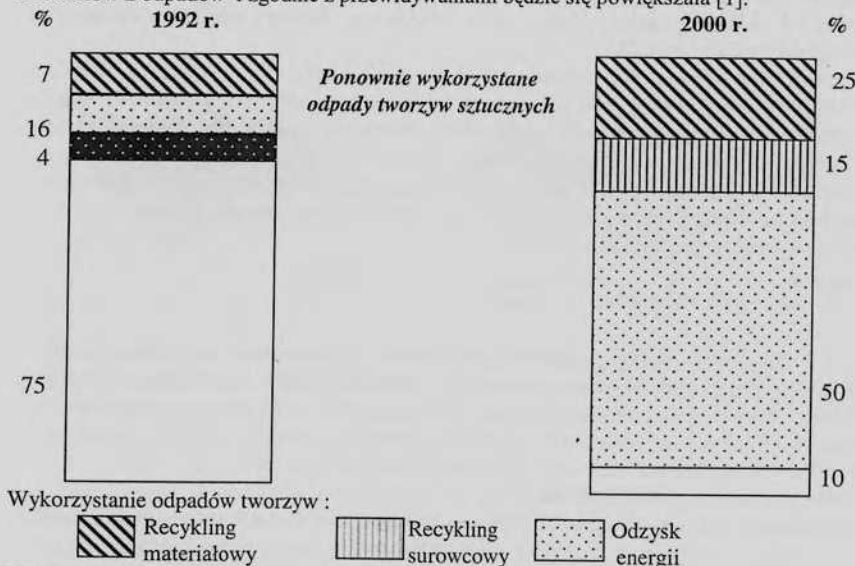
Opisy prądów przewodzenia różnych dielektryków, w zakresie temperatur 20-90°C, podają, że jest to zależność rosnąca w całym zakresie. Wymieniają przy tym z reguły dwa procesy - wysokotemperaturowy dotyczący przewodnictwa struktury podstawowej i niskotemperaturowy dotyczący przewodnictwa spowodowanego zanieczyszczeniami. Wzrost przewodnictwa polietylenu usieciowanego XLPE badanego kabla w zakresie temperatur poniżej 32°C jest trudny do interpretacji. Możliwe, że wraz z temperaturą zmieniają się zawartości fazy amorficznej i krystalicznej, a rosnące wraz ze spadkiem temperatury naprężenia wewnętrzne powodują zbliżenie i łączenie się obszarów o zwiększonym przewodnictwie. Wyjaśnienie mechanizmu i rodzaju tego przewodnictwa jest możliwe na drodze dodatkowych badań, przy uwzględnieniu wpływu natężenia pola elektrycznego

## NOWE GENERACJE ELEKTROIZOLACYJNYCH MATERIAŁÓW OSŁONOWYCH - Cz. I.

Janusz Michalski, Zenon Taratowski\*  
Instytut Elektrotechniki, Instytut Inżynierii Materiałowej  
Politechniki Szczecińskiej

### I. WSTĘP.

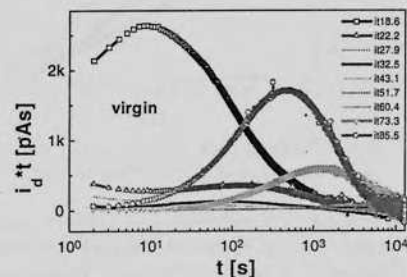
Rosnące zapotrzebowanie na nowe materiały elektroizolacyjne mające zastosowanie w przemyśle elektrotechnicznym stwarza możliwość wykorzystania w tym celu tworzyw recyklatowych. Ilość tych tworzyw wzrasta co podyktowane jest koniecznością odzysku materiałów z odpadów i zgodnie z przewidywaniami będzie się powiększała [1].



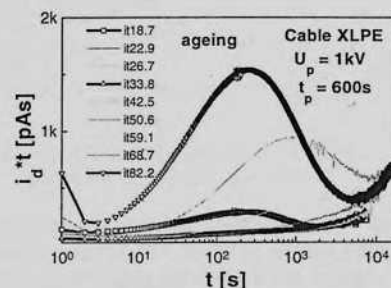
Wykorzystanie odpadów tworzyw :  
 Recykling materiałowy  
 Recykling surowcowy  
 Odzysk energii  
 Usunięcie odpadów tworzyw sztucznych :  
 Składowanie odpadów  
 Spalanie bez odzysku energii

Rys.1. Zagospodarowanie odpadów tworzyw sztucznych w Europie Zachodniej [1]

i dłuższych czasów polaryzacji. Te dwa czynniki i temperatura wpływają nie tylko na przewodnictwo ale również na stan spolaryzowania materiału, od którego zależy prąd depolaryzacji (relaksacji). Wpływ ten najwyraźniej widać na wykresach izotermicznego prądu relaksacyjnego w odwzorowaniu Simmonsa i Tamm'a jako zależność iloczynu  $i_d^*t = f(\log t)$  (Rys.7,8).



Rys.7 Krzywe  $i_d^*t$  dla kabla XLPE nowego



Rys.8 Krzywe  $i_d^*t$  dla kabla XLPE starzonego termicznie

Z wykresów widać, że w temperaturach poniżej 20°C, w procesie relaksacji kabla nowego dominującą rolę odgrywają struktury o krótkich stałych czasowych - rzędu 10s. W temperaturach powyżej 20°C, zarówno dla kabla nowego jak i starzonego, są to struktury o długich stałych czasowych - rzędu kilkuset lub kilku tysięcy sekund. Ponadto stałe czasowe tych relaksacji zmniejszają się wraz z temperaturą, a ich amplitudy - rosną. Bardzo ważną rolę w rejestracji prądów izotermicznych odgrywa stabilizacja temperatury. Komora termostatowana powinna stabilizować temperaturę z dokładnością co najmniej 0,1°C.

### 3. LITERATURA

1. Fowler J.F., Proc.Roy.Soc., 236, 464, 1956
2. Li H.M., Fouracre R.A., Crichton B.H. *Transient Current Measurement for the Detection of Water Tree in Polymeric Cables*. IEEE Trans. on Dielect. Elec. Insulation, Vol.2, No5, 1995
3. Simmons J.G., Tamm M.C. *Theory of isothermal currents and the direct determination of trap parameters in semiconductors and insulators*. Phys. Review B, Vol.7, No8, 1973, s.3706-3713



W państwach, stojących na wyższym poziomie świadomości ekologicznej już dość dawno podjęto systematyczne badania, dotyczące możliwości najpierw selektywnego rozdziału a następnie zagospodarowania odpadów ; wprowadzono też w nauczaniu ekologię na poziomie podstawowym.

Wyizolowanie odpadów tworzywowych przyczynia się natychmiast do ochrony jak bardzo już zaśmieconego środowiska a dodatkowo stwarza bazę surowcowo-materiałową do recyklingu materiałowego, możliwości uzyskiwania materiałów ich powtórnej przeróbki, na wyroby podstawowe lub o mniejszej odpowiedzialności technicznej. Zastosowanie tworzyw recyklatowych do różnych wykonań spowodowało gwałtowny spadek cen niektórych gotowych produktów, przyczyniając się również do utworzenia nowych miejsc pracy i lokalnej aktywizacji zawodowej w regionach objętych bezrobociem.

Zastosowanie tworzyw recyklatowych jest jednak ograniczone, stąd też każda próba ich aplikacji na wyroby techniczne będzie zmierzała w kierunku ograniczenia ilości powstałych odpadów i pośrednio również przyczyni się do ochrony otaczającego środowiska.

Większość tworzyw recyklatowych uzyskiwana jest w procesie recyklingu materiałowego odpadów opakowaniowych . W grupie tej najczęściej spotykane materiały to : PE, PP, PS, PET . Specjalną grupą stanowią materiały recyklatowe, otrzymane z odpadów folii wielowarstwowych typu PA/PE, PS/PE. Badania materiałów recyklatowych tego typu, wykazały możliwość zastosowania ich jako materiały elektroizolacyjne [2,3] tym bardziej, że do ich modyfikacji można użyć recyklatów innych polimerów, popiołów lotnych (PL), będących odpadem elektrownianym oraz odpadów z procesu obróbki wykończeniowej wyrobów poliestrowych (ZW).

Dobre właściwości dielektryczne i mechaniczne tych materiałów, wynikające z istnienia polietylenowej matrycy oraz możliwość przetwarzania ich metodami wtrysku i wytłaczania, czynią te materiały interesującymi dla potrzeb przemysłu elektrotechnicznego. Ponieważ materiałom elektroizolacyjnym stawiane są duże wymagania a szczególnie stabilność właściwości w zmiennych warunkach klimatycznych, poznanie oddziaływania wybranych czynników środowiskowych na eksploatacyjne parametry dielektryczne jest tematem obecnie prowadzonych badań.

## 2. EKSPERYMENT

Do badań użyto recyklatów wykonanych z odpadów folii wielowarstwowej polistyrenowo - polietylenowej po procesie termoformowania i wykrawania wyrobów. Rozdrobniony recyklat poddawano procesowi homogenizacji na wylączarce ślimakowej a następnie wytłoczył granulowano. Otrzymany materiał charakteryzował się gęstością 1,03 g / cm<sup>3</sup> oraz wskaźnikiem szybkości płynięcia 12,98 g /10min ( 503 K , 21,16 N ) .

Do modyfikacji recyklatu PS/PE użyto :

- polietyleu PE rec, będącego recyklatem z odpadów folii opakowaniowych (wskaźnik szybkości płynięcia 1,9 g / 10 min – 463K, 21,16 N, gęstość 0,917 g / cm<sup>3</sup>), w ilości od 10 do 90 % recyklatu PE rec,
- PL - rozdrobnionych popiołów lotnych o granulacji do 0,063 mm, o kształcie nieregularnym [3]

Technologia wykonywania kompozycji została przedstawiona we wcześniejszych publikacjach [3,4]. Z regranulatu wykonywano metodą wtryskową próbki do badań właściwości dielektrycznych zgodnie z obowiązującymi normami.

## 3. BADANIA

Na wykonanych kompozycjach polimerowych wykonano pomiary :

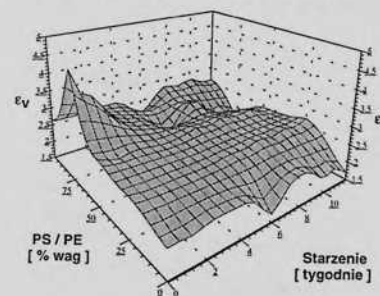
- rezystywności skrośnej
- przenikalności dielektrycznej
- współczynnika stratności dielektrycznej
- odporności na łuk małej mocy
- odporności na prądy pełzające

Jednocześnie przeprowadzono badania nasiąkliwości oraz mikroskopowe struktury kompozytów.

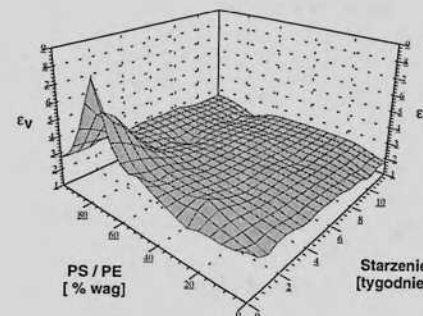
Próbki materiałowe poddano procesowi naturalnego starzenia przez okres 10 miesięcy w atmosferze otoczenia. Następnie poddano je działaniu określonych czynników środowiskowych :

- 3 % kwasu siarkowego
- wody morskiej
- wilgotnego gorąca stałego tj. jednoczesnego działania  $T = 40^{\circ}\text{C}$  i  $R_H = 95 \pm 3 \%$ .

Analizę wpływu oddziaływania czynników środowiskowych na właściwości kompozycji PS/PE modyfikowanych polietylenem PErec, przeprowadzono po opracowaniu wyników badań w postaci graficznej.



Rys.2. Przenikalność dielektryczna modyfikowanych kompozycji PS/PE Środowisko – woda morska

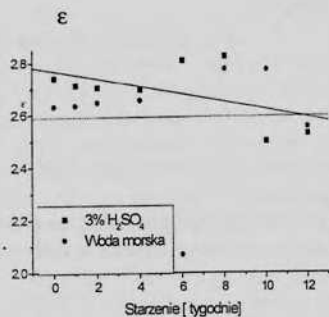


Rys.3. Przenikalność dielektryczna modyfikowanych kompozycji PS/PE Środowisko – 3 % kwas siarkowy

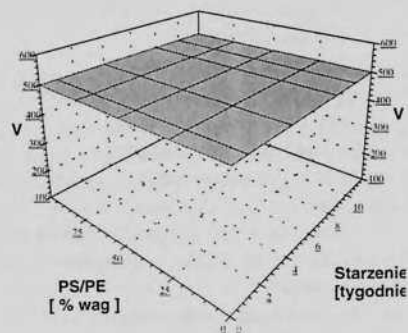
Jak wynika z przebiegu płaszczyzny danych, modyfikacja recyklatu bazowego (PS/PE) dodatkiem recyklatu polietylenowego stabilizuje zarówno wartość jak i przebieg zmian przenikalności dielektrycznej i to w obu środowiskach.

W kompozytach zawierających :

- napełniacz popiołowy - jest widoczny spadek wytrzymałości dielektrycznej  $E_p$  dla wszystkich badanych koncentracji (od 10 do 40%),
- zawierających napełniacz żywiczny
  - 10 % dodatek napełniacza powoduje wzrost  $E_p$ ,
  - wzrost koncentracji powyżej 10% wywołuje spadek  $E_p$ .



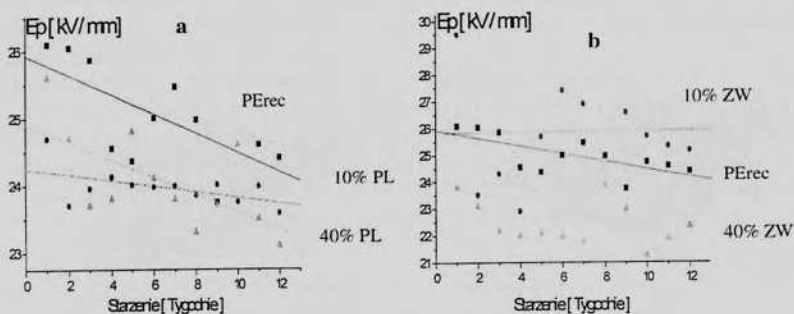
Rys. 4. Trend zmian przenikalności dielektrycznej recyklatu PS/PE



Rys. 5. Wytrzymałość na prądy pelzające modyfikowanych kompozycji PS/PE Środowisko- woda morska, 3% kwas siarkowy



Rys. 6. Rozkład napelniacza w matrycy polimerowej PE rec ( a- PL , b - ZW )



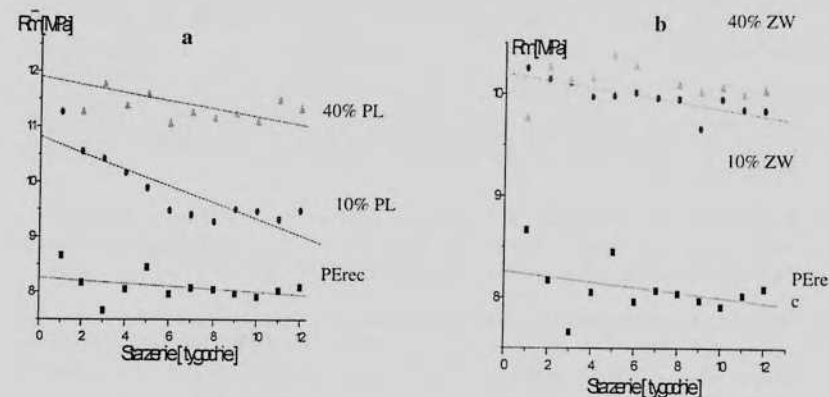
Rys. 6. Wpływ procesu starzenia na wytrzymałość dielektryczną kompozytów, zawierających 10% i 40 % napelniacza ( a - PL , b - ZW )

Na podstawie badań mikroskopowych określono rozkład napelniacza. Stwierdzono istotny wpływ na właściwości starzeniowe kompozycji polimerowych :

- rodzaju, składu oraz
- koncentracji napelniacza w matrycy polimerowej..

Zauważono, że wraz ze wzrostem ilości napelniacza występują miejscowe jego koncentracje, mające negatywny wpływ na wartości badanych parametrów eksploatacyjnych. Charakterystyczne zmiany właściwości występują dla kompozytów zawierających 10 i 40 % napelniacza.

Z analizy właściwości wytrzymałościowych, przedstawionych na rys. 7 wynika, że kompozyty zawierające napelniaz żywiczny ZW wykazują większą stabilność właściwości w badanym okresie oraz w porównaniu do kompozytów modyfikowanych popiołami. Dodatek modyfikatorów powoduje poprawę parametrów wytrzymałościowych.



Rys. 7. Wpływ procesu starzenia na wytrzymałość przy rozciąganiu statycznym kompozytów zawierających 10% i 40 % napelniacza ( a - PL , b - ZW )

#### 4. WNIOSKI

1. Poliolefinowe materiały polimerowe, uzyskane z odpadów tworzywowych mają dobre parametry eksploatacyjne – dielektryczne jak i mechaniczne.
2. Materiały takie można napelniać napelniazami, również odpadowymi, bez skomplikowanych urządzeń technicznych.
3. Mieszanki takie, zarówno napelnione jak i nie napelnione, dają się przetwarzać metodą wtrysku na kompozyty o właściwościach użytkowych.
4. Modyfikacja kompozytów dodatkiem odpadowych napelniazcy poprawia ich właściwości użytkowe.

4.5. W zależności od przeznaczenia materiału, dodatkiem zawartości i/ oraz rodzaju napełniacza, można sterować właściwościami mechanicznymi bądź elektrycznymi kompozytu.

4.6. Badane kompozycje mogą być wykorzystane jako osłonowe materiały konstrukcyjno-izolacyjne w technice niskich i średnich napięć.

Aktualnie trwają badania modeli kolejowych izolatorów ciągnowych, wykonanych z badanych materiałów metodą wytłaczania.

*Badania wykonano w ramach grantu AZ : 09515 Deutsche Bundesstiftung Umwelt .*

## LITERATURA

- [1]. Praca zbiorowa pod red. prof. dr. hab. inż. A. Błędzkiego – *Recykling materiałów polimerowych*. WNT, W-wa 1997
- [2]. Tartakowski Z, Błędzki A.- *Właściwości recyklatów z twardych folii opakowaniowych*. Konferencja Naukowo-Techniczna RECYRKULACJA TWORZYW SZTUCZNYCH Gliwice, 1997
- [3]. Gawdzińska K., Tartakowski Z., Lenart S.- *Badania właściwości polietylenu modyfikowanego odpadami trójwarstwowej folii polietylenowo – polistyrenowej*. Konferencja KOMPOZYTY, Szczecin, Komisja Nauki o Materiałach PAN o / Poznań s.95 – 104, 1998
- [4]. Tartakowski Z., Michalski J. - *Wpływ wybranych czynników starzeniowych na właściwości recyklatów z folii PS/PE*. Biuletyn Ośrodka Dydaktyczno-Informacyjnego Tworzyw Sztucznych Politechniki Szczecińskiej EKOPLAST Nr 13, s.29-41, 1998
- [5]. Michalski J., Tartakowski Z. - *Wlianie niektórych faktorow starzenia na elektryczeskie i mechaniczeskie swojstwa recyklatow tipa PS/PE*. Fourth International Conference on Unconventional Elektromechanical and Electrical Systems. UEES'99 St. Petersburg, Russia, 1999

NTTEL-2002

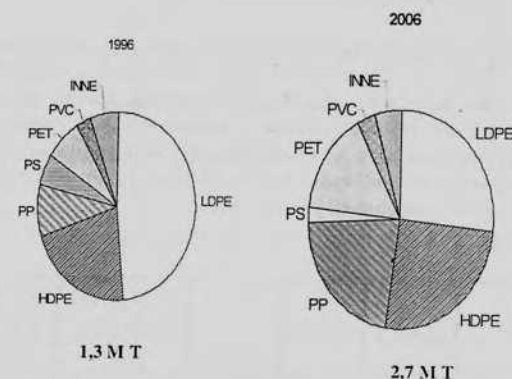
II Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna  
Materiały i Technologie w Elektrotechnice  
Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002 r.

## NOWE GENERACJE ELEKTROIZOLACYJNYCH MATERIAŁÓW OSŁONOWYCH - Cz. II.

Janusz MICHALSKI, Ewa FABRYCY\*  
Instytut Elektrotechniki, Instytut Polimerów\*, Politechniki Szczecińskiej

### 1. WSTĘP

Rosnące z roku na rok ilości odpadów tworzywowych, które w znakomitej większości są odpadami tworzyw opakowaniowych, z reguły jednorazowego użytku, stwarza problemy wynikające ze składowania coraz to większej góry śmieci, zajmującej coraz więcej miejsca na wysypiskach komunalnych. Chowanie głowy w piasek czyli niedostrzeganie problemu, tak charakterystyczne dla krajów rozwijających się i ulegających transformacjom nie jest wyjściem z sytuacji, postępowanie takie już stanowi zapłon przyszłej bomby ekologicznej. Obserwowany i badany na Zachodzie wzrost udziału odpadów tworzyw sztucznych spowodował, że zagadnienia recyklingu, szczególnie materiałowego, zaczynają być stawiane na pierwszym miejscu, tym bardziej, że w odpadach tych lawinowo narasta ilość odpadów PET [1].



Rys.1. Tendencje recyklingu materiałowego w Europie Zachodniej, lata 1996–2006 [1]

Uporządkowanie spraw prawnych, dotyczącej selektywnej segregacji odpadów, stwarza możliwość wykorzystania odpadów tworzywowych do :

1. produkcji tworzyw bądź kompozytów recyklatowych lub
2. recyklingu chemicznego.

Utylizacja tych odpadów drugą drogą (recyklingu chemicznego) jest celowa nie tylko ze względów surowcowych [2] ale otwiera możliwości uzyskiwania zupełnie nowych materiałów – kompozycji i kompozytów polimerowych [3-5] oraz uzyskiwanych przez zastosowanie produktów tego recyklingu [6].  
Poniżej przedstawiono efekty pracy Instytutu Polimerów i Instytutu Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej w tej dziedzinie.

## 2. EKSPERYMENT

Odpady PET-u z butelek po napojach rozdrobniono w sposób mechaniczny i poddawano procesowi recyklingu chemicznego [6], prowadząc reakcję w środowisku poszczególnych amin alifatycznych i/lub ich mieszanin. Badano kinetykę reakcji, prowadzonych w różnych warunkach zmieniając temperatury, czasowych, przy zmiennym stosunku molowym wyjściowych reagentów. Otrzymane w ten sposób produkty chemicznej degradacji PET przebadano następnie pod kątem możliwości ich zastosowania jako utwardzaczy żywic epoksydowych.

Do dalszych badań wytypowano wysokolepkie ciecze lub ciała półstałe, czyli tylko te produkty, które zapewniały dobrą mieszalność oraz dużą efektywność reakcji z żywicami epoksydowymi.

Do otrzymywania kompozycji użyto żywic:

- epoksydowej Epidian 6, prod. Zakładów Chemicznych ORGANIKA-SARZYNA, Polska,
- epoksydowo - nowolakowej D.E.N. 431, prod. Dow Chemical Company, Niemcy,
- epoksydowo - nowolakowej D.E.N. 438, prod. Dow Chemical Company, Niemcy.

Z następujących produktów degradacji PET aminami:

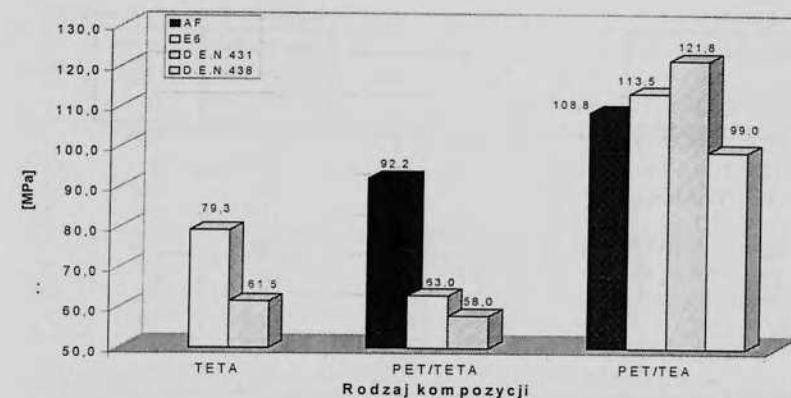
- trietylenotetraaminą TETA,
- dietylenotriaminą DETA,
- mieszaniny TETA/DETA w stosunku molowym 1 : 1,
- trietanolaminą TEA

i wymienionych żywic epoksydowych, otrzymano kompozycje epoksydowe, które przebadano w aspekcie możliwości ich zastosowania jako izolacyjnych materiałów osłonowych na izolatory niskich i średnich napięć. Kinetyka utwardzania okazała się nieskomplikowana i atrakcyjna temperaturowo [7] a podstawowe parametry, tak mechaniczne, ważne dla poprawnej pracy kloszy izolatorów jak i dielektryczne wykazały wartości porównywalne z klasycznymi kompozycjami epoksydowymi lub wyższe; stwierdzono jednocześnie w tych badaniach powtarzalność właściwości kompozytów.

Tab. 1. Niektóre właściwości wybranych nowych kompozycji epoksydowych

Kompozycja	$tg \delta$ (1 kHz)	$\epsilon$ (1 kHz)	$10^{15} \rho_v$ [ $\Omega \cdot cm$ ]	Odp. na łuk elektryczny [sek]	WOPP (CTI) [V]	Palność temp. 650°C [sek]
E6/PET/TEA	0,0069	4,08	8,33	134	>500	30 bp!
DEN431/PET/TEA	0,0035	3,56	11,11	125	>500	27
DEN438/PET/TEA	0,0055	3,96	13,33	125	>500	30 bp!

bp! - brak płomienia



Rys. 2. Porównanie wytrzymałości na zginanie kompozycji epoksydowych utwardzanych produktami: TETA, PET/TETA oraz PET/TEA [7]

Wynik badań:

- palności oraz
- wytrzymałości na zginanie

potraktowano jako parametry dominujące dla pracy przyszłych, ewentualnych nowych materiałów osłonowych, zastosowano je więc do eliminacji tych z badanych kompozytów epoksydowych, które wykazywały w swojej grupie najmniejsze wartości badanych parametrów dielektrycznych.

Do dalszych badań wprowadzono wyłącznie kompozycje, oparte na polskiej żywicy Epidian 6, sprawdzając jednocześnie wpływ:

- rodzaju i ilości zastosowanych napelnaczy (WG-wodzianu glinu, K-kzemionki, TK-talku+kaolinu),
- procesu wstępnej, dodatkowej obróbki technologicznej (temperatury i czasu suszenia)

na wartości badanych parametrów dielektrycznych.

## 3. BADANIA.

Najlepsze kompozycje, utwardzane produktami PET/TEA zakwalifikowano do dalszych prac, sprawdzając jednocześnie technologiczne możliwości napelniania tych kompozycji oraz jakościowy/ilościowy wpływ napelnacza na parametry dielektryczne.

Próbki kompozytów umieszczono w komorze pełnoklimatycznej typu FEUTRON i poddano starzeniu przez okres 13 tygodni w warunkach wilgotnego gorąca stałego - WGS tj. w temperaturze  $T = +40^{\circ} \pm 2^{\circ} C$  i wilgotności względnej  $95^{\circ} \pm 3\%$  [10,11], badając zmiany wartości parametrów elektrycznych w trakcie cyklu starzeniowego, w celu wyeliminowania kompozycji bądź kompozytów o niestabilnych lub mało stabilnych parametrach elektrycznych w czasie trwania starzenia. Po zakończeniu 13-tygodniowego cyklu WGS, na tych samych próbkach, wykonano badania pleśniodporności [10], w normalnym i wydłużonym (16-tygodniowym) cyklu badawczym a po jego zakończeniu wykonano pomiary końcowe wartości parametrów dielektrycznych.

Tab. 2. Wyjściowe właściwości elektryczne kompozytów z żywicy Epidian 6 [8,9]

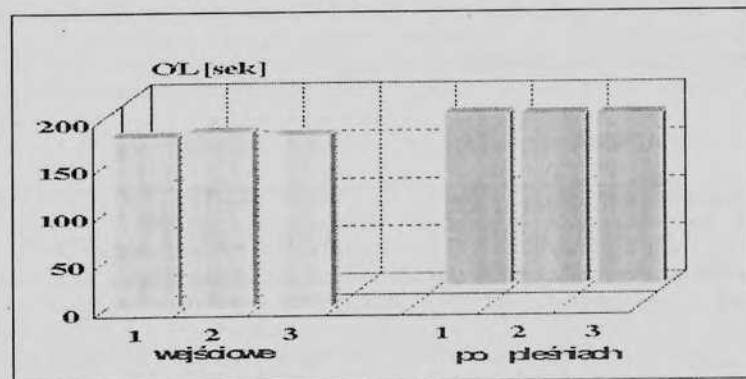
Kompozycja	$tg \sigma \times 10^{-2}$ (1 kHz)	$\epsilon$ (1 kHz)	$10^{15} \rho_v$ [ $\Omega \cdot cm$ ]	Odp. na luk elektryczny [sek]	WOPP (CTI) [V]	$E_p$ [kV/mm]
E6/ PET/TEA6/WG	0,75	4,30	174,8	180	500	>30
E6/ PET/TEA6/TK	1,03	4,23	139,0	185	500	>30
E6/ PET/TEA6/K	0,79	3,97	87,2	181	500	>30
E6/ PET/TEA6	0,48	3,90	9,3	130	500	>30
E6/ PET/TEA7/WG	0,55	4,05	15,3	180	500	>30
E6/ PET/TEA7/TK	0,93	4,16	92,0	183	500	>30
E6/ PET/TEA7/K	0,75	3,95	97,2	182	500	>30
E6/ PET/TEA7	0,48	3,90	7,9	130	500	>30

Tab. 3. Właściwości elektryczne kompozytów z żywicy Epidian 6 po starzeniu [8,9]

Kompozycja	Tygodnie starzenia	$tg \sigma \times 10^2$ (1 kHz)	$\epsilon$ (1 kHz)	$10^{15} \rho_v$ [ $\Omega \cdot cm$ ]	Odp. na luk elektryczny [sek]
E6/ PET/TEA6/WG	4	11,55	8,78	0,003	181
E6/ PET/TEA6/TK	8	13,00	6,77	0,004	180
E6/ PET/TEA6/K	11	13,36	7,53	0,592	134
E6/ PET/TEA6	13	1,24	4,62	0,800	132
E6/ PET/TEA7/WG	4	14,00	8,08	0,005	183
E6/ PET/TEA7/TK	8	9,56	6,50	0,023	181
E6/ PET/TEA7/K	11	9,95	5,37	2,320	131

Na próbkach, poddanych działaniu grzybów pleśniowych, po zakończeniu wydłużonego (16-tygodniowego cyklu), wykonano badania wszystkich parametrów dielektrycznych stwierdzając:

- nieznaczne, w granicach błędów wahania wartości badanych parametrów.



Rys. 3. Odporność na luk badanych napelnianych kompozytów epoksydowych:  
1 - E6/PET/TEA6/WG 2 - E6/PET/TEA6/TK 3 - E6/PET/TEA6/K  
przed oraz po działaniu grzybów pleśniowych

Wartości WOPP (współczynnika odporności na prądy pelzające) oraz OŁ (odporności na luk) pozostały na poziomie jak przed badaniami odporności mykologicznej,

- palności, zgodnie z [12] na tych samych próbkach, uzyskując najwyższą odporność na żar przewidzianą normą - 960<sup>0</sup> C i to bez płomienia.

#### 4. WNIOSKI

- 4.1. Recykling chemiczny PET przyczynia się do zmniejszenia ilości odpadów tworzywowych na wysypiskach komunalnych, tym samym zmniejsza zagrożenie ekologiczne.
- 4.2. Produkty specyficznego recyklingu chemicznego PET mogą być zastosowane jako utwardzacze kompozycji i kompozytów epoksydowych.
- 4.3. Technologia procesu otrzymywania nowych kompozycji i kompozytów epoksydowych nie odbiega od technologii, z zastosowaniem klasycznych utwardzaczy.
- 4.4. Nowe kompozyty epoksydowe charakteryzują się dobrymi parametrami dielektrycznymi, stabilnymi w najgorszych dla pracy izolacji warunkach tj w środowisku WGS - wilgotnego gorąca stałego.
- 4.5. Najlepszymi wartościami parametrów dielektrycznych charakteryzują się kompozyty napełniane krzemionką oraz mieszaniną talku i kaolinu.
- 4.6. Najwyższa odporność ogniowa (bez płomienia) badanych kompozytów może być gwarancją poprawności ich pracy w warunkach zagrożenia przeskokiem iskrowym.
- 4.7. Badane kompozyty w normatywnym, 4-tygodniowym cyklu badawczym uzyskały ocenę - pleśnioodporne, w wydłużonym 16-tygodniowym cyklu badawczym uzyskały ocenę - dostatecznie pleśnioodporne.
- 4.8. Kompozyty epoksydowe, utwardzane produktami recyklingu chemicznego PET, nadają się do zastosowania jako materiały elektroizolacyjne, tworząc nową grupę elektroizolacyjnych materiałów osłonowych dla izolacji niskich i średnich napięć, zdolnych do pracy w środowisku, zagrożonym atakiem grzybów pleśniowych.

Aktualnie trwają prace :

- przygotowawcze do wdrożenia w przemyśle,
- koncepcyjno-konstrukcyjne, dotyczące modernizacji trakcyjnego izolatora ciągnowego oraz kolejowego izolatora sekcyjnego.

Badania wykonano w ramach projektu KBN Nr 3 TO9B 089 19

## LITERATURA

- [1]. Fisch H. – *Abschätzung des Potential im Kunststoff- recycling die Jahre 2001 und 2006*. 8 Kunststoff Recycling Kolloquium, Dortmund, 1999
- [2]. Błędzki A.K., Gorący K. - *Recykling tworzyw sztucznych w Europie*. Polimery 1992, nr 6, pp. 241-250
- [3]. Tartakowski Z., Michalski J. - *Recyklaty z wielowarstwowych opakowaniowych folii barierowych jako materiały konstrukcyjne* EKOPLAST. Nr 7, 79, 1995
- [4]. Michalski J, Tartakowski Z - *Properties of PA/PE recyclates*. 36th IUPAC MACRO, Seoul 96
- [5]. Tartakowski Z., Michalski J.- *Wpływ wybranych czynników starzeniowych na właściwości recyklatów z folii PS/PE*. Biuletyn Ośrodka Dydaktyczno-Informacyjnego Tworzyw Sztucznych Politechniki Szczecińskiej EKOPLAST Nr 13, 29, 1998
- [6]. Spychaj T., Fabrycy E., Gorący K., Michalski J. - *Sposób wytwarzania utwardzacza do kompozycji epoksydowych, utwardzacz do kompozycji epoksydowych i kompozycja epoksydowa*. Zgł. pat. P-335986 (1999)
- [7]. Fabrycy E., Spychaj T., Pilawka R. - *Waste PET - derived substances as crosslinking agents for epoxy resins*. Polymer Recycl. – w redakcji
- [8]. Fabrycy E., Spychaj T., Pilawka R., Michalski J. - *Napełnione kompozycje epoksydowe utwardzane produktem degradacji chemicznej poli(terefalanu etyleny)*. Mat.Konf. 6 Seminarium Ogólnopolskiego KOMPOZYTY 2002 - TEORIA I PRAKTYKA, Polit. Częstochowska, Ustroń kwiecień 2002 (wysłano do druku)
- [9]. Spychaj T., Fabrycy E., Pilawka R., Michalski J. - Mat. Konf. FIRST CENTRAL EUROPEAN CONFERENCE RECYCLING OF POLYMER MATERIALS. SCIENCE-INDUSTRY. Szczecin, listopad 2001
- [10]. International Electrotechnical Commission – Marine navigational equipment. General requirements. Methods of testing and required test results. Publication 945, Geneve 1988 (first edition and next)
- [11]. PN-84/E-04603 – Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próba Ca-wilgotne gorąco stałe.
- [12]. PN-IEC 695-2-1:1994 – Badanie zagrożenia ogniowego. Badanie rozżarzoną drutem i wtyczkę.

### TECHNOLOGIA ODZYSKU ENERGII ELEKTRYCZNEJ Z PROCESU SPALANIA ODPADÓW MEDYCZNYCH

Mgr inż. Piotr Michałowski, mgr inż. Leszek Piwarski  
Samodzielny Publiczny Szpital Wojewódzki w Gorzowie Wlkp.

Prezentowana technologia przeznaczona jest do termicznego unieszkodliwiania odpadów medycznych i innych odpadów przemysłowych. Dobór wielkości urządzenia wynika ze średniej wartości opałowej odpadów przeznaczonych do spalania. Instalacja umożliwia bezpieczne unieszkodliwianie odpadów w miejscu ich powstania, bez potrzeby korzystania z usług wyspecjalizowanych służb, co zmniejsza jego koszty. Odzysk znacznej ilości energii cieplnej z procesu spalania przynosi dodatkowe korzyści dla inwestora.

Charakterystyka obiektu [6]:

Ilość odpadów :           pełny cykl 3000 kg / d  
                                  950 t / rok ( z odpadami poprocesowymi )

Każdy cykl spalania kończy się dopalaniem, wychładzaniem instalacji przez wentylator pracujący z odpowiednią wydajnością ściśle powiązany z warunkami technologicznymi panującymi w danym momencie, a następnie przy określonej tempera-turze następuje odpowienie szlaku - odpadu poprocesowego.

Rodzaj procesu :

dwustopniowe pirolityczne spalanie metodą Hoval Multizon automatycznie sterowane i regulowane z odzyskiem ciepła trójstopniowym oczyszczaniem gazów spalinowych (suchy filtr oraz płuczka przeciwprądowa - z dwoma wykraplaczami).

Pierwszy stopień spalania stanowi komora pirolityczna z urządzeniem załadowniczym i palnikiem inicjującym ( startowym ) o następujących parametrach :

- a) objętość komory 9,7 m<sup>3</sup>,
- b) objętość urządzenia załadowniczego 1,1 m<sup>3</sup>,
- c) temperatura w komorze 650°C, - 700°C,
- d) wtrysk wody do komory przy temperaturze 690°C - 695°C,
- e) palnik inicjujący proces ( tzw. startowy ) typu Weishaupt G1/1E o mocy 60 - 335 kW i zapotrzebowaniu gazu 8 - 45 Nm<sup>3</sup>/h.

Drugi stopień spalania to termoreaktor typu TR 14 o następujących parametrach :

- a) parametry pracy od 2 do 4 sekund przy temperaturze 1200°C - 1400°C,
- b) objętość termoreaktora 7,5 m<sup>3</sup>,
- c) pierwszy palnik (zapalający gazy ze spalin) typu Weishaupt G3/1E o mocy 90 - 630 kW i zapotrzebowaniu gazu 10 - 80 Nm<sup>3</sup>/h,
- d) drugi palnik (utrzymujący zadaną temperaturę 1200 - 1225°C typu Weishaupt G5/1D o mocy 175-940 kW i zapotrzebowaniu gazu 15-115 Nm<sup>3</sup>/h,

- e) trzeci palni używany na potrzeby wyłącznie szybszego rozruchu instalacji czyli osiągnięcia wymaganych parametrów, aby rozpocząć proces spalania typu Weishaupt G1/1E o mocy 60-335 kW i zapotrzebowaniu gazu 8-45 Nm<sup>3</sup>/h (zastosowany tylko w tym obiekcie - instalacja prototypowa).

Wymiennik ciepła typu WTD 14, parowy o następujących parametrach :

- wydajność - 840 k W, to jest około 1000 - 1300 kg pary / h,
- powierzchnia grzejna 45,1 m<sup>2</sup>,
- pojemność wodna 4700 l,
- ciśnienie robocze do max 1,3 MPa,
- temperatura gazów spalinowych na wylocie z wymiennika - normalnie 210<sup>0</sup>C - 250<sup>0</sup>C, max 350<sup>0</sup>C,
- temperatura technologiczna 230<sup>0</sup>C.

Oczyszczanie spalin :

suchy filtr i dwustopniowa płuczka przeciwprądowa z automatycznym utrzymaniem poziomu neutralizacji (technologia bezściekowa). Ilość oczyszczonych gazów to ok. 3000 Nm<sup>3</sup>/h. Instalacja obejmuje trzy stopnie oczyszczania gazów spalinowych.

Pierwszy stopień :

suchy filtr tkaninowy, dwukomorowy z aparaturą kontrolno - regulującą.

Drugi stopień :

strefa chłodzenia z przewężeniem Venturi'ego (tzw.Quench)

Trzeci stopień :

wieżowa płuczka przeciwprądowa z zasobnikiem cieczy, częścią absorpcyjną, systemem recyrkulacji roztworu reagenta, wentylatorem odciągowym i dwustopniowym odkraplaczem.

Urządzenia towarzyszące płuczce :

- instalacja dawkująca roztwór NaOH ze zbiornikiem
- zbiornik reagentu o pojemności 2,5 m<sup>3</sup>, co daje około 5 cykli palen
- instalacja i urządzenia do automatycznej regulacji procesu ze wskazaniem wyprowadzonymi do szafy sterowniczej.

Parametry :

- temperatura spalin na wylocie z płuczki - 63<sup>0</sup>C,
- punkt rosy - 40<sup>0</sup>C,
- całkowite zapotrzebowanie wody dla instalacji płuczki - 600 - 1000 l/h,
- wymagane ciśnienie wody - 0,4 - 0,5 MPa,
- reagent używany w instalacji roztwór ługu sodowego o stężeniu 25%, zużycie 20% roztworu NaOH - 20 - 30 l/h.

## Własności fizyko chemiczne odpadów.

Problem szczegółowego oszacowania własności fizyko chemicznych odpadów medycznych, z uwagi na brak jednoznacznych warunków prowadzenia badań, nie jest zagadnieniem prostym i może powodować uzyskiwanie wartości zależnych od badającego i sposobu przeprowadzania samej analizy. Dla podstawowych składników morfologicznych odpadów medycznych ich skład elementarny (analiza chemiczna) może być oszacowany na podstawie danych literaturowych. Przyjmowane do projektowania instalacji, w różnych krajach europejskich, średnie wartości składów elementarnych każdego ze składników morfologicznych jak i próbki uśrednionej pokazano przykładowo w poniższej tabeli [9].

Lp.	Nazwa	Udział masowy odpadów kg "i" / kg	Skład					W <sub>a</sub> MJ / kg
			Wzór chemiczny	C	H	O	H <sub>2</sub> O	
1.	Tworzywa sztuczne	0,2234	C <sub>2</sub> H <sub>3</sub>	0,1986	0,0248	-	-	41,87
2.	Papier	0,2930	C <sub>8</sub> H <sub>10</sub> O <sub>5</sub>	0,1302	0,0181	0,1447	-	12,56
3.	Odpady organiczne substancje stałe wilgoć	0,0170	0,2 C <sub>5</sub> H <sub>5</sub> O <sub>3</sub>	0,0041	0,0007	0,0072	0,041	2,93
		0,0410	0,79 H <sub>2</sub> O					
4.	Gazy, lekarstwa substancje stałe wilgoć	0,0140	0,58 C <sub>6</sub> H <sub>10</sub> O <sub>5</sub>	0,0062	0,0086	0,0692	0,100	8,33
		0,1000	0,42 H <sub>2</sub> O					
5.	ciecze	0,0200	H <sub>2</sub> O	-	-	-	0,020	-2,5
6.	Materiały inertne	0,1656	-	-	-	-	-	-0,67
7.	Razem	1,000	-	0,4001	0,0522	0,2211	0,161	14,55

Podane wyżej własności dotyczą odpadów medycznych palnych podczas gdy w składzie odpadów występują odpady komunalne i komunalne podobne o właściwościach zbliżonych lub całkowicie odpowiadającym odpadom komunalnym miejskim. W przypadku niezbędnych danych o składzie elementarnym tej grupy odpadów można na podstawie tabeli oraz znanego składu morfologicznego ustalić poszukiwane wielkości.

Z przeprowadzonych przez nas badań wynika, iż skład odpadów pochodzących z placówek medycznych wykazuje znaczący wzrost zawartości tworzyw sztucznych. Wynika to z faktu zwiększającego się zastosowania sprzętu jednorazowego użytku. Wartość kaloryczną dostarczanych do spalania odpadów medycznych określiliśmy na poziomie **20,0 MJ/kg** odpadu.

Odzysk energii.

Opierając się na przeprowadzonych pomiarach przepływu pary produkowanej przez wymiennik ciepła zamontowany w głównym ciągu technologicznym spalarni odpadów medycznych, wyznaczyliśmy okres czasowy cyklu dobowego pracy urządzeń podczas którego parametry czynnika produkowanego wykazują stabilność wystarczającą do jego wykorzystania. Okres ten wynosi 18 godzin na pełny cykl pracy obiektu wynoszący

przeciętnie 24 godziny. Pomierzona wielkość przepływu uśrednionego kształtuje się na poziomie 1200 kg/h przy utrzymaniu założonych parametrów ciśnienie robocze 1,2 MPa. Należy w tym miejscu podkreślić, iż jest to tylko energia cieplna stanowiąca znaczący procent energii zawartej w spalonym materiale oraz zużywanym gazie ziemnym - odzysk z zastosowanej technologii procesu spalania.

W przypadku obiektu usytuowanego przy znacznej bliskości aglomeracji przemysłowych wykorzystanie ciepła odpadowego ( para - woda gorąca ) nie jest dużym problemem tak jak jest to w przypadku obiektu w Gorzowie Wlkp.

Doposażenie wymiennika parowego w turbozespół pozwala na uniezależnienie lokalizacji miejsca powstania obiektu, jakim jest spalarnia, od ewentualnego odbioru energii i zwiększa uniwersalność rozwiązania wykorzystania energii odpadowej z procesu spalania odpadów.

Biorąc pod uwagę uzyskiwane wielkości energii z omawianej technologii proponujemy zastosowanie turbiny przeciwprężnej przekładniowej z generatorem o mocy znamionowej rzędu - moc pozorna 0,18 - 0,2MVA,

Dane wyjściowe technologiczne:

- a) produkcja bezpośrednia z wymiennika - 2850MJ / h ( 0,80MJ / s),
- b) moc cieplna obliczeniowa turbiny - 0,26 MJ / s,
- c) uzyskana spodziewana moc elektryczna czynna 0,13-0,15 MW.

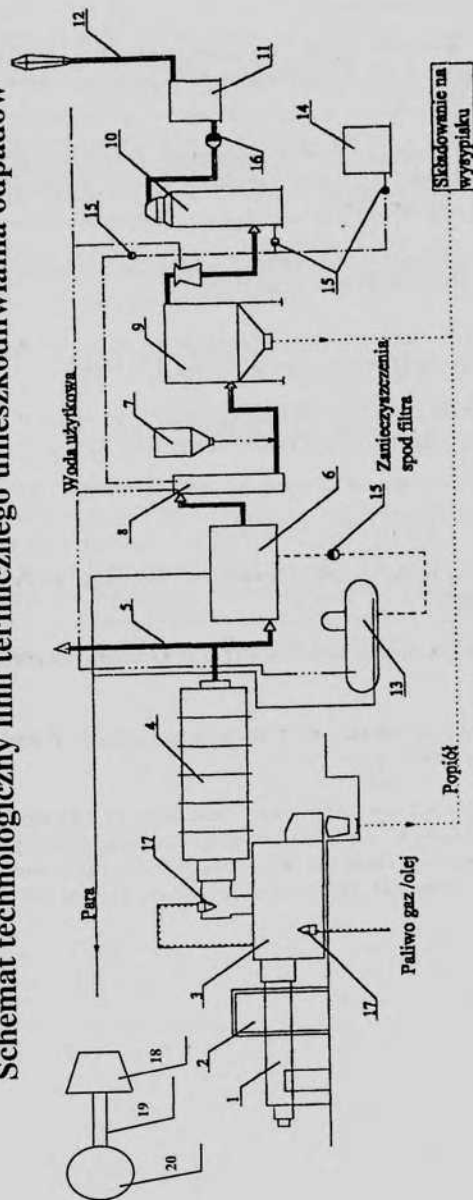
Pozyskana energia elektryczna pokrywa potrzeby własne obiektu, które wynoszą około 30% odzysku. Pozostałą część zgodnie z obowiązującymi przepisami przekazać można do głównej sieci energetycznej. Zaznaczyć należy, iż uzyskiwana energia z procesu niekonwencjonalnego jest ekologicznie czysta i jej produkcja nie niesie za sobą dodatkowego zanieczyszczenia środowiska naturalnego. Biorąc pod uwagę wzrastającą ilość nowych spalarni w Polsce zaproponowane rozwiązanie pozwala na bardziej uniwersalne wykorzystanie zalet omawianej technologii, spełniając panujące obecnie trendy pełnego zagospodarowania energii.

## Bibliografia.

- [1]. Gaska K., Wandrasz J.W. - *Spoleczne koszty realizacji gospodarki odpadami medycznymi*. Mat. V Ogólnopolskiej Konf. *Unieszkodliwianie i utylizacja odpadów medycznych*. Poznań 1998, Wyd. ABRYS
- [2]. Grabowski Z. - *Metody termicznej utylizacji odpadów medycznych. Teoria, a praktyka*. Mat. V Jubileuszowej Konf. Naukowo-Technicznej *Termiczna utylizacja odpadów - wymiana doświadczeń i poglądów*. Poznań 1997.
- [3]. Grochowalski A. - *Zanieczyszczenia chemiczne w procesie spalania odpadów szpitalnych*. Mat. Konf. *Utylizacja odpadów szpitalnych*. cz. II. Poznań 1995r.
- [4]. Grochowalski A. - *Polskie instalacje do spalania odpadów medycznych w aspekcie badań analitycznych*. Mat. Konf. *Utylizacja odpadów szpitalnych*. Poznań, 17-18 kwietnia 1997
- [5]. Grochowalski A. - *Analiza uciążliwości obiektu technologicznego w Gorzowie Wlkp.* Opracowanie Zakład Chemii Analitycznej Instytutu Chemii i Technologii Nieorganicznej Politechniki Krakowskiej, 1994
- [6]. Materiały źródłowe firmy Schliestl – Hoval - *Opis technologii*.
- [7]. Miluniec R., Łuczyc D. - *Rola edukacji ekologicznej w gospodarce odpadami. VI Polski Kongres Oczyszczania Miast*. Szczecin 6-8. X. 1999
- [8]. Nowak E. - *Termiczne metody unieszkodliwiania odpadów cz.I cz.II. Ochrona powietrza i problem odpadów*. 1994r.
- [9]. Wandrasz J.W. Gaska K. - *Usuwanie i unieszkodliwienie odpadów medycznych*. *Przegląd Komunalny* – Dodatek 1998 nr 3(5) s 3-31
- [10]. Wyderko Wojciech, Klat Mariusz - *Ocena eksploatacji instalacji do termicznego unieszkodliwiania odpadów medycznych na przykładzie urzędu pracującego przy Wojewódzkim Szpitalu Zespolonym w Gorzowie Wlkp.* Materiały V Ogólnopolska Konferencja Unieszkodliwiania i Utylizacji Odpadów Medycznych. Poznań 27 - 28 kwiecień 1998r. s (111-118).



## Schemat technologiczny linii termicznego unieszkodliwiania odpadów



### Urządzenia:

1. Popychacz.
2. Urządzenie rozładujące pojemniki
3. Komora pirolizacji
4. Termoreaktor
5. Komin awaryjny
6. Wymiennik ciepła
7. Zbiornik sorbalitu
8. Chłodniczka
9. Suchy filtr tkaninowy
10. Płuczka dwustopniowa

### 11. Odkraplacz spalin

12. Komin
13. Stacja uzdatniania wody dla wymiennika ciepła
14. Zbiornik NaOH
15. Pompy
16. Wentylator wyciągowy
17. Palnik
18. Turbina
19. Wał
20. Generator

## ODDZIAŁYWANIE PRZEKSZTAŁNIKÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH NA SIĘĆ ZASILAJĄCĄ - PROBLEMY KOMPATYBILNOŚCI.

Jan Mućko,  
ATR Bydgoszcz, Instytut Elektrotechniki

### 1. Wstęp

Duża ilość instalowanych przekształtników energoelektronicznych powoduje pogorszenie jakości energii elektrycznej, a tym samym może negatywnie oddziaływać na pracę innych odbiorników. Dotyczy to zarówno przekształtników w instalacjach przemysłowych jak i pracujących w gospodarstwie domowym. Konieczna stała się więc standaryzacja w zakresie jakości energii elektrycznej oraz kompatybilności. Polskie Normy w wyżej wymienionej dziedzinie są często przekładami norm IEC. Poniżej przedstawiono wykaz polskich norm z ostatnich lat dotyczących jakości energii i kompatybilności. Normy te można podzielić ze względu na obszary ich zastosowań (tab.1).

- PE-EN 50081-1 (1996) Kompatybilność elektromagnetyczna - wymagania ogólne dotyczące emisyjności - środowisko mieszkalne, handlowe, i lekko uprzemysłowione.
- PE-EN 50081-2 (1996) Kompatybilność elektromagnetyczna - wymagania ogólne dotyczące emisyjności - środowisko przemysłowe.
- PE-EN 50082-1 (1996) Kompatybilność elektromagnetyczna - wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia - środowisko mieszkalne, handlowe, i lekko uprzemysłowione.
- PE-EN 50082-2 (1996) Kompatybilność elektromagnetyczna - wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia - środowisko przemysłowe.
- PN-T 01030 (1996) Kompatybilność elektromagnetyczna - terminologia.
- PN-EN 61000-3-2 (1997) Kompatybilność elektromagnetyczna - dopuszczalne poziomy emisji harmonicznych prądu (prąd fazowy < 16A).
- N-EN 61000-2-4 (1997) Kompatybilność elektromagnetyczna - środowisko - poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodowych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych.
- PN-EN 61000-3-3 (1997) Kompatybilność elektromagnetyczna - dopuszczalne poziomy ograniczenie wahań napięcia i migotania światła powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym < 16A w sieciach zasilających niskiego napięcia.
- PN-EN 61000-4-11 (1997) Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) - metody badań i pomiarów. Badanie odporności na zapady napięcia, krótkie przerwy i zmiany napięcia.
- PN-EN 61000-4-7 (1998) Kompatybilność elektromagnetyczna - metody badań i pomiarów. Ogólne wytyczne dla przyrządów i metod pomiaru harmonicznych i interharmonicznych dla systemów zasilania i urządzeń przyłączonych do sieci.
- PN-T 03501 (1998) Kompatybilność elektromagnetyczna - ograniczenie wahań napięcia i migotania światła powodowanych przez odbiorniki o prądzie znamionowym < 16A w sieciach zasilających niskiego napięcia.
- PN-EN 50160 (1998) Charakterystyki napięcia w publicznych sieciach zasilających.

- PN-EN 61000-4-15 (1999) Kompatybilność elektromagnetyczna - metody badań i pomiarów.
- PN-EN 61800-3 (2001) Elektryczne układy napędowe mocy o regulowanej prędkości. Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC) z uwzględnieniem specjalnych metod badań.

## 2. Jakość energii elektrycznej

Podstawowymi wielkościami, które mają wpływ na jakość energii elektrycznej są przebiegi wartości chwilowych napięcia i prądu. Do najistotniejszych zaburzeń przebiegu napięcia należą:

- długotrwałe odchyłki napięcia od wartości znamionowej

$$\Delta U = 100\% * (U - U_N) / U_N,$$

- odchyłki częstotliwości napięcia od częstotliwości znamionowej  $\Delta f = f - f_N$ ,
- odchyłki napięcia trwające do kilku sekund - tzw. zapady (spowodowane przez rozruchy silników dużej mocy), „głębokość zapadu”:

$$\sigma_U = 100\% * (U_{\min} - U_N) / U_N,$$

- odchyłki napięcia powtarzające się okresowo, (z częstotliwością w zakresie od 0,1Hz do 30Hz), wywołujące migotanie oświetlenia,
- zaniki napięcia o czasie trwania od 0,02s do 60s, (spowodowane przełączeniami w systemach zasilających),
- odchyłki częstotliwości zmieniające się okresowo (wahania częstotliwości) wynikające z zakłóceń działania systemu energetycznego,
- asymetria napięć w sieciach trójfazowych.

Wymienione odchyłki wyrażone w jednostkach względnych są wskaźnikami, które określają jakość energii elektrycznej w linii zasilającej (PN-EN 50160, PN-EN 61000-2-4). W przypadku odkształceniu przebiegów czasowych napięcia i prądu jakość energii charakteryzowana jest następującymi współczynnikami:

- współczynnik zawartości wyższych harmonicznych (z ang. Total Harmonic Distortion - THD),
- współczynnik zniekształcenia (z ang. Total Deformation Factor - TDF),
- współczynnik udziału poszczególnych harmonicznych (z ang. Harmonic Rate - HR),

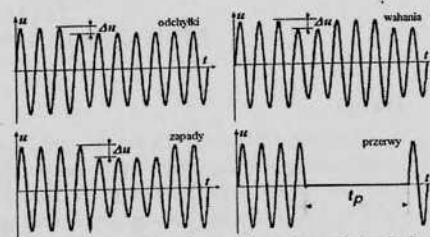
$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \left(\frac{U_h}{U_1}\right)^2}, \quad TDF = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \left(\frac{U_h}{U_N}\right)^2}, \quad HR = \frac{U_h}{U_1} \quad (1)$$

gdzie h - rząd harmonicznej,  $U_h$  ( $I_h$ ),  $U_1$  ( $I_1$ ),  $U_N$  ( $I_N$ ) - wartości skuteczne h-tej harmonicznej, 1 harmonicznej, wartość znamionowa napięcia (prądu).

## 3. Kompatybilność elektromagnetyczna

Podstawowe definicje dotyczące kompatybilności zawarte w normie PN-T 01030 przytoczono poniżej:

- środowisko elektromagnetyczne: ogół zjawisk elektromagnetycznych na danym obszarze,
- zaburzenie elektromagnetyczne: dowolne zjawisko elektromagnetyczne, które może obniżyć jakość działania urządzenia lub systemu, albo niekorzystnie wpłynąć na materię żywą lub nieżywą,



Rys. 1. Najczęstsze formy zaburzeń napięcia sieci

- zakłócenie elektromagnetyczne: obniżenie jakości działania urządzenia, kanału transmisyjnego lub systemu, spowodowane przez zaburzenie elektromagnetyczne,
- kompatybilność elektromagnetyczna (EMC): zdolność urządzenia lub systemu do zadowalającego działania w jego środowisku elektromagnetycznym bez wprowadzania do tego środowiska niedopuszczalnych zaburzeń elektromagnetycznych,
- poziom kompatybilności elektromagnetycznej: określony, przewidywany maksymalny poziom zaburzenia elektromagnetycznego, które może oddziaływać na urządzenie lub system pracujący w określonych warunkach.

Norma PN-EN 61000-2-4 definiuje klasy środowiska elektromagnetycznego w sieciach zakładów przemysłowych:

**Klasa 1.** Klasa ta dotyczy zasilanych chronionych. W środowisku klasy 1 jest zwykle sprzęt wymagający zabezpieczenia za pomocą UPS, filtrów, odgromników.

**Klasa 2.** Klasa ta dotyczy wspólnych punktów połączenia z siecią publiczną. Poziomy kompatybilności dla tej klasy są jak dla sieci publicznych.

**Klasa 3.** Klasa ta dotyczy wyłącznie wewnętrznych punktów przyłączenia w środowiskach przemysłowych. Klasa ta może wystąpić, gdy spełniony jest którykolwiek z warunków: większość odbiorników jest zasilana z przekształtników, występują urządzenia spawalnicze, często uruchamiane są silniki dużej mocy, moc odbiorników podlega szybkim zmianom. Dla pieców łukowych czy przekształtników wielkiej mocy zaburzenia mogą przekraczać poziomy klasy 3 (środowisko „nieprzyjazne”). W zależności od klasy środowiska elektromagnetycznego dopuszczalne są różne poziomy zaburzeń oraz zawartości harmonicznych w napięciu sieci (tab.2...7).

Zaburzenia mogą być propagowane poprzez: przewodzenie (zaburzenia asymetryczne, zaburzenia symetryczne) oraz promieniowanie (pole bliskie, pole dalekie). Częstotliwości zaburzeń mogą być: niskie (harmoniczne prądu i napięcia) oraz wysokie (zaburzenia radioelektryczne) [4].

Tab. 2. Dopuszczalne wartości zaburzeń w zależności od klasy środowiska elektromagnetycznego (wg PN-EN 61000-2-4)

Zaburzenie	Klasa 1	Klasa 2	Klasa 3
Zmiany napięcia w odniesieniu do napięcia znamionowego $\Delta U / U_N$	$\pm 8\%$	$\pm 10\%$	$-15\% \dots +10\%$
Zapady napięcia (uwaga 1) $\Delta U / U_N, \Delta t$ (półkres)	10 ... 100 %	10 ... 100 % od 1 do 300	10 ... 100 % od 1 do 300
Krótkie przerwy w zasilaniu (s) (uwaga 2)	żadne	—	<60
Niesymetria napięcia $U_{\max} / U_{\min}$	2%	2%	3%
Odchylenie częstotliwości $\Delta f / f_N$	$\pm 1\%$	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$

UWAGI: 1 - Wartości te nie są poziomami kompatybilności, podano je w celach informacyjnych. 2 - Nie stosowane dla klasy 2.

## 4. Zaburzenia generowane przez przekształtniki

Główną przyczyną odkształcenia przebiegów czasowych napięcia linii są odbiorniki nieliniowe. Wśród nich liczną grupę stanowią przekształtniki. Ich zadaniem jak do tej pory było zapewnienie odpowiedniej jakości energii dla samych odbiorników. W krajach wysoko rozwiniętych ilość przetwarzanej przez przekształtniki energii wynosi 60 - 70 %, natomiast w Polsce ok. 20 - 30% [1]. Wpływ tego faktu na jakość energii nie może być bagatelizowany. Na rysunku 2 przedstawiono przykładowe urządzenia energoelektroniczne i przebiegi (odkształcone) napięć i prądów na wejściu tych urządzeń.

Tab.3. Całkowity współczynnik odkształcenia harmonycznymi (THD)

Klasa 1	Klasa 2	Klasa 3
5%	8%	10%

Tab.4. Składowe harmoniczne napięcia (nieparzyste będące krotnościami 3)

Rząd h	Klasa 1 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 2 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 3 U <sub>h</sub> (%)
3	3	5	6
9	1,5	1,5	2,5
15	0,3	0,3	2
21	0,2	0,2	1,75
>21	0,2	0,2	1

Tab.5. Składowe harmoniczne napięcia (nieparzyste z wyłączeniem krotności 3)

Rząd h	Klasa 1 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 2 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 3 U <sub>h</sub> (%)
5	3	6	8
7	3	5	7
11	3	3,5	5
13	3	3	4,5
17	2	2	4
19	1,5	1,5	4
23	1,5	1,5	3,5
25	1,5	1,5	3,5
>25	0,2 + 12,5/h	0,2 + 12,5/h	5x $\sqrt{1/h}$

Tab.6. Składowe harmoniczne napięcia (rzędy parzyste)

Rząd h	Klasa 1 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 2 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 3 U <sub>h</sub> (%)
2	2	2	3
4	1	1	1,5
6	0,5	0,5	1
8	0,5	0,5	1
10	0,5	0,5	1
>10	0,2	0,2	1

Tab.7. Składowe interharmoniczne napięcia

Rząd h	Klasa 1 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 2 U <sub>h</sub> (%)	Klasa 3 U <sub>h</sub> (%)
<11	0,2	0,2	2,5
11...13	0,2	0,2	2,25
13...17	0,2	0,2	2
17...19	0,2	0,2	2
19...23	0,2	0,2	1,75
23...25	0,2	0,2	1,5
>25	0,2	0,2	1

O tym, czy spełnione są normy na zawartość wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym (PN-EN 61000-2-4) decyduje zawartość harmonicznych w prądzie oraz impedancja linii zasilającej. Natomiast dopuszczalne poziomy emisji harmonicznych prądu określa norma PN-EN 61000-3-2 dla prądu fazowego < 16A. W przygotowaniu są polskie wersje norm IEC-61800-1 oraz IEC-61800-2 dotyczące emisji harmonicznych w układach napędów przekształtnikowych.

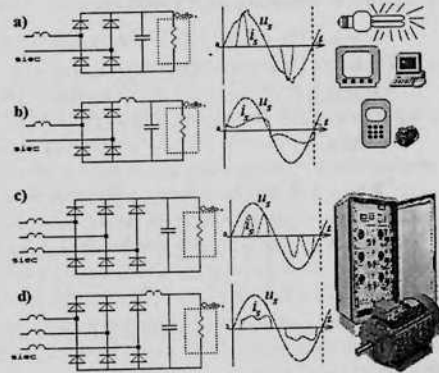
Wyższe harmoniczne napięcia są bardzo niekorzystne dla baterii kondensatorów kompensacyjnych. Reaktancja kondensatora dla danej harmonicznej jest odwrotnie proporcjonalna do rzędu harmonicznej. Wysokie harmoniczne napięcia mimo względnie małej amplitudy powodują powstanie prądów o dużej wartości i dużej częstotliwości niszczących kondensatory.

Obecnie produkowane napędy przekształtnikowe charakteryzują się w większości bardzo negatywnym oddziaływaniem na sieć zasilającą.

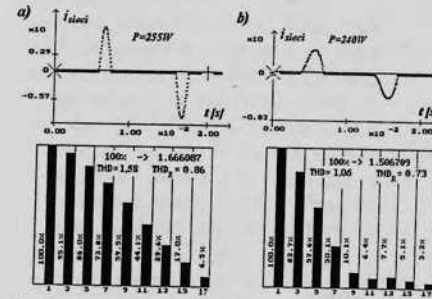
Na rys. 3 przedstawiono oscylogramy przebiegów czasowych prądów w sieci 1-fazowej oraz zawartości wyższych harmonicznych w tym prądzie przy zasilaniu typowego, dostępnego w handlu przemiennika częstotliwości małej mocy<sup>1</sup>. Rys. 3a) dotyczy przemiennika włączonego bezpośrednio do sieci. W tym przypadku współczynnik udziału wyższych harmonicznych w prądzie wynosi U<sub>h</sub>/U<sub>1</sub>=95, 86, 73, 57... % (h=3, 5, 7, 9...) a współczynnik THD=1,58. Takie przyłączenie przemiennika

(najtańsze z punktu widzenia użytkownika) jest bardzo niekorzystne ze względu na generowanie silnie odkształconego prądu. Takie przyłączenie przemiennika skraca też okres eksploatacji kondensatorów elektrolitycznych w obwodzie głównym, ze względu na silne pulsacje prądu ładującego kondensatory.

Rys. 3b) dotyczy przemiennika, na wejściu którego zastosowano tzw. dławik sieciowy. W tym przypadku współczynniki udziału wyższych harmonicznych, (3,5,7,9...) uległy zmniejszeniu do wartości 83, 57, 30, 10...% a współczynnik THD wynosił 1,06. W obu przypadkach zawartość harmonicznych jest bardzo wysoka.



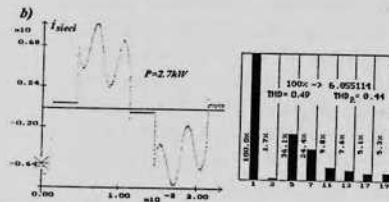
Rys.2. Przykładowe urządzenia energoelektroniczne i przebiegi (odkształcone) napięć i prądów na wejściu tych urządzeń.



Rys.3. Przebieg czasowy prądu na wejściu przemiennika częstotliwości małej mocy<sup>1</sup> zasilanego z sieci 1-fazowej oraz widmo amplitudowe prądu: a) bez dławika sieciowego i filtra EMI, b) z dodatkowym dławikiem sieciowym na wejściu L=2mH; THD = I<sub>h</sub>/I<sub>1</sub>, THD<sub>R</sub> = I<sub>h</sub>/I

Wprowadzenie dławika w obwodzie dc zmniejszyło zawartość wyższych harmonicznych w prądzie sieci. Wielu producentów nie stosuje jednak tych dławików zmniejszając koszt przemiennika. Dławik sieciowy jest natomiast wyposażeniem opcjonalnym. Przemiennik sieciowy może pracować bez tego dławika, a wówczas zawartość wyższych harmonicznych będzie wyższa niż przedstawiona na rys.4b). Przy maksymalnym wygładzeniu prądu obwodu pośredniczącego mamy około 20% 5-tej, 15% 7-mej, 11% 11-tej, 10% 13-tej harmonicznej. Jest to dolna granica zawartości harmonicznych prądu sieci przy braku dodatkowych filtrów od strony zasilania w układzie sześciopulsowym.

Szybki wzrost popularności napędów z przemiennikami częstotliwości, szczególnie tych z tanim członem wejściowym, spowodował konieczność opracowania norm w zakresie oddziaływania tych układów na sieć zasilającą. Normy IEC-61800-1 oraz IEC-61800-2 są obecnie tłumaczone na język polski i zostaną ustanowione jako PN. Progi określające dopuszczalne wartości wyższych harmonicznych będą obowiązywać również przy niepełnym wykorzystaniu mocy przekształtnika. Zatem wiele przekształtników z prostownikami

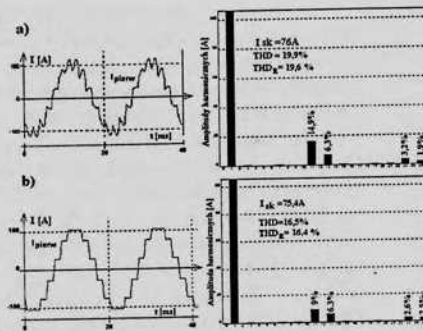


Rys. 4. Oscylogramy prądu na wejściach przemienników częstotliwości<sup>1</sup> zasilanych z sieci trójfazowej oraz ich widma amplitudowe: a) układu z dławikiem sieciowym, b) z dławikiem w obwodzie dc.

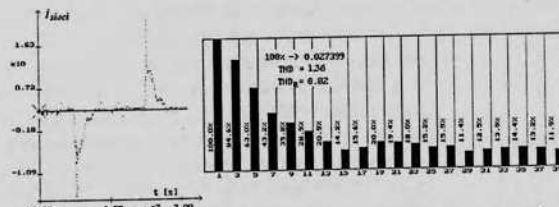
bez dodatkowych filtrów od strony zasilania będzie musiało zostać wycofane z użytku [2].

Zbadajmy teraz oddziaływanie prostownika dwunastopulsowego przyłączonego do transformatora trójzwojowego o mocy 75kV·A. Przekładnię transformatora dobrano tak, aby napięcie obwodu pośredniczącego (napięcie wyprostowane) było równe 3000V. Moc odbiornika (moc wyjściowa prostownika) wynosić będzie P = 50kW a pojemność w obwodzie napięcia stałego przyjęto na poziomie 1mF. W układzie tym indukcyjności rozprożeń transformatora trójzwojowego pełnią rolę dławików sieciowych.

Rysunek 4 przedstawia przebiegi czasowe prądu zarejestrowane na wejściach przemienników częstotliwości<sup>1</sup> (dwóch różnych, renomowanych firm) zasilanych z sieci trójfazowej. Rys. 4a) dotyczy układu z dławikiem sieciowym, bez dławika w obwodzie dc. W tym przypadku współczynnik THD = 0,69 a amplitudy harmonicznych 5, 7, 11 wynoszą odpowiednio 60, 29, 7 % harmonicznej podstawowej. Rys. 4b) dotyczy układu z dławikiem w obwodzie prądu stałego. Nie ma tu natomiast dławika sieciowego. Współczynnik THD wynosi w tym przypadku 0,49 a harmoniczne 5, 7, 11 wynoszą odpowiednio 36, 24, 10%.



Rys. 5. Przebieg czasowy prądu na wejściu prostownika 12-pulsowego z transformatorem trójfazowym oraz widmo amplitudowe tego prądu: a) układ bez dławika dc, b) układ z dławikiem dc



Rys. 7. Przebieg czasowy prądu zasilającego świetlówkę kompaktową<sup>1</sup> o mocy 4W oraz widmo amplitudowe tego prądu.

du stałego. Prąd zasilający ma wówczas kształt impulsów (jak na rys.3a), które występują w pobliżu wierzchołków sinusoidy przebiegu czasowego napięcia, znacznie je odkształcając. Odbiorniki te mają małą moc jednostkową. Jednak znaczna ich liczba powoduje, że wartości szczytowe prądu są bardzo duże (na przyłączach wieżowców biurowych osiągają ponad 1kA).

Na rys. 7 przedstawiono wyniki badań energooszczędnej świetlówki kompaktowej<sup>1</sup> o mocy 4W. Przebieg czasowy prądu zasilającego jest silnie odkształcony (czoło impulsu bardzo strome) a współczynnik THD wynosi 1,36. Zaobserwować można dużą zawartość harmonicznych zarówno niskich jak i wysokich rzędów.

### 5. Metody ograniczenia zniekształceń prądów pobieranych z linii:

Metody ograniczenia zniekształceń prądów i napięć linii zasilającej to:

- budowa urządzeń o charakterystykach liniowych - prostowniki PWM, (rys. 8) pobierające prąd o kształcie sinusoidalnym, (możemy także sterować prostownikiem tak, aby dodatkowo pełnił rolę filtra, pobierał prąd o przebiegu nie sinusoidalnym ale kompensującym ewentualne odkształcenia przebiegu czasowego napięcia w miejscu przyłączenia takiego prostownika),
- filtracja wyższych harmonicznych prądów i napięć linii (filtry pasywne i aktywne).

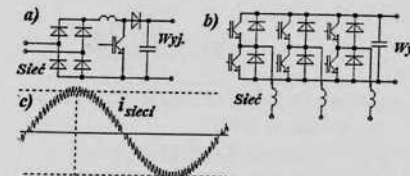
Filtry aktywne [5] można przyłączać (rys.9, 10):

- równoległe do linii zasilającej (filtracja równoległa, prądowa), filtr aktywny to sterowane źródło prądu o takiej wartości chwilowej, że suma tego prądu i odkształconego prądu odbiornika daje prąd o przebiegu sinusoidalnym, redukuje odkształcenia prądu linii oraz kompensuje składową bierną.

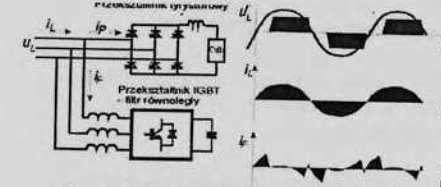
Układ ten stanowiąc będzie zasilacz stacji prób przekształtników zainstalowanych w wagonach kolejowych. Przebieg czasowy prądu sieci oraz harmoniczne tego prądu uzyskane na drodze symulacji przedstawia rys. 5a. W przypadku wyposażenia układu w dodatkowy dławik dc kształt prądu oraz widmo amplitudowe tego prądu byłoby zgodne z rysunkiem 5b. W tym przypadku współczynnik THD zmniejszyłby swoją wartość z ok. 19,9% o ok. 3,4%. Widmo harmonicznych prądu prostownika 12-pulsowego nie zawiera 5 i 7 harmonicznej. Pozostaje jednak 11-ta i 13-ta harmoniczna, która nawet przy wygładzeniu prądu dc dławikiem pośredniczącym (rys. 5b) ma nadal stosunkowo

wysoką zawartość.

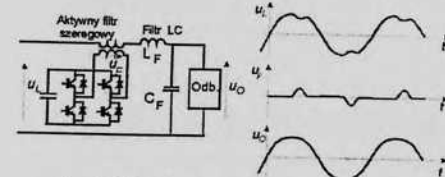
W zasilaczach komputerowych, monitorach, sprzęcie RTV i innych urządzeniach powszechnego użytku, w tym również w tzw. energooszczędnych świetlówkach kompaktowych przeważnie stosowane są układy prostowników diodowych z filtrem pojemnościowym w obwodzie prądu



Rys. 4. Przykłady realizacji prostowników PWM: a) 1-fazowy, b) 3-fazowy, c) przebieg prądu w linii zasilającej.



Rys.9 Filtr aktywny - filtracja równoległa [1]



Rys. 10 Filtr aktywny - filtracja szeregową [1]

gii eksploatujący przekształtniki żądają od dostawcy napięcia o jak najwyższej jakości. Często jest to warunek nie do spełnienia, gdyż wyższe harmoniczne prądu zasilającego przekształtniki powodują odkształcenie napięcia sieci.

- Istnieje możliwość budowy przekształtników energoelektronicznych, które pełniąc rolę zasilaczy, będą jednocześnie kompensująco oddziaływać na linię zasilającą, poprawiając jakość energii elektrycznej. Energoelektronika będąca do tej pory główną przyczyną niekorzystnego oddziaływania na sieć zasilającą ma obecnie szansę przyczynić się do poprawy jakości energii elektrycznej.

- W artykule nie dokonano oceny badanych układów pod kątem zgodności z normami. Przytoczono jednak wyniki badań oraz odpowiednie normy, pozostawiając ocenę samym zainteresowanym.

- szeregowo z odbiornikiem (filtracja szeregową, napięciową), suma napięcia linii i napięcia z filtru aktywnego jest napięciem o przebiegu sinusoidalnym

- filtry szeregowo-równoległe,
- układy hybrydowe, będące kombinacją filtrów aktywnych i tradycyjnych filtrów biernych LC.

### 6. Wnioski

- Wyższe harmoniczne prądu pobieranego z sieci są poważną wadą układów przekształtnikowych. Odkształcony prąd odkształca napięcie sieci i tą drogą negatywnie oddziałuje na wszystkie odbiorniki zasilane z tej sieci. Przed zainstalowanie przekształtników należy zapoznać się z danymi obwodu zasilającego i wykonać obliczenia sprawdzające.

- Napędowe układy przekształtnikowe z 2 i 6-pulsowymi prostownikami wejściowymi bez dodatkowych filtrów wyższych harmonicznych od strony zasilania będą musiały zostać wycofane z użytku (po wejściu w życie norm IEC-61800-1 oraz IEC-61800-2).

- Jakość energii elektrycznej dotyczy zarówno producentów energii, urządzeń jak i ich użytkowników. Odbiorcy ener-

## Literatura

- [1] R. Barlik, K. Duszczyk, M. Nowak: Jakość energii elektrycznej i energoelektroniczne metody jej poprawy. Elektrownia Kozienice S.A., 9-10 marzec 2000
- [2] W. Koczara, B. Ufnalski: Problemy z instalowaniem nowych napędów - harmoniczne prądu i napięcia. Elektrownia Kozienice S.A., 9-10 marzec 2000
- [3] Nowak M., Barlik R.: Poradnik inżyniera energoelektronika. WNT, 1998
- [4] Mućko J.: „Wybrane metody zmniejszenia poziomu zakłóceń radioelektrycznych w przekształtnikach tranzystorowych”, International Multi-Workshop „Power Electronics Devices Compatibility” PEDC’99, grudzień 1999r. Słubice,
- [5] Strzelecki R., Supronowicz H.: Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego. Wyd. A. Marszałek, Toruń, 1998
- [6] Cytowane normy PN-EN
- (1) Nazwy fabryczne urządzeń i firm je produkujących zostały celowo pominięte w treści artykułu.

## NOWOCZESNE MODUŁY NAPĘDOWE W TECHNICIE MORSKIEJ NA BAZIE SILNIKÓW DYSKOWYCH

Piotr Paplicki, Piotr Czerzniewski  
Instytut Elektrotechniki, Politechnika Szczecińska  
70-313 Szczecin, ul. Gen. Sikorskiego 37  
tel.: 091-4494659, fax.: 091-4337522, e-mail: paplik@go2.pl

### 1. Wstęp

Wymagania stawiane nowoczesnym układom napędowym przyczyniły się do opracowania nowych technologii zarówno w dziedzinie konstrukcji jak i energooszczędności urządzeń oraz pojazdów na bazie napędów elektrycznych. Założenia tych koncepcji mogą być realizowane poprzez wykorzystywanie wszelkiego rodzaju nowoczesnych silników elektrycznych z wysokoenergetycznymi magnesami trwałymi.

Rozwój technologii materiałowej doprowadził w ostatnich latach do pojawienia się na rynku magnesów trwałych o bardzo wysokich parametrach eksploatacyjnych. Magnesy typu Sm-Co i Nd-Fe-B charakteryzują się dużą wartością remanencji, dużą gęstością energii, odpornością na odmagnesowania i wpływ wysokich temperatur. Fakt ten stał się głównym motorem napędowym rozwoju nowej gamy silników dyskowych z magnesami trwałymi. Opracowane zostały różnorodne struktury omawianych silników, które znalazły szerokie zastosowanie w różnych dziedzinach techniki.

Rozwiązania konstrukcyjne nowoczesnych modułów napędowych znalazły swoje miejsce także w technice morskiej. Dążenie do doskonalenia pojazdów morskich, których parametry pozwalają na sprawniejsze ich eksploataowanie pozwoliło opracować szereg nowych koncepcji napędów.

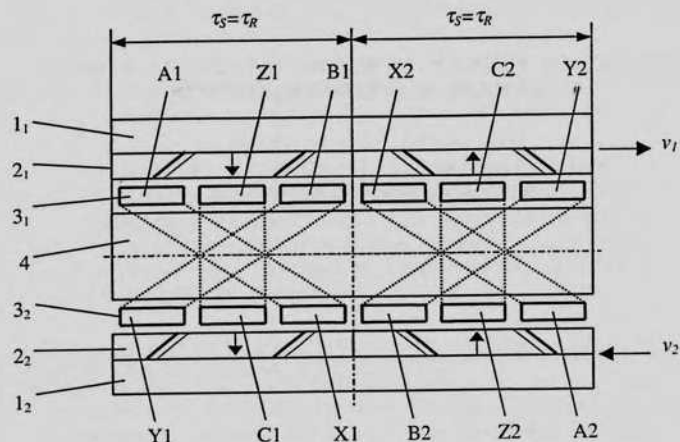
Wszystkie urządzenia znajdujące się w aparatach podwodnych bezpośrednio lub pośrednio korzystają z energii elektrycznej zmagazynowanej w akumulatorach. Jeśli decydujemy się na zastosowanie napędu elektrycznego, to główną jego cechą powinna być energooszczędność, na której skupia się całą koncepcję projektu nowoczesnych napędów morskich.

Realizacja napędu z silnikami dyskowymi o ruchu przeciwbieżnym pomaga realizować omawiane założenia.

### 2. Sposób realizacji ruchu przeciwbieżnego pola elektromagnetycznego stojana

W celu uzyskania ruchu tarcz wirnika w kierunkach przeciwnych uzwojenia stojana muszą być wykonane w taki sposób, żeby wytwarzały przeciwnie wirujące pola magnetyczne w szczelinach roboczych. Ruch przeciwbieżny osiąga się przez odpowiednie wykonanie i rozmieszczenie uzwojeń na każdej ze stron tarczy stojana rys. 1. Stojan ma kształt toroidalnego rdzenia 4, który zawiera trójfazowe uzwojenia sterowania  $3_1, 3_2$  rozmieszczone na obu jego stronach. Wirnik składa się z dwóch tarcz na których umieszczone są magnesy trwałe  $2_1, 2_2$  i jarzma ferromagnetyczne  $1_1, 1_2$ . Tarcze wirnika zajmują względem

siebie synchroniczne położenie lecz ich prędkości obrotowe  $v_1$  i  $v_2$  posiadają przeciwne zwroty. Regulacja prędkości odbywa się poprzez zmianę częstotliwości zasilania od rewersyjnego trójfazowego inwertora prądu lub napięcia rys. 2.



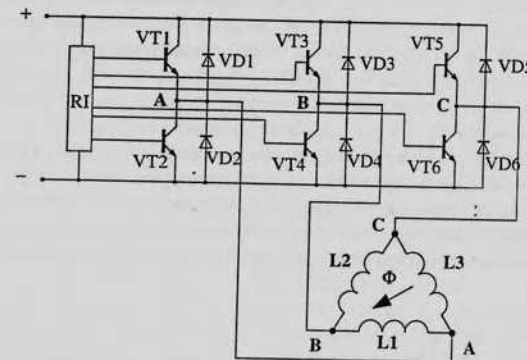
Rys. 1 Rozmieszczenie uzwojeń sterowania po obu stronach tarczy stojana

Uzwojenia sterowania stojana mogą być jednowarstwowe lub wielowarstwowe. Ogólnie liczba uzwojeń równa się  $2 \cdot p \cdot m$  ( $p$  – liczba par biegunów,  $m$  – liczba faz silnika). Przekrój poprzeczny uzwojeń zależy od przekroju poprzecznego toroidalnego rdzenia stojana. Każde z uzwojeń posiada dwie aktywne powierzchnie z układem prądowym z których każde współdziała z polami magnetycznymi, wytworzonymi przez magnesy trwałe. W trójfazowym silniku z gładkim stojanem (struktura bez zębowa) uzwojenia, dla jednej pary biegunów, mogą być wykonywane w sposób pokazany na rys.1. Warstwy prądowe  $A1, B1$  i  $C2$  są ukształtowane połączeniem zwojów, rozmieszczonych na jednej połowie stojana przesuniętych między sobą o 120 stopni elektrycznych podziałki biegunowej. Między nimi na tej stronie toroidalnego stojana rozmieszczone są warstwy prądowe  $Z1, B1$  i  $C2$  (również z przesunięciem między sobą o 120 stopni elektrycznych). Warstwy prądowe  $X1, Y1$  przesunięte są odpowiednio względem faz  $A1, B1$  o 120 stopni elektrycznych. Analogicznie warstwy prądowe  $X2, Y2$  przesunięte są odpowiednio względem faz  $A2, B2$  także o 120 stopni elektrycznych. Warstwy  $Z1, Z2$  przesunięte względem odpowiednich faz  $C1, C2$  o 180 stopni elektrycznych podziałki biegunowej.

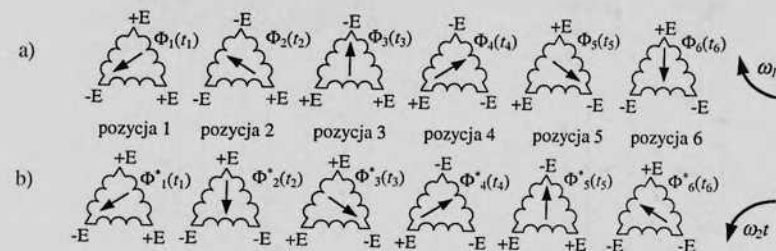
Zastosowanie przekształtnika półprzewodnikowego w procesie komutacji eliminuje części mechaniczne występujące w klasycznych silnikach prądu stałego. Układ sterowania zawiera sześć tranzystorów  $VT1-VT6$  i sześć diod zaworowych  $VD1-VD6$  rys.2. Jako czujniki położenia wirnika wykorzystać można fotodetektory których impulsy podawane na komutator elektroniczny sterują odpowiednimi tranzystorami.

Pojawienie się odpowiedniego potencjału dodatniego lub ujemnego w węzłach  $A, B$  lub  $C$  powoduje wymuszenie przepływu prądu w odpowiednich uzwojeniach  $L1, L2$  lub  $L3$ . Suma strumieni generowanych przez poszczególne cewki daje nam wypadkowe pole magnetyczne w szczelinach powietrznych. Ruch zgodny z ruchem wskazówek zegara rys. 3a, oraz

przeciwny rys.3b. Kolejność przełączania tranzystorów dla ruchu zgodnego z ruchem wskazówek zegara pokazuje tabela 1.



Rys.2 Układ zasilania trójfazowego silnika magnetoelektrycznego o komutacji elektronicznej z półprzewodnikowego falownika o regulowanej częstotliwości



Rys. 3 Wektory przemieszczenia bieżącej fali pola elektromagnetycznego: a – pierwsza fala, b – fala o przeciwnym kierunku

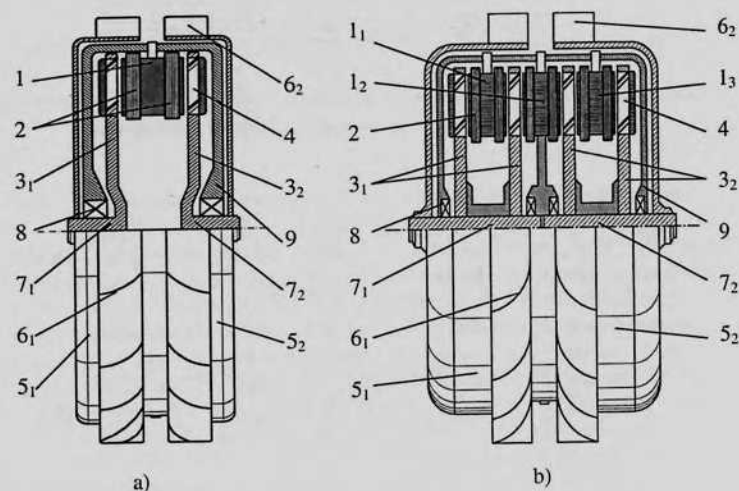
Tab. 1 Kolejność przełączania tranzystorów

Nr pozycji	Tranzystory					
	TV1	TV2	TV3	TV4	TV5	TV6
1	1	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	0	1
3	1	0	1	0	0	1
4	0	1	1	0	0	1
5	0	1	1	0	1	0
6	0	1	0	1	1	0

### 3. Konstrukcje napędu

Rozwiązania konstrukcyjne napędów na bazie silników dyskowych o ruchu przeciwbieżnym zostały przedstawione na rys. 4. Silniki dwudyskowy (rys. 4a) zbudowany jest ze stojana oraz tarczowego wirnika. W stojanie 1 w postaci tarczy toroidalnej umieszczony jest uzwojenia sterowania faz 2. Wirnik zbudowany jest z dwóch dysków 3<sub>1</sub>, 3<sub>2</sub>, na których umieszczone są magnesy trwałe 4 wraz z jarami ferromagnetycznymi. Powierzchnie stojana oddzielone są od tarcz wirnika szczelinami powietrznymi. Moment obrotowy silnika wyprowadza się na zewnątrz poprzez dwa niezależne wały 7<sub>1</sub>, 7<sub>2</sub>, umieszczone w łożyskach 8. Do wałów dołączone są tarcze 5<sub>1</sub>, 5<sub>2</sub>, do których umocowane są łopatki turbiny 6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>. Całość obwodu silnika zamyka hermetyczna obudowa.

Taka budowa silnika pozwala wykorzystać przeciwbieżny ruch strumienia magnetycznego stojana z obydwóch stron, dzięki czemu uzyskujemy możliwość zwiększenia sprawności i zmniejszenia turbulencji wody przy jednoczesnym układzie dwóch silników w jednym.



Rys. 4 Konstrukcja napędu z silnikiem o ruchu przeciwbieżnym a) dwudyskowym, b) wielodyskowym

Innym rozwiązaniem konstrukcyjnym jest napęd z silnikiem o strukturze wielodyskowej (rys 4b) który składa się z trzech toroidalnych stojanów 1<sub>1</sub>, 1<sub>2</sub>, 1<sub>3</sub>, z umieszczonymi po obu jego stronach uzwojeniami sterującymi 2. Całość mocowana jest do obudowy silnika 9. Dwie pary tarcz wirników 3<sub>1</sub>, 3<sub>2</sub> mocowane są na dwóch niezależnych wałach 7<sub>1</sub>, 7<sub>2</sub>. Dyski wirnika posiadają równomiernie rozłożone magnesy trwałe 4 o przemiennej polaryzacji, których pole magnetyczne oddziałuje na pole wytwarzane przez stojan. Moment obrotowy wyprowadzany jest na zewnątrz silnika poprzez dwa niezależne wały, wirujące w kierunkach przeciwnych, osadzone na łożyskach 8. Do wałów tych umocowane są tarcze 5<sub>1</sub>, 5<sub>2</sub>, które posiadają łopatki 6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub> będące elementami roboczymi napędu.

Silniki takie wykorzystywane w modułach napędowych charakteryzować się będą maksymalną gęstością przestrzennego rozmieszczenia współdziałających, aktywnych elementów w ich objętości. Cecha ta wynika ze skróconej długości linii pola magnetycznego i wielokrotnym przetwarzaniem energii elektromagnetycznej w mechaniczną nie tylko w jednej, lecz w kilku szczelinach powietrznych będących drogą strumienia magnetycznego pochodzących od magnesów trwałych.

### 4. Wnioski

Dzięki zastosowaniu silników dyskowych napędzane pojazdy mogą z większą sprawnością poruszać się we wszystkich kierunkach przestrzeni trójwymiarowej o polepszonych zdolnościach manewrowych. Poza tym układy takie cechować się będą polepszonymi charakterystykami wibroakustycznymi, które przyczynią się do poprawienia komfortu samej obsługi jak i w znaczny sposób ograniczą wpływ na faunę i florę.

Zastosowania takich modułów napędowych nie ograniczają się tylko do techniki morskiej, dlatego można je wykorzystać w wielu innych dziedzinach techniki. Konstrukcje nowoczesnych wentylatorów, pomp wysokowydajnych oraz szeregu innych urządzeń, na bazie silników dyskowych w znaczny sposób przyczyniają się do poprawy ich sprawności. Stają się stabilniejsze, mają wysoką niezawodność, posiadają mniejsze wymiary (objętość, masa) w porównaniu z uzyskiwaną mocą.

### 5. Literatura

1. Afonin A., Kramarz W., Cierzniewski P.: *Elektromechaniczne Przetworniki Energii z Komutacją Elektroniczną*. Szczecin TEMPUS Politechniki Szczecińskiej 2000
2. Leonowicz M.: *Nowoczesne materiały magnetycznie twarde*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1996

**BADANIA STARZENIOWE RECYKLATOWYCH NAPEŁNIANYCH MIESZANEK  
POLIMEROWYCH**Aleksandra Pietrzak, Janusz Michalski  
Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej**1. WSTĘP**

Wiek dwudziesty charakteryzuje się dynamicznym wzrostem populacji, a tym samym zwiększeniem produkcji przemysłowej. Wprost proporcjonalnie do wzrostu produkcji zwiększa się ilość odpadów na wysypiskach śmieci. Równie oczywisty jest fakt, że w związku z tym zaczyna brakować miejsca na wysypiskach. Badania prowadzone w wielu jednostkach badawczych nad nowymi recyklatowymi materiałami polimerowymi są następstwem rozwoju technicznego i przemysłowego.

Nowe materiały muszą oczywiście odpowiadać pewnym normom i wymaganiom. Najważniejszym problemem jest wytrzymałość materiałów w funkcji czasu pracy. Procesy starzenia zachodzą powoli, w długim czasie, dlatego aby przyspieszyć ocenę możliwości zastosowania jakiegokolwiek materiału, prowadzi się badania tzw. *przyspieszonego starzenia*. Metody przyspieszonego starzenia polegają na odpowiednim doborze zespołu czynników zewnętrznych (naświetlanie, nawilżanie, suszenie), w czasie działania których bada się zmiany wartości wybranych parametrów (mechanicznych, dielektrycznych) oraz dokonuje oceny wizualnej.

**2. NOWE MIESZANKI I NAPEŁNICZE RECYKLATOWE**

W trakcie wieloletnich badań mieszanek recyklatowych osiągnięto już pewną wiedzę i nowe mieszanki recyklatowe są w głównej mierze oparte na polietylenie (PE). Recyklat polietylenowy jest materiałem o bardzo dobrych parametrach dielektrycznych. Aktualnie prowadzone badania polegają na takim doborze napelnaczy, aby te parametry użytkowe utrzymać na odpowiednim poziomie, a jeśli to możliwe - polepszyć. W zależności od potrzeb i zakresu zastosowań w różnych gałęziach przemysłu, dobiera się rodzaje i ilości napelnaczy.

Na zwiększenie przewodności elektrycznej właściwej, średni wpływ mają: włókno węglowe, grafit i sadza. Podobny wpływ, ale na zwiększenie odporności elektrycznej mają wollastanit, talk, krzemionka i tlenki niektórych metali. Duża poprawa odporności elektrycznej jest widoczna po dodaniu miki i kaolinu. Obecnie prowadzi się badania wpływu na właściwości elektryczne dodatków w postaci popiołów lotnych (odpad elektrowniany), pyłów drzewnych, czy inne recyklatów jak polistyrenu (PS), poliamidów (PA), czy poprodukcyjnego odpadu przemysłowego, powstającego przy szlifowaniu uniepalnionych wyrobów poliestrowych - napelnacza (ZW).



### 3. CEL BADAŃ I MATERIAŁ BADAWCZY

Celem było zbadanie właściwości recyklatów materiałów polimerowych opartych w głównej mierze na polietylenie (PE) lub mieszance PA/PE i PS/PE, modyfikowanych popiołem lotnym (PL) lub napełniaczem (ZW) w funkcji czasu starzenia. Badania miały określić możliwości zastosowania nowych materiałów w elektrotechnice.

Granulaty podstawowego materiału do przygotowania próbek oraz napełniacze otrzymano z:

- odpadowej trójwarstwowej folii – PA/PE,
- wyeksploatowanych osłon kabli polietylenowych – PE,
- odpadowej trójwarstwowej folii polistyrenowej o układzie PE/PS/PE – PS/PE
- odpadów elektrownianych, czyli popioły lotne – PL,
- odpadów poprodukcyjnych przemysłowych, które powstały przy szlifowaniu wyrobów poliestrowych uniepalnionych, zawierający: wypełniacze, uniepalnianą żywicę poliestrową oraz niewielkie ilości styrenu – ZW.

Poniżej przedstawiono procentowy skład kompozycji:

Mieszanka 1. 25% PS/PE, 75%PE Mieszanka 3. 5PA/PE, 10%ZW

Mieszanka 2. PE, 5% ZW Mieszanka 4. 25% PA/PE<sub>3</sub>, 65%PE<sub>rec</sub>, 10% PL + barwnik

Mieszanki wykonywano na urządzeniu typu BRABENDER oraz na wylączarce jednoślakowej. Próbkę wykonano metodą wtrysku na wtryskarce typu MONOMAT 80 (temperatura wtrysku 463 – 473 K, czas wtrysku ~ 2 min, ciśnienie wtrysku ~ 0,9 MPa, temperatura formy – 373 K, chłodzona).

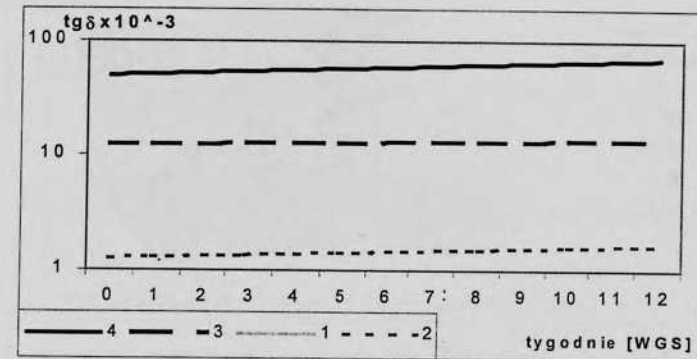
### 4. METODYKA BADAŃ I WYNIKI

Próbki zostały poddane w komorze klimatycznej typu FEUTRON długotrwałemu działaniu klimatu wilgotnego gorącego stałego – WGS. Temperatura i wilgotność były utrzymywane na stałym poziomie i wynosiły:  $40^{\circ} \pm 2^{\circ}\text{C}$  i  $96 \pm 2\%$ . Kontrolą zmian objęto następujące parametry dielektryczne:

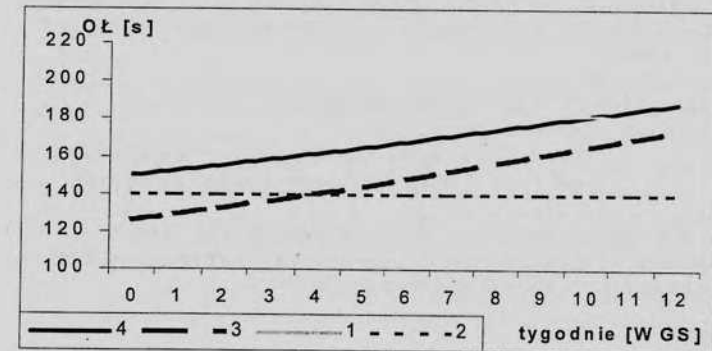
- współczynnik strat dielektrycznych ( $\text{tg}\delta$ ),
- odporność na łuk elektryczny małej mocy (12,5 kV),
- odporność na prądy pełzające (CTI),
- wytrzymałość dielektryczna.

Wszystkie badania zostały wykonane zgodnie z Polskimi Normami w 12 tygodniowym cyklu WGS.

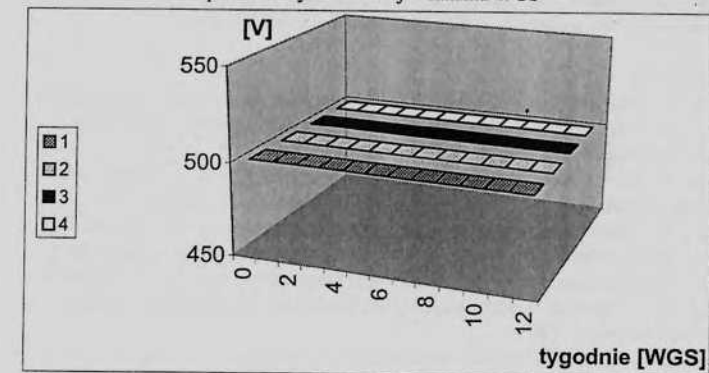
Wybrane próbki zostały też poddane działaniu promieni UV i wilgotności w urządzeniu typu Xenotest.



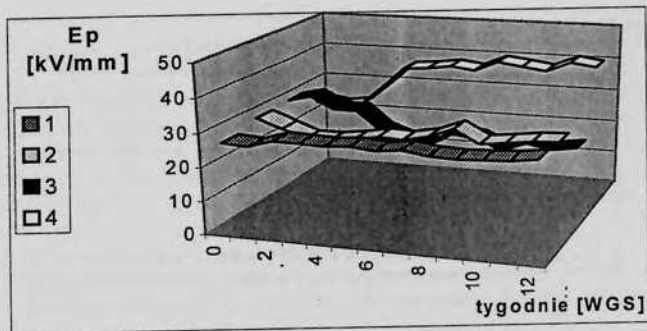
Rys. 1. Charakter zmian współczynnika strat dielektrycznych badanych mieszanek polimerowych w funkcji działania WGS



Rys.2. Charakter zmian odporności na łuk elektryczny małej mocy badanych mieszanek polimerowych w funkcji działania WGS



Rys. 4. Odporność na prądy pełzające badanych mieszanek polimerowych w funkcji działania WGS



Rys. 3. Zmiany wytrzymałości dielektrycznej badanych mieszanek polimerowych w funkcji działania WGS

Próbki mieszanki 4, czyli 25%PA/PE, 65%PE, 10%PL + barwnik umieszczono w aparacie XENOTEST System Cassella i poddano badaniom przyspieszonym odporności na nasłonecznienie, stosując stopień próby ASC (*accelerated short cycle*) a mianowicie:

- moc lampy - 1500 W,
- filtrowanie widma : bez filtrów,
- widmo : pełny zakres UV-A,B,C, łącznie z pełnym IR,
- jarmzo : obrotowe, odległość od lampy 15 cm,
- cykl testowy : nasłonecznienie ciągle, przy wilgotności 60 % i  $T=60^{\circ}\text{C}$ , co 15 minut 15 minutowe zraszanie zimną wodą.

W trakcie tych badań wykonywano pomiary parametrów elektrycznych. Dotychczasowe badania wykazują, że promieniowanie UV i deszcz nie wpływają diametralnie na spadek wartości tych parametrów. Badania starzeniowe nadal trwają.

## 5. WNIOSKI

- Starzenie nie wpłynęło w zbyt istotny sposób na parametry tych mieszanek a wręcz stabilizuje matrycę polimerową
- Materiały składające się w 90% z materiałów odpadowych mogą pracować w elektrotechnice jako materiały izolacyjne niskich i średnich napięć.

## 6. LITERATURA

- [1]. Pietrzak A., Michalski J. – *Wpływ czasu kondycjonowania mieszanek recyklatowych na zmiany ich właściwości*; Środkowoeuropejska Konferencja Recykling Materiałów Polimerowych Nauka-Przemysł, Szczecin listopad 2001
- [2]. Królikowski D – *Badania własności recyklatów typu PS/PE* – Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej, Praca dyplomowa magisterska, Szczecin 1997
- [3]. Wiliński P. – *Starzenie polimerów pod wpływem promieniowania słonecznego* - Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej, Praca dyplomowa licencjacka, Szczecin 2001
- [4]. Cibiński N. – *Badanie wybranych właściwości elektrycznych modyfikowanych kompozycji typu PA/PE* - Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej, Praca dyplomowa magisterska, Szczecin 1999
- [5]. Pietrzak A. – *Badanie wpływu napelnacza popiołowego na właściwości elektryczne materiałów polimerowych*; Instytut Elektrotechniki Politechniki Szczecińskiej – Praca dyplomowa magisterska, Szczecin 1999 r.

## WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNE POLIMERU EPOKSYDOWEGO O BUDOWIE LINIOWEJ.

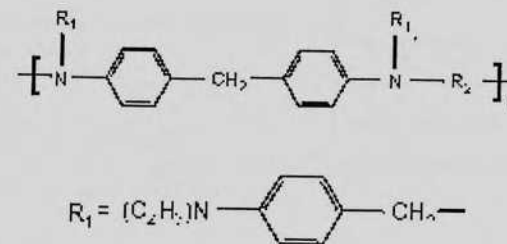
Jerzy Pomianowski, Paweł Andruszkiewicz

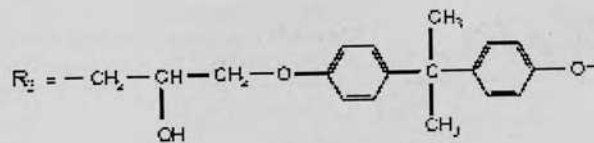
Znane od lat żywice epoksydowe są w większości produktami przestrzennego usieciowania 2,2-bis[4-(2,3-epoksypropoksy)-fenylo]-propanu (DGEBA) przy pomocy amin lub bezwodników. Mimo swych oczywistych zalet tak powstałe kompozycje mają wady duroplastów takie jak konieczność dozowania głównych składników przed użyciem, brak termoplastyczności, oraz niemożność otrzymania cienkich folii i gładkich pokryć lakierowych przez odparowanie z roztworu.

Produkt sieciowania jest nierozpuszczalny i nie nadaje się do stosowania jako termoplastywny klej. Istnieje zapotrzebowanie na środki umożliwiające np. przyklejanie elementów w procesie automatycznego montażu układów elektronicznych i wygodne w użyciu lakiery zabezpieczające obwody drukowane. Powyższe wymagania mogą spełnić żywice epoksydowe o nietypowej, liniowej strukturze, otrzymane z bis epoksydów i amin[1].

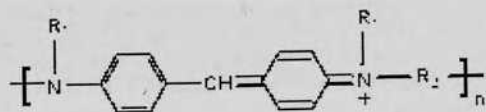
Okazało się bowiem, że można w ten sposób prowadzić reakcję z aminami aby nie powstała struktura usieciowana przestrzennie. Stosowane w tym celu metody są przedmiotem licznych patentów i badań[2]. Otrzymuje się w ten sposób polimery o masie cz. 10000-18000 i temperaturze zeszklenia ok.  $100^{\circ}\text{C}$ , zależnie od rodzaju użytej aminy. Istotne szczegóły reakcji nie są jednak ujawniane. Polimery te są rozpuszczalne np w tetrahydrofuranie i tworzą warstwy o dobrej adhezji.

W Zakładzie Wysokich Napięć i Elektrotechnologii Politechniki Szczecińskiej w toku badań zjawiska przenoszenia ładunków elektrycznych przez tworzywa sztuczne zsyntezowano nowy polimer epoksydowo addycyjny o budowie liniowej przedstawionej wzorem:





mający oprócz opisanych zalet liniowych żywic, cechę szybkiego utwardzania się w niezbyt wysokiej temperaturze. Mimo to tworzy roztwory lakiernicze i klejowe całkowicie stabilne w temperaturze pokojowej. Ponadto warstwy otrzymane z jego udziałem utwardzają się samorzutnie w 20°C, przy kontakcie z powietrzem. Prawdopodobnie zachodzi w tym wypadku wzrost masy cząsteczkowej inicjowany produktem utlenienia. Opierając się na pomiarach elektrochemicznego utleniania benzyloamin[3] można produkt utlenienia przedstawić następująco:



Utwardzanie w podwyższonej temperaturze nie wymaga obecności tlenu (zachodzi również w wysokiej próżni).

Otrzymany polimer rozpuszcza się w THF, chloroformie, mieszkach ketonów alifatycznych, cykloheksanonie. i tworzyć może bardzo cienkie warstwy o dobrych właściwościach adhezyjnych i wysokim połysku.

Tab.1 podaje przykładowe parametry utwardzania prowadzonego do czasu osiągnięcia momentu odrywającego  $M_0 = 25\text{Nm}$ .

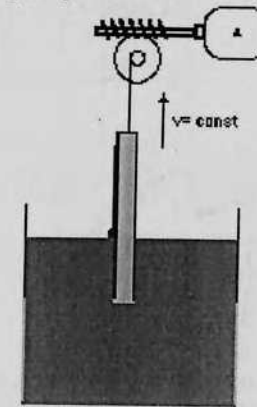
Tab.1 Parametry utwardzania polimeru.

Temp. utwardzania [°C]	Czas [min.]
100	30
110	12
115	4
120	0,5

#### Otrzymywanie cienkich warstw polimeru.

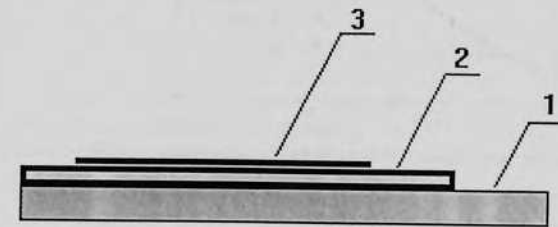
Stosowano roztwór chloroformowy zawierający 0,2 cm<sup>3</sup> polimeru w 1ml objętości. Warstwy grube nieuporządkowane (3-10µm) nakładano przez odparowanie rozpuszczalnika z podłoża nieruchomego, ustawionego poziomo. Warstwy cienkie, uporządkowane (1-5µm)

nakładano przez powolne wyciąganie podłoża z roztworu z szybkością 0.5 mm/s. (rys1.)



Rys.1. Nakładanie warstw cienkich, uporządkowanych.

Warstewki o grubości poniżej 1µm wytwarzano przez odparowanie roztworu polimeru z powierzchni wody. We wszystkich próbkach podłoża stanowiły płytki szkła optycznego, borokrzemowego o wymiarach 25x40x0,8mm jednostronnie przewodnione przez nałożenie przezroczystej warstwy SnO<sub>2</sub>/Sb.(Rys.2).



Rys.2. Budowa próbki

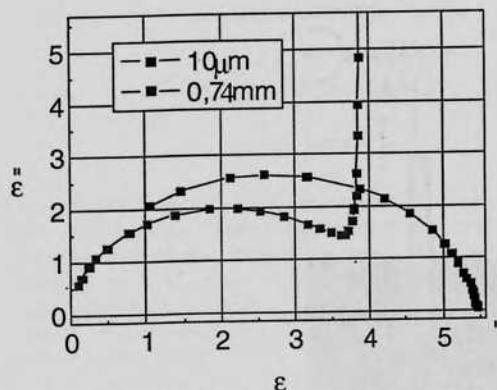
- 1- podłoża (szkło przewodzące-elektroda dolna).
- 2- warstwa polimeru badanego.
- 3- elektroda srebrna (el.górna).

#### Utwardzanie warstw na podłożach.

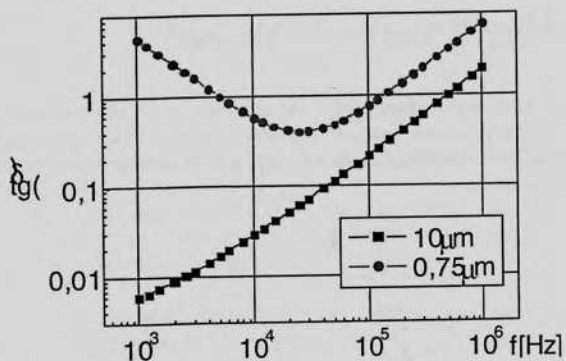
Warstwy wygrzewano przez 2 godziny w temperaturze 120°C w próżni 2\*10<sup>-4</sup>mmHg. Następnie naparowywano srebrną elektrodę.

#### Właściwości elektryczne.

Pomiary przenikalności elektrycznej i współczynnika stratności dielektrycznej wykonano mostkiem Hawlett Packard 4284A w zakresie częstotliwości od 1kHz do 1MHz. Wyniki przedstawiono na Rys. 3 i 4.



Rys.3. Wykres Cole-Cole dla próbek o grubościach 10µm i 0,74µm.



Rys.4. Zależność  $\text{tg}\delta$  od częstotliwości dla próbek o grubościach 10µm i 0,75µm.

Warstwa żywicy o mniejszej grubości 0,75µm wykazuje większą stratność, a wykres Cole-Cole wskazuje na występowanie zjawiska tunelowania elektronów.

#### Wnioski

Otrzymano polimer o strukturze liniowej umożliwiającą wytwarzanie szczelnych powłok o grubości od 0,4 do 10µm. Obecność trzeciorzędowych grup aminowych w łańcuchu głównym nadaje mu cechy półprzewodnika typu "p" o bardzo małej ruchliwości ładunków z uwagi na izolujące wiązanie poprzez atom tlenu. Polimer rozpuszczalny jest w niektórych rozpuszczalnikach organicznych i mimo braku aktywnych grup epoksydowych można go utwardzać termicznie w temp. 100-120°C.

#### Literatura

- [1] Schlack P., *Chem Abstr.* 1939.33.6619.
- [2] Hoerhold H.H., Klee J., Bellstedt K., *Z. Chem.* 1982.166.
- [3] Helbig M., Klee J., Hoerhold H.H., Gruetzner R.E., *Tagung ueber Polymere fur Elektrotechnik/Elektronik.*, 11-13 Januar 1989 Berlin.

### ROZWÓJ ISKIERNIKOWYCH NISKONAPIĘCIOWYCH OGRANICZNIKÓW PRZEPIĘĆ KLASY I CZYNNIKIEM POPRAWY JAKOŚCI PRACY INSTALACJI ELEKTRYCZNYCH

Andrzej Sowa – prof. Politechniki Białostockiej  
Krzysztof Wincencik – DEHN Polska

Szybki rozwój elektroniki spowodował konieczność zwrócenia większej uwagi na zagrożenia przepięciowe urządzeń i sposoby ich ochrony przed tego rodzaju zagrożeniami występującymi zarówno w instalacji elektrycznej jak i w systemach przesyłu sygnałów. W przypadku instalacji elektrycznej, do ochrony przed bezpośrednim działaniem prądu piorunowego oraz wszelkiego rodzaju przepięciami wykorzystywane są urządzenia ograniczające przepięcia SPD (ang. Surge Protective Devices) badane zgodnie z procedurą próby klasy I [9]. Podstawowym elementem tych urządzeń, które będą nazywane ogranicznikami przepięć klasy I, są iskierniki.

W referacie przedstawiono zmiany konstrukcyjne w iskiernikowych ogranicznikach przepięć jakie dokonały się na przestrzeni ostatnich kilku lat. Wszystkie wiodące firmy produkujące ograniczniki przepięć modyfikowały swoje urządzenia dopasowując je do zmieniających się wymagań odbiorców. Doskonalenie technologii iskierników pozwoliło na zwiększenie niezawodności ochrony urządzeń oraz polepszenie warunków pracy instalacji poprzez ograniczenie zwarciovych prądów następczych oraz zmniejszenie zakłóceń napięcia. W referacie omówiono rozwój technologii iskiernikowych ograniczników przepięć na przykładzie wyrobów firmy DEHN. Omówiono poszczególne typy ograniczników otwartych i zamkniętych. Przedstawiono też konstrukcję urządzeń oraz przebiegi prądów i napięć dla poszczególnych typów ograniczników. Całość uzupełniono zaleceniami montażowymi dla ograniczników przepięć klasy I w instalacjach elektrycznych niskiego napięcia.

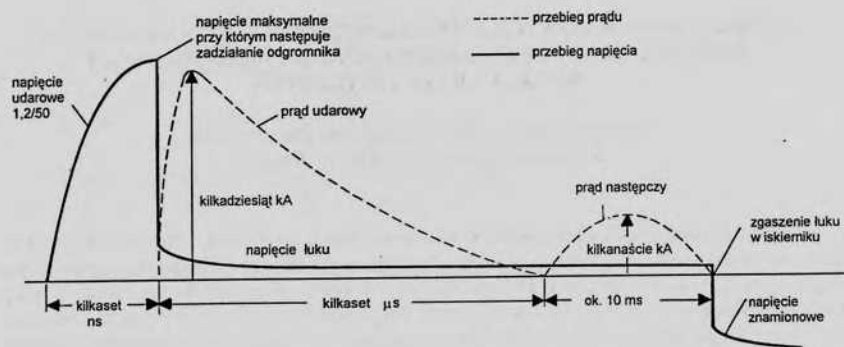
#### 1. Wstęp

Wprowadzenie w latach osiemdziesiątych norm [1] określających kształt prądu piorunowego oraz przybliżone zasady jego rozprzysy w przewodzących instalacjach trafionego obiektu budowlanego, stworzyło konieczność dostosowania środków ochrony przepięciowej do realnie występujących zagrożeń. Stosowanie koncepcji strefowej ochrony odgromowej i przepięciowej oraz konieczność wyrównywanie potencjałów na wejściu instalacji elektrycznej do obiektu spowodowało powszechne stosowanie iskiernikowych ograniczników przepięć jako pierwszego urządzenia ochronnego na drodze prądu piorunowego wnikaającego do obiektu budowlanego.

Zgodnie z przyjętymi założeniami prąd piorunowy odwzorowywany jest za pomocą udaru o kształcie 10/350 µs/µs i amplitudzie 100-200 kA.

Iskiernikowe ograniczniki przepięć pozwalają na skuteczne wyrównanie potencjałów wchodzących do obiektów instalacji nawet w przypadku bezpośrednio uderzenia piorunu w linię zasilającą w pobliżu obiektu lub w sam chroniony budynek. Zgodnie z charakterystyką prądu i napięcia ogranicznika iskiernikowego przedstawioną na rys.1. poziom ochrony uzależniony jest od wartości zębka zapłonowego – tj. maksymalnego napięcia przy którym następuje za-

działanie ogranicznika. Ogranicznik w wykonaniu iskiernikowym poprzez swoje właściwości pozwala na skuteczne ograniczenie energii i wartości szczytowej „przepuszczanego” udaru prądowego. Kolejne stopnie ochrony ( ograniczniki warystorowe ) lub urządzenia zagrożone są prądem o znacznie krótszym czasie trwania impulsu ( $8/20 \mu\text{s}/\mu\text{s}$ ).

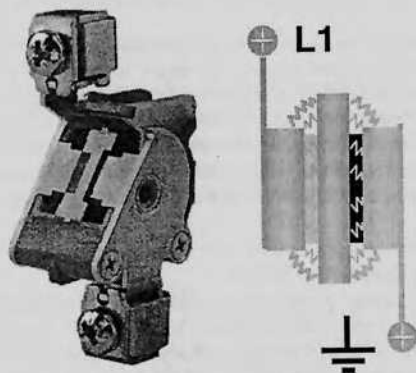


Rys.1. Przebieg prądu i napięcia na iskiernikowym ograniczniku przepięć

Konstrukcja nowoczesnych ograniczników iskiernikowych pozwala na wielokrotne działanie, a znamionowe prądy wyładowcze jakie mogą przepłynąć przez pojedynczy aparat wynoszą od kilkunastu do kilkudziesięciu kA. Poniżej zostanie przedstawiony krótki przegląd ograniczników iskiernikowych.

## 2. Ogranicznik z iskiernikiem otwartym w układzie tandem

Jednym z pierwszych rozwiązań, które zastosowano w ogranicznikach niskonapięciowych do ochrony przed działaniem prądu piorunowego był iskiernik otwarty w tzw. układzie tandem. Przykład takiego ogranicznika przepięć pokazano na rys.2.

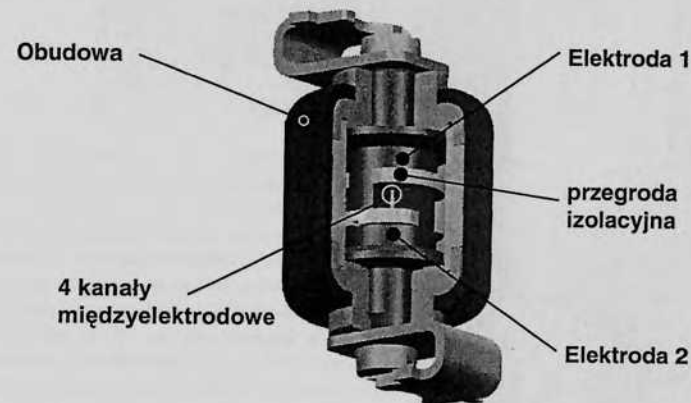


Rys.2. Przekrój i schemat działania iskiernikowego ogranicznika przepięć typu DEHNport

Przedstawiony powyżej ogranicznik był przeznaczony jest do ochrony przed bezpośrednim działaniem prądu piorunowego podczas bezpośrednich uderzeń piorunów w linie elektroenergetyczne lub obiekty budowlane oraz przed wszelkiego rodzaju przepięciami. W ograniczniku do tłumienia przepięć wykorzystano układ dwóch sprężonych iskierników, który umożliwiał ograniczenie przepięć do wartości mniejszej niż 3,5 kV nawet przy wystąpieniu piorunowych udarów prądowych o amplitudzie 75 kA i kształcie 10/350. Takie rozwiązanie stwarzało warunki do ochrony instalacji i urządzeń nawet w przypadku jednofazowej instalacji elektrycznej i wymogów zapewnienia tzw. I klasy ochrony odgromowej.

## 3. Ogranicznik z iskiernikiem obudowanym

Ze względów konstrukcyjnych (wydmuch zjonizowanych gazów) podczas montażu ograniczników iskiernikowych otwartych należy zachować odstęp od elementów przewodzących prąd oraz od innych aparatów elektrycznych. Powodowało to konieczność zwiększania gabarytów rozdzielnic w której montowane były ograniczniki. Aby uniknąć tych niedogodności powstał nowy typ ogranicznika iskiernikowego w którym zastosowano obudowany iskiernik.(rys.3).



Rys.3. Wygląd iskiernika obudowanego zastosowanego w ograniczniku DEHNbloc

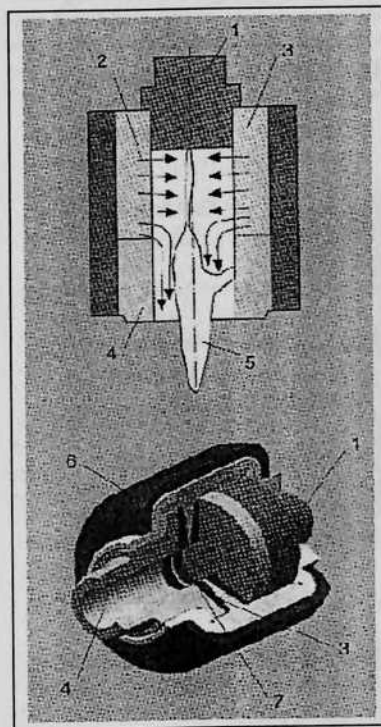
Ograniczniki przepięć typu DEHNbloc z iskiernikami obudowanymi mogą być instalowane w rozdzielnic obok innych aparatów (nie wymagają ostępów). Wykonywane są jako aparaty modułowe w wersji trzy lub jednofazowej oraz w obudowie bezpiecznikowej o wielkości 00. Pozwala to na bardziej uniwersalne zastosowanie środków ochrony w instalacjach elektrycznych.

Prezentowane powyżej iskierniki charakteryzują się wysoką rezystancją izolacji  $>10^3 \text{ M}\Omega$  oraz szybkim czasem działania wynoszącym ok. 100ns. Niestety nie są w stanie samodzielnie zgasić prądów następczych większych od kilku kA. Stąd wynika konieczność stosowania dobezpieczeń.

Aby temu zaradzić powstały ograniczniki przepięć o specjalnie pod tym kątem zaprojektowanym iskierniku, który charakteryzuje się dużą wytrzymałością udarową oraz znacznie podwyższoną zdolnością gaszenia prądów następczych.

#### 4. Ogranicznik w technologii Radax Flow

Po zapłonie tradycyjnego ogranicznika przepięć w iskierniku powstaje łuk elektryczny, na którym spadek napięcia jest niewielki. Mały spadek napięcia na ograniczniku ma zalety (chroni przed zapłonem następne ograniczniki umieszczone wzdłuż linii aż do odbiornika krańcowego), ale i wady, gdyż jest przyczyną powstawania dużych prądów zwarciovych związanych z prądem następczym. Wyłączenie prądu następczego przez ogranicznik przepięć jest istotną zaletą, gdyż eliminuje konieczność wyłączenia prądów zwarcia przez bezpieczniki topikowe lub wyłączniki. W ograniczniku przepięć typu DEHNport Maxi zastosowano udoskonaloną technikę gaszenia łuku elektrycznego. Zmniejsza się do minimum wartość prądu następczego. Napięcie na ograniczniku jest w przybliżeniu równe napięciu sieciowemu. Nową zasadę promieniowego i wzdłużnego gaszenia łuku elektrycznego opracowano na Politechnice w Ilmenau.



Rys.4. Zasada działania oraz budowa ogranicznika przepięć nowej generacji:

- 1 - elektroda I
- 2 - promieniowy i wzdłużny przepływ gazu
- 3 - gazujący materiał izolacyjny
- 4 - elektroda II (wydmuchowa)
- 5 - łuk elektryczny
- 6 - obudowa
- 7 - komora łukowa

Gaz wydzielający się z tworzywa sztucznego, którym jest wyłożona komora iskiernika, oraz wzrost ciśnienia na skutek wzrostu temperatury pod wpływem łuku elektrycznego powodują działanie promieniowe ściskające łuk ze wszystkich stron. Zmniejszony przekrój łuku powoduje wzrost jego rezystancji i tym samym zwiększenie napięcia na łuku. Jednocześnie zostaje ograniczona wartość prądu zwarcia i zapewnione gaszenie łuku. Nagrzany pod wpływem łuku elektrycznego gaz gwałtownie wypływa wzdłuż komory, powodując dodatkowo wydmuch łuku. Przewidywany prąd zwarcia o wartości szczytowej 50 kA zostaje ograniczony do 1,75 kA. Towarzysząca mu wartość całki prądu zwarcia nie powoduje zadziałania bezpieczników topikowych o prądach znamionowych 40 A i większych.

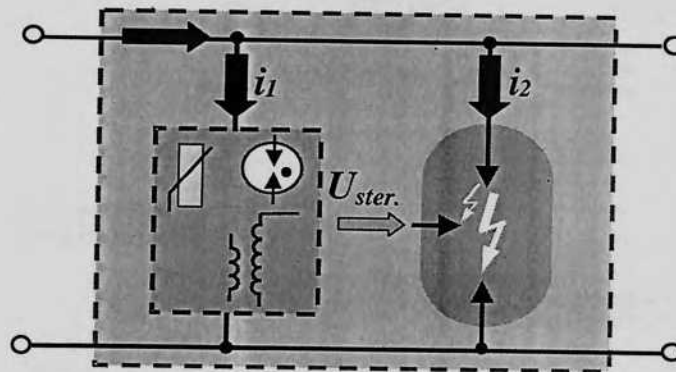
Stosując powyższy sposób gaszenia łuku uzyskano kilkukrotne zmniejszenie prądu następczego. Dzięki temu nie jest wymagane stosowanie zabezpieczeń ograniczników oraz ograniczono możliwości zadziałania zabezpieczeń nadprądowych przed ogranicznikami. Iskiernik ogranicznika DEHNport<sup>®</sup> Maxi nie jest hermetyczny i część gazów wyprowadzona jest na zewnątrz, stąd też konieczność zachowania pewnej odległości od innych aparatów. Aby pozbyć się tej niedogodności a jednocześnie zmniejszyć liczbę elementów w rozdzielni cy powstał najnowszy ogranicznik przepięć typu DEHNventil.

#### 5. Uniwersalny ogranicznik przepięć klasy I+II

Działanie nowoczesnych elementów ograniczających przepięcia powinno zapewnić:

- właściwości ochronne, analogiczne lub lepsze od dwustopniowych układów ograniczników klasy I i II z dodatkowymi indukcyjnościami sprzęgającymi,
- zwiększenie zakresu prądów roboczych w instalacji,
- zmniejszenie wymiarów układów ochronnych.

Takie cechy posiadają ograniczniki typu DEHNventil<sup>®</sup>, w których zastosowano równoległe połączenie warystora i sterowanego iskiernika trójelektrodowego.



Rys.5 Schemat ogranicznika przepięć z iskiernikiem sterowanym

Dzięki tej nowej technologii uzyskano ograniczenie przepięć do I kategorii wytrzymałości udarowej, (poniżej 1500V). Nie są też wymagane odstępy ochronne pomiędzy ogranicznikiem a sąsiednimi urządzeniami technicznymi (obudowane iskierniki, nie występuje wydmuch na zewnątrz). Zastosowana metoda gaszenia łuku, zapewnia poprawne współdziałanie ograniczników i bezpieczników (zadziałanie ogranicznika nie powoduje przepalenia wkładek bezpiecznikowych o wartościach od 35 A) i zapewniona jest ciągłość zasilania urządzeń. Ograniczniki zajmują niewielką przestrzeń (odpowiednio szerokość odpowiada 6 lub 8 modułom TE).

#### 6. Poprawa jakości pracy instalacji poprzez stosowanie nowoczesnych ograniczników przepięć.

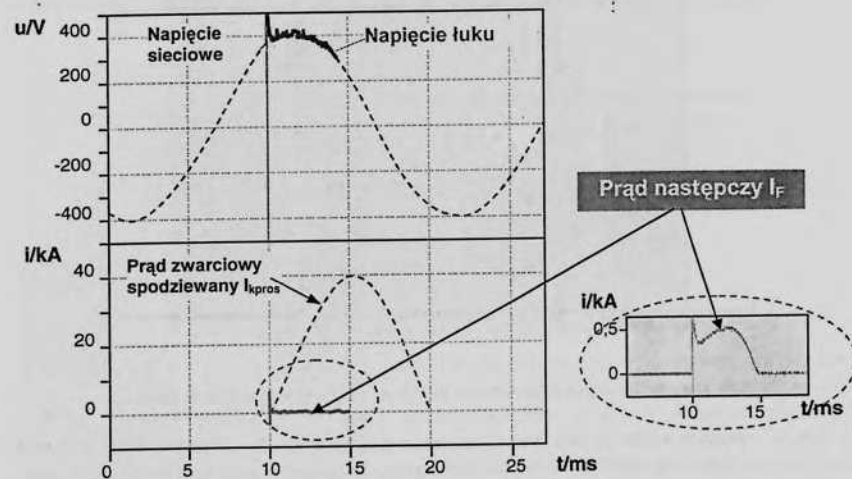
W przypadku obiektów, w których pracują urządzenia zaliczane do I lub II kategorii wytrzymałości udarowej (odpowiednio poniżej 1500V i 2500V), a instalacja elektryczna może być narażona na działanie prądów piorunowych należy stosować wielostopniowe systemy ograniczników przepięć.

Rejestracje przebiegów prądów udarowych płynących w poszczególnych ogranicznikach rozdzielonych indukcyjnościami sprzęgającymi wykazały, że w iskiernikowym ograniczniku klasy I popłynie praktycznie cały prąd udarowy. Warystorowe ograniczniki klasy II narażone są na działanie krótkotrwałych udarów prądowych o stosunkowo niewielkich wartościach szczytowych. Nowoczesny „skupiony” układ ograniczników przepięć zapewnia pewną i niezawodną ochronę przed działaniem prądów udarowych o znacznych wartościach szczytowych i kształtach odwzorowujących prądy piorunowe lub prądy powstające podczas operacji łącze-

niowych. W typowych ogranicznikach iskiernikowych klasy I po ich zadziałaniu mogą popłynąć prądy następcze o znacznych wartościach szczytowych. Przepływ tych prądów może przepalić wkładki bezpieczników, które są w instalacji przed ogranicznikami i spowodować przerwę w zasilaniu urządzeń.

W celu wyeliminowania takich zjawisk w ograniczniku DEHNventil zastosowano metodę gaszenia łuku (tzw. RADAX-flow technology), ograniczającą wartości prądów następczych do kilkuset A.

Na rys.6 porównano przebieg prądu następczego płynącego przez ogranicznik DEHNventil z tzw. prądem zwarciovym spodziewanym, jaki popłynie w obwodzie, jeśli ogranicznik zostanie zastąpiony połączeniem o pomijalnej impedancji.



Rys.6. Przebieg prądu i napięcia po zadziałaniu ogranicznika DEHNventil

Dodatkową zaletą takiego rozwiązania jest wprowadzenie nieznacznego zniekształcenia napięcia w instalacji elektrycznej jakie wystąpi po zadziałaniu ogranicznika.

Zmniejszenie wartości prądów następczych, ogranicza wartość  $I^2 \cdot t$  jaka wystąpi w instalacji po zadziałaniu ogranicznika.

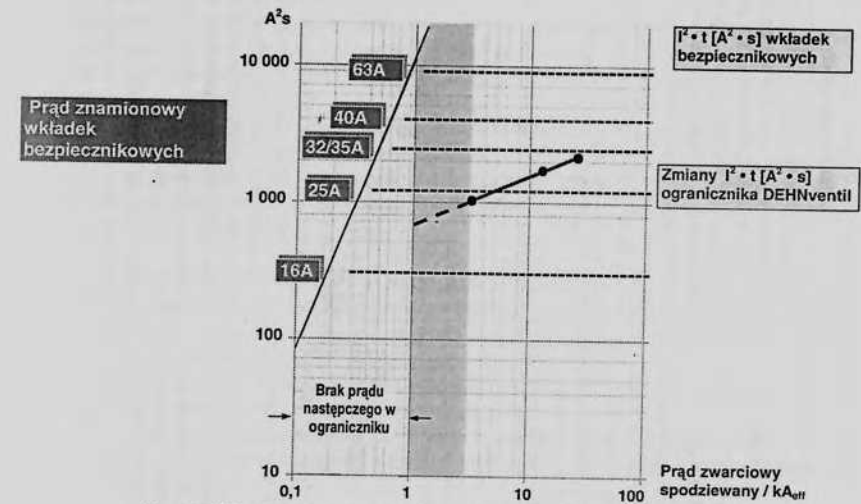
Przedstawione na rys.7. porównania wartości  $I^2 \cdot t$  wkładek bezpiecznikowych z wartościami jakie wystąpią po zadziałaniu ogranicznika DEHNventil wskazuje na dobrą jego współpracę z bezpiecznikami o wartości powyżej 35A (nie przepala wkładki bezpiecznikowych o wartościach ponad 35A).

Powyższe zalety ograniczników przepięć typu DEHNventil®, spowodowały, że znalazły one szerokie zastosowanie w instalacjach elektrycznych tych obiektów, w których dotychczas montowano rozbudowane układy ograniczników I i II stopnia rozdzielone indukcyjnościami sprzęgającymi.

Jak stwierdzono w [4] jakość energii zależy nie tylko od warunków zasilania lecz także od rodzaju stosowanego sprzętu ( jego odporności na zburzenia) oraz od praktyki instalacyjnej.

Zastosowanie najnowszych technologicznie aparatów ochrony przeciwprzepięciowej oprócz skutecznego tłumienia przepięć w instalacji elektrycznej pozwala na niezakłóconą pracę instalacji w przypadku swojego działania. Użytkownik ma więc pewność że podczas pracy (ochrona przeciwprzepięciowa) ogranicznika nie zostanie przerwane zasilanie obiektu (zbyt

duży prąd następczy). A przecież jakość energii wyraża się również stopniem zadowolenia użytkowników z warunków zasilania.



Rys.7. Współpraca ogranicznika DEHNventil z bezpiecznikami.

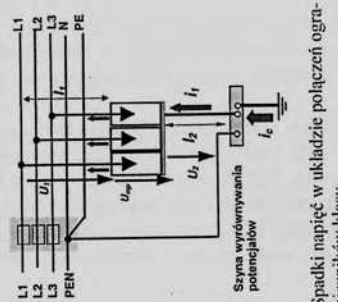
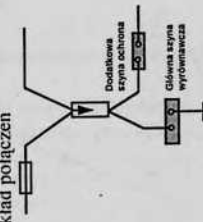
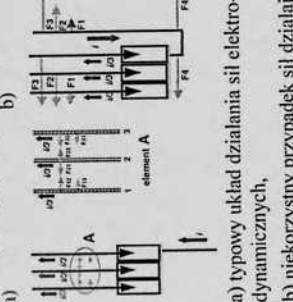
Użytkownik stosujący tego typu urządzenia do ochrony maszyn i urządzeń w sieci przemysłowej zyskuje również komfort spowodowany brakiem konieczności stosowania dobezpieczeń, oraz tym że jeden ogranicznik pozwala na uzyskanie poziomu ochrony poniżej 1,5 kV dla wielu urządzeń zabudowanych w szafie automatyki (bez konieczności dzielenia obwodów i stosowania dodatkowych indukcyjności sprzęgających).

## 7. Podstawowe zasady montażu ograniczników klasy I

Montując ograniczniki należy przestrzegać podstawowych zasad jakie wynikają z podstawowego zadania ograniczników jakim jest ochrona przed działaniem prądów piorunowych. Tworząc warunki zapewniające ochronę przed działaniem prądu piorunowego należy dobrać odpowiednio grubości i wzajemne ułożenie przewodów stosowanych do połączeń ograniczników. Przedstawienie podstawowych wymogów montażowych układów ograniczników przepięć, w zależności od występującego zagrożenia, przedstawiono w tabelicy 1.

Dodatkowo, tworząc układy z ograniczników klasy I, należy uwzględnić przedstawione poniżej wymagania.

Tablica 5. Wynogi poprawnego montażu ograniczników klasy I

Rodzaj zagrożenia	Ocena zagrożenia	Środki ochrony
<p>Spadki napięć na przewodach stosowanych do połączeń ograniczników</p>  <p>Spadki napięć w układzie połączeń ograniczników klasy</p>	<p>Napięcie <math>U_{wyp}</math> (pomiędzy L1 a PE) :</p> $U_{wyp} = U_{ogr} + L \cdot I_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + L \cdot I_2 \cdot \frac{di_2}{dt} \quad [kV]$ <p>gdzie: <math>U_{ogr}</math> - napięcie panujące na ograniczniku [kV],  <math>L</math> - indukcyjność jednostkowa przewodów [μH/m],  <math>I_1, I_2</math> - odpowiednio długości przewodów łączących ogranicznik z przewodem fazowym i szyną wyrównywania potencjałów [m],  <math>di_1/dt, di_2/dt</math> - odpowiednio stromości narastania prądów uderowych płynących w przewodach łączących ogranicznik z przewodem fazowym i szyną wyrównywania potencjałów [kA/μs].</p> <p>Zakładając równomierny podział prądu w przewodach łączących ogranicznik z przewodami fazowymi otrzymujemy:</p> $U_{wyp} = U_{ogr} + L \cdot (I_1/3 + I_2) \cdot \frac{di}{dt} \quad [kV]$ <p>Do przybliżonej oszacowania zagrożenia można przyjąć, że przepływ prądu uderowy o stromości narastania 1kA/μs wywołuje na przewodzie o długości 1m spadek napięcia o wartości ok. 1kV.</p>	<p>Ograniczać lub eliminować spadki napięć na indukcyjnościach przewodów stosowanych do podłączenia ograniczników. Ograniczniki powinny być tak rozmieszczone, aby do ich połączeń stosować najkrótsze przewody. Zalecane długości przewodów <math>l_1 \leq 0,5m</math>, <math>l_2 \leq 0,5m</math>. Do eliminacji spadku napięć na przewodach można stosować przedstawiony poniżej układ połączeń</p> 
<p>Sily elektrodynamiczne wywołane przez płynący prąd piorunowy</p>  <p>a) typowy układ działania sil elektrodynamicznych,          b) niekorzystny przypadek sil działających na przewody.</p>	<p>Do przybliżonej oceny zagrożenia można przyjąć, że wystąpią sily elektrodynamiczne opisane równaniami:</p> $F = (I_1 I_2 / 2 \pi a) \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot l = 2 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot (I/a) \cdot 10^{-7} \quad [N]$ <p>gdzie: <math>I_1, I_2</math> - chwilowe wartości prądów płynących w przewodach [A],  <math>a</math> - odstęp między przewodami,  <math>l</math> - długość przewodów ułożonych równolegle.</p> <p>Należy zaznaczyć, że działanie sil elektrodynamicznych na przewody w układach ochronnych ogranicza się tylko do krótkiej chwili czasowej, np. w przypadku prądów uderowych będą działaly na przewody tylko przez kilkadziesiąt – kilkaset μs.</p> <p>Występujące sily elektrodynamiczne dają do wyrwania przewodów z zacisków mocujących i mogą spowodować uszkodzenia przewodów oraz sąsiednich urządzeń elektrycznych.</p>	<p>Należy unikać:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>• równoległego układania przewodów stosowanych do podłączenia ograniczników,</li> <li>• zagniania przewodów pod ostrym kątem.</li> </ul> <p>Jeśli występuje równoległe ułożenie przewodów to należy zastosować dodatkowe elementy mocujące przewody, np. uchwyty kablowe co ok. 15 – 20 cm.</p> <p>Zaciski śrubowe służących do mocowania przewodów powinny być odpowiednio wyprofilowane co zapobiega wysunięciu się z nich przewodu podczas działania sil elektrodynamicznych.</p>

1. Układy ograniczników klasy I powinny być instalowane za zabezpieczeniami głównymi w pobliżu miejsca wprowadzania instalacji do obiektu budowlanego (złącze kablowe, szafka obok złącza, rozdzielnica główna).
2. Właściwości ochronne ograniczników powinny być dostosowane do wybranego poziomu ochrony odgromowej oraz wymaganej kategorii przepięciowej.
3. Liczbę ograniczników w układzie oraz sposób ich montażu należy dostosować do systemu sieci.
4. Przewody wykorzystywane do połączeń ograniczników powinny być możliwie najkrótsze.
5. Układając przewody przyłączające ograniczniki do sieci należy uwzględnić zagrożenie stwarzane przez sily dynamiczne wywołane przez prądy piorunowe płynące w układzie.
6. Określić potrzebę stosowania dodatkowych zabezpieczeń nadprądowych w szereg z ogranicznikami przepięć.

Obserwując kierunki rozwoju konstrukcji iskierników w ogranicznikach przepięć klasy I należy stwierdzić, że podstawowym zadaniem było stworzenie takiego rozwiązania, które eliminuje wpływ działającego ogranicznika klasy I na pracę innych aparatów w instalacji elektrycznej i stwarza warunki zapewniające ciągłe zasilanie urządzeń. Wprowadzania coraz nowocześniejszych rozwiązań konstrukcyjnych ograniczników powinno iść w parze z przestrzeganiem podstawowych zasad ich montażu. Tylko takie połączenie nowoczesności z sumiennością projektowania i montażu stworzy warunków do bezpiecznej i bezawaryjnej pracy instalacji elektrycznej i zasilanych z niej urządzeń elektrycznych i elektronicznych.

### Literatura

- [1] Hasse P.: Überspannungsschutz von Niederspannungsanlagen. Betrieb elektronischer Geräte auch bei direkten Blitzeinschlägen. TÜV-Verlag, 1998.
- [2] Raab V., Zahlmann P.: Kombi - Ableiter für den Blitz- und Überspannungsschutz. Elektropraktiker 55,2001, 8, s.628- 631.
- [3] Generationswechsel bei Blitzstrom - Ableitern für Niederspannungsanlagen", ETZ 7-8/1998)
- [4] Hanzelka Z. Rozważania o jakości energii elektrycznej (cz.I) Elektroinstalator 9/2001.
- [5] PN-86/E-05003/01 :Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Wymagania ogólne.
- [6] PN-IEC 61024-1:2001,: Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne
- [7] PrPN-IEC 61024-1-2, Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne. Przewodnik B – Projektowanie, montaż, konserwacja i sprawdzanie urządzeń piorunochronnych.
- [8] EC 61312-1:2001, Ochrona przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym. Zasady ogólne.
- [9] PN IEC 61643-1: Urządzenia ograniczające napięcia dołączone do sieci rozdzielczych niskiego napięcia. Wymagania techniczne i metody badań.
- [10] PN IEC 60364-4-443:1999, Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przez przepięciami. Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi.
- [11] PN-IEC 664-1. Koordynacja izolacji urządzeń elektrycznych w układach niskonapięciowych. Zasady, wymagania i badania.



WPLYW PROMIENIOWANIA ULTRAFIOLETOWEGO  
NA NIEKTÓRE MATERIAŁY IZOLACYJNELech Subocz  
Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Promieniowanie ultrafioletowe (UF), obok promieniowania alfa, promieniowania beta i promieniowania gamma, zalicza się do promieniowania wysokoenergetycznego. Narażenia tego rodzaju powodują trwałą destrukcję izolacji kompozytowej ponieważ jej energia wiązań jest zazwyczaj mniejsza od energii promieniowania. Często czynnikiem narażeniowym o charakterze promieniowania wysokoenergetycznego towarzyszą inne czynniki starzeniowe np. ozon i tlenki azotu powstające w wyniku oddziaływania promieniowania UF na powietrze. Dla kompozytowej, wysokonapięciowej izolacji napowietrznej za najbardziej istotne dla jej trwałości uważa się promieniowanie UF. Źródłem promieniowania UF jest promieniowanie słoneczne, którego łączna energia jest zależna od położenia geograficznego miejsca obserwacji oraz pory roku. Wybrane dane na ten temat podano w tabl.1..[1-8].

Tablica 1. Dawka energii promieniowania słonecznego oraz średnia temperatura miesięczna dla Środkowej Europy (Dortmund - Niemcy)

Miesiąc	Wielkość dawki [kWh/m <sup>2</sup> ]	Temperatura [°C]
styczeń	18,3	1,5
luty	34,4	-1,1
marzec	62,9	5,6
kwiecień	119,5	6,6
maj	136,9	12,4
cc czerwiec	186,8	15,4
lip lipiec	192,4	18,5
si sierpień	110,3	16,2
w wrzesień	63,4	12,6
październik	44,2	10,3
listopad	24,2	4,9
grudzień	11,5	0,1

Promieniowanie ultrafioletowe (UF) jest częścią (około 8%) promieniowania słonecznego, jednak jego energia kwantu jest dostatecznie duża dla wpływania na właściwości materiałów kompozytowych. Według danych służb meteorologicznych roczna dawka UF dla Środkowej Europy w płaszczyźnie prostopadłej do kierunku promieniowania wynosi około  $3 \cdot 10^8$  [J/m<sup>2</sup>]. Uwzględniając szerokość geograficzną, roczna dawka wynosi około  $9 \cdot 10^7$  [J/m<sup>2</sup>]. Maksymalne wartości mocy promieniowania UF występują w miesiącach letnich i wynoszą około 84 [W/m<sup>2</sup>]. W miesiącach zimowych natężenia te wynoszą około 6 [W/m<sup>2</sup>].

Najczęściej natężenie lub dawkę promieniowania określa się poprzez pomiar ilości rozłożonego kwasu szczawiowego  $(\text{COOH})_2$  w roztworze na jednostkę powierzchni. Aby odnieść masę  $(\text{COOH})_2$  do energii promieniowania UF należy energię tą ( $W$ ) obliczyć stosując prawo równoważności fotochemicznej:

$$W = \frac{M \cdot A \cdot h \cdot \phi}{\mu \cdot \lambda} \quad (1)$$

gdzie  $M$  - oznacza masę substancji  $\mu$  - masę molową,

$C$  - prędkość światła  $[3 \cdot 10^8 \text{ m/s}]$ ,

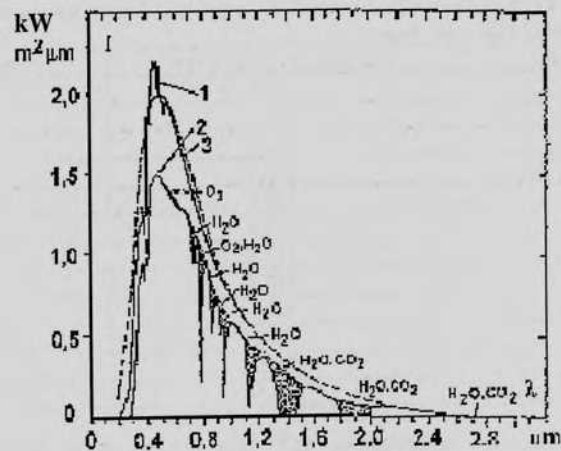
$A$  - stałą Avogadro  $[6,02 \cdot 10^{23} / \text{mol}]$ ,

$h$  - stałą Plancka  $[6,63 \cdot 10^{-34} \text{ Js}]$

$\phi$  - wydajność kwantową,

$\lambda$  - długość fali.

Dla promieniowania UF o długości fali  $\lambda = 400 \text{ [nm]}$  rozłożenie masy  $M$  równej  $1 \text{ g}$   $(\text{COOH})_2$  o liczbie molowej  $\mu = 90$  i wydajności kwantowej  $\phi = 0,57$  związane jest zgodnie z powyższą zależnością z wydatkiem energetycznym  $W_1 = 5,83 \text{ [kJ]}$ . Dawka promieniowania UF odpowiadająca rozkładowi  $D = 1 \text{ g}$   $(\text{COOH})_2 / \text{cm}^2$  odpowiada zatem energii  $W = 5,83 \text{ [kJ/cm}^2]$ , natomiast natężenie promieniowania określone w ten sposób i odpowiadające tej dawce jest równoznaczne z mocą promieniowania  $P_1 = 1,62 \text{ [W/cm}^2]$ . Przykładowy rozkład spektralny promieniowania słonecznego przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1. Intensywność promieniowania słonecznego I:

1 - na zewnątrz atmosfery,

2 - emisja ciała czarnego o temperaturze 5900 K,

3 - na wysokości pomiaru 100 m n.p.m. (środkowa Europa).

Należy dodać, że ilość UF w całym spektrum promieniowania słonecznego jest dość znaczna - tabela 2..

Tablica 2.. Energetyczny rozkład widma promieniowania słonecznego

Długość fali $\lambda$ [nm]	Udział w widmie [%]
300-400	2,5
400-700	44,4
700-1000	28,8
>1000	24,3

W warstwie przypowierzchniowej powstają wówczas grupy karbonylowe  $\text{C}=\text{O}$ . Głębokość formowania się tych grup silnie zależy od rodzaju polimeru i od dawki promieniowania UV. Proces ten ograniczany jest głównie przez możliwości dyfuzji tlenu oraz przez absorpcję UV przez polimer i różne dodatki (pigmenty, adsorbenty, napelniacze). Efektem ściśle związanym z formowaniem się grup  $\text{C}=\text{O}$  jest zwiększenie kruchości powierzchni połączone ze zjawiskiem pęknięcia i erozji. Dodatkowo, dla warstw zawierających grupy  $\text{C}=\text{O}$  powyżej pewnej krytycznej ilości następuje spontaniczne pęknięcie powierzchni związane z uwalnianiem się skumulowanych, poprodukcyjnych naprężeń mechanicznych. Zjawisko to powoduje znaczną, sięgającą nawet 50%, redukcję wytrzymałości mechanicznej całego kompozytu. Oddziaływanie UV na ugrupowania końcowe żywicy dianowych może prowadzić także do ich przekształceń w nasycone związki, zwiększające zawartość struktur amorficznych w polimerze.

Jak wynika z danych w tabelicy 1 suma ilości energii promieniowania słonecznego na szerokości geograficznej Środkowej Europy w przeliczeniu na jednostkę powierzchni jest znaczna, a jej oddziaływanie na materiały może przyczyniać się do wzmocnienia ich starzenia. Porównując podane wyżej wartości energii i mocy promieniowania UF z podanymi wcześniej wartościami dla rzeczywistych warunków środowiskowych można stwierdzić, że dawka promieniowania UF odpowiadająca energii rozłożenia masy  $m = 1 \text{ g}$  kwasu szczawiowego  $D = 1 \text{ g}$   $(\text{COOH})_2 / \text{cm}^2$  odpowiada w przybliżeniu 5 - cioletniemu okresowi pracy izolacji w naturalnych warunkach środowiskowych na obszarze Środkowej Europy. Destrukcyjne oddziaływanie promieniowania UF na materiały kompozytowe polega na jego oddziaływaniu energetycznym w postaci kwantów promieniowania UF (około  $3 \text{ [eV]}$ ) porównywalnych z energią wiązań wielu materiałów organicznych - tabl.3

Tablica 3. Energie niektórych wiązań polimerowych.

Wiązanie	Energia wiązań [ev]	Długość fali *nm
C-C	3,5	340
C=C	6,1	197
C...C aromat.	5,2	231
C-H metan	4,1	292
C-C1	3,3	366
C-F	5,0	240
C-S	3,0	397

\* - graniczna długość fali szkodliwego wnikania

Porównanie przekrojów próbek materiałowych (w tym wypadku kompozytu epoksydowego) poddanych działaniu promieniowania UF oraz próbek nie narażanych w ten sposób dowodzą, że skutki działania tego promieniowania dotyczą cienkiej warstwy powierzchniowej narażanego materiału. Mogą się wówczas odsłonić wewnętrzne jego warstwy, których

budowa może sprzyjać działaniu innych narażeń (na przykład odsłonięty napełniacz o budowie kapilarnej sprzyja wzrostowi nasiąkliwości wody).

Zbliżone wartości energii promieniowania UF oraz energii wiązań są powodem powstawania reakcji fotochemicznych w materiałach organicznych, a w dalszej konsekwencji - powodem ich starzenia. Uzyskane dotychczas wyniki badań pozwalają sądzić, że działanie promieniowania UF jest ograniczone do niewielkiej warstwy powierzchniowej, której destrukcja po pewnym czasie narażeń ustaje a własności dielektryczne stabilizują się.

W celu absorpcji promieniowania UF, często do tworzyw dodaje się specjalne dodatki ochronne (UVS - ultrafiolet screeners). W ten sposób zwiększa się zakres stosowania i długość życia wyrobów szczególnie żywicznych. W wyniku dodania UVS większość szkodliwego promieniowania zostaje zredukowana, tempo fotodegradacji maleje, Często jednak dla bardzo dużej dawki promieniowania UF, dodatek UVS nie zawsze jest skuteczny. Powody takiej nieskuteczności mogą być różne:

- dodatek nie absorbuje szkodliwej długości fali światła,
- dodatek nie działa efektywnie działać i w wyniku pochłaniania dużej ilości energii sam ulega destrukcji z żywica i migruje do powierzchni gdzie zostaje całkowicie zniszczony.

Te wszystkie problemy mogą być rozwiązane głównie przez zastosowanie odpowiednio dobranych dodatków. Jednak nie ma idealnych UVS, które mogłyby całkowicie zatrzymać fotodestrukcję. Do najbardziej znanych tego rodzajów środków należą ERGOSTAB 2H, ERGOSTAB MH, TIMURYN P, BAYER 218 i inne.

Zakres możliwości ochronnych UVS nie jest jeszcze dokładnie poznany. Mechanizm zapobiegania promieniowaniu UF przez dodatki UVS jest różny, zależny od umiejscowienia UVS, który może stanowić warstwę powierzchniową lub może być w całej objętości kompozytu. Przy użyciu UVS w postaci warstwy jego degradacja jest jednorodna na całej grubości próbki. UVS aplikowany jako warstwa na powierzchni absorbuje fale o długości 330 [nm] oraz przepuszcza do 10% energii promieniowania UF

Jeżeli postęp degradacji jest zależny liniowo od ilości energii światła, to proces degradacji może być spowolniony w tym przypadku 10-krotnie. Zupełnie różne rezultaty osiąga się przy użyciu UVS jako dodatku w postaci wypełniacza. W przedstawionym przypadku dodatek wynosi 0,6% cz.w. i powoduje podobną jak poprzednio absorpcję światła (90% w próbce 50 [µm]). Dodatek UVS użyty w postaci wypełniacza redukuje energią światła głęboko w próbce. Przy jej powierzchni redukcje energii światła są niewielkie. W celu porównania tych dwóch sposobów użycia UVS można posłużyć się obliczeniami teoretycznymi. Dla układu, w którym postęp degradacji jest liniowo zależny od natężenia światła  $I$ , postęp degradacji  $k_x$  na danej głębokości  $x$  jest proporcjonalny do natężenia światła  $x$  na danej głębokości

$$k_x = \alpha I_x \quad (.2.)$$

gdzie  $\alpha$  - współczynnik proporcjonalności

Wykorzystując prawo Beera - Lamberta określające ilość światła na danej głębokości wartość  $I_x$  wynosi:

$$I_x = I_0 \cdot \exp(-C x) \quad (.3.)$$

gdzie  $C$  - współczynnik absorpcji,  $x$  - odległość od powierzchni,  
 $I_0$  - natężenie początkowe

Ostatecznie zależność (2) uzyska następującą postać

$$k_x = \alpha I_0 \exp(-C x) \quad (.4.)$$

Postęp degradacji materiału o grubości  $d$  wynos wskutek promieniowania UF wynosi zatem:

$$k = \int_0^d k_x dx \quad (.5.)$$

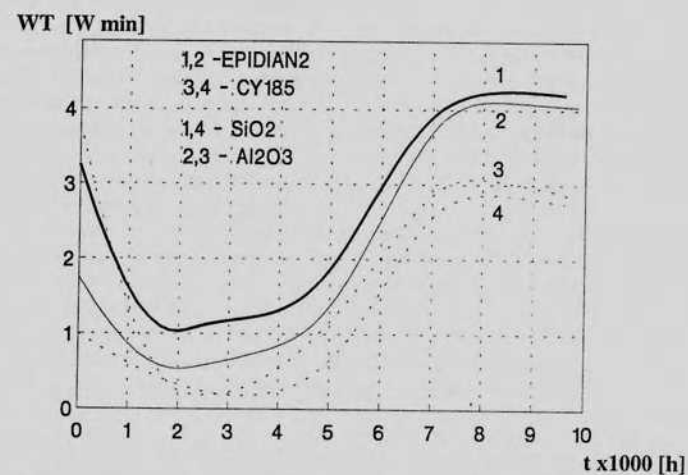
Na podstawie zależności (5) można dowiedzieć, że skuteczność warstwy ochronnej z UVS jest większa w przypadku gdy UVS jest dodany objętościowo

## LITERATURA

- [1] Mattos Mehl E.L., Tourreil C.H. - Multiple Stress Aging of HV Polymeric Insulation. IEEE Trans. on El. Insul. Vol. 25, No. 3, June 1990, pp.521-526.
- [2] Gracia - Rejon A., Manero O., Rangel- Nafaile C. - Analysis of the Flow behavior of Irradiated Polyethylene through transient Network Models. Journal of Applied Polymer science Vol. 30 1985.
- [3] Kane J.W. Sternheim M.M. - Fizyka dla przewodników. PWN W-wa 1988.
- [4] Kowalskaja A.W. - Wiljanie ultrafioletovych lucej na epoksidnoju izolaciju. Vestnik Elektropromyslennosti 1963 nr 5.
- [5] Krusi P., Schmid R. - The CSI 1000W lamp as source for solar radiation simulation. Sol Energy 1903, 30,5, s. 455.
- [6] Mayer K. - Dissertation 1986. GWK Kassel, fachbereich Maschinenbau.
- [7] Pickett J.E. - Calculation of the Efficiency of Ultraviolet Screeners in Plastics. Journal of Applied Polymer Science Vol. 33 1987.
- [8] Wetteramt Braunschweig Stundenwert der Global - und Himmelsstrahlung sowie Temperaturen fur 1978.

ZMIANY WŁAŚCIWOŚCI ELEKTRYCZNYCH EPOKSYDOWYCH  
KOMPOZYTÓW IZOLACYJNYCH POD WPŁYWEM PROMIENIOWANIA UFLech Subocz  
Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

Promieniowanie UF powoduje najczęściej degradację powierzchni izolacji wysokonapięciowej przejawiające się spadkiem rezystywności powierzchniowej  $\rho_s$  oraz utratą odporności na prądy pelzające. Utrzymanie dobrej odporności na prądy pelzające jest kluczowym problemem projektowania wysokonapięciowej izolacji kompozytowych. W początkowym okresie starzenia tej izolacji promieniowaniem UF notuje się duże obniżki zarówno  $\rho_s$  - rys.3 jak i odporności na prądy pelzające WT według ASTM D68T - rys.1 i 4.



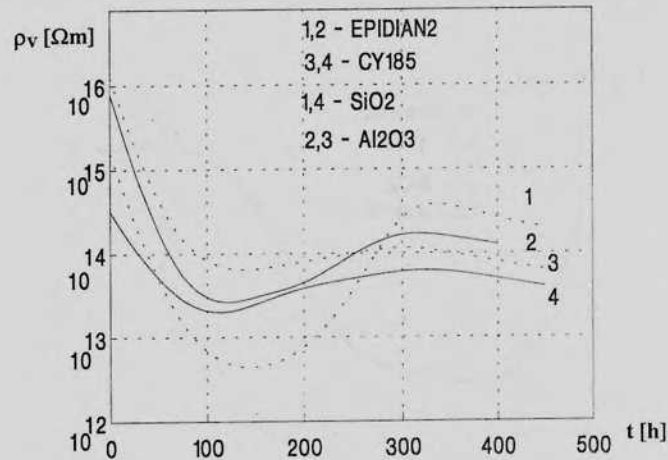
Rys 1. Wpływ starzenia promieniowaniem UF o mocy dawki 32,8 [J/cm<sup>2</sup>h] w czasie t na odporność na prądy pelzające WT różnych kompozycji epoksydowych.



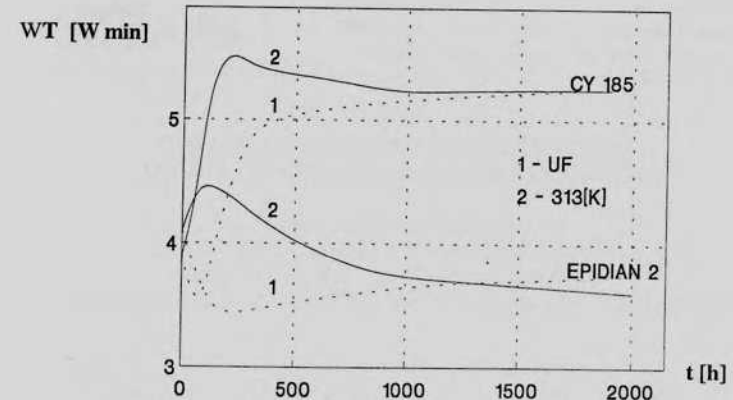
Rys.2. Widok powierzchni kompozytu epoksydowego starzonego UF:

a - powierzchnia boczna,  
b - przekrój próbki

W czasie starzenia promieniowaniem UF rezystywność powierzchniową  $\rho_s$  oraz odporność na prądy pełzające WT kompozycji epoksydowych zmieniają się w podobny sposób: po początkowych degradacyjnych zmianach tych właściwości występuje z czasem starzenia stabilizacja a następnie ich polepszenie. Początkowy etap starzenia jest związany z powstawaniem nowej warstwy powierzchniowej o właściwościach dielektrycznych znacznie gorszych od kompozytu [1, 2].



Rys.3. Wpływ starzenia promieniowaniem UF o mocy dawki  $32,8 \text{ [J/cm}^2\text{h]}$  w czasie  $t$  na rezystywność powierzchniową  $\rho_s$  różnych kompozycji epoksydowych na bazie żywicy EPIDIAN2 (1,4 -  $\text{SiO}_2$ , 2,3 -  $\text{Al}_2\text{O}_3$ ).



Rys.4. Zmiany odporności na prądy pełzające WT dla żywic CY185 oraz EPIDIAN2 napełnionych  $\text{SiO}_2$  pod wpływem UF o mocy dawki  $32,8 \text{ [J/cm}^2\text{h]}$  oraz ciepłego powietrza 313 [K] w czasie  $t$ .

Wskutek ciągłego oddziaływania UF warstwa ta ulega sieciowaniu odzyskując na zadawalającym poziomie odporność na prądy pełzające WT. W dalszym okresie starzenia zaznaczają się powolne zmiany starzeniowe. Początkowe obniżki, szczególnie odporności na prądy pełzające, oznaczają duże zagrożenie trwałości izolacji w pierwszym okresie jej eksploatacji. Przedstawione zmiany właściwości dielektrycznych kompozytów epoksydowych zachodzące pod wpływem UF są podobne do zmian pod wpływem podwyższonej temperatury - rys.3.. W obu tych przypadkach występują takie same procesy początkowego dotwardzania i degradacji kompozytu oraz stabilizacji właściwości po dłuższym czasie starzenia.

Chociaż końcowe efekty długotrwałego starzenia epoksydów promieniowaniem UF lub podwyższoną temperaturą są bardzo podobne, to jednak do stabilizacji kompozytów po ich produkcji należy stosować głównie podwyższoną temperaturę. Dla wymaganych krótkich czasów stabilizacji wywołuje ona lepsze skutki dla jakości tworzywa niż promieniowanie UF, które przyczynia się do pogorszenia niektórych właściwości kompozytu, bardzo ważnych dla izolacji wysokonapięciowej, na przykład odporności na łuk elektryczny i prądy pełzające. Ciepło dostarczone do kompozytu wywołuje w nim korzystne zjawiska sieciowania w całej objętości wyrobu, natomiast promieniowanie UF wywołuje sieciowanie tylko cienkiej warstwy zewnętrznej. Jej stabilność może być za mała w warunkach oddziaływania dużych napiężeń elektrycznych i silnych wyładowań powierzchniowych.

#### LITERATURA

- [1]. Subocz. L. Wysokonapięciowa izolacja na bazie kompozytów (ros) AN Białorusi, Homel1999
- [2] Brzozowski J., Rokicki G., Sierpiński J. - Wpływ starzenia cieplnego i nadfioletu na własności elektryczne folii polisulfanowej. Przegląd Elektrotechniczny 1977 nr 1 s. 15.

**ZASILANIE ODBIORNIKÓW RUCHOMYCH nn.  
DOBÓR I UŻYTKOWANIE OPRZEWODOWANIA.**

Dr inż. Kazimierz Szczesny  
Instytut Elektrotechniki, Politechnika Szczecińska  
70-313 Szczecin, ul. Gen. Sikorskiego 37  
tel.: 091-4494659, fax.: 091-4337522, e-mail: szczesny@we.tuniv.szczecin.pl

**Streszczenie**

Referat przedstawia aktualny stan prawny dotyczący oprzewodowania zasilającego ruchome i ręczne odbiorniki energii elektrycznej nn tak w zakresie oceny obciążalności instalacji podlegających przemieszczaniu jak i ich utrzymaniu i okresowych kontroli.

Projektowanie instalacji elektrycznych, ich wykonawstwo, odbiór a także ocena własności użytkowych w okresie wieloletniej eksploatacji podlegają obowiązującym Polskim Normom i rozporządzeniom, te zaś są wydawane w oparciu o odpowiednie ustawy. Dotyczy to tak instalacji stałych jak i przystosowanych do przemieszczenia.

Zasilanie odbiorników ruchomych i ręcznych w warunkach placu budowy, w przemyśle, w gospodarstwie rolnym i ogrodniczym itp. odbywa się zwykle przy pomocy mniej lub bardziej rozbudowanej przemieszczalnej instalacji złożonej z rozdzielnic wyposażonych w gniazda przyłączeniowe i oprzewodowania wykonanego z przewodów giętkich z przyłączonymi gniazdami wtyczkowymi i wtyczkami. Instalacje te charakteryzują się znaczną zmiennością konfiguracji - odpowiednio do potrzeb kolejne rozdzielnice zwiększają możliwości przyłączania odbiorników a przedłużacze rozszerzają zasięg instalacji.

Mimo niezdefiniowanej konfiguracji instalacji bezwzględnie konieczne jest zapewnienie ochrony przed porażeniem prądem elektrycznym oraz przed przeciążeniami mogącymi doprowadzić nawet do pożaru.

Ochronę przed przeciążeniem przewodów zapewnia dostosowanie ich obciążalności do charakterystyki urządzeń zabezpieczających odpowiednio do wymagań normy [4]. Aby jednak ocenić czy spełnione są warunki koordynacji urządzeń zabezpieczających z przewodami zawarte w p. 433 normy [4] konieczna jest znajomość obciążalności długotrwałej przewodu.

Do ustalenia obciążalności przewodów giętkich nie można korzystać z normy [5] ponieważ, zgodnie z p. 523.0 jej postanowienia dotyczą tylko przewodów przeznaczonych do układania na stałe. Nie ma też zastosowania tab. 6 określająca obciążalność długotrwałą przewodów przeznaczonych do zasilania odbiorników ruchomych zamieszczona w załączniku do nieobowiązującego już zarządzenia [7]. W sytuacji braku innych źródeł informacji nieuprawniona próba zastosowania normy [5] może być zrozumiała ale i to zawiedzie dla przewodów o przekrojach żył poniżej 1,5 mm<sup>2</sup>.

W praktyce wobec braków w normalizacji krajowej producenci przewodów i osprzętu sięgali do normalizacji europejskiej. Obecnie możliwe jest korzystanie z projektu normy PrPN-E-90 500 "Wytyczne stosowania niskonapięciowych przewodów zharmonizowanych" będącego oficjalnym tłumaczeniem Dokumentu Harmonizującego HD 516 S2:1997.

Opublikowany przez Polski Komitet Normalizacji dokument [1] ustala wytyczne dla producentów urządzeń, monterów i użytkowników w zakresie własności zharmonizowanych niskonapięciowych przewodów elektrycznych oraz ograniczeń ich stosowania w celu zapewnienia bezpieczeństwa życia ludzi oraz bezpieczeństwa budynków i urządzeń. Wytyczne te przedstawiono osobno dla przewodów do układania na stałe oraz dla przewodów giętkich i sznurów. Poza własnościami przewodów omawia obowiązujące warunki graniczne jak napięcie, obciążalność prądowa długotrwała, narażenia cieplne, narażenia mechaniczne, kompatybilność, narażenia elektromechaniczne. W osobnych załącznikach przedstawiono kategorie warunków pracy i kategorie oddziaływań zewnętrznych. Na tle norm będących tłumaczeniem raportów IEC opublikowany projekt jest wręcz przyjazny użytkownikowi, ma formę dobrze opracowanego poradnika.

Obciążalność przewodów giętkich przeznaczonych do użytkowania przedstawiono w załączniku do projektu normy [1] i z wcześniej podanych powodów warto ją tu przedstawić.

**Obciążalność prądowa sznurów izolowanych o izolacji polwinilowej (HD 21)**  
(dotyczy np. OWY, OWYp w zakresie produkowanych przekrojów)

Przekrój żyły (mm <sup>2</sup> )	Obciążalność prądowa (A)	
	Sznury o izolacji polwinilowej (PVC) (HD21)	
	Jednofazowe	Trzyfazowe
0,5	3	3
0,75	6	6
1	10	10
1,5	16	16
2,5	25	20
4	32	25

**Uwaga:** Podane wartości mają zastosowanie w większości przypadków. Inne dane powinny być rozpatrywane w przypadkach szczególnych np.:

- (i) Przy stosowaniu w podwyższonej temperaturze otoczenia tzn. powyżej 30 °C
- (ii) Przy stosowaniu odcinków sznurów o dużej długości
- (iii) W warunkach wymuszonej wentylacji
- (iv) Przy innym zastosowaniu sznurów, np. w oprzewodowaniu wewnętrznym aparatów

**Obciążalność prądowa sznurów izolowanych o izolacji gumowej (HD 22)**  
(dotyczy np. OW, OWp, OWz, H05RR-F, OnW, OnWp, H05RN-F w prod. zakr. przekrojów)

Przekrój żyły (mm <sup>2</sup> )	Obciążalność prądowa (A)	
	Sznury o izolacji polwinilowej (PVC) (HD21)	
	Jednofazowe	Trzyfazowe
0,5	3	3
0,75	6	6
1	10	10
1,5	16	16
2,5	25	20
4	32	25
6	40	-
10	63	-

**Uwagi:** Podane wartości mają zastosowanie w większości przypadków. Inne dane powinny być rozpatrywane w przypadkach szczególnych np.:

- (i) Przy stosowaniu w wysokiej temperaturze otoczenia tzn. powyżej 30 °C
- (ii) Przy stosowaniu odcinków sznurów o dużej długości
- (iii) W warunkach wymuszonej wentylacji
- (iv) Przy innym zastosowaniu sznurów, np. w oprzewodowaniu wewnętrznym aparatów

Przewody giętkie użytkowane w warunkach przemysłowych pracują w ciężkich warunkach pracy, w obecności wody (AD6) - w nawiasach stopień narażenia na jakie muszą być odporne - przy oddziaływaniu substancji korozyjnych i zanieczyszczeń (AF3), przy narażeniu na uderzenia (AG2) i wibracje (AH3), na działanie flory (AK2) i Fauny (AL2), mogą być często zginane i skręcane wokół osi. Możliwe jest ich stałe użytkowanie na zewnątrz pomieszczeń bez osłony przed promieniowaniem słonecznym.

Odpowiednio do normy [2] kod AD6 oznacza zalewanie falą, AF3 sporadyczne pojawianie się substancji korozyjnych i zanieczyszczeń, AG2 średnie narażenie na uderzenia odpowiednio do zwykłych warunków przemysłowych, AH3 silne wibracje, AK2 i AL2 oznacza istniejące zagrożenie florą (pleśń, grzyby) i fauną (gryzonie).

O ile niektóre utrudnienia w projektowaniu i budowie elementów ruchomych instalacji elektrycznych rozwiąże norma, której projekt częściowo omówiono, to akty prawne które by regulowały zagadnienia związane z bieżącą kontrolą oraz badaniami okresowymi elementów ruchomego oprzewodowania nie są nawet sygnalizowane. Należy jednak się spodziewać, że ten stan zmieni nowelizacja ustawy - Prawo Budowlane [9], poświęcona wdrożeniu dyrektyw Unii Europejskiej w tym Dyrektywy Rady nr 92/57/EWG z dnia 24 czerwca 1992 r. Dyrektywa ta dotyczy minimalnych wymagań bezpieczeństwa i ochrony zdrowia na tymczasowych lub ruchomych budowach.

Artykuł 8. tej dyrektywy, w zakresie instalacji nakłada obowiązek utrzymania właściwego stanu technicznego, wstępnego komisijnego sprawdzenia i regularnych przeglądów instalacji i wyposażenia w celu uniknięcia nieprawidłowości, które mogłyby wpływać na bezpieczeństwo i zdrowie pracowników a w załączniku do dyrektywy określono ogólne wymagania dla stanowisk pracy w zakresie instalacji rozdziału energii elektrycznej oraz oświetlenia stanowisk pracy, pomieszczeń i dróg komunikacyjnych.

**Obciążalność prądowa przewodów do ciężkich warunków pracy o izolacji gumowej (H07RN-F) przeznaczonych do zasilania przemysłowych urządzeń elektroenergetycznych**

(dotyczy np. OnPl, OnPd w prod. zakresie przekrojów)

Przekrój żyły	Obciążalność prądowa (A) przewodów o liczbie żył						
	jedna		dwie	trzy	trzy	cztery	pięć
	przy obciążeniu liczby żył						
(mm <sup>2</sup> )	dwie	trzy	dwie	dwie	trzy	trzy	trzy
4	34	30	34	35	29	30	30
6	43	38	43	44	36	37	38
10	60	53	60	62	51	52	54
16	79	71	79	82	67	69	71
25	104	94	105	109	89	92	94
35	129	117	-	135	110	114	-
50	162	148	-	169	138	143	-
70	202	185	-	211	172	178	-
95	240	222	-	250	204	210	-
120	280	260	-	292	238	246	-
150	321	300	-	335	273	282	-
185	363	341	-	378	309	319	-
240	433	407	-	447	365	377	-
300	497	468	-	509	415	430	-
400	586	553	-	-	-	-	-
500	670	634	-	-	-	-	-
630	784	742	-	-	-	-	-

**Uwagi:**

1. Temperatura otaczającego powietrza 30 °C
2. W tablicy podano oobciążalność przewodów prowadzonych na otwartym powietrzu
3. Przewody jednożyłowe ułożone są w wiązках (2 stykające się równoległe przewody lub 3 przewody w układzie trójkątnym)

**Temperaturowe współczynniki korygujące**

Temperatura otaczającego powietrza °C	30	35	40	45	50	55
Współczynnik korygujący	1,0	0,91	0,82	0,71	0,58	0,41

Można się więc spodziewać ukazania rozporządzeń szczegółowych, które będą doskonałym odpowiednikiem nieobowiązującego już rozporządzenia [6] dotyczące BHP przy wykonywaniu robót budowlano - montażowych i rozbiórkowych. A do tego czasu przestrzegając wymagań obowiązujących wg [8] arkuszy PN-IEC 60364 kierujemy się poniższymi wskazówkami:

- Przewody narażone na dotknięcia powinny być oglądane wzdłuż całej trasy a jeżeli istnieje taka konieczność powinny być sprawdzane pomiarami wykonywanymi po zainstalowaniu i okresowo podczas eksploatacji.
- Przewody do urządzeń przenośnych powinny być sprawdzane okresowo oraz w każdym przypadku jeżeli istnieje obawa, że przewód został uszkodzony w wyniku wewnętrznych (przebiecie, przeciążenie) lub zewnętrznych oddziaływań. Jeżeli na przewodzie zostaną zauważone zmiany wyglądu zewnętrznego, przewód powinien

być albo naprawiony przez wykwalifikowany personel przy użyciu odpowiednich narzędzi i materiałów albo wymieniony.

- Przewody do urządzeń ruchomych lub ręcznych powinny być okresowo przeglądane. Jeżeli zostaną stwierdzone jakiegokolwiek oznaki zużycia, uszkodzenia lub widoczne zmiany wyglądu zewnętrznego, przewody należy wymienić.

**Literatura**

1. PrPN-E- 90 500 Wytyczne stosowania niskonapięciowych przewodów zharmonizowanych
2. :
3. PN-IEC 60364-3:2000 Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ustalenie ogólnych charakterystyk.
4. PN-IEC 309-1+AC:1996 Gniazda wtyczkowe i wtyczki do instalacji przemysłowych - Wymagania ogólne.
5. PN-IEC 60364-4-43 Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przed prądem przetężeniowym.
6. PN-IEC 60364-5-523:2001 Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Dobór i montaż wyposażenia elektrycznego. Obciążalność prądowa długości przewodów
7. Rozporządzenie Ministra Budownictwa i Przemysłu Materiałów Budowlanych z dnia 28 marca 1972 r. w sprawie bezpieczeństwa i higieny pracy przy wykonywaniu robót budowlano - montażowych i rozbiórkowych. Dz. U. z 1972 r. nr 13, poz. 93.
8. Zarządzenie nr 29 Ministra Górnictwa i Energetyki z dnia 17 lipca 1974 w sprawie doboru przewodów i kabli elektroenergetycznych do obciążeń prądem elektrycznym. Dz. Budownictwa z 1974 r. nr 7, poz. 22.
9. Rozporządzenie Ministra Rozwoju Regionalnego i Budownictwa z dnia 3 kwietnia 2001 r. w sprawie wprowadzenia obowiązku stosowania niektórych Polskich Norm dla budownictwa. Dz. U. Nr 38, poz. 456.
10. Ustawa z dnia 27 lipca 2001 r. o zmianie ustawy - Prawo Budowlane. Dz. U. Nr 129, poz. 1439.



**NOWOCZESNE ZARZĄDZANIE OŚWIETLENIEM ULICZNYM  
SYSTEM TELEMANAGEMENT FIRMY PHILIPS LIGHTING**

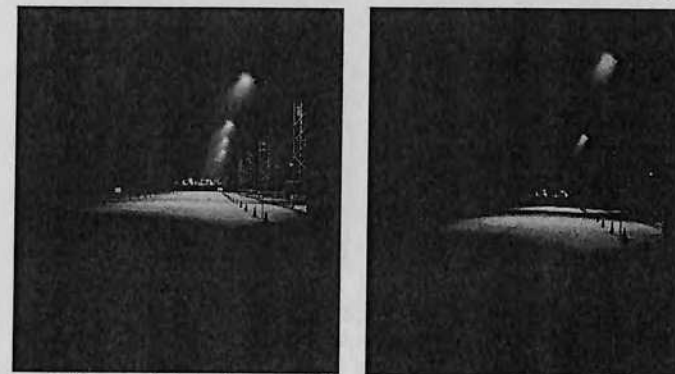
Dariusz Szlezak

**1. Informacje ogólne**

Wysokie koszty eksploatacji systemów oświetlenia ulicznego stały się podstawą dla nowych technologii, które mogą przyczynić się do oszczędności w codziennym zużyciu energii elektrycznej. Modernizacje systemów opartych na rtęciowych źródłach światła przynoszą ogromne oszczędności energii elektrycznej, które osiągnąć mogą nawet poziom 50%. Systemy sterowania oświetleniem drogowym mogą być kolejnym krokiem, który przyniesie nam dodatkowe oszczędności.

**2. Przegląd systemów sterowania oświetleniem ulicznym**

Sterowanie oświetleniem ulicznym może przysporzyć użytkownikowi duże oszczędności energii, może jednak również znacząco obniżyć bezpieczeństwo użytkownika drogi, które dla systemu oświetleniowego jest przecież głównym priorytetem. Idealnym rozwiązaniem byłoby stosowanie inteligentnych systemów sterowania (Tele-management), które ze względu na wysokie koszty inwestycyjne znajdują zastosowanie tylko w najbardziej prestiżowych



*Wyłączenie jednej oprawy (zdjęcie po prawej stronie) powoduje znaczące pogorszenie równomierności oświetlenia*

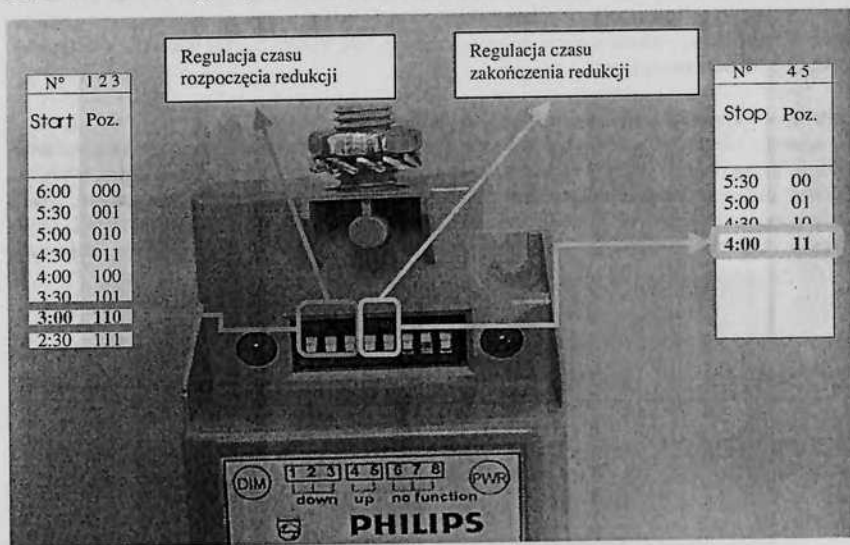
aplikacjach. Mając na uwadze bezpieczeństwo użytkowników drogi warto jednak rozważyć dobór takiego systemu, który zapewni nam bezpieczeństwo na drodze, lub zupełnie zrezygnować z jego stosowania.

### 2.1. Redukcja ilości włączonych opraw

Najłatwiejszym sposobem redukcji mocy systemu oświetleniowego jest wyłączenie wybranych opraw w określonych przedziałach czasowych, dla których zakładamy ograniczenie natężenia ruchu drogowego. Takie rozwiązanie ma jednak ogromny wpływ na pogorszenie równomierności oświetlenia, które znacząco pogarsza bezpieczeństwo użytkowników drogi. Z tego też powodu szukanie oszczędności opartych na wyłączaniu np. co drugiej oprawy nie powinno być stosowane.

### 2.2. Lokalne sterowniki

Kolejnym sposobem redukcji mocy systemu oświetlenia ulicznego jest stosowanie sterowników przełączających zaczepty dławików zasilających źródła światła. Redukcja strumienia świetlnego (w zależności od pory nocy) nie wpływa na pogorszenie



równomierności oświetlenia w odróżnieniu od całkowitego wyłączenia wybranych opraw. Projektant stosujący ww. rozwiązanie spotyka się jednak z istotnym problemem - jak określić normatywne wymagania stawiane parametrom oświetlenia drogowego względem pory nocy? Natężenie ruchu drogowego zmienia się w ciągu doby, jednak istnieją pewne sytuacje awaryjne (np. wypadek drogowy) lub sezonowe szczyty (np. tzw. powroty weekendowe), dla których sytuacja na drodze może mieć wręcz odwrotny charakter. Stosowanie lokalnych sterowników, które nie posiadają sezonowego sterowania i włączników awaryjnych powinno być więc ograniczone do bocznych dróg o małej ważności. Należy również stosować wyłącznie sterowniki posiadające niezależną regulację czasów rozpoczęcia i zakończenia redukcji, które są ustawialne względem środka okresu działania oprawy oświetleniowej.

### 2.3. Inteligentny system zarządzania oświetleniem drogowym

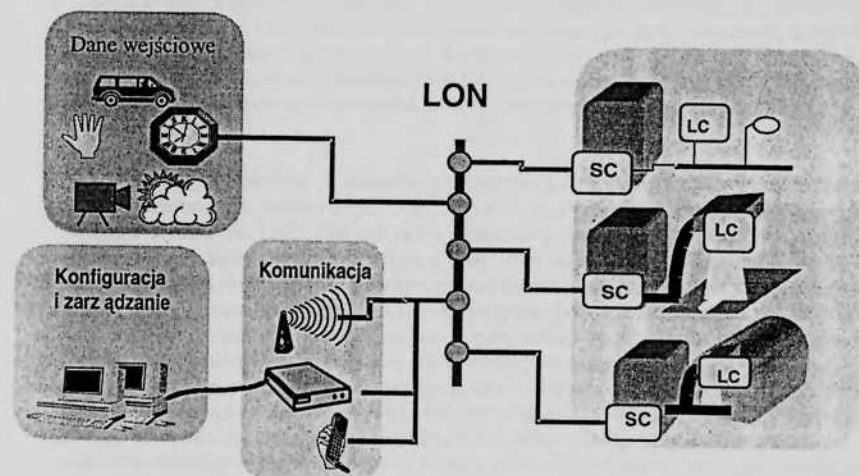
Inteligentne systemy zarządzania oświetleniem drogowym opierają się na sterownikach (zamontowanych w oprawach oświetleniowych), które posiadają połączenie za pośrednictwem magistrali danych. Zastosowanie komunikacji pomiędzy sterownikami umożliwia zadawanie zmian systemowi oświetleniowemu na podstawie zmiennych wejściowych, którymi mogą być: natężenie ruchu drogowego, warunki pogodowe, stany alarmowe (np. wypadki drogowy), itp. Systemy tego typu zapewniają pełne bezpieczeństwo dla ruchu drogowego i nie są uzależnione od "sztywnych" ustawień czasowych, które nie rozpoznają zmieniającej się sytuacji na drodze.

### 3. System Tele-management opracowany przez firmę Philips

System Tele-management opracowany przez firmę Philips zapewnia pełną kontrolę nad stanem działania systemu oświetlenia ulicznego. System komunikacji pomiędzy sterownikami zgodny jest ze standardem LonWorks, który umożliwia pełną integrację oświetlenia drogowego z innymi systemami (np. kamery drogowe, obsługa parkingów, pomiar natężenia ruchu, itp.).

### 3.1. System komunikacji LonWorks

Standard LonWorks wprowadzony przez amerykańską firmę Echelon stosowany jest obecnie przez około 3 tysięcy producentów. Szeroki dostęp do różnorodnych produktów, które posługują się jednym protokołem komunikacyjnym, daje nieograniczone możliwości integracji pomiędzy różnymi systemami. Integracja systemów pozwala obniżyć koszty robocizny, okablowania, powielania sterowników i czujników. Wraz z rosnącymi potrzebami istnieje możliwość rozszerzania instalacji, lub zmian w konfiguracji wykonywanych za pośrednictwem centralnej jednostki sterującej. Jednocześnie wszystkie sterowniki, znajdujące się w układzie sieciowym, posiadają własne mikroprocesory, które zapewniają im niezakłóconą pracę bez udziału jednostki centralnej.



### 3.2. Koncepcja systemu Tele-management

System Tele-management opiera się na współpracy poszczególnych sterowników opraw oświetleniowych z centralnym systemem informacyjnym. System informacyjny dostarcza dane wejściowe (zegary systemowe, stacje metrologiczne, systemy kamer drogowych, komputery konfiguracyjne, systemy alarmowe, itp.), na podstawie których dobierany jest optymalny poziom oświetlenia drogowego. Dla uzyskania maksymalnych oszczędności można zastosować dodatkowo najnowsze układy zasilające typu Philips DynaVision dla lamp wyładowczych. Ww. układy zastępują typowe układy stabilizująco-zapłonowe, które umożliwiają płynną zmianę strumienia świetlnego wysokoprężnych lamp wyładowczych do 20% strumienia wyjściowego (zużycie 35% mocy znamionowej). Sterowniki zgodne ze standardem LonWorks instalowane są w poszczególnych oprawach i za pośrednictwem sieci zasilającej (nie ma potrzeby stosowania dodatkowych przewodów sterowniczych) pobierają informacje przekazywane do lokalnego sterownika (umieszczonego w rozdzielni zasilającej grupę opraw). Sterownik lokalny posiada połączenie z centralną magistralą danych (sieć LON), która zawiera informacje o bieżącej sytuacji drogowej.

### 3.3. Funkcjonalność systemu Tele-management

Za pomocą system Tele-management integrujemy system oświetlenia drogowego z informacjami związanymi z zarządzaniem ruchem drogowym. Parametry oświetlenia można zmieniać w zależności sygnałów stacji pogodowych, drogowej sygnalizacji świetlnej, kamer drogowych, pomiarów natężenia ruchu, zegarów systemowych, itp. Dodatkowo istnieje możliwość wprowadzenia nadzoru eksploatacyjnego: rejestrację czasów eksploatacji źródeł światła, poboru energii, rejestrację awarii i napraw. System może podlegać ciągłemu diagnozowaniu (źródła, sterowniki, osprzęt, łącza komunikacyjne), jak również może tworzyć bazy danych statystycznych. Oczywiście możliwa jest również manualna obsługa oświetlenia, tzn. indywidualne załączanie opraw, ich płynne lub stopniowe ściemnianie, zmiany programów sterujących, itp.

## DEGRADACJA IZOLACJI CELULOZOWEJ TRANSFORMATORA A ZAWARTOŚĆ POCHODNYCH FURANU W OLEJU

Jerzy Wodziński  
Politechnika Łódzka  
Instytut Elektroenergetyki  
Zakład Wysokich Napięć

### Streszczenie

Do oceny procesu zmian starzeniowych zachodzących w izolacji celulozowej transformatora jest możliwe zastosowanie analizy jakościowej i ilościowej związków furanu rozpuszczonych w oleju. W referacie przeanalizowano zalety i wady tej metody z punktu widzenia wpływu koncentracji, stabilności, wpływu rodzaju papieru i właściwości metrologicznych na pochodne furanu.

### 1. Wstęp

Ocena aktualnej kondycji izolacji celulozowej transformatora napotyka na znaczne trudności. W czasie normalnej eksploatacji nie jest dostępna. Również w czasie przeglądów próbki do badań mogą być pobierane tylko z miejsc dostępnych, niekoniecznie najbardziej zestarzanych. Do pomiaru średniego stopnia polimeryzacji (PD), który jest miarą stopnia degradacji celulozy, próbka powinna mieć odpowiednią masę. Nawet przy metodach badawczych wykorzystujących mikropróbki (do zwykłego pomiaru metodą wiskozymetryczną wymagana masa próbki wynosi  $25 \pm 150$  mg, tu  $2,5 \pm 5$  mg) stanowi to poważny problem [1]. Także pomiar zawartości CO i CO<sub>2</sub>, rozpuszczonych w oleju jest mało użyteczny, bowiem gazy te są również produktem starzenia oleju. Koncentracja ich zależy także od temperatury oleju, styczności z powietrzem atmosferycznym itp. Mniej więcej od początku lat 90 – tych datuje się zainteresowanie związkami furanu, których źródłem jest degradacja celulozy.

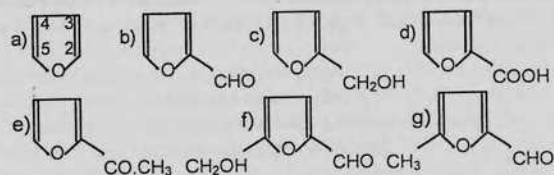
### 2. Starzenie celulozy

Celuloza jest, jak wiadomo, wielocukrem o budowie łańcuchowej [5,17]. Średni stopień polimeryzacji materiałów celulozowych stosowanych w elementach układu izolacyjnego transformatora wynosi ok. 1500. Pod wpływem działania temperatury i wyładowań niezupełnych celuloza ulega depolimeryzacji. Proces w znacznym stopniu przyspiesza obecność wilgoci i tlenu. Zjawisku towarzyszy w głównej mierze pogarszanie się mechanicznych właściwości celulozy (zmniejsza się wytrzymałość na zrywanie). Przy średnim stopniu polimeryzacji ok. 150 papier traci całkowicie wytrzymałość mechaniczną. Może to prowadzić przy pracy transformatora do rozluźnienia uzwojeń a w konsekwencji do zwarć itp. W procesie degradacji prócz przerywania łańcuchów i wzrostu liczby molekuł monomeru pojawiają się tlenki węgla, cząsteczki wody i kwasów organicznych [13]. Prócz tego w procesie ciepłego starzenia powstają wolne rodniki. Jak wynika z badań przy zastosowaniu elektronowego rezonansu paramagnetycznego w wyniku zerwania pierścieni monomeru powstają rodniki alkoksylowe. Prócz tego przy działaniu wyładowań niezupełnych na celulozę pojawiają się także rodniki związane z procesem radiacyjno – fotochemicznym. Trwałość rodni-

ków jest ograniczona. Wchodzą bowiem w reakcje wtórne (przy 20<sup>0</sup> C stałą czasową oceniono na ok.50 godz.) [15].

W wyniku reakcji omówionych wyżej produktów degradacji celulozy powstają związki furanu [2,13]. Ponieważ są one bezpośrednio związane tylko z degradacją termiczną i hydrolytyczną celulozy, można ich koncentrację w oleju wykorzystać do oceny kondycji papieru w czasie normalnej eksploatacji transformatora...

### 3. Furan i jego pochodne



Rys.1. Furan (a) i jego pochodne: b) aldehyd furfurylowy (furfural, 2FAL), c) alkohol furfurylowy (2FOL), d) kwas furano-2-karboksylowy, e) 2-acetylfurfural (2ACF), f) 5-hydroxymetylofurfural (5HMF), g) 5-metylofurfural (5MEF) [5, 12, 13, 16]

W czasie starzenia celulozy może wystąpić 6 różnych pochodnych furanu rozpuszczonych w oleju. (Rys.1). Różnią się między sobą nie tylko właściwościami chemicznymi, ale także ilością generowanego związku, rozpuszczalnością w oleju, absorpcją przez papier, łatwością dyfuzji do oleju, odpornością na działanie tlenu, kwasów organicznych itp.

Powstanie tych związków to wynik reakcji między produktami degradacji celulozy: wolnymi molekułami glukozy, tlenkami węgla, kwasami organicznymi, drobinami wody i wspomnianymi wyżej rodnikami. Ważną rolę odgrywają drobiny wody, zarówno w procesie generacji związków furanu, jak i ich trwałości. Źródłem może być obecność wilgoci w oleju. Jednakże nawet przy jej braku, powstaje ona w procesie degradacji celulozy. Brakuje, jak dotąd, w pełni wiarygodnego opisu reakcji, przy których powstają związki furanu. Próbę wyjaśnienia podjęto w [16]. Autor podał hipotetyczny przebieg reakcji, w czasie której powstaje 5HMF. Przypuszcza się, że pierwszy powstaje właśnie 5HMF a dalej 2FAL i inne [14].

Pewien wpływ na uzyskiwane wyniki może mieć czystość samej celulozy. Zazwyczaj samej celulozie towarzyszą inne wielocukry – pentozany, z których w wyniku hydrolyzy powstaje pentoza, a następnie aldehyd furfurylowy ( $C_5H_{10}O + 3H_2O \rightarrow FURFURAL$ ) [5].

Uzyskane w wielu badaniach wyniki wykazały, że występuje na ogół silna zależność pomiędzy rozpuszczonymi w oleju pochodnymi furanu a średnim stopniem polimeryzacji celulozy a więc procesem jej starzenia [6,7, 8,9,10,12,13,14]. Istnieje więc pełna możliwość wykorzystania tych związków do obserwacji dynamiki zmian starzeniowych izolacji celulozowej transformatora w czasie jego eksploatacji.

### 4. Wartość diagnostyczna pochodnych furanu.

Wartość diagnostyczna związków wiąże się z takimi cechami, jak: • wydajność źródła generującego dany związek, • stabilność cieplna, • odporność na reakcję utleniania, • odporność na działanie kwasów organicznych, • odporność na działanie wilgoci zawartej w celulozie i oleju, • podział związku pomiędzy izolację celulozową i olej.

Z badań przeprowadzonych na modelach i na eksploatowanych transformatorach wynika, że największą koncentrację w oleju uzyskuje aldehyd furfurylowy (2FAL) a następnie 5HMF. Z badań Umswortha [16] wynika, że furfural pojawia się w znaczącej ilości (2 ppm) w starym w temperaturze 110<sup>0</sup>C papierze już po 110 h ekspozycji. Stężenie 5HMF było przy-

najmniej pięciokrotnie mniejsze. Taką w przybliżeniu relację potwierdzono i w innych badaniach. Koncentracja innych pochodnych furanu jest jeszcze mniejsza [8, 12,13].

Ocena stabilności termicznej pochodnych furanu jest dość rozbieżna. Według Allana [2] w temperaturze 110<sup>0</sup> C przy braku tlenu nie obserwuje się praktycznie zmiany ich koncentracji w oleju prócz 2FOL, którego koncentracja po 100 h gwałtownie spada. Natomiast inni autorzy twierdzą, że takie zjawisko występuje a związki pod względem trwałości można uszeregować 2FOL > 5HMF > 2FAL > 5MEF > 2ACF [2,13,16].

Tlen zawarty zarówno w wyrobach celulozowych jak i w oleju ze względu na swoją reaktywność wpływa w istotny sposób na koncentrację pochodnych furanu. [2,11]. Najłatwiej utlenia się 2FOL, przy czym prędkość jego zaniku jest silnie związana z temperaturą. Nicco wolniej zanika 5HMF. Natomiast 2FAL słabo reaguje na obecność tlenu. Jest dość niespodziewany wynik. Ogólnie rzecz biorąc aldehydy łatwo utleniają się do kwasów. Można tylko przypuszczać, że ubytki furfuralu są uzupełniane na drodze utleniania się alkoholu furfurylowego (2FOL).

Woda zawarta w oleju i celulozie wpływa w istotny sposób na generację i zmiany koncentracji pochodnych furanu (hydrolyza). Z tego względu wyniki pomiarów uzyskanych w transformatorach o różnych rozwiązaniach ochrony przeciw zawilgoceniu układu izolacyjnego transformatora, mogą się znacząco różnić.

Związki furanu powstają w izolacji stalej pod wpływem narażeń termicznych a więc przede wszystkim w gorących punktach transformatora. Obecność w oleju zależy od ich dyfuzji, która może się różnić a także może być utrudniona ze względu na położenie miejsca ich generacji. Łatwo przez papier są absorbowane 5HMF i 2 FOL. Pozostałe występują przede wszystkim w oleju transformatorowym [14].

Z podanych wyżej uwag wynika, że z punktu widzenia trwałości i wyraźnego powiązania ze średnim stopniem polimeryzacji aldehyd furfurylowy (2FAL) najlepiej nadaje się do oceny procesów starzeniowych, przebiegających w izolacji celulozowej transformatorów. Potwierdzają to wyniki prac, jakie były prowadzone na forum międzynarodowym na modelach izolacji, eksploatowanych transformatorach i przekładnikach. Przykładem są wyniki badań 5005 transformatorów o różnych mocach, napięciach znamionowych i czasach eksploatacji. Najbardziej interesującą jest zależność 2FAL od okresu eksploatacji. Stwierdzono, że zawartość furfuralu w oleju powyżej 1 ppm występowała w 4,6% transformatorów eksploatowanych krócej niż 5 lat, w 13% powyżej 35 lat. Natomiast zawartość 2FAL powyżej 5 ppm stwierdzono w ok. 2,5% transformatorów, głównie o najdłuższym okresie eksploatacji [7].

Z przeprowadzonych w ramach CIGRE badań nad stężeniem furfuralu w oleju eksploatowanych powyżej 30 lat 649 transformatorów stwierdzono, że jego stężenie:

Jest mniejsze od 0,10 ppm w 39,8% badanej populacji, zawiera się w granicach:

0,11 ÷ 0,50 ppm w 27,9%,	0,51 ÷ 1,00 ppm w 13,6%
1,01 ÷ 5,00 ppm w 16,2%	5,00 ÷ 10,0 ppm w 2%
>10 ppm w 0,6% [8,14].	

Obecnie furfural został uznany za najlepszy związek chemiczny, z punktu widzenia trwałości i wydajności, do oceny stanu izolacji celulozowej eksploatowanych transformatorów.

### 5. Właściwości i metody pomiaru aldehydu furfurylowego (2FAL)

Pochodna furanu aldehyd furfurylowy jest jednym z najprostszych aldehydów heterocyklicznych. Ma konsystencję oleistą. Temperatura wrzenia wynosi 162<sup>0</sup>C. Łatwo rozpuszcza się w wodzie, alkoholu I eterze. Z octanem aniliny daje żółte a chlorowodorkiem aniliny czerwone zabarwienie.

Do pomiaru zawartości 2FAL w oleju można stosować: • chromatograf cieczerw (HPLC - High Performance Liquid Chromatography), • dwuwiązkowy spektrofotometr.

Stosowanie chromatografu ma szereg zalet. Metoda ma dużą czułość. Przy zastosowaniu odpowiednich procedur próg czułości detekcji może sięgać 0,01 ÷ 0,05 ppm. Można przy tym

określić dodatkowo koncentracje wszystkich pochodnych furanu o ile przekraczają próg czułości chromatografu. Wadami jest koszt urządzenia i procedury pomiarowe wymagające wysoce kwalifikowanego personelu obsługującego [4,11,14].

Znacznie prostszym urządzeniem i bardziej dostępnym jest dwuwiązkowy spektrofotometr. Wykorzystując właściwość zmiany barwy furfuralu pod wpływem związków aniliny można zastosować metodę kolorymetrii trójkromatycznej.[11]. Wykorzystanie dwuwiązkowego spektrofotometru pozwala porównać ze sobą 2 strumienie świetlne:

- przechodzący przez wzorzec o znanej koncentracji 2FAL,
- przechodzący przez badaną próbkę [11].

Zdolność rozdzielcza tego typu przyrządów wynosi  $\Delta\lambda = 1 \div 0,1$  nm, co odpowiada względnej rozdzielczości widmowej  $\frac{\lambda}{\Delta\lambda} \cong 10^3$ . Osiągalna czułość metody sięga 0,1ppm, co w

większości przypadków jest satysfakcjonujące. Należy tylko przestrzegać warunków dotyczących przygotowania próbek i wzorców, a także chronić je przed światłem. Zarówno wzorce jak i próbki nie mogą być zbyt długo przechowywane. Wzorce zaleca się preparować bezpośrednio przed pomiarem [11].

Inną metodą, która może być również wykorzystywana do tego celu jest metoda pomiaru w podczerwieni, ale jej czułość jest w porównaniu z dwoma pierwszymi znacznie mniejsza i wynosi ok. 1 ppm [3].

## 6. Wnioski

- W wyniku szeroko prowadzonych badań laboratoryjnych jak i w eksploatacji, wydaje się już całkowicie przesądzone przyjęcie aldehydu furfurylowego jako związku o najlepszych właściwościach do oceny stanu izolacji celulozowej transformatorów.
- Jakkolwiek znane są już propozycje dotyczące zależności pomiędzy zawartością furfuralu w oleju eksploatowanych transformatorów to wydaje się, że wypracowanie właściwych relacji: koncentracja 2FAL – zesterzenie izolacji celulozowej wymaga jeszcze szeregu badań. Zbyt wiele parametrów tak konstrukcyjnych jak i eksploatacyjnych wpływa na poziom koncentracji tego związku w oleju. Na przykład przy nielicznych, ale silnie zdegradowanych termicznie gorących punktach, stężenie 2FAL nie koniecznie w krótkim czasie musi w sposób zauważalny wzrastać. Szczególnie w przypadku, gdy dyfuzja związku z miejsca jego generowania jest utrudniona.
- Przykładem trudności z interpretacją, mogą być wyniki badań grupy badaczy francuskich i brazylijskich nad zależnością zawartości 2FAL i średnim stopniem polimeryzacji (DP) dla papierów stosowanych w układach izolacyjnych transformatorów. Badano 4 rodzaje papieru zawierającego dodatki stabilizujące, poprawiające jego parametry i 2 rodzaje zwykłego papieru. Każdy rodzaj papieru był wyprodukowany w różnych wytwórniach działających w 4 krajach (USA, Szwecja, Wielka Brytania, Brazylia). Do badania 2FAL występującego w oleju po odpowiednio długim starzeniu, użyto chromatografu. Stwierdzono, że dla papierów specjalnych aż do DP ok. 400 stężenie 2FAL nie przekraczało 0,14 ppm. Tylko dla zwykłych papierów dla tej wartości DP koncentracja furfuralu przekraczała 2,75 ppm a dalej szybko rosła do wartości 5 ppm dla jednego z nich, a nawet do 12 ppm dla drugiego [9]. Należy się więc liczyć z faktem, że na uzyskane wyniki może również wpływać w znaczącym stopniu okres produkcji badanych transformatorów, ze względu na jakość dostępnych wówczas materiałów celulozowych.
- W wielkiej Brytanii już w 1996 r. zaproponowano, by uznać poziom koncentracji 2FAL równy 1 ppm, przy szybkości narastania 0,01 ppm/rok jako odpowiadający przeciętnemu zesterzeniu izolacji celulozowej, a 5 ppm jako wskazujący na występowanie w izolacji punktów gorących z największą dopuszczalną temperaturą. 10 ppm przy narastaniu 0,1 ppm/rok zostało uznane za poważne zakłócenie [2,14].

- W USA także na podstawie szerokich badań własnych ustalono znacznie bardziej rygorystyczne wartości. Już koncentracja 2,5 ppm za graniczną jako odpowiadającą wartości DP równą 200 co odpowiada skrajnie zdegradowanej celulozie.[14].
- Autorzy [7] za wartość świadcząca o postępującej degradacji celulozy przyjmują koncentrację 2FAL 5 ppm przy jej rocznym wzroście 0,1 ppm.
- Jak widać brak jeszcze w pełni wypracowanych poglądów na stopień narażenia izolacji celulozowej transformatora przy znanym stężeniu aldehydu furfurylowego. Tym nie mniej można ją w sposób uzasadniony traktować jako pomocniczą wielkość pozwalającą ocenić kondycję izolacji celulozowej transformatora.

## 7. Literatura

1. Allan D.M., Jones C.F. - New Technique for Small Sample Analysis of Cellulosic Insulation in Power Transformer. 9-th ISH. Graz, 1995, p.1003-1.
2. Allan D.M., Jones C.F. - Thermal - Oxidative Stability and Oil - Paper Partition Coefficients of Selected Model Furan Compounds at Practical Temperatures. 9-th ISH. Graz, 1995, p. 1004 -1.
3. Blue R., Uttamchandani D. - Infrared Detection of Transformer Insulation Degradation. IEEE Trans. Dielectr. and Electrical Insulation. Vol.5, No. 2, 1998.
4. Burton P.J., Carballeira M., Duval M., Fuller C.W., Graham J., de Pablo A., Spicar E. - Applications of Liquid Chromatography to the Analysis of Electrical Insulating Materials. CIGRE, 1988, p. 15-08.
5. Fieser L.F., Fieser M. - Chemia organiczna. PWN, Warszawa, 1958.
6. Kaźmierski M., Pinkiewicz I. - Nowoczesna diagnostyka transformatorów energetycznych. Biul. Instytutu Energetyki, nr 5, 1994, s.319.
7. De Pablo A., Andersson R., Knab H.J., Pahlavanpour B., Radoux M., Serena E., Tumiatto W. - Furanic Compounds analysis as a Tool for Diagnostic and Maintenance of oil-paper Insulation Systems. CIGRE. Berlin, 1993, p. 110-09.
8. De Pablo A., Pahlavanpour B. - Furanic Compounds Analysis. A Tool for predictive Maintenance of Oil - Filled Electrical Equipment. Electra Nr 175, 1997.
9. Morais R. M., Mannheimer W. A., Carballera M., Noualhaguet J. C. - Furfural analysis for Assessing Degradation of Thermally Upgraded Papers in Transformer Insulation. IEEE Trans. on Dielectr. and Electrical Insulation. Vol.6, No. 2, 1999, p. 159
10. Oommen T.V., Petrie E.M., vanBrecmen R.B., Haney C.A. - Analysis of Furanic Compounds from Cellulose Aging by GC - MS and Attempts to Correlate with Degree of Polymerization. CIGRE. Berlin, 1993, p. 110-02.
11. Pahlavanpour B., Duffy G. - Rapid Spectrofotometry Analysis of Furfuraldehyde in transformer oil. CIGRE. Berlin, 1993, p. 110-11.
12. Słowikowska H., Słowikowski J. - Postępy w interpretacji wyników badań chromatograficznych w diagnostyce transformatorów olejowych. Międzyn. Konf. Transformatorowa, Kołobrzeg 97. Konstrukcja, Produkcja, Eksploatacja, Diagnostyka. Kołobrzeg. 1997. s.149.
13. Słowikowska H., Wasiukowa J., Goca B. - Diagnostyka starzenia ciepłego elektroenergetycznych transformatorów olejowych. VI Syp. nt. „Problemy eksploatacyjne układów izolacyjnych wysokiego napięcia. EUT'97. AGH, Zakopane 1997. s.335.

14. Słowikowska H., Wasiukowa J. – Postęp w dziedzinie analitycznych metod pomiarowych stosowanych w diagnostyce papierowo – olejowych układów izolacyjnych. Międzyn. Konf. Transformatorowa „Transformator 99”. Konstrukcja, Produkcja, Eksploatacja, Diagnostyka. Kołobrzeg 1999, s. 151
15. Szczepański i inni - Degradacja izolacji papierowej impregnowanej i syntetycznej. Wybrane zagadnienia. PAN Komitet elektrotechniki. PWN, Warszawa, 1986.
16. Unsworth J., Mitchell F. - Degradation of Electrical Insulation Paper Monitored with High Performance Liquid Chromatography. IEEE Trans. on Dielectr. and Electrical Insulation, Vol.25, No. 4, 1990, p. 737.
17. Wodziński J. – Związki furanu w diagnostyce transformatorów. VI Syp.nt. „Problemy eksploatacyjne układów izolacyjnych wysokiego napięcia”. AGH, Zakopane, 1997, s.433.

MITTEL-2002

II Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna  
Materiały i Technologie w Elektrotechnice  
Gorzów Wlkp., 11 – 12 kwietnia 2002 r.

## ELEKTROIZOLACYNE KOMPOZYTY EPOKSYDOWE

Arlen WOŁOZHIN  
Politechnika Szczecińska

### Streszczenie

Badano wpływ kompozycji epoksydowych (rodzaj i ilość napelniaczy, rozpuszczalników) temperatury utwardzania na właściwości mechaniczne i elektryczne otrzymanych kompozytów. Na podstawie badań zaproponowano optymalny zestaw materiałowy dla elektroizolacyjnych kompozytów.

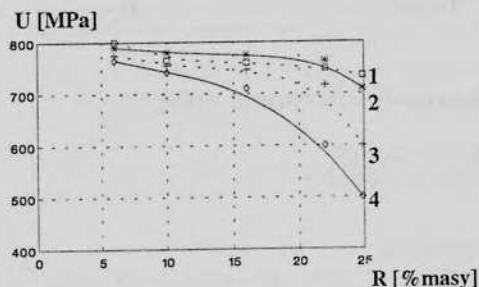
### Wstęp

Dla hermetyzacji transformatorów i innych urządzeń elektrycznych stosuje się powszechnie żywice epoksydowe różnych rodzajów z wieloma różnymi napelniaczami nieorganicznymi. W celu polepszenia właściwości elektrycznych kompozytów wprowadzono nowe rozpuszczalniki do tradycyjnych napelniaczy a następnie w referacie dokonano wyboru składu kompozytu epoksydowego oraz podano wyniki badań temperaturowych zmian właściwości elektrycznych, mechanicznych i reologicznych.

### Metodyka i wyniki badań

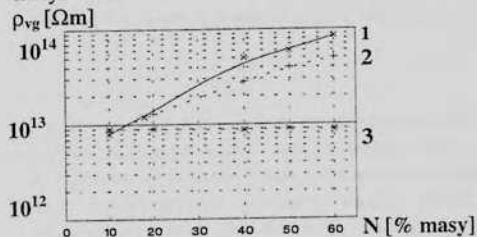
Kompozyty na bazie żywic epoksydowych odznaczają się dobrymi właściwościami mechanicznymi, stabilnymi charakterystykami elektrycznymi, dobrą trwałością i innymi korzystnymi cechami, które sprawiają, że są one bardzo szeroko stosowane. Stosowanie różnych napelniaczy oraz rozpuszczalników daje możliwość wyboru kompozytu epoksydowego w dużym przedziale właściwości [1,2]. W artykule podano wyniki badań jednego z rodzajów kompozytów epoksydowych przeznaczonych do hermetyzacji transformatorów kaskadowych wysokiego napięcia. W charakterze czynnika wiążącego zastosowano żywicę epoksydową ??-20 (prod. rosyjska) z różnymi rozpuszczalnikami (dietyleneglikol, ester allylglicydowy itp). Jako napelniacze zastosowano uwodniony tlenek aluminium, talk, kredę, krzemionkę w ilości 10 do 60 % masy. Dla uniepalnienia kompozytu dodaje się do niego związki azotu i fosforu. Komponentami i napelniaczami były materiały powszechnie znane w praktyce przemysłowej. Napelniacze mineralne przed zmieszaniem z żywicą były dyspergowane do rozmiarów ok. 4µm a przygotowanie komponentów prowadzono w temperaturze 50..55°C. Lepkość przygotowanego kompozytu mierzono przy pomocy reometru kapilarnego B3-1 o średnicy otworu 5,4 mm przy temperaturze 50°C. Wytrzymałość na zerwanie badano na utwardzonych próbkach materiałowych o rozmiarach 80x10x4 mm. Skurcz próbek po ich utwardzeniu badano na próbkach o rozmiarach 120x10x4 mm. Właściwości dielektryczne (współczynnik strat tg δ, przenikalność dielektryczna ε, rezystywność skrośna ρ<sub>v</sub>) mierzono na próbkach okrągłych o średnicy Ø50mm i grubości 0,8..1,2 mm. Utwardzanie żywicy zachodziło w temperaturze 80°C przez dodanie utwardzacza ?? 606/2 (dimetylo-amiono fenol) przez 14 godzin. Lane kompozyty epoksydowe winny odznaczać się niską lepkością (20..80 sek. wg. B3-1) a także określoną wytrzymałością mechaniczną, dobrymi właściwościami dielektrycznymi w prze-

dziale 20..100°C i niepalnością po utwardzeniu. Dla wyboru tych cech stosowano różne rozpuszczalniki.

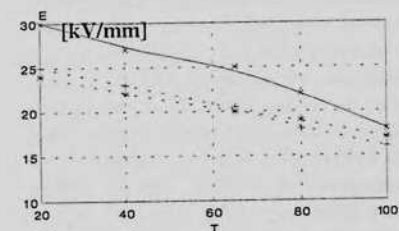


Rys.1. Udarność  $U$  żywicy ??-20 z 25% napelniacza  $\text{SiO}_2$  dla różnej zawartości rozpuszczalnika  $R$  :  
1- dietylenoglikol  
2- ester alliglicydilowy,  
3- ester krezyloglicydilowy,  
4- ester butandiolglicydilowy

Na rys.1 podano wyniki badań udarności utwardzonych kompozytów epoksydowych w zależności od rodzaju aktywnego rozpuszczalnika estru alliglicydowego w ilości 6..9% masy. Na rys.2 podano zależność rezystywności skrośnej  $\rho_v$  od rodzaju i ilości napelniacza nieorganicznego. Stwierdzono, że przy zawartości napelniacza ok. 25% masy, w pełni zabezpiecza się technologiczny wymóg dużej rezystywności przy dostatecznej lepkości zalewanego kompozytu epoksydowego. Zmiany właściwości dielektrycznych (przenikalności dielektrycznej  $\epsilon$ , rezystywności skrośnej  $\rho_v$  oraz wytrzymałości elektrycznej na przebicie  $E$ ) podano na rys.3-5.



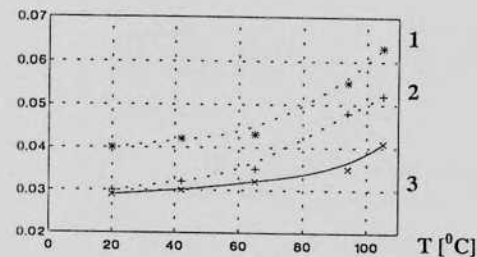
Rys.2. Rezystywność skrośna  $\rho_v$  żywicy ??-20 z różnymi napelniaczami o koncentracji  $N$   
1-  $\text{SiO}_2$ ,  
2- kreda,  
3-  $\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$



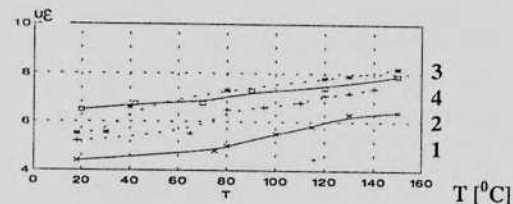
Rys.3. Wytrzymałość elektryczna  $E$  żywicy ??-20 z różnymi napelniaczami :  
1-  $\text{SiO}_2$ ,  
2- kreda,  
3-  $\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$   
w ilości 25%  
w temperaturze  $T$

$\text{tg}\delta$

$T [^\circ\text{C}]$



Rys.4. Stratność dielektryczna  $\text{tg}\delta$  żywicy ??-20 z różnymi napelniaczami :  
1-  $\text{SiO}_2$ ,  
2- kreda,  
3-  $\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$   
w ilości 25% w temperaturze  $T$



Rys.5. Przenikalność dielektryczna  $\epsilon$  żywicy ??-20 z różnymi napelniaczami :  
1-  $\text{SiO}_2$ ,  
2- kreda,  
3-  $\text{Al}_2\text{O}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$ ,  
4- talk  
w ilości 25%  
w temperaturze  $T$

## Wnioski

Na podstawie wyników badań wybrano potrzebny skład kompozytu:

- żywica ??-20 - 63% masy.,
- rozpuszczalnik - 7% masy.,
- napelniacz - 25% masy.,
- antypiren - 5% masy.

Pozostałe badane kompozyty odznaczają się wystarczająco dobrymi właściwościami mogą być też stosowane do wielu wyrobów elektrotechnicznych, szczególnie transformatorów i podzespołów elektronicznych.

## Literatura.

- [1] Solntsev A., Subocz L., Volozhin A. - Electrical properties of cured epoxy composition containing mineral fillers. Int. Symp. on Polymer Morphology and Electrical Properties, 5-7 July, 1995, Lodz, Poland, p.30.]
- [2] Subocz L. - Wpływ napelniaczy nieorganicznych na odporność na prądy pelzające kompozytów izolacyjnych. Postępy w Elektrotechnologii, Szklarska Poręba, 14-16 września 1994, s.208-210

**URZĄDZENIE DO WYTWARZANIA OZONU  
Z MOŻLIWOŚCIĄ REGULACJI JEGO STĘŻENIA W DUŻYM ZAKRESIE**

Ryszard Zybort  
Politechnika Łódzka  
Instytut Elektroenergetyki  
Zakład Wysokich Napięć

**Streszczenie**

W referacie przedstawiono zaprojektowane i wykonane urządzenie do wytwarzania ozonu z tlenu w obecności wyladowań niezupełnych. Wyladowania niezupełne generowano w układzie elektrod cylindrycznych metal – szczelina gazowa – dielektryk – metal przy wysokim napięciu przemiennym 50 Hz. Pomiary stężenia ozonu w funkcji przyłożonego napięcia wykazały, że wykonane urządzenie pozwala na wytwarzanie ozonu o stężeniach od  $1 \text{ gO}_3/\text{Nm}^3$  do  $66 \text{ gO}_3/\text{Nm}^3$ .

**1. Wstęp**

Urządzenia do wytwarzania ozonu znajdują największe zastosowanie w procesie uzdatniania wody. Charakteryzują się one dużymi wydajnościami i dużymi prędkościami przepływu gazu. Do badań wpływu ozonu na różnego rodzaju materiały a także procesów chemicznych (np. badań farmaceutycznych, dla których prezentowane urządzenie zostało zbudowane) potrzebne są urządzenia wytwarzające ozon o niedużej wydajności, małych prędkościach przepływu gazu i dużym stężeniu ozonu, z możliwością jego kontrolowanej zmiany w szerokich granicach. W Zakładzie Wysokich Napięć P.Ł. zaprojektowano i wykonano takie urządzenie oparte na wytwarzaniu ozonu z tlenu przy prędkości przepływu  $1 \text{ l/min}$ .

**2. Układ mechaniczny i elektryczny**

Wytwarzanie ozonu oparte jest na oddziaływaniu wyladowań niezupełnych (wnz) na powietrze lub tlen. Przy wykorzystaniu tlenu otrzymuje się dwa razy większe stężenie ozonu niż w przypadku powietrza.

Do powstania wnz w gazie można doprowadzić w układzie elektrod metal – szczelina gazowa – dielektryk – metal. Układ elektrod może być płaski lub cylindryczny [1]. Ten ostatni wykorzystano do budowy urządzenia. Zaprojektowany układ elektrod wraz z zasilaniem wysokim napięciem pokazano na rys.1.

Elektroda uziemiona 1, o nominalnej średnicy wewnętrznej 56 mm, wykonana jest ze stali kwasoodpornej. Warstwa dielektryku 3, w postaci rury szklanej o średnicy zewnętrznej 54mm i wewnętrznej 50,4mm, wykonana jest, z pyreksu o przenikalności elektrycznej  $\epsilon_d = 4,7$ . Wewnątrz rury szklanej znajduje się elektroda wysokonapięciowa 4 wykonana z blachy mosiężnej. Długość przestrzeni wyladowczej wynosi 900 mm. Elektroda uziemiona chłodzona jest wodą w obiegu otwartym.

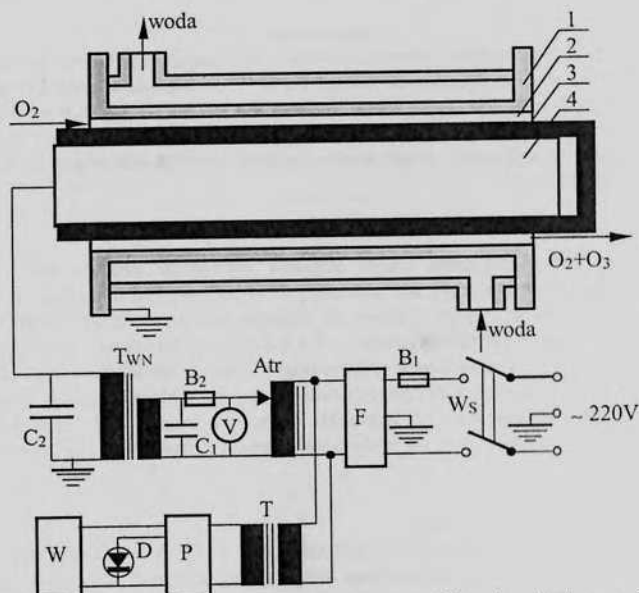


### 3. Parametry elektryczne.

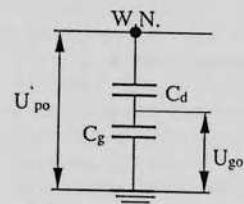
W układzie elektrod pokazanym na rys.1. oszacowano wartość skuteczną najniższego napięcia przemiennego, przy którym dochodzi do generacji ozonu oraz najwyższego napięcia pracy.

Pierwsze z tych napięć można wyznaczyć z rozkładu pojemnościowego układu elektrod, rys.2. Do obliczenia tego napięcia przyjęto następujące założenia:

- ze względu na małe wymiary grubości warstwy tlenowej i dielektryka w porównaniu z ich średnicami można przeprowadzić obliczenia jak dla układu płaskiego elektrod
- pomiary średnic elektrody uziemionej i rury szklanej wykazały odchyłki  $\pm 0,2$  mm, w związku z tym przyjęto że najmniejsza grubość warstwy gazowej wynosi  $d_g = 0,8$  mm a grubość dielektryku  $d_d = 1,7$  mm
- ze względu na małą prędkość przepływu tlenu i chłodzenie wodne otwarte przyjęto, że ciśnienie tlenu wynosi 1013 hPa (760mmHg) a temperatura 20 °C.



Rys.1. Schemat idealny urządzenia. 1- uziemiona elektroda cylindryczna, 2 - szczelina gazowa (tlen), 3 - rura szklana, 4 - cylindryczna elektroda wysokiego napięcia,  $W_s$  - wyłącznik sieciowy,  $B_1$ ,  $B_2$  - bezpieczniki,  $F$  - filtr,  $Atr$  - autotransformator,  $V$  - woltomierz,  $C_1$ ,  $C_2$  - kondensatory,  $T_{WN}$  - transformator wysokiego napięcia,  $T$  - transformator 220/12V,  $P$  - prostownik ze stabilizatorem,  $D$  - dioda luminescencyjna,  $W$  - wentylator

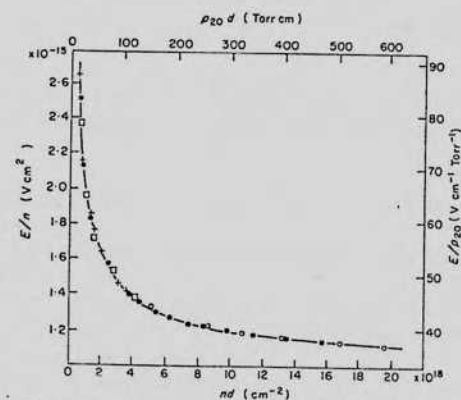


Rys.2. Schemat zastępczy układu elektrod generatora ozonu.  $C_d$  - pojemność dielektryka (rury szklanej),  $C_g$  - pojemność przestrzeni tlenowej

$$U'_{po} = U_{go} \left( \frac{C_g + C_d}{C_d} \right) = U_{go} \left( \frac{d_d}{\epsilon_d d_g} + 1 \right)$$

Do obliczenia wartości tego napięcia musimy znać wartość najniższego napięcia na warstwie gazowej  $U_{go}$ , które spowoduje w niej rozwój wyładowania.  $U_{go}$  można wyznaczyć z krzywej Paschena dla tlenu [2], pokazanej na rys.3. Dla założonego ciśnienia i temperatury tlenu (760 mmHg, 20°C)  $p_{20}d_g = 60,8$  Torr cm. Odczytane  $E/p_{20} = 52$  Vcm<sup>-1</sup>Torr<sup>-1</sup>. Napężenie elektryczne, przy którym wystąpi przeskok w warstwie tlenowej wynosi  $E = 39,5$  kV/cm a napięcie  $U_{go} = 3,2$  kV. Znając wartość napięcia,  $U_{go}$  można wyznaczyć  $U'_{po} = 4,6$  kV. Jest to najniższa wartość maksymalna napięcia przemiennego, która przyłożona do układu elektrod spowoduje inicjację wzn w warstwie tlenowej a tym samym generację ozonu. Wartość skuteczną tego napięcia wynosi  $U_{po} = 3,2$  kV.

Żywotność układu elektrod urządzenia jest limitowana czasem życia dielektryka (rury szklanej). W czasie oddziaływania wzn na dielektryk podlega on stałej degradacji. Procesy te są tym bardziej spotęgowane im wyższe jest napężenie elektryczne w dielektryku. W zaprojektowanym układzie elektrod najwyższą wartość skuteczną napięcia przemiennego



Rys.3. Krzywa Paschena dla tlenu [2].  $E$  - natężenie pola elektrycznego przeskoku,  $n$  - gęstość tlenu,  $p_{20}$  - ciśnienie tlenu w temperaturze 20°C,  $d$  - odległość między elektrodami

Pierwsze z założeń wymaga uzasadnienia, ponieważ prowadzi ono do przyjęcia równomierności pola elektrycznego w warstwie gazowej. Można to sprawdzić porównując maksymalne i minimalne natężenie pola elektrycznego w przestrzeni gazowej policzone dla układu walców koncentrycznych. Jeżeli do obliczeń przyjmujemy średnice nominalne to  $E_{min}/E_{max} = 0,964$ . Dla szacunkowych obliczeń założenie o równomierności pola w tym przypadku jest do przyjęcia.

Napięcie  $U'_{po}$  (rys.2) można wyznaczyć z następującego wzoru:

pracy wynosi 7 kV. Jeżeli przyjąć, że w chwili wnz całe napięcie odłoży się na dielektryku, naprężenie elektryczne w nim panujące wyniesie 4,1 kV/mm. Naprężenie przebicia dla pyreksu przy napięciu przemiennym wynosi około 110 kV/mm [3]. Widać, zatem że przy najwyższym napięciu pracy naprężenia są bardzo odległe od naprężeń przebicia.

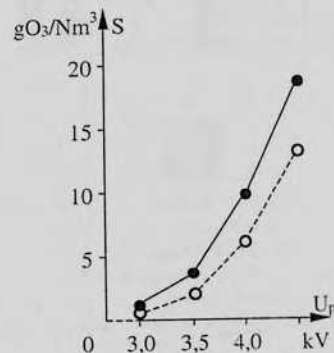
W przestrzeni gazowej zaprojektowanego układu elektrod rozwijają się, w przeważającej części, wnz typu strimerowego [4]. W dużym skrócie mechanizm ten polega na powstaniu strimera w przestrzeni gazowej, który po dojściu do powierzchni dielektrycznej inicjuje wyładowanie powierzchniowe. W obu fazach tego wyładowania dochodzi do generacji ozonu. Aby wzmocnić intensywność wyładowań powierzchniowych dodaje się pojemność równoległą do układu elektrod [5]. Taką rolę odgrywa kondensator  $C_2 = 2,3$  nF w układzie pokazanym na rys. 1.

Układ izolacyjny urządzenia do wytwarzania ozonu zaprojektowano do pracy przy napięciu 7 kV. Pomierzony prąd po stronie wysokiego napięcia transformatora  $T_{WN}$  przy tym napięciu wynosił 12 mA, przy włączonym kondensatorze  $C_2$ . Ze względu na to, że przy napięciu 4,5 kV stężenie ozonu było wyższe od wymaganego, w urządzeniu zastosowano, będący w naszej dyspozycji, transformator 200 VA i maksymalnym napięciu skutecznym 4,5 kV.

#### 4. Pomiary stężenia ozonu

Pomiary stężenia ozonu dokonywano miernikiem firmy WEDECO MBT963 przy prędkości przepływu tlenu 1 l/min. Układ elektrod zasilano w jednym przypadku, z transformatora o napięciu 4,5 kV i mocy 200 VA a w drugim z transformatora probierczego o napięciu 30 kV i mocy 10 kVA. Pomierzone zależności stężenia ozonu  $S$  od przykładanego napięcia  $U_p$  pokazano na rys. 4 i 5. Ze względu na to, że trudno jest uzasadnić ciągłą zależność stężenia ozonu od przyłożonego napięcia, na wykresach punkty pomiarowe połączono formalnie odcinkami prostymi zaznaczając w ten sposób ich przynależność do jednej serii pomiarów. Z przedstawionych wyników pomiarów widać, że przy najniższym napięciu 3 kV stężenie ozonu wynosi około  $1 \text{ gO}_3/\text{Nm}^3$ . Napięcie to jest w pobliżu oszacowanego poprzednio napięcia  $U_{po}$ .

W przypadku transformatora 200 VA (rys.4) dołączenie pojemności równoległej do

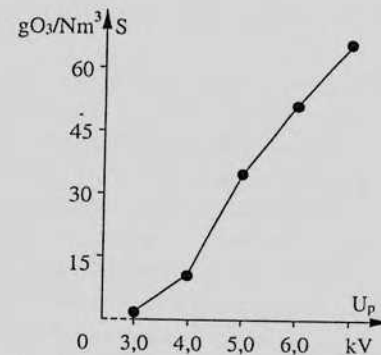


Rys.4. Zależność stężenia ozonu od napięcia przyłożonego do układu elektrod generatora ozonu, zasilanie z transformatora 200 VA. Linia ciągła – z przyłączoną pojemnością  $C_2$ , linia przerywana – z odłączoną pojemnością  $C_2$ .

układu elektrod prowadzi do wzrostu stężenia ozonu w granicach  $100 + 40$  %. Maleje on w miarę zwiększania napięcia.

Na rys.5 przedstawiono zależność stężenia ozonu od przyłożonego napięcia dla transformatora o mocy 10 kVA z dołączoną pojemnością  $C_2$ . Odłączenie pojemności nie powoduje obniżenia stężenia ozonu. Można to wytłumaczyć tym, że pojemność własna transformatora jest tak duża, że wystarcza do zmaksymalizowania procesów wyładowań generujących ozon.

Zaprojektowane urządzenie pozwala na zmianę stężenia ozonu od  $1 \text{ gO}_3/\text{Nm}^3$  do  $66 \text{ gO}_3/\text{Nm}^3$  przy zmianie napięcia od 3 kV do 7 kV. Pomiary wykazały, że stabilizację stężenia ozonu uzyskuje się po około 2 minutach od chwili zmiany napięcia. Zastosowane chłodzenie wodne zapewnia brak wzrostu temperatury rury wyładowczej nawet po kilkugodzinnej pracy urządzenia.



Rys.5. Zależność stężenia ozonu od napięcia przyłożonego do układu elektrod generatora ozonu, zasilanie z transformatora 10 kVA.

#### 5. Uwagi końcowe

Zaprezentowany generator ozonu oparty jest na jednej rurze wyładowczej. Zwiększenie jej długości lub liczby rur spowoduje zwiększenie uzyskiwanych stężeń ozonu.

#### Literatura

- [1] Nawrocki J. Biłozor S.: Uzdatnianie wody. Procesy chemiczne i biologiczne. PWN, Warszawa 2000 r.
- [2] MEEK J. M., CRAGGS J. D.: Electrical breakdown of gases. John Wiley & Sons, New York, 1978 r.
- [3] ANTONIEWICZ J.: Własności dielektryków. WNT, Warszawa, 1971 r.
- [4] ZYBERT R.: Ocena intensywności wyładowań niezupełnych. Rozprawy Elektrotechniczne, z.2. Warszawa, 1988 r.
- [5] SZCZEPAŃSKI Z.: Wyładowania niezupełne w izolacji urządzeń elektrycznych. WNT, Warszawa, 1973 r.

## DIAGNOSTYKA LINII KABLOWYCH Z WYKORZYSTANIEM APARATURY BAUR PRÜF- UND MESSTECHNIK GMBH

### 1. ELEKTROENERGETYCZNE LINIE KABLOWE- STAN OBECNY, DOŚWIADCZENIA KRAJOWE I ZAGRANICZNE.

Zapewnienie wysokiego stopnia niezawodności pracy kablowych linii zasilających stanowi obecnie problem nie tylko w naszym kraju, ale i na świecie. Prezentowane na licznych sympozjach opracowania odzwierciedlające sytuację w krajowej i zagranicznych sieciach kablowych, wskazują na bardzo duże podobieństwo struktur budowy sieci kablowych (tzn. wzajemnych procentowych relacji między ilością kabli z różnymi rodzajami izolacji), problemów eksploatacyjnych, jak również metod przeciwdziałania awariom. W Europie (w tym również w Polsce) przeciętna ilość kabli z izolacją papierową kształtuje się na poziomie około 25% ÷ 60% sumarycznej długości analizowanych sieci, natomiast reszta składa się z linii kablowych z polietylenu usieciowanego i nieusieciowanego.

W niektórych krajach, jak na przykład w Holandii i Niemczech przeciętna sumaryczna długość linii z izolacją z polietylenu termoplastycznego w 1985r. wynosiła około 54% ogólnej długości linii sieci kablowej. Problemy eksploatacyjne występujące podczas zapewniania bezawaryjnej pracy kabli z tego typu izolacją są zbieżne do występujących w Polsce. Stąd też rozwój czynników technicznych i metod prowadzenia eksploatacji sieci.

Do metod tych należą:

- EBM – Events Based Maintenance – eksploatacja oparta na interwencjach w skutek awarii urządzeń.
- CBM – Condition Based Maintenance – eksploatacja oparta na bieżącej ocenie stanu urządzeń [1].

Metoda EBM zakłada podejmowanie działań po wystąpieniu awarii w danym obwodzie. Stosując ją uzyskujemy niewielkie koszty chwilowe działalności, które w dłuższym horyzoncie czasowym bardzo mocno rosną. Poawaryjna wymiana uszkodzonego elementu nie wyklucza konieczności dokonywania kolejnych napraw w krótkim okresie czasu, gdyż eksploatacja polega wyłącznie na wymianie zepsutych urządzeń, a nie kontroli bieżącego stanu urządzenia [1].

Stosując metodę CBM działania są podejmowane przed uszkodzeniem kabli i osprzętu. Podstawowym wskaźnikiem ogólnego stanu sieci jest prowadzenie badań probierczych i diagnostycznych w celu zebrania dokładnych informacji na temat aktualnego stanu eksploatowanej sieci. Wprowadzenie metody CBM pozwala na uzyskanie oszczędności finansowych w dłuższym okresie czasu dzięki wymianie tylko elementów sieci kablowej, które są najbardziej zagrożone awarią.

## 2. ROZWÓJ SYSTEMÓW DIAGNOSTYCZNYCH

Wraz z rozwojem techniki zmieniały się sposoby diagnozowania kabli. Wiele metod detekcji stanu izolacji linii jest wykorzystywanych do dzisiaj. Między innymi należą do nich:

- pomiar prądu upływu przy napięciu stałym
- pomiar  $tg\delta$  przy częstotliwości roboczej
- pomiar  $tg\delta$  przy częstotliwości obniżonej
- pomiar ładunku elektrycznego
- pomiar prądu strat przy napięciu przemiennym (analiza trzeciej harmonicznej prądu strat)
- metoda z wykorzystaniem napięcia wstępnego
- metoda depolaryzacji
- metoda pomiaru wnz

W Europie w wyniku unifikacji norm energetycznych ujętych w Dokumencie Harmonizującym CENELEC HD 620 S1 i HD 621 S1 następuje dominacja dwóch metod diagnostycznych. Tymi metodami są:

- pomiary  $tg\delta$  przy bardzo niskiej lub roboczej częstotliwości i napięciu do 3U<sub>0</sub>
- pomiary wyładowań niezupełnych i lokalizacja miejsc uszkodzeń kabli [1]

## 3. MIEJSCE FIRMY BAUR PRÜF- UND MESSTECHNIK GMBH NA ŚWIATOWYM RYNKU TECHNOLOGII DIAGNOSTYCZNYCH

Firma Baur, jako producent urządzeń do badania materiałów elektroizolacyjnych w tym również urządzeń do lokalizacji tras i uszkodzeń kabli, rozpoczęła badania nad systemami diagnozowania stanu izolacji kablowej już na przełomie lat 80 i 90-tych.

Efektom działań firmy jest ponad 10-letnie doświadczenie z urządzeniami do analizy poziomu występujących drzewień wodnych przez pomiar  $tg\delta$  przy sygnale  $\sin 0,1\text{Hz}$  oraz pięcioletnie z aparaturą do pomiaru wartości i miejsc występowania wyładowań niezupełnych.

Rozwiązanie do analizy współczynnika strat dielektrycznych jest własnym produktem firmy, natomiast analizator wnz jest systemem opracowanym przy współudziale światowej klasy instytutów naukowych w Linzu, Berlinie i Strasburgu. Łatwość obsługi, przydatność eksploatacyjna, wiarygodność wyników pomiarów, a przede wszystkim zgodność sygnału

zadającego z normami UE powoduje duże zainteresowanie służb eksploatacyjnych na całym świecie produktami naszej firmy. Ogółem na koniec 2001r. firma sprzedała:

Urządzenia probiercze VLF 0,1Hz $\sin$	170 szt.
Urządzenia do pomiaru $tg\delta$	120 szt.
Urządzenia do pomiaru wnz	27 szt.

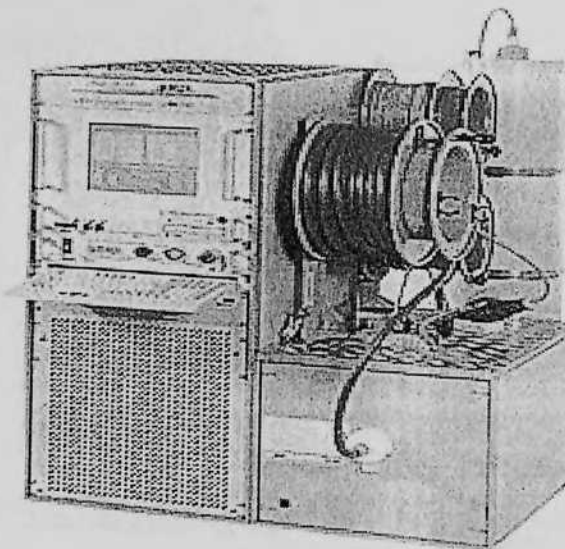
Ocenę przydatności aparatury pomiarowej firmy Baur można znaleźć również w raporcie SINTEF Energy Research z sierpnia 2000r. pt.: „ Condition Assessment of Water Tree Aged XLPE Cables – Comparison of Four Commercial Methods [4]

## 4. APARATURA POMIAROWA, PRZEBIEG POMIARÓW, OCENA WYNIKÓW POMIARÓW.

Zespół pomiarowy składa się z generatora sygnałów wolno-zmiennych, dwóch analizatorów:  $tg\delta$  i wnz oraz zespołu elementów służących do kompensacji prądów upływu mogących ograniczyć dokładność pomiarów.

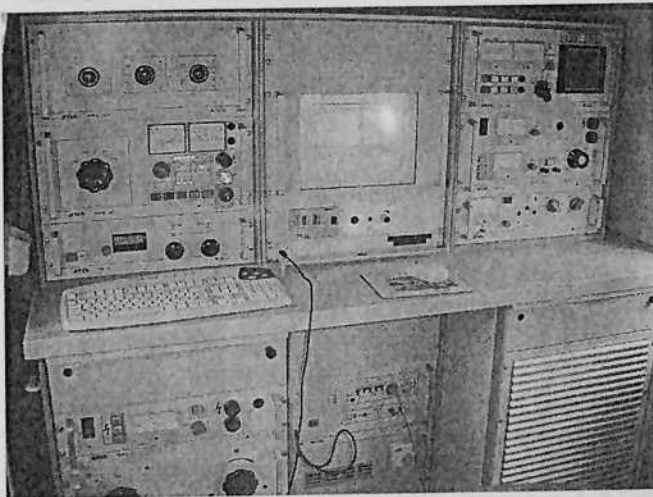
Przykładowe rozwiązania użytkowe przedstawiono poniżej.

- a) zestaw typu monoblock – łatwy do transportu i dowolnego montażu (rys. 1)



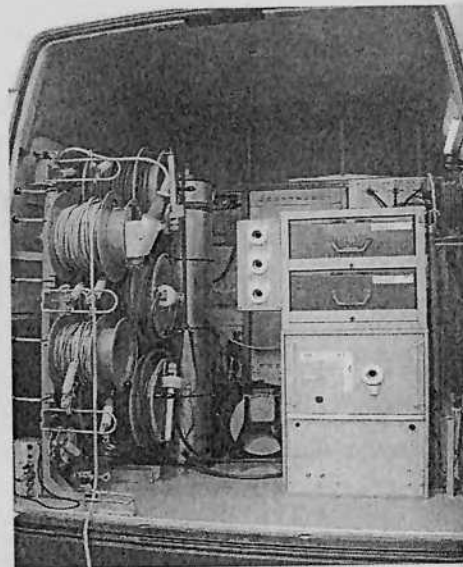
rys. 1

b) zestaw do wbudowania na dowolnym pojeździe (rys. 2a, 2b)



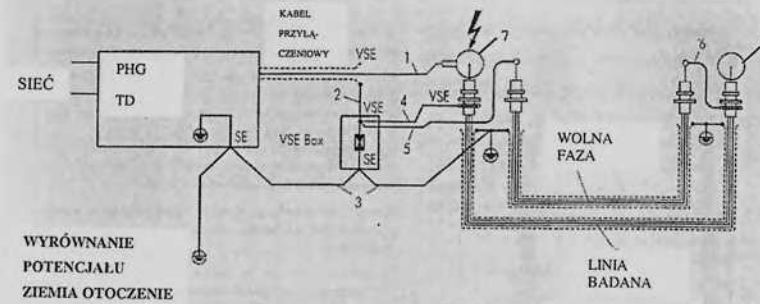
rys. 2a

Baur montuje urządzenia diagnostyczne w nowych pojazdach przeznaczonych do diagnostyki, jak również dobudowuje aparaturę diagnostyczną do dowolnego innego wozu pomiarowego z istniejącą już aparaturą lokalizacyjną.



rys. 2b

Schemat połączeń aparatury pomiarowej z mierzonym obiektem przedstawia rys. 3.

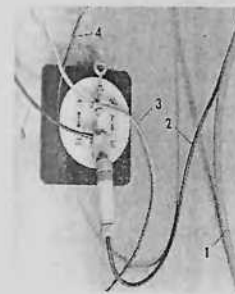


rys. 3

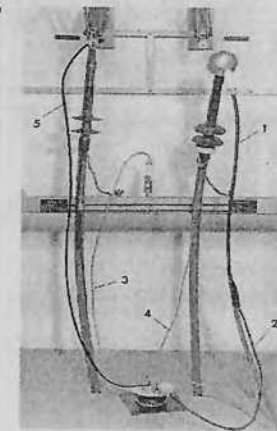
Schemat połączeń urządzeń i badanej linii podczas pomiaru  $tg\delta$  przy  $0,1 \text{ Hz sin}$

1. Przewód przyłączeniowy w/n
2. Przewód łączący ekran z VSE-BOX
3. Przewód uziemiający wyrównujący potencjały
4. Przewód zbierający prądy powierzchniowe z głowicy
5. Przewód przekazujący prądy powierzchniowe z drugiego końca badanej linii
6. Przewód zbierający prądy powierzchniowe z głowicy
7. Kule ograniczające zjawisko ulotu

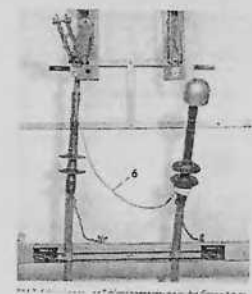
Fizyczna realizacja w/w układy połączeń zaprezentowana jest na rys. 4, 5 i 6.



rys. 4



rys. 5



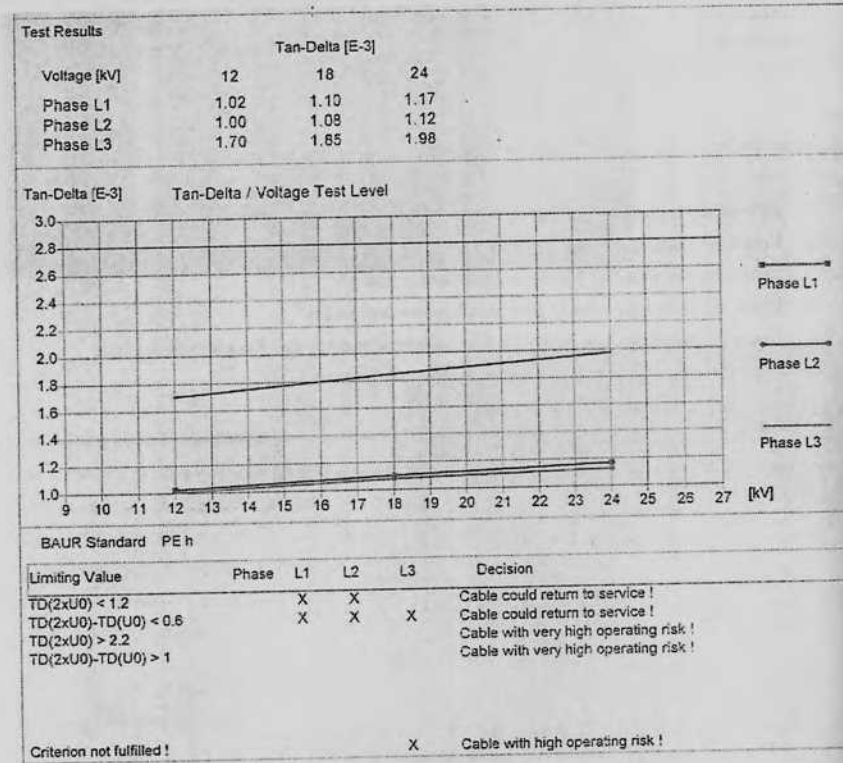
rys.6

#### 4.1 POMIAR WSPÓLCZYNNIKA STRAT DIELEKTRYCZNYCH $\text{tg}\delta$

Pomiar wykonany jest w pełni automatycznie. Po zadaniu podstawowych parametrów związanych z przebiegiem pomiaru aparatura wykonuje samodzielnie badania przedstawiając ich wynik w formie graficznej i opisowej. Przykład 1 i 2.

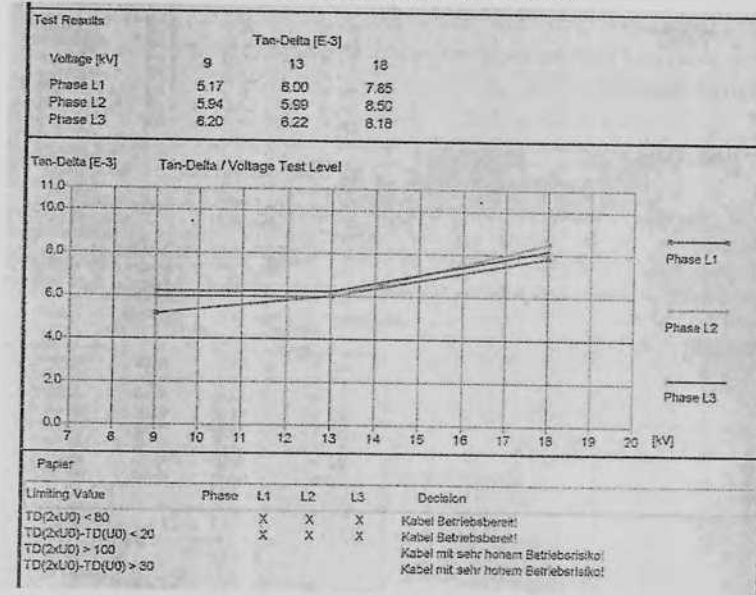
##### Przykład 1

Pomiar kabla z izolacją XLPE



##### Przykład 2

Pomiar kabla z izolacją papier + syciwo



W zależności od rodzaju kabla sprecyzowane są kryteria oceny i tak dla:

##### a) kabli w izolacji polietylenowej

$$\text{tg}\delta(2U_0) < 1,2$$

ORAZ

$$\text{tg}\delta(2U_0) - \text{tg}\delta(U_0) < 0,6$$

kabel o dobrych parametrach, nadaje się do dalszej pracy

$$\text{tg}\delta(2U_0) > 2,2$$

ORAZ

$$\text{tg}\delta(2U_0) - \text{tg}\delta(U_0) > 1$$

Kabel o zaawansowanych procesach starzeniowych, dalsza eksploatacja związana jest z dużym ryzykiem występowania uszkodzenia

##### b) kabli w izolacji papierowej

$$\text{tg}\delta(2U_0) < 80$$

ORAZ

$$\text{tg}\delta(2U_0) - \text{tg}\delta(U_0) < 20$$

kabel o dobrych parametrach nadaje się do dalszej pracy

$$\text{tg}\delta(2U_0) > 100$$

ORAZ

$$\text{tg}\delta(2U_0) - \text{tg}\delta(U_0) > 80$$

kabel o zaawansowanych procesach starzeniowych, dalsza eksploatacja związana jest z dużym ryzykiem wystąpienia uszkodzenia

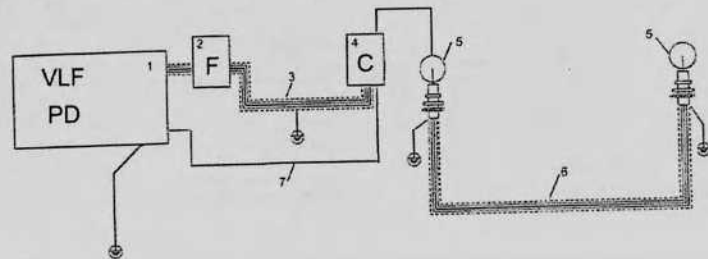
Pomiar trwa zaledwie kilkanaście minut, a przy niskim poziomie napięć diagnostycznych (do 2U<sub>0</sub>) wyklucza się uszkodzenie badanego kabla.

Dzięki posiadaniu przez firmę Baur wyprodukowanego przez Techniczny Uniwersytet w Berlinie wzorca tgδ możliwa jest systematyczna kalibracja urządzeń pomiarowych dostarczanych klientom.

#### 4.2 POMIAR WNZ

Układ połączeń aparatury przedstawiono na rys. 7. Pomiar wykonuje się półautomatycznie tzn. po zadaniu poziomu napięć inicjujących wyładowania, aparatura samoczynnie rejestruje impulsy w ilości określonej przez pomiarowca. Następnie osoba mierząca sumuje poszczególne wykresy uzyskując wykres wartości [pC], ilości [N] i miejsc występowania [m] wnz.

Układ połączeń dla pomiaru wnz - rys. 7



rys. 7

##### Wyjaśnienia

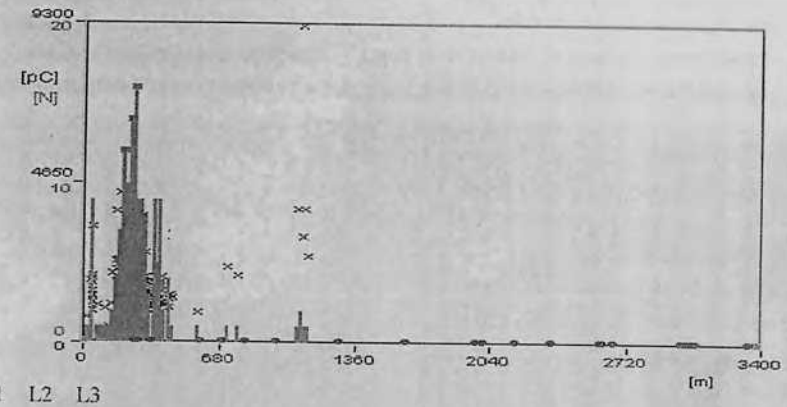
1. Urządzenie pomiarowe VLF 0,1Hz PD
2. Filtr zakłóceń
3. Kabel pomiarowy w/n
4. Kondensator pomiarowo-sprzęgający
5. Kule likwidujące zjawiska ulotu
6. Mierzony obiekt
7. kabel sygnału wnz

Czas trwania pomiaru zależy od intensywności występowania wnz dla zadanych warunków inicjujących oraz ilość zliczanych impulsów.

W Europie dla zobrazowania stanu izolacji badanego obiektu zlicza się od kilkudziesięciu do nawet 500 wyładowań.

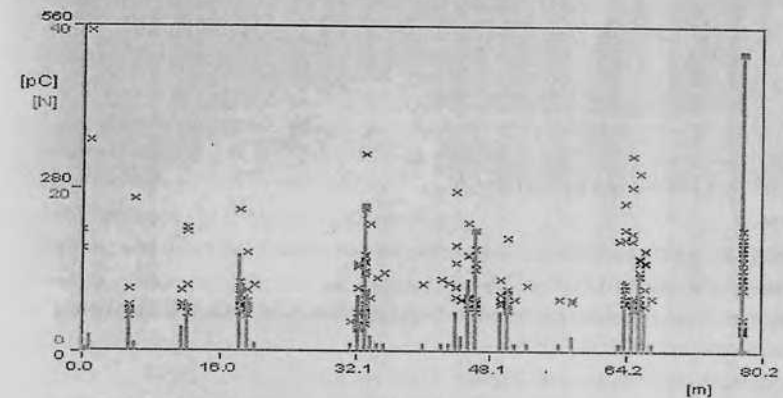
#### Przykład 1

Pomiar kabla z izolacją papierową



#### Przykład 2

Pomiar kabla z izolacją XLPE



Analiza przedstawionych wykresów pozwala wskazać miejsca o największym prawdopodobieństwie występowania uszkodzenia badanej linii kablowej.

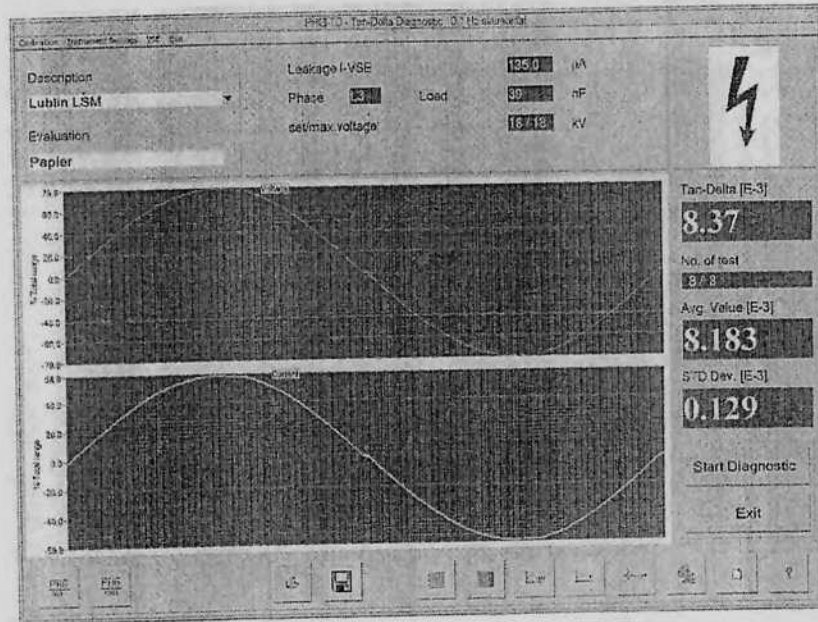
Czerwone słupki wskazują, jak często i gdzie występują wyładowania, natomiast czarne krzyżyki „x” jakiej są wartości w [pC].

#### 4.3 CECHY I PARAMETRY TECHNICZNE APARATURY POMIAROWEJ TD/PD.

Aparatura firmy BAUR wyróżnia się z pośród wielu rozwiązań dużą uniwersalnością i maksymalnym przystosowaniem do postawionych przed nią zadań. Służy zarówno do diagnostyki, jak również do wykonywania prób napięciowych.

W skrócie można opisać jej cechy następująco:

- posiada zgodnie z normami VDE DIN 0276-620 i CENELEC HD 620, HD 621 napięcie probiercze w zakresie do 80kV
- dysponowane napięcie ma kształt sin (z dokładnością 98%) i jest symetryczne, nie wprowadzające dodatkowych zakłóceń i asymetrii zmieniającej wyniki pomiarów rys. 8



rys. 8

- urządzenie pozwala badać nie tylko kable, ale i inne urządzenia elektroenergetyczne w zakresie obciążeń od 10nF do 20 $\mu$ F
- dysponowana szerokość pasma rejestrowanych wyładowań niepełnych zawiera się w przedziale od 20kHz do 20MHz
- częstotliwość próbkowania 100MHz
- zakres pomiarowy tg $\delta$  od  $0,1 \times 10^{-3}$  do  $100 \times 10^{-3}$  właściwy dla dokładnego określenia stanu badanego obiektu
- posiada sprecyzowane kryteria kwalifikacji poziomów starzenia się izolacji dla danych wyników pomiarów tg $\delta$
- niezależność wyników pomiarów od wielkości badanego obiektu
- automatyczna kwalifikacja wyników pomiarów dla tg $\delta$  i wnz
- posiada stosowny zintegrowany matematyczno- cyfrowy filtr wydzielający sygnały wnz
- nie zawiera składowej stałej w sygnale pomiarowym wywołującej szkodliwe działanie na podstarzałą izolację XLPE

- wymiennie współpracuje z innymi urządzeniami pomiarowymi zabudowanymi w wozach pomiarowych
- proste oprogramowanie PC na Windows 2000 pozwala na korzystanie z ogólnie dostępnych programów do obróbki danych

Te zalety prezentowanego systemu diagnostycznego powodują dużą łatwość wykonywania pomiarów oraz jednoznaczność i wiarygodność uzyskanych wyników.

## 5. ROZWÓJ PRAKTYCZNYCH METOD PRZYWRACANIA EKSPLOATACYJNYCH WŁASNOŚCI LINII KABLOWYCH.

Wraz z dostępem do kolejnych, coraz to nowszej generacji urządzeń diagnostyczno-probierczych zmienił się sposób weryfikacji kabli eksploatowanych z izolacją PE. W początkowym okresie w Holandii (lata 80+90) wykonywano próby napięciowe napięciem sin 0,1Hz 3Uo przez okres 60min wraz z pomiarem prądów upływu.

W przypadku, gdy dochodziło do uszkodzenia przecinano kabel w miejscu jego występowania, obcinano po ok. 20m w obie strony i powtarzano próbę dla pozostałych odcinków, aż do wyselekcjonowania kawałków linii o właściwej wytrzymałości. Następnie łączono tak wyselekcjonowane odcinki kabli nowymi wstawkami. Po kilku latach takiej działalności uzyskano wynik uszkodzalności sieci kablowej wysokości 0,1/100km / rok.

Po 1990r., kiedy wprowadzono do eksploatacji urządzenia badające procesy starzeniowe zachodzące w izolacji roboczej kabli przez pomiar współczynnika strat dielektrycznych tg $\delta$  łączy się wykonywanie w/w prób napięciowych z pomiarem tg $\delta$ .

Skrócono badania probiercze do 15 minut, a każdy z odcinków kabli dodatkowo bada się przez określenie tg $\delta$ . Jeśli odcinki kabli mają dobre wartości współczynnika strat dielektrycznych wraca się do pomiarów tych odcinków po 3+5 lat. Jeśli wytrzymują próbę napięciową sin 0,1Hz 3Uo przez 15minut, ale mają złe wartości tg $\delta$  wraca się do diagnozowania wątpliwego kabla już po 12 miesiącach.

Badania wnz przeznacza się na każdorazową ocenę osprzętu kablowego, poprawność jego montażu, braku wad fabrycznych (pęknięć) w izolacji roboczej nowych kabli, jak również każdorazowej doraźnej oceny stanu kabla w sytuacjach uznanych za właściwe np.: po układaniu lub przekładkach kabli.

Częstą przyczyną zaniżenia wartości tg $\delta$  w kablach z izolacją XLPE jest wadliwy osprzęt kablowy. Połączenie badania kabla w zakresie analizy tg $\delta$  oraz wyładowań niepełnych pozwala przy nakładzie niewielkich kosztów przywrócić diagnozowaną linię do eksploatacji. Ciekawy program diagnostyczny wprowadzili na terenie Polski Lubelskie ZE I.LUBZEL S.A. dla obszaru ZE Lublin Miasto.

Wykorzystano dostępną dla zakładu aparaturę w czterech wariantach decyzyjnych.

1. Określenie przydatności do eksploatacji kabli o dużej awaryjności z polietylenu nieusieciowanego wraz z pomiarem prądów upływu.
2. Określenie przydatności do eksploatacji kabli z polietylenu usieciowanego z weryfikacją osprzętu kablowego.



3. Sprawdzenie przydatności kabli pracujących na napięciu 10kV pod kątem możliwości zwiększenia napięcia pracy na 15kV.
4. Pomiary diagnostyczne linii kablowych wykonanych w ramach zadań inwestycyjnych.  
Łącząc poszczególne sposoby diagnozowania linii kablowych LUBZEL wypracował własne metody realizacji poszczególnych zadań pozwalających na podejmowanie, w optymalny sposób, decyzji o dużym finansowym znaczeniu.

## 6. DIAGNOSTYKA, JAKO ELEMENT OGRANICZENIA KOSZTÓW EKSPLOATACJI SIECI

Działania użytkowników sieci kablowych średniego napięcia zmierzają do ograniczenia kosztów, wynikających z eksploatacji linii kablowych oraz przeciwdziałania stratom powstałym na skutek niespodziewanych przerw w dostawach energii elektrycznej. Stosowanie diagnostyki kabli powinno być traktowane, jako ciągły proces kontrolny, mobilizujący zarówno producentów do maksymalnych starań o utrzymanie wysokiej jakości produkcji, jak również użytkowników, którzy mogą wielopłaszczyznowo eliminować zagrożenia eksploatacyjne, a zatem minimalizować bieżące koszty utrzymania linii kablowych.

Korzyści płynące z badań diagnostycznych rozpoczynają się już w momencie przyjmowania kabla od producenta. Odbierany nowy kabel można poddać sprawdzeniu pod kątem określenia jego jakości. Określenie współczynnika tgδ wskaże zawartość elementów przewodzących w izolacji (w tym wody), natomiast wyładowania niezupełne poinformują o adanie nowego kabla daje konkretne korzyści finansowe:

- Pozwala zweryfikować producentów, wskazując tych najlepszych, co owocuje wysoką jakością odbieranych produktów.
- W przypadku wątpliwości daje możliwość wymiany zakupionego kabla, jeszcze przed rozpoczęciem kosztownych robót.
- Daje szansę negocjacji cen oraz wydłużenia okresów gwarancyjnych na zakupiony towar. Eliminuje więc koszty wystąpienia uszkodzeń w pierwszym etapie eksploatacji.
- Daje możliwość weryfikacji służb i metod transportu, doprowadzając do wyboru tych, którzy gwarantują najwyższą jakość obsługi.
- Pozwala stworzyć tzw. „metrykę” kabla, która stanie się punktem wyjścia dla całego procesu inwestycyjno-eksploatacyjnego, aż do decyzji o zakończeniu eksploatacji. Zmiany zachodzące w strukturze kabla zobrazowane przez pomiary diagnostyczne i odniesione do tzw. „metryki”, pozwalają podejmować decyzje eliminujące wydatki lub je ograniczające w każdej sytuacji związanej z eksploatacją danego obiektu.

I tak kontynuując, przyjęcie kabla i sporządzenie jego „metryki”, ustrzegło inwestora przed kolosalnymi skutkami dokonania błędnego zakupu. Dalej jednak inwestor przekazuje kabel wykonawcy robót, zlecając mu wykonanie trasy. Diagnostyka umożliwi na tym etapie:

- Sprawdzenie jakości pracy wykonywanej przez zleceniobiorcę (przez określenie wpływu jego metod pracy na izolację roboczą kabla).
- W przypadku złych wyników diagnostycznych, istnieje możliwość:
- a) obciążenia zleceniobiorcy kosztami przywrócenia linii kablowej do należytego poziomu technicznego.
  - b) negocjacji wynagrodzenia z tytułu niewłaściwego wykonania pracy.
  - c) negocjacji warunków i terminów gwarancji na wykonaną pracę.
    - Dokonanie wyboru najlepszych (z najtańszych) wykonawców robót.
    - Współdziałanie w tworzeniu właściwych metod układania kabli, które zagwarantują nie występowanie uszkodzeń izolacji roboczych i powłok kabli.

Ten etap nadzoru diagnostycznego nad wykonawcami daje bezpośredni zysk w postaci:

- Nieuszkodzonych, dobrej jakości, kabli położonych w ziemi.
- Kabli właściwie ułożonych w gruncie tzn. właściwymi metodami, odpowiednimi narzędziami, przez najlepszych (wyselekcjonowanych) specjalistów.

Dalszy etap wykorzystania diagnostyki gwarantującej minimalizację kosztów eksploatacyjnych to:

- Wybór najtańszego i najlepszego technicznie (właściwego dla zakupionych kabli) osprzętu kablowego.
- Wybór (wyselekcjonowanie) brygad kablowych, wykonujących prace montażowe z najwyższą starannością.

Ogrom kosztów wynikających z doboru niewłaściwego osprzętu do typu kabla, osprzętu niewłaściwej jakości oraz błędów montażowych, zniknie w przypadku „diagnostycznej eliminacji” materiałów i ludzi nieodpowiednich dla istniejących warunków techniczno-eksploatacyjnych.

W pierwszym okresie eksploatacji większość uszkodzeń w osprzęcie kablowym występuje z w/w powodów.

Inwestor uzbrojony w w/w metody weryfikacyjno-kontrolne zadba o to, by przekazać do użytkowania linie kablowe z minimalnym zagrożeniem uszkodzalności.

Największym polem do wykorzystania diagnostyki procesów zachodzących w kablach, jest badanie zjawisk starzeniowych w liniach obecnie pracujących, często już od wielu lat.

Minimalizacja kosztów na tym etapie jest wyjątkowo duża gdyż dotyczy:

Wyznaczenia tras kablowych do wymiany w pierwszej kolejności, stosownie do posiadanych środków.

Błędne rozpoznanie w tym zakresie powoduje, powstanie dużych wydatków na wymianę względnie dobrych kabli oraz powstawanie strat z tytułu pozostawienia w eksploatacji kabli złych.

Wyznaczenia w złej linii kablowej krótkich odcinków, których wymiana spowoduje zapewnienie dalszej niezagrażonej pracy linii. Często wystarczy wymienić niewielkie wstawki kablowe, których koszt jest stosunkowo mały.

- Określenia procesów zachodzących w poszczególnych mufach, których naprawa (wymiana) przed wystąpieniem uszkodzenia, nie zakłóci ciągłości dostaw energii.
- Wykonywania wszelkich badań nie niszczących, a zatem czynności profilaktycznych, których celem jest uniknięcie strat z tytułu:
  - a) zaniku ciągłości dostaw energii
  - b) skutków często uciążliwej, pracochłonnej, a przede wszystkim wpływającej na pracujący osprzęt kablowy, lokalizacji uszkodzeń.
  - c) skutków oddziaływania, na pracujące w sieci urządzenia, fal przepięciowych powstających w przypadku występowania doziemień gasnących w sieciach kablowych s/n.
 Występujące od w/w doziemień fale przepięciowe o wartości do  $3 U_{mf}$  mogą doprowadzić do uszkodzeń innych urządzeń (w tym kabli o nadwyższej izolacji roboczej).

Reasumując, stosowanie urządzeń diagnostycznych opartych na analizie tgδ oraz wyładowań niepełnych, wprowadza nowe wartości i nowe środki w codziennej walce o zapewnienie maksymalizacji ciągłości dostaw energii, poprzez eliminację niespodziewanych uszkodzeń kabli zasilających.

Jednocześnie, kompleksowe i systematyczne wykorzystanie posiadanej aparatury, prowadzi do obrony interesów użytkownika linii kablowych w stosunku do dostawców usług i produktów związanych z zasilaniem kablowym, jak również permanentnego ograniczenia kosztów ponoszonych z tytułu napraw kabli oraz należytej selekcji odcinków wyznaczonych do wymiany.

#### Literatura

- [1] Krzysztof Hajdrowski – Energetyka Poznańska S.A. - Diagnostyka linii kablowych – doświadczenia zagraniczne.
- [2] Aleksandra Rakowska – Politechnika Poznańska, Biuro PTPiREE – Podsumowanie analizy awaryjności kabli SN na przykładzie 5 Spółek Dystrybucyjnych.
- [3] CENELEC – Harmonization Document HD 621 S1, HD 620 S1
- [4] S. HUIDSTEN, J.T. BENJAMINSEN – SINTEF ENERGY RESEARCH: CONDITION ASSESSMENT OF WATER TREE AGED XLPE CABLES.
- [5] T. Kotowski LZE LUBZEL S.A. – Analiza pomiarów współczynnika strat dielektrycznych oraz wartości i miejsc występowania wyładowań niepełnych w kablach sieci miejskiej ZE Lublin Miasto.

## RÓŻNE ASPEKTY DOTYCZĄCE PRZEŁĄCZANIA JEDNOFAZOWEGO W ROZDZIELNICY MAGNEFIX

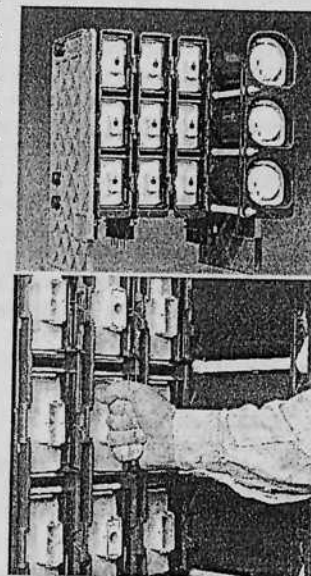
### 1 Magnefix

Jednym z najważniejszych powodów, dla których rozdzielnice Magnefix M.V. typu MD4 oraz MF cieszą się tak dużą popularnością już od ponad czterdziestu lat jest prostota konstrukcji. Aby osiągnąć tę prostotę, postanowiono zastosować przełączanie jednofazowe trójfazowego układu rozdzielczego za pomocą uchwytu sterowniczego. Rozwiązanie to umożliwiło także uproszczenie konstrukcji części mechanicznej łącznika, wskutek czego zminimalizowano występowanie awarii i uszkodzeń oraz w znacznym stopniu ograniczono niezbędne zabiegi konserwacyjne. Oznacza to jedno: większą niezawodność działania urządzenia. Kolejną zaletą konstrukcji urządzenia jest to, iż głównie dzięki zastosowaniu izolacji z żywicy epoksydowej możliwe było maksymalne zmniejszenie rozmiarów urządzenia.

Jak wiadomo, mechanizmy napędu łączników Magnefix typu MD4 i MF zawierają ręczny uchwyt manewrowy oraz zamkniętą przestrzeń zawierającą części ruchome. Pomysłowa kombinacja sprężyn, ograniczników i magnesów zapewnia odpowiednią szybkość operacji otwierania i zamykania, niezależnie od czynności operatora. W ten sposób spełnione są przepisy dotyczące wyłączenia prądów zwarciovych i obciążeniowych mogących pojawić się w sieci. Zastosowano również podwójną przerwę izolacyjną w każdej fazie, a dzięki jednofazowej konstrukcji systemu osiągnięto także całkowite rozdzielanie faz. (dodatkowe informacje zawarte są w broszurze informacyjnej Magnefix MD4-MF).

### 2 Przełączanie jednofazowe MD4 i MF

W niniejszej publikacji przełączanie jednofazowe oznacza niezależną czynność załączania i wyłączania obwodów trójfazowych sieci zasilającej za pomocą sterowania ręcznego w ściśle określonych odstępach czasowych. Łączenie trójfazowe nie oznacza z definicji jednoczesnego otwarcia trzech biegunów wyłącznika przeciążeniowego. Norma I.E.C. zezwala na istnienie różnicy półokresu pomiędzy momentem zamknięcia i otwarcia różnych biegunów wyłącznika przeciążeniowego. Jak wspomniano w punkcie 1, na przełączanie jednofazowe zdecydowano się podczas projektowania budowy rozdzielnic Magnefix po przeprowadzeniu dokładnych analiz po to, aby uzyskać pewne korzyści. Filozofię tę oparto na przekonaniu, iż nie będzie to negatywnie wpływać na działanie układu rozdzielczego. To pierwotne założenie okazało się prawidłowe, co potwierdza liczba ponad 170.000 rozdzielnic Magnefix, które są obecnie sto-



sowane na całym świecie. Oznacza to ponad 530.000 tablic rozdzielczych i 1.600.000 łączników. Historia sukcesu tego doskonałego rozwiązania technicznego ma swój początek w latach 60 i nawet obecnie, po upływie niemal 40 lat, ciągle instaluje się sporą liczbę nowych rozdzielnic. Z wyjątkiem pewnych szczególnych warunków, które okazały się mniej sprzyjające dla stosowania rozdzielnic Magnefix, przełączanie jednofazowe nie wywołało żadnych negatywnych skutków podczas eksploatacji tego typu urządzeń na przestrzeni kilkudziesięciu lat.

### 3 Ogólne informacje o przełączaniu jednofazowym

Oczywiście przełączanie jednofazowe nie jest stosowane wyłącznie w aparaturze Magnefix. Na przestrzeni lat stosowano je także na szeroką skalę w innych systemach, np. KES10 produkowanym przez Krone, Isopont Calor Emag oraz ELA12 produkcji Laur Knudsen. W tym względzie można także odnosić się do ogólnie stosowanych rozłączalnych połączeń kablowych, które z definicji są jednofazowe.

Także kiedy wyłączniki przeciążeniowe stosowane są w połączeniu z bezpiecznikami średnionapięciowymi, jedna faza ulega przerwaniu po stopieniu wkładki bezpiecznikowej. W wyniku tego, pojawia się praca dwufazowa w danej części sieci, jeżeli nie zadziała wybijał trójfazowego zabezpieczenia przeciążeniowego lub zwarciovowego obwodu. Przerwa jednofazowa często występuje w sieciach niskiego napięcia, zwłaszcza w tych miejscach sieci, które są zabezpieczane za pomocą bezpieczników niskonapięciowych. Podsumowując, można stwierdzić, iż w pewnych przypadkach preferowane jest przełączanie jednofazowe, jeśli jest to możliwe.



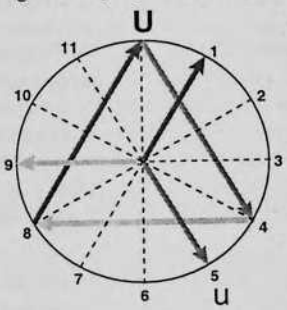
Rys. Trójfazowy wyłącznik przeciążeniowy niskiego napięcia z bezpiecznikami.

### 4 Obwody kontrolne

Wartości prądów, które mają być przerwane oraz napięcia powrotne w trzech fazach, które pojawiają się przy zastosowaniu przełączania jednofazowego różnią się od wartości, które pojawiają się przy przełączaniu trójfazowym. W przypadku przełączania jednofazowego musi istnieć możliwość wyłączenia zwarcia międzyfazowego ( $\sqrt{3}$  x napięcie fazowe), podczas gdy w przypadku przełączania trójfazowego dzieje się to przy napięciu fazowym.

Kiedy obwód jest wyłączony, napięcie powrotne na drugim biegunie podczas przełączania jednofazowego jest równe napięciu sieciowemu, natomiast w przypadku przełączania trójfazowego jest jedynie równe napięciu fazowemu (dodatkowe informacje zawarte są w załączniku nr. 1).

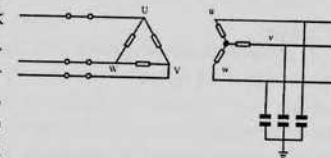
Te bardziej wymagające warunki pojawiające się w przypadku przełączania jednofazowego stanowią mniejszy problem dla użytkownika, a większe wyzwanie dla projektanta, który musi dostosować swój projekt konstrukcyjny do tych wymogów. Norma IEC 265-1 Wyłączniki Wysokiego Napięcia także opisuje obwody kontrolne dla przełączania jednofazowego, które stanowią podstawę przyznawania atestów (patrz załącznik 1). Skutki przełączania za pomocą trójfazo-



wego i jednofazowego wyłącznika przeciążeniowego dla klienta są zamieszczone w załączniku nr. II.

### 5 Ferrozonans

Trwają dyskusje na temat ferrozonansu pojawiającego się podczas stosowania przełączania jednofazowego. Podczas przerwania drugiej fazy rzeczywiście istnieje możliwość, iż jeśli istnieje pewien określony stosunek pomiędzy indukcyjnością transformatora zasilającego i kabla między wyłącznikiem obciążeniowym i transformatorem, może pojawić się rezonans napięć. Istnieje wiele czynników, które mogą wpłynąć na pojawienie się ferrozonansu lub jego brak podczas stosowania przełączania jednofazowego. Czynniki związane z indukcyjnością to np. prąd nasycenia i pojemność transformatora, natomiast czynniki, które mogą wpływać na reaktancję pojemnościową to między innymi reaktancja pojemnościowa kabla. Ta ostatnia uzależniona jest od budowy i długości kabla. Wymienione okoliczności nie dotyczą jednak sposobu, w jaki rozdzielnice Magnefix są stosowane w układach rozdzielczych. Prawie nigdy nie używa się takich długości kabla, aby wystąpił rezonans. Co więcej transformator zasilający powinien posiadać odpowiednie zabezpieczenia.



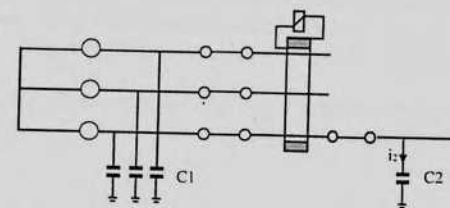
Ir. G. Damstra napisał artykuł dotyczący tego problemu, w którym wyjaśnia, iż zjawisku temu można zapobiec w każdych warunkach poprzez zastosowanie kondensatorów w niskonapięciowej części sieci rozdzielczej. Jednakże, o ile wiadomo, metod tych nigdy nie stosowano w połączeniu z Magnefixem, co dowodzi, iż ferrozonans w tym przypadku można uznać za zjawisko czysto teoretyczne.

### 6 Ochrona przed zwarcieniem doziemnym

W przypadku przełączania jednofazowego istnieje możliwość, iż w pewnych sytuacjach działa ochrona przed zwarcieniem doziemnym i/lub ochrona przed asymetrią w sieci niskiego napięcia, w wyniku czego obwód zostanie otwarty w miejscach, w których nie jest to pożądane.

Jednak w większości przypadków efekty asymetryczne wywoływane przez przełączanie jednofazowe za transformatorem będą niższe od poziomu czułości przyłączonego przekaźnika ochronnego. W kilku pojedynczych przypadkach potrzebne są dalsze badania w celu znalezienia rozwiązania tego problemu. Na uproszczonym schemacie obwodu elektrycznego na rysunku 7 widać, iż kiedy wyłącznik ochronny jest zamknięty, pojemnościowy prąd ładowania kabla przepływa z C1 do C2.

C1 oznacza reaktancję pojemnościową całej sieci a C2 stanowi reaktancję jednej fazy kabla za wyłącznikiem ochronnym. Wartość prądu, który omija ochronę przed prądem upływowym jest uzależniona od stosunku pomiędzy reaktancją pojemnościową przed i za wyłącznikiem ochronnym. Oczywiście jest, iż reaktancja całej sieci jest o wiele większa od reaktancji jednej z



faz kabla. W praktyce odnotowano jedynie kilka przypadków, w których na skutek wrażliwości urządzeń ochronnych trzeba było podjąć inne środki.

### 7 Silniki

Jest oczywiste, iż jednofazowy wyłącznik nie nadaje się do stosowania w obwodach zasilających silniki elektryczne. Jak wiadomo, system Magnefix zawiera wyłącznie wyłączniki przeciążeniowe i jest sterowany wyłącznie ręcznie. Także z tych powodów nie jest przystosowany do zasilania silników. Do tego celu stosuje się styczniki, ponieważ mają one napęd elektryczny i są zaprojektowane z myślą o wykonywaniu dużej liczby łączy.

### 8 Wnioski

Kiedy projektowano Magnefix i zdecydowano o zastosowaniu przełączania jednofazowego, możliwe stało się opracowanie prostej konstrukcji o niewielkich wymiarach, co oznacza liczne zalety tego urządzenia. Nie jest to jednak jedyny produkt, posiadający tę cechę. Przełącznik jednofazowy stosowany jest z różnych względów.

Zjawiska towarzyszące przełączaniu, pojawiające się w przypadku przełącznika jednofazowego są może mniej korzystne niż w przypadku przełącznika trójfazowego, lecz jest to problem, za którego rozwiązanie odpowiedzialny jest producent. Istnieją sytuacje, gdzie przełączniki jednofazowe się nie sprawdzają, lecz praktyka pokazuje, iż jest ich naprawdę niewiele i zdarzają się rzadko. Jest oczywiste, iż nie należy przełączników jednofazowych stosować w silnikach, lecz lata doświadczenia w stosowaniu urządzeń Magnefix typu MD-4 oraz MF dowodzą, iż w praktyce stanowi to w zasadzie jedyny wyjątek, a zalety tego urządzenia w ogromnym stopniu przewyższają jego wady.

Zalety te to między innymi:

- Prostota konstrukcji dzięki zastosowaniu lanej żywicy zarówno w budowie jak i izolacji
- Niewielkie wymiary
- Niewielka liczba wymaganych zabiegów konserwacyjnych dzięki izolacji z lanej żywicy oraz braku mechanizmu
- Łatwość montażu, standardowe skrzynki kablowe, niewielki ciężar urządzenia
- Gwarancja bezpieczeństwa dzięki wykonaniu powierzchni z lanej żywicy oraz zastosowaniu podwójnej izolacji tam, gdzie jest to konieczne
- Podczas konserwacji oraz zakończeniu eksploatacji urządzenia nie jest konieczne podejmowanie żadnych dodatkowych środków bezpieczeństwa lub dodatkowych urządzeń
- Łatwość konserwacji dla pracowników obsługujących urządzenie
- Podwójna przerwa izolacyjna w każdej fazie

Dla klienta oznacza to, iż jedynie przez kilka sekund wielkość napięcia fazowego stanowi połowę napięcia sieciowego.

### Załącznik nr I.

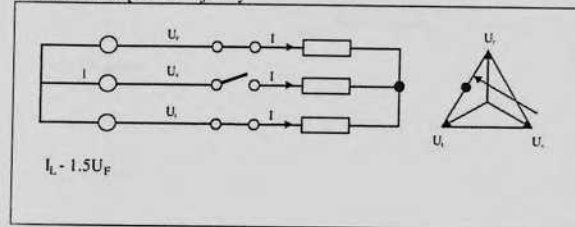
Porównanie przełącznika jedno- i trójfazowego oraz obwodów kontrolnych według normy IEC 265-1.

Styki trójfazowego wyłącznika przeciążeniowego otwierają się mniej więcej jednocześnie, a wskutek przepływu prądu następuje wyładowanie łukowe.

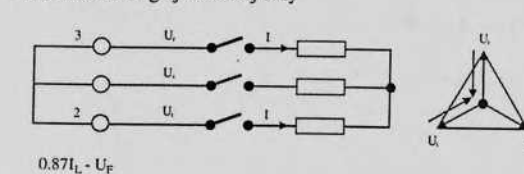
Wyładowanie to jest likwidowane, kiedy prąd roboczy wyłączanej fazy zmaleje do 0, odbuduje się przerwa dielektryczna na stykach łącznika tej fazy i prąd przestaje płynąć. Prąd w pozostałych dwóch fazach w chwili przerwania nie jest jeszcze równy zero, a tym samym wyładowanie łukowe trwa do momentu, w którym wytrzymałość dielektryczna na stykach łącznika w tych fazach osiągnie wartość wyższą od napięcia powrotnego.

Prąd trójfazowy ulega wówczas przerwaniu. Sytuacja ta przedstawiona jest poniżej:

- Przerwanie pierwszej fazy



- Przerwanie drugiej i trzeciej fazy

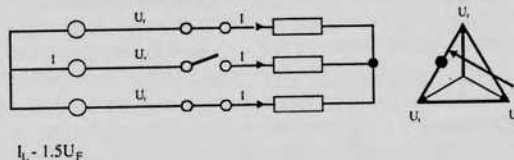


W przypadku przełączników jednofazowych proces ten ulega opóźnieniu, ponieważ nie nastąpiło otwarcie dwóch pozostałych faz. Kolejnym aspektem, który należy wziąć pod uwagę jest fakt, iż fazę, która ma ulec przerwaniu jako pierwsza, można dowolnie ustalić wcześniej. Co więcej, następuje jedynie jedno wyładowanie łukowe i następuje wyłącznie w fazie, którą operator zdecydował otworzyć.

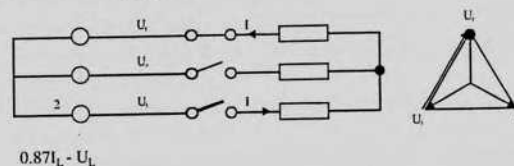
Fazy druga i trzecia nie otwierają się jednocześnie, a tym samym ulegają przerwaniu w innych warunkach.

Widać to na rysunku poniżej:

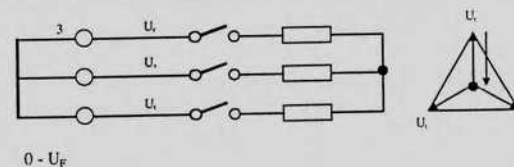
- Przerwanie pierwszej fazy



- Przerwanie drugiej fazy



- Przerwanie trzeciej fazy



#### Obwód kontrolny według normy IEC 265-1

Sekwencja przerwania pierwszej fazy wyłącznika przeciążeniowego jedno- i trójfazowego nie jest identyczna. W przypadku wyłączników przeciążeniowych trójfazowych, druga i trzecia faza ulegają jednoczesnemu przerwaniu, podczas gdy w przypadku wyłączników przeciążeniowych jednofazowych, fazy ulegają przerwaniu jedna po drugiej.

Na tym polega także różnica pomiędzy metodą przerywania wyłączników jedno- i trójfazowych.

Odpowiednie komisje IEC uznały więc za konieczne dokonanie adaptacji procedur kontrolnych dla wyłączników przeciążeniowych tak, aby były zgodne z rozbieżną kolejnością przełączania. Dokonano więc odpowiednich zmian w normie IEC 265-1, która obejmuje obecnie różne obwody kontrolne. W poniższym zestawieniu zawarto porównanie różnych obwodów kontrolnych dla przerywania jedno- i trójfazowego, wynikające z normy IEC 265-1. Informacje dotyczące wyników testów są zawarte w załączniku nr. I.

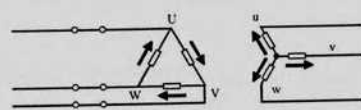
#### ZALĄCZNIK I (MD4)

	Napięcie powrotne wyłącznika					
	Otwarcie 3-biegunowe			Otwarcie 1-biegunowe		
	Faza 1	Faza 2	Faza 3	Faza 1	Faza 2	Faza 3
prąd probierczy	1.0I <sub>L</sub>	0.87I <sub>L</sub>	0.87I <sub>L</sub>	1.0I <sub>L</sub>	0.87I <sub>L</sub>	0
napięcie probiercze	1.5U <sub>F</sub>	1.0U <sub>F</sub>	1.0U <sub>F</sub>	1.5U <sub>F</sub>	1.7U <sub>F</sub>	1.0U <sub>F</sub>
wynik testu 1 10 x CO	400 A 10.4kV	348 A 6.9 kV	348 A 6.9 kV			
wynik testu 1a/1b 5 x CO/5 x CO				1a 400 A 10.4kV	1b 348 A 12 kV	0 A 6.9 kV
wynik testu 2	400 A 2.1 kV	348 A 1.4 kV	348 A 1.4 kV			
wynik testu 2a/2b 5 x CO/5 x CO				2a 400 A 2.1 kV	2b 348 A 2.4 kV	0 A 1.4 kV
wynik testu 3 20 x CO	20 A 10.4kV	17.3 A 6.9 kV	17.3 A 6.9 kV			
wynik testu 3a/3b 10 x CO/10 x CO				3a 20 A 10.4kV	3b 17.3 A 12 kV	0 A 6.9 kV
wynik testu 4 20 x CO	25 A 10.4kV	21.7 A 6.9 kV	21.7 A 6.9 kV			
wynik testu 4a/4b 10 x CO/10 x CO				4a 25 A 10.4kV	4b 21.7 A 12 kV	0 A 6.9 kV
wynik testu 5 2 x C	31 kA 6.9 kV	23 kA 6.9 kV	23 kA 6.9 kV			
wynik testu 1 2 x CO	400 A 10.4kV	348 A 6.9 kV	348 A 6.9 kV			
wynik testu 1a 2 x CO				400 A 10.4 kV		
zwarcie test 12.5 kA/ 1.33s 14.4 kA/ 1.0 s	31 kA	23 kA	23 kA	31 kA	23 kA	23 kA
zwarcie doziemne 10 x O	240 A 6.9 kV			240 A 6.9 kV		
zwarcie doziemne ładowanie kabla 10 x O	43.3 A 12 kV			43.3 A 12 kV		

## Załącznik II

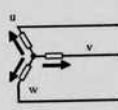
Bezpośrednie skutki dla klienta najlepiej obrazują wykresy wektorowe. Pokazują one krok po kroku w jaki sposób zmienia się długość wektora oraz jego kierunek podczas procesu przełączania. Wykresy dotyczą transformatora o grupie połączeń Dy5, napięcia po stronie niskiego napięcia oparte są na założeniu, iż wyłącznik przeciążeniowy po stronie wysokiego napięcia jest otwarty.

Przed przzerwaniem:



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 15,000 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 15,000 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 15,000 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

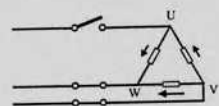


$$\begin{aligned} u_u &= 231 \text{ V} \\ u_v &= 231 \text{ V} \\ u_w &= 231 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

## Przerwanie 3-fazowe

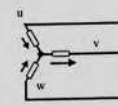
Przerwanie fazy R



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 7,500 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 15,000 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 7,500 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

napięcia pierwotne



$$\begin{aligned} u_u &= 115 \text{ V} \\ u_v &= 231 \text{ V} \\ u_w &= 115 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

napięcia wtórne

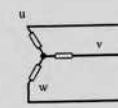
Przerwanie faz S i T



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 0 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 0 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

napięcia pierwotne



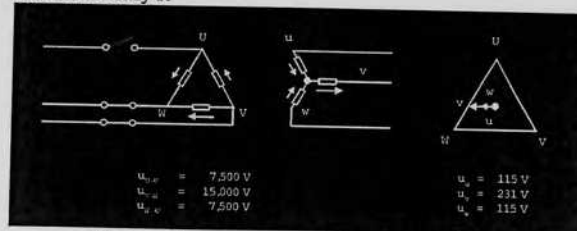
$$\begin{aligned} u_u &= 0 \text{ V} \\ u_v &= 0 \text{ V} \\ u_w &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

napięcia wtórne

## Przerwanie 1-fazowe

Przerwanie fazy R



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 7,500 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 15,000 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 7,500 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

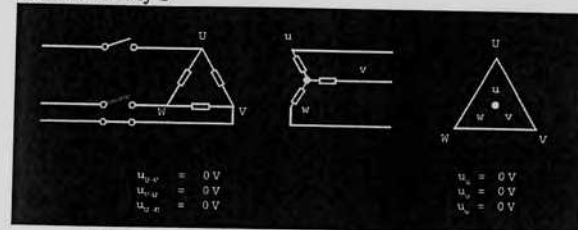
napięcia pierwotne

$$\begin{aligned} u_u &= 115 \text{ V} \\ u_v &= 231 \text{ V} \\ u_w &= 115 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

napięcia wtórne

Przerwanie fazy S



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 0 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 0 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

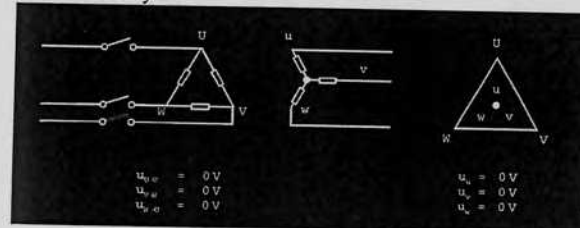
napięcia pierwotne

$$\begin{aligned} u_u &= 0 \text{ V} \\ u_v &= 0 \text{ V} \\ u_w &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

napięcia wtórne

Przerwanie fazy T



$$\begin{aligned} u_{U,V} &= 0 \text{ V} \\ u_{V,W} &= 0 \text{ V} \\ u_{W,U} &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Primary voltages

napięcia pierwotne

$$\begin{aligned} u_u &= 0 \text{ V} \\ u_v &= 0 \text{ V} \\ u_w &= 0 \text{ V} \end{aligned}$$

Secondary voltages

napięcia wtórne