

I Lubuska Konferencja Naukowo Techniczna

Materiały i Technologie w Elektrotechnice



Gorzów Wlkp., 10 - 11 lutego 2000

MITEL-2000	I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna **Materiały i Technologie w Elektrotechnice** Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

ORGANIZATORZY:

Stowarzyszenie Elektryków Polskich Oddział Gorzowski
we współpracy z Instytutem Elektrotechniki Przemysłowej Politechniki Zielonogórskiej
przy wysiłku organizacyjnym Zespołu Szkół Elektrycznych w Gorzowie

SPONSOR GŁÓWNY:

Zakład Energetyczny Gorzów S.A.

OPIEKA MEDIALNA:

Radio Gorzów

Wydano 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:

Tadeusz Jędrzejczak - prezydent m. Gorzowa - przewodniczący

Henryk Szałek - Prezes Zarządu Dyrektor Naczelny ZE GORZÓW S.A.

Jakub Derech-Krzycki - Przewodniczący Rady Miasta

Jan Kos - Prezes EC GORZÓW S.A.

Jacek Wieczorek - członek zarządu Dyrektor ds. Technicznych ZE GORZÓW S.A

Ewa Piekarz - radna Rady Miasta Gorzowa Wlkp.

Jacek Tarkowski - Prezes OG SEP

KOMITET NAUKOWY:

prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki - przewodniczący

prof. dr hab. inż. Edward Greczko

dr inż. Adam Kempski

dr inż. Janusz Michalski

prof. dr hab. inż. Lech Subocz

prof. dr hab. inż. Marian Żenkiewicz

KOMITET ORGANIZACYJNY

Eugeniusz Kaczmarek - przewodniczący

Stanisław Jodko

Franciszek Narkun

Regina Kaczmarek - sekretarz

Spis treści

Jan Bursa, Wpływ powierzchniowych wyładowań niezupełnych na powierzchnię kompozycji epoksydowych 5

Jerzy Pomianowski, Efekty elektrooptyczne w dielektryku zawierającym substancję ciekłokrystaliczną 9

Zbigniew Ratajczak, Jerzy Kozakiewicz, Zastosowanie wyładowań niezupełnych do podwyższania zwilżalności folii z tworzyw sztucznych 13

Lech Subocz, Mieszaniny recyklatowe dla elektrotechniki. 21

Ewa Fabrycy, Janusz Michalski, Produkty degradacji pet jako modyfikatory kompozytów epoksydowych 25

Janusz Michalski, Zenon Tartakowski, Termoplastyczne elektroizolacyjne kompozycje polimerowe z recyklingu materiałowego 29

Marian Michalczuk Wpływ wilgotnego gorąca stałego na prądy relaksacji w laminatach szkło-epoksydowych 33

Ryszard Borowski, Jakość kompensacji mocy biernej i mocy dystorsji przez statyczny system UPS 37

Sergiej German-Gałkin, O pewnej możliwości opisu matematycznej maszyny asynchronicznej i opracowania sposobów jej sterowania 45

Adam Noculak, Wykorzystanie zintegrowanych modułów mocy w strukturze przemiennika matrycowego 53

Edward Greczko, Emil Kot, Eugeniusz Kaczmarek, Wybrane sposoby sterowania jednofazowym falownikiem napięcia o modulacji amplitudowo-impulsowej 59

Sergiej German-Gałkin, Edward Cadler, Stanisław Jodko, Wpływ energooszczędnych układów oświetleniowych na sieć elektroenergetyczną 69

Stanisław Różecki , Niektóre aspekty stosowania izolatorów kompozytowych w przesyłowych sieciach średnich i wysokich napięć 79

Ryszard Strzelecki, Jacek Kukluk, Algorytmy wyznaczania wzorcowych prądów kompensujących dla energetycznych filtrów aktywnych 89

Marek Garbarski, Osprzęt kablowy RAYCHEM. Nowe generacje i technologie 103

MITEL-2000

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

WPŁYW POWIERZCHNIOWYCH WYŁADOWAŃ NIEZUPEŁNYCH NA POWIERZCHNIĘ KOMPOZYCJI EPOKSYDOWYCH

JAN BURSA
Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

1. Wstęp

Ozon i tlenki azotu są czynnikami środowiskowymi stale oddziaływującymi na wysokonapięciowe układy izolacyjno-konstrukcyjne. Stężenie mieszaniny $O_3 + NO_x$ wokół izolatora mieści się w przedziale $3 \div 30 \cdot 10^{-6}$ g/dm^3, z czego tlenki azotu stanowią 2 ÷ 8 % [1]. Mieszanina tych gazów utleniających reagując z żywicami epoksydowymi powoduje powstawanie w nich nowych grup i połączeń oraz krótszych łańcuchów. Przemiany takie mogą objawiać się poprzez zmiany właściwości elektrycznych, a także poprzez zmiany właściwości fizyko-chemicznych, n.p. zmianą masy [2, 3]. Znaczenie ozonu i tlenków azotu wzrasta w przypadku pracy izolatora w atmosferze zanieczyszczonej przez przemysł, ponieważ zanieczyszczenia intensyfikują działanie ozonu i tlenków azotu na materiał izolatora. Nie ma jak dotychczas jasności, któremu czy którym czynnikom można przypisać spadki parametrów starzonych tworzyw. Wstępne wyniki badań sugerują, że ozon działa wyłącznie na powierzchnię narażanych tworzyw, podczas gdy tlenki azotu oddziaływują na tworzywo w jego głębi.

W artykule przedstawiono eksperyment polegający na rozpuszczaniu warstwy powstałej na powierzchni próbek wykonanych z dianowych i cykloalifatycznych kompozycji epoksdowych, narażanych mieszaniną tlenków azotu i ozonu.

2. METODYKA I PRZEDMIOT BADAŃ

W celu zbadania wpływu mieszaniny $O_3 + NO_x$ na kompozyty izolacyjne wybrano typowe tworzywa, stosowane na izolatory wysokiego napięcia do warunków wnętrzowych na bazie żywic epoksydowych z napełniaczami nieorganicznymi (tabl. 1). Próbki do badań (120 x 100 x 2), wykonane na bazie żywicy dianowej Epidian 2 i żywicy cykloalifatycznej Araldit CY 185, umieszczone zostały w szczelnej komorze, w której stężenie mieszaniny gazów utleniających wynosiło $8,7 \cdot 10^{-5}$ g/dm^3, przy wilgotności względnej powietrza 95 %. Czas trwania próby wynosił ok. 7000 godz.

Na zestarzonych próbkach, niezależnie od siebie, wykonano następujące czynności, mające na celu określenie rozpuszczalności składników powstałych na powierzchni próbek w następstwie utleniania:

1 - zalano każdą z osobna próbkę wodą destylowaną i przez tydzień pozostawiono pod przykryciem w temperaturze pokojowej, następnie doprowadzono wodę do wrzenia i we wrzącej wodzie przetrzymywano próbki przez 15 min.;

2 - zalano płytki 0,1-n roztworem NaOH na 5 godz.;

3 - zalano wybrane płytki czterochlorkiem węgla na 5 godz.

Zmiany masy i zmiany pH próbek po przetrzymywaniu w rozpuszczalnikach przedstawiono w tablicach 2 ÷ 4.

Tablica 1. Skład chemiczny badanych próbek (części wagowe).

Kompozycja	Żywica	Utwardzacz	Przyspieszacz	Wypełniacz
1	Ep 2 100	F 30	E_2 0,5	-
2	Ep 2 100	F 30	E_2 0,5	SiO_2 200
3	Ep 2 100	F 30	E_2 0,5	$Al_2O_3 \cdot 3H_2O$ 200
4	CY 185 100	HHF 70	DY 065 6	-
5	CY 185 100	HHF 70	DY 065 6	SiO_2 320
6	CY 185 100	HHF 70	DY 065 6	$Al_2O_3 \cdot 3H_2O$ 320

Objaśnienia: **Ep** - Epidian 2 (żywica dianowa - stała), **CY 185** - Araldit CY 185 (żywica cykloalifatyczna - ciekła), **F** - bezwodnik kwasu ftalowego, **HHF** - bezwodnik sześciowodoroftalowy, E_2 - 20% roztwór trój-etonoloaminy w glikolu etylowym, **DY 065** - heksylen sodu, SiO_2 - drobnomielony dwutlenek krzemu (K-8), $Al_2O_3 \cdot 3H_2O$ - drobnomielony trójwodny dwutlenek glinu (DT 079).

Tablica 2. Zmiany masy i pH po ługowaniu wodą.

Kompozycja	Ubytek masy (%)	Spadek pH
2	0,22	0,37
3	0,19	1,83
5	0,22	0,29
6	0,09	1,83

Tablica 3. Zmiany masy i pH po ługowaniu 0,1-n roztworem NaOH.

Kompozycja	Ubytek masy (%)	Spadek pH
1	0,11	0,34
2	0,14	0,06
3	0,24	0,03
4	0,07	0,09
5	0,13	0,07

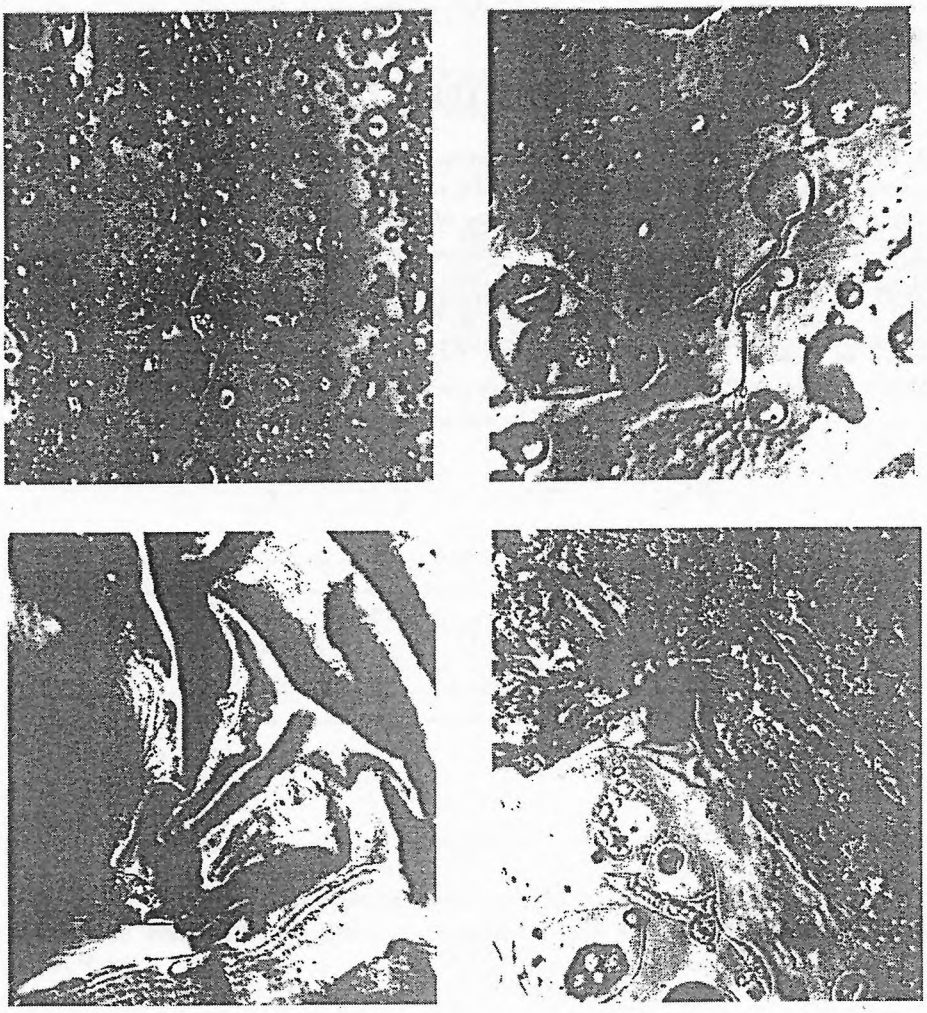
Tablica 4. Zmiany masy po ługowaniu CCl_4.

Kompozycja	Ubytek masy (%)
3	0,01
6	0,06

3. OMÓWIENIE WYNIKÓW

Nowe, niestarzone płytki charakteryzowały się drobnoziarnistą strukturą widoczną na gładkiej powierzchni. Po starzeniu powierzchnie płytek pokryte zostały cienką warstwą, będącą następstwem procesów utleniania, próbki noszą ślady erozji, czasami na powierzchni widoczne są głębokie wżery (szczególnie dotyczy to kompozycji 2 i 3), cząstki wypełniacza (kompozycje 2 i 5) lub rzadka ciecz (kompozycje 3 i 6). Z powierzchni próbek moczonych w wodzie destylowanej została usunięta tylko część pokrywającej warstwy, zabieg okazał się skuteczniejszy w przypadku płytek pokrytych cieczą (kompozycje 3 i 6). Działanie na powierzchnie badanych próbek 0,1-n roztworem NaOH dało lepsze efekty niż czterochlorkiem węgla. Po NaOH warstwa pokrywająca powierzchnię została w dużym

stopniu usunięta i odsłonięte zostały deformacje będące następstwem starzenia, po CCl_4, jakkolwiek uzyskano niewielki ubytek masy, stwierdzono pokrycie powierzchni próbek cienką warstewką oblepiającą. Ciecz powstałą po rozpuszczaniu związków powierzchniowych przebadano spektrofotometrem w podczerwieni, nie stwierdzono jednak żadnych maksimów absorpcji, poza charakterystycznymi dla CCl_4. Oznacza to, że CCl_4 źle rozpuszcza substancje powstałe w wyniku utleniania kompozycji epoksydowych.



Rys. 1. Zdjęcia powierzchni próbek (mikroskop optyczny, powiększenie x 500) kompozycji nr 3.
Zdjęcia górne: po działaniu 0,1-n NaOH na próbki starzone w trakcie ok. 7000 godz (zdjęcie lewe) i w trakcie ok. 4600 godz. (zdjęcie prawe).
Zdjęcia dolne: po działaniu CCl_4 (zdjęcie lewe) i po działaniu wodą destylowaną (zdjęcie prawe).

Warstewki powierzchniowe okazały się bardzo cienkie. Ilości substancji zawartych w tych warstewkach są więc bardzo małe. Bardzo niewielkie ubytki masy mogą świadczyć także o trudnej rozpuszczalności powstałych na powierzchni związków. Wobec stwierdzenia ubytków masy we wszystkich przypadkach rozpuszczania, należy uznać, przynajmniej w części, zabieg ten za skuteczny. Każdorazowe obniżenie pH roztworów świadczy o kwasowym charakterze związków powstałych na powierzchniach badanych próbek. Nie można wylkuczyć, że obniżenie pH może być także spowodowane tworzeniem się na powierzchni z tlenków azotu w atmosferze wilgoci, niewielkich ilości kwasu azotowego. Analiza w podczerwieni wykonana spektrofotometrem nie wykazała jednak widm charakterystycznych dla związków azotu.

4. LITERATURA

1. W. J. Fern, R. I. Brabets - „*Field Investigations of Ozone Adjacent to High Voltage Transmission Lines*", IEEE Trans. PAS-93, 1974, nr 5.
2. J. Bursa, J. Winkler - „*Changes of the Properties of Epoxides under the Influence of Ozone. Changes of the Dielectric Properties*", V Symposium „Ageing Phenomena in Electrical Insulating Materials and Systems", Zakopane 1986.
3. J. Bursa - „*The Ageing of Epoxy Composites under Nitrogen Compounds Influence*", 9th International Symposium on High Voltage Engineering, Graz 1995.

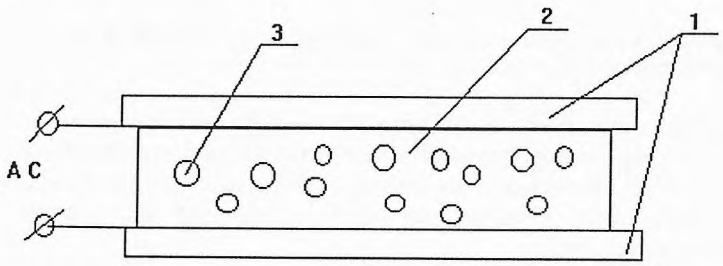
MITEL-2000
I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

EFEKTY ELEKTROOPTYCZNE W DIELEKTRYKU ZAWIERAJĄCYM SUBSTANCJĘ CIEKŁOKRYSTALICZNĄ

JERZY POMIANOWSKI
Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki

1.Wstęp

W ostatnich latach obserwuje się znaczną ilościową przewagę displejów ciekłokrystalicznych (LCD) nad innymi technikami obrazowania informacji. Dotyczy to zwłaszcza prostych wyświetlaczy alfanumerycznych stosowanych w urządzeniach powszechnego użytku. W przypadku dużych wymagań odnośnie jakości obrazu (monitory komputerowe,ekrany telewizorów) nadal dominują systemy oparte na lampach oscyloskopowych. Wynika to z wysokiej ceny graficznych displejów LCD mającej swe źródło w ich skomplikowanej, wielowarstwowej budowie[1].



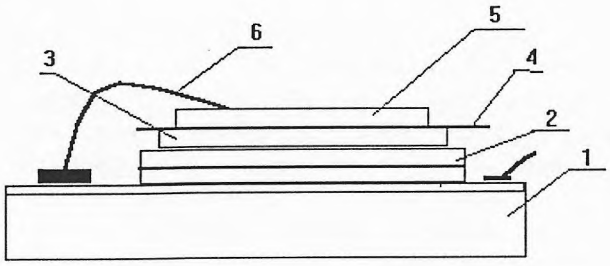
Rys.1
Displej transmisyjny PDLC
1-elektrody ; 2-matryca polimerowa ; 3 -krople ciekłego kryształu

Na początku lat 80-tych poczyniono udane próby jej znacznego uproszczenia dzięki zastosowaniu efektu PDLC (Polimer Dispersed Liquit Crystals) [2].Rys. 1 przedstawia budowę displeja PDLC.

Między przeźroczystymi elektrodami umieszczona jest warstewka stałego polimeru zawierającego drobne krople ciekłego kryształu. W nieobecności pola elektrycznego następuje rozproszenie światła na kroplach powodujące mleczno-białe zabarwienie komórki. Po włączeniu napięcia cząstki ciekłego kryształu ustawiają się równolegle do kierunku pola elektrycznego i zmienia się współczynnik załamania światła kropel powodując całkowitą przeźroczystość displeja.

2.Część doświadczalna

Wykonano modele displejów PDLC typu transmisyjnego (rys.1) i refleksyjnego (rys.2) metodą dyspergowania mieszaniny ciekłokrystalicznej w polimetakrylanie butylu poprzez odparowanie rozpuszczalnika[3].Stosowano mieszankę ciekłokrystaliczną produkcji WAT, oznaczoną kryptonimem"602".
Zawartość ciekłego kryształu w matrycy polimerowej wynosi 10% wag. a jej grubość - 30μm. W komórce transmisyjnej elektrody przeźroczyste wykonano ze szkła pokrytego dwutlenkiem cyny domieszkowanym antymonem uzyskując oporność powierzchniową 40Ωcm, natomiast w komórce refleksyjnej elektrodę górną wykonano z przeźroczystego polimeru o oporności rzędu 1kΩcm.



Rys.2
Displej refleksyjny PDLC
1-laminat miedziowany ; 2-folia dwuwarstwowa aluminiowana ; 3-warstwa PDLC ; 4-folia poliimidowa ; 5-elektroda przeźroczysta ; 6-doprowadzenie elektrod

Budowa displeja refleksyjnego jest dość nietypowa. Na płytce laminatu szklano-epoksydowego pokrytego miedzią znajduje się dwuwarstwowa folia polipropylenowa z wewnętrzną warstwą napylonego aluminium, stanowiąca kondensator o pojemności 69pF/cm^2. Natomiast elektroda górna (przeźroczysta) jest odizolowana od matrycy polimerowej przy pomocy folii poliimidowej.

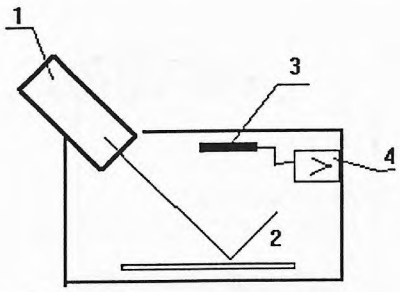
Powyższy układ praktycznie wyklucza przepływ prądu stałego przez komórkę i umożliwia ponadto stosowanie elektrody przeźroczystej o względnie wysokiej rezystancji.

2.1Parametry elektryczne displejów

Prąd upływu displeja typu transmisyjnego wynosi 0,4μA przy napięciu 190V, a jego pojemność-500pF.Upływności komórki refleksyjnej nie udało się zmierzyć z uwagi na odizolowanie elektrod od warstwy ciekłokrystalicznej,niewielka jest również jej pojemność(80pF).

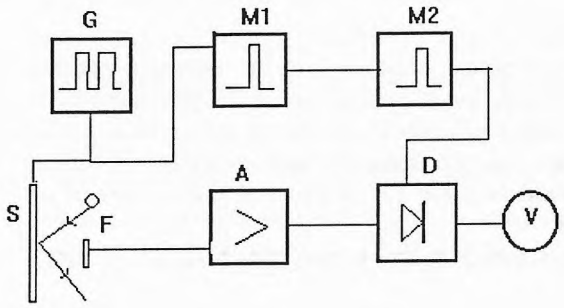
2.2Pomiar efektu elektrooptycznego

Celem pomiarów było znalezienie czasu reakcji komórki na włączenie pola elektrycznego oraz określenie optymalnej wartości napięcia zasilającego i maksymalnej częstotliwości modulującej. Pomiary wykonywano w światłoszczelnej obudowie (rys.3),przy oświetleniu displeja refleksyjnego wiązką lasera półprzewodnikowego nachyloną pod kątem 45°,lub skierowaną od dołu w przypadku komórki transmisyjnej.

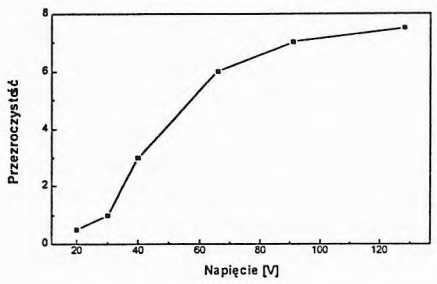


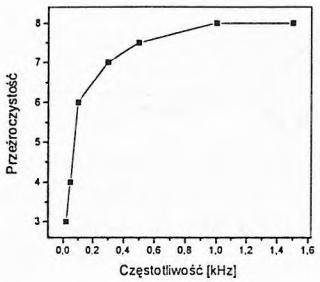
Rys.3
Część fotooptyczna układu pomiarowego
1-laser ; 2-badany displej ; 3-fotoogniwo ; 4-przedwzmacniacz

Element pomiarowy stanowiło fotoogniwo krzemowe o powierzchni 0,5cm^2, umieszczone w taki sposób aby wyeliminować wpływ wiązki światła odbitego.
Układ pomiarowy (rys.4), dzięki zastosowaniu detektora synchronicznego sterowanego dowolnie opóźnionym sygnałem włączającym napięcie na komórkę badaną umożliwiał pomiar chwilowej wartości natężenia światła rozproszonego od warstwy PDLC.



Rys.4
Układ pomiarowy
G-generator zasilający ; M1-monoimpulsator regulowany ; M2-monoimulsator synchronizujący ;
D- detektor synchroniczny ; A-wzmacniacz ; V-miernik ; S-displej ; F-fotoogniwo





rys. 5

rys. 6

Rysunek 5 przedstawia zależność stopnia przeźroczystości od napięcia zasilającego przy częstotliwości 1kHz
Rysunek 6 obrazuje zależność przeźroczystości komórki od częstotliwości napięcia zasilającego przy napięciu (amplitudzie) 130 V.

3.Omówienie wyników.

Efekt elektrooptyczny osiąga maksimum po czasie 1,2 ms od momentu podania impulsu prostokątnego na komórkę ciekłokrystaliczną, poczym maleje do 50% wartości w czasie 1ms stąd optymalna częstotliwość napięcia zasilającego wynosi od 0,5 do1kHz. W zakresie 1 do 4kHz efekt pozostaje stały poczym następuje jego powolne osłabienie. Maksymalna dopuszczalna częstotliwość modulacji jest jednak znacznie niższa z uwagi na stałą czasową całego układu i wynosi 30 Hz.

Efekt elektrooptyczny występuje już przy napięciu o amplitudzie 15-20V i osiąga maksimum dla130V.

4.Wnioski.

1. Zależność badanego efektu od napięcia ma w znacznym zakresie charakter liniowy.
2. Dopuszczalna częstotliwość modulacji jasności jest wysoka w porównaniu z typowymi displejami ciekłokrystalicznymi, co upraszcza sterowanie w przypadku zastosowań telewizyjnych.
3. Zaproponowana konstrukcja displeja refleksyjnego umożliwia użycie elektrody przeźroczystej o dużej rezystancji powierzchniowej.

Literatura

[1] Rusin M.; Wizyjne przetworniki optoelektroniczne; W.KiŁ.; Warszawa; 1990.
[2] Żmija J.; Displeje ciekłokrystaliczne-fizyka, technologia, zastosowania; PWN; Warszawa; 1993.
[3] Żmija J.; Cholesterolowe ciekłe kryształy w detekcji promieniowania; WNT; Warszawa; 1989.

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

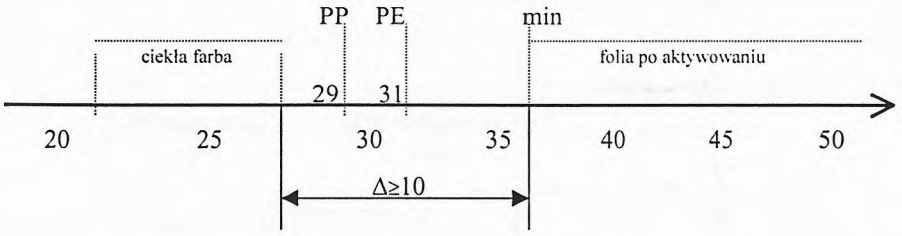
ZASTOSOWANIE WYŁADOWAŃ NIEZUPEŁNYCH DO PODWYŻSZANIA ZWILŻALNOŚCI FOLII Z TWORZYW SZTUCZNYCH

INŻ. ZBIGNIEW RATAJCZAK, MGR INŻ. JERZY KOZAKIEWICZ
Instytut Przetwórstwa Tworzyw Sztucznych „METALCHEM" TORUŃ

1. Wstęp

Zwilżalność powierzchni folii z tworzyw sztucznych jest w znacznym stopniu powiązana z jej zdolnością do przyjmowania i zatrzymywania warstw farby, kleju i innego pokrycia. Zwilżalność tę oznacza się poprzez napięcie powierzchniowe cieczy wzorcowej, której kropla całkowicie pokryje powierzchnię folii (PN-93/C-89438 itd. / ISO 8296:1987, DIN53364, ASTMD 2578-84). Ta metoda badania zwilżalności nie może być jednak jedynym kryterium oceny przyczepności farb, pokryć i klejów do powierzchni folii.

Doświadczenia przemysłowe wskazują, że dla uzyskania dobrej przyczepności farb drukarskich do folii polimerowych swobodna energia powierzchniowa folii powinna być wyższa od napięcia powierzchniowego farby co najmniej o 10mN/m. Oznacza to, że w wypadku farb z rozpuszczalnikami alkoholowymi, stosowanymi m.in. we fleksodruku, których napięcie powierzchniowe na ogół wynosi 22-28mN/m., występuje konieczność podwyższenia swobodnej energii powierzchniowej folii z polietylenu (PE) lub z polipropylenu (PP) do wartości co najmniej 38mN/m (rys.1, tabl.1).



Rys.1. Graficzna ilustracja zwilżalności i przyczepności do powierzchni folii polimerowych

Tabela 1.

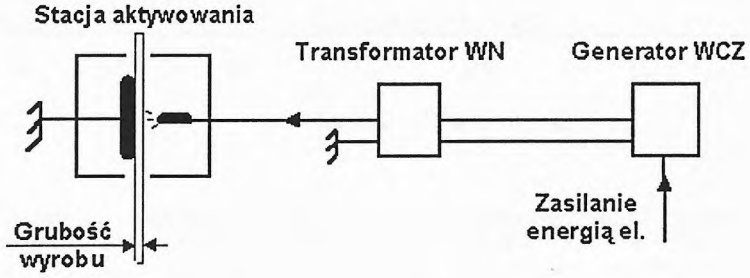
Energia powierzchniowa Polimerów	mN/m	Napięcie powierzchniowe cieczy	mN/m
Polietylen PE (LDPE,HDPE)	31,0	Alkohol:etylowy,metylowy, izopropylenowy	22,0
Polipropylen PP	29,0		
Polichlorek winylu PVC	39,5	Benzen, ksylen, toluen	29,0
Politereftalan etylenu PET	43,0	Woda	72,0

Z wielu różnorodnych technik podwyższania zwilżalności folii polimerowych powszechne zastosowanie przemysłowe znalazła technika za pomocą wyładowań niezupełnych (wyładowań koronowych) nazywana aktywowaniem, a urządzenia do jej realizacji- aktywatorami elektrycznymi.

2. Zasady budowy i działania aktywatorów elektrycznych

Aktywatory elektryczne składają się z 3 następujących zespołów funkcjonalnych (rys.2):

1) generatora wytwarzającego prąd przemienny wysokiej częstotliwości (generator WCZ), zasilanego z sieci niskiego napięcia;
2) transformatora podwyższającego napięcie wytworzone przez generator WCZ (transformator WN);
3) stacji aktywowania, w której, pod wpływem wysokiego napięcia wyjściowego z transformatora WN wytwarzane są wyładowania elektryczne niezupełne w przestrzeni powietrznej, w której przesuwa się aktywowana folia



Rys.2. Schemat ideowy aktywatorów elektrycznych

Wielkością charakteryzującą aktywatory elektryczne oraz proces aktywowania powierzchni folii jest jednostkowa energia aktywowania (W) określana następującą zależnością:

$$W=P/(b\ v) \qquad (1)$$

w której (rys.2): P-moc dostarczana do stacji aktywowania,

b-długość elektrod ,

v-prędkość przemieszczania się folii w przestrzeni międzyelektrodowej.

W celu regulowania mocy dostarczanej do stacji aktywowania, generatory WCZ wyposażone są w odpowiednie nastawniki. Zmiana mocy dostarczanej do stacji aktywowania odbywa się na ogół przez zmianę napięcia zasilającego generator WCZ.

Z zależności (1) wynika, iż robocza jednostkowa energia aktywowania zależy od mocy aktywowania oraz od szerokości folii i szybkości jej przemieszczania.

Efektywność procesu aktywowania mierzona wzrostem zwilżalności powierzchni, poza jednostkową energią aktywowania, zależy również od:

-rozwiązania konstrukcyjnego stacji aktywowania, w szczególności elektrod wyładowczych,

-podatności polimeru, z którego wykonana jest aktywowana folia (rodzaj polimeru, zawartość dodatków) na działanie wyładowań niezupełnych.

Generatory budowane na potrzeby procesu aktywowania charakteryzują następujące parametry:

-częstotliwość: 10-40kHz,

-napięcie wyjściowe z transformatora WN: 10-20kV,

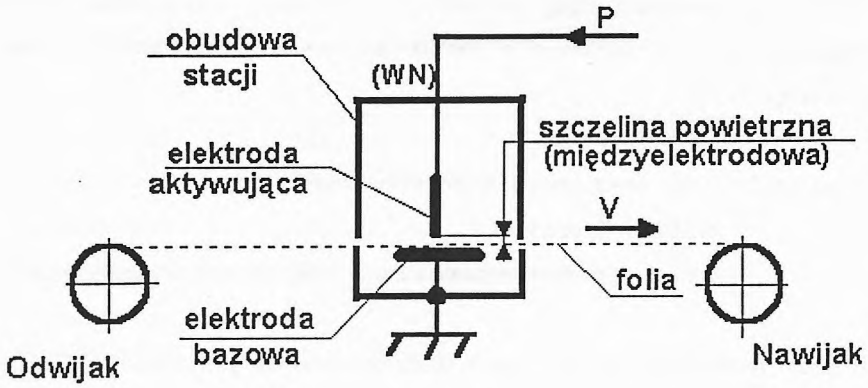
-moc: 1-10kW.

-technika realizacji: lampowa, tyrystorowa, tranzystorowa MOSFET lub IGBT.

Z uwagi na wspomnianą wyżej zależność efektywności aktywowania od konstrukcji stacji aktywowania występuje w tej dziedzinie duża różnorodność w zakresie geometrii elektrod oraz zastosowanych materiałów.

3. Rozwiązania aktywatorów elektrycznych folii

Najprostszym rozwiązaniem zespołu wytwarzającego wyładowania niezupełne w stacji aktywowania folii jest zespół typu „płyta- ostrze" z nieruchomą i nieizolowaną, płaską metalową elektrodą bazową oraz z jednoostrzową metalową elektrodą aktywującą (rys.3)



Rys.3. Schemat budowy najprostszej stacji aktywowania

Pod wpływem wysokiego napięcia (WN) z elektrody ostrzowej rozwijają się w szczelinie powietrznej (1,5-2,0mm) wyładowania niezupełne, a prąd elektryczny tych wyładowań płynie do elektrody bazowej poprzez grubość folii. Wyładowania te działają na powierzchnię folii od strony elektrody ostrzowej, rozpływając się na niewielkim odcinku tej powierzchni. Po elektrodzie bazowej przemieszcza się folia. W ten sposób, pomiędzy elektrodami powstaje układ izolacyjny dwuwarstwowy powietrze – dielektryk stały (folia tworzywowa) i w warstwie powietrznej następuje zwiększenie intensywności wyładowań niezupełnych. Intensywność tych wyładowań zależy od krzywizny ostrza elektrody wyładowczej, wartości napięcia przykładanego do elektrod oraz od wielkości szczeliny powietrznej.

Elektroda ostrzowa ma wysoki potencjał elektryczny i wobec tego musi być ona niedostępna dla dotyku przez obsługę. Ochronę przed takim dotykiem zapewnia obudowa stacji aktywowania (rys.3).

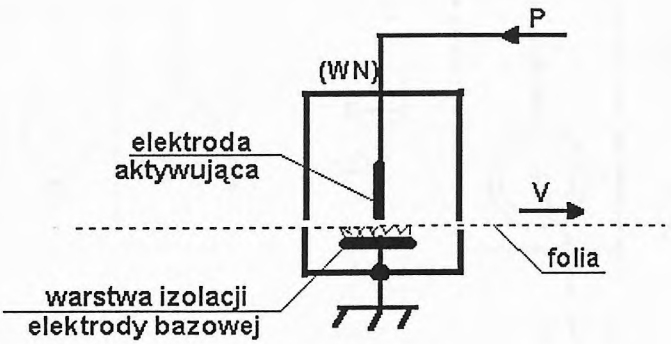
W celu jednoczesnego aktywowania obu stron powierzchni folii, stacja aktywowania zawiera dwa zespoły elektrod. Drugi zespół jest tak zamontowany, że jego elektroda aktywująca jest z drugiej strony folii (rys.5)

Rozwiązania praktyczne stacji aktywowania folii posiadają także:

- możliwość ustawiania , w zakresie kilku mm, szczeliny powietrznej;
- możliwość ręcznego lub zmechanizowanego odchylania elektrody aktywującej w celu łatwiejszego przeciągnięcia folii przez tę stację, lub
- możliwość odchylania się tej elektrody w kierunku biegu wstęgi folii i samoczynnego powrotu do pozycji pracy przy przeciąganiu wstęgi folii przez stację aktywowania oraz

dla przepuszczenia miejscowych znacznych zgrubień powstających w początkowej fazie procesu wytwarzania folii i przy łączeniu odcinków wstęg folii.

To rozwiązanie z nieizolowaną elektrodą bazową charakteryzuje się znaczną nierównomiernością wyładowań niezupełnych wzdłuż długości elektrody aktywującej oraz znacznym niebezpieczeństwem powstawania wyładowań iskrowych. Wynika to ze zmian krzywizny ostrza powstających w trakcie eksploatacji wskutek erozji cząstek metalu, z którego wykonana jest elektroda ostrzowa i wskutek osadzania się cząstek przewodzących na ostrzu elektrody. Powoduje to nierównomierne, wzdłuż szerokości folii, aktywowanie powierzchni oraz dziurawienie folii przez wyładowania iskrowe. Te istotne wady tego rozwiązania eliminuje się poprzez pokrycie powierzchni elektrody bazowej, od strony aktywowanej folii warstwą izolacyjną (dielektryczną) .



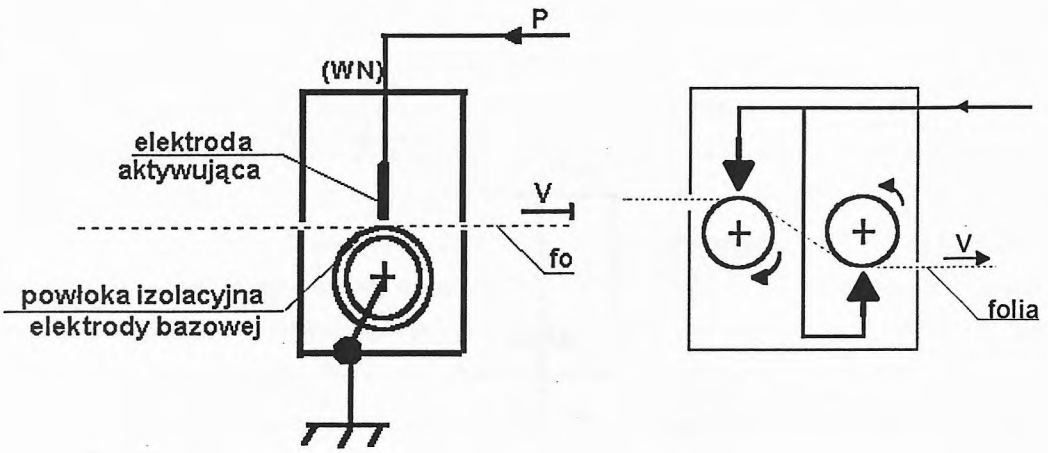
Rys.4. Schemat budowy zespołu elektrod z elektrodą bazową nieruchomą pokrytą warstwą izolacyjną (dielektryczną)

Tę warstwę izolacyjną grubości kilku mm (2-3mm) stanowiły płyty z różnych materiałów dielektrycznych, a najlepszym w eksploatacji okazało się szkło kwarcowe a później guma silikonowa. Taki dwuwarstwowy układ izolacyjny zapewnia lepszą stabilność warunków powstawania wyładowań niezupełnych, gdyż grubość warstwy izolacji jest znacznie większa od grubości folii i grubość folii nie wprowadza znaczących zmian tych warunków.

Rozwiązanie z nieruchomą izolowaną elektrodą bazową (rys.4) charakteryzuje się tym iż:

- czynnikom pracy poddawany jest ciągle ten sam wycinek warstwy izolacji elektrody bazowej, co powoduje konieczność częstych wymian warstwy izolacji;
- przy większych prędkościach biegu wstęgi folii występują znaczne niekorzystne efekty tarcia folii o powierzchnię warstwy izolacyjnej elektrody bazowej.

Dlatego, kolejnym udoskonaleniem rozwiązania stacji aktywowania folii było zastosowanie ruchomej (obrotowej), walcowej elektrody bazowej, pokrytej powłoką izolacyjną (rys.5).



Rys.5. Schemat budowy zespołu elektrod z elektrodą bazową obrotową pokrytą powłoką izolacyjną (dielektryczną)

Elektroda walcowa jest tak wykonana i zamocowana w stacji aktywowania, że z łatwością wprowadzana jest w ruch obrotowy przez opasującą ją i przemieszczającą się wstęgę folii.

Powłoka izolacyjna takiej elektrody wykonane jest z:

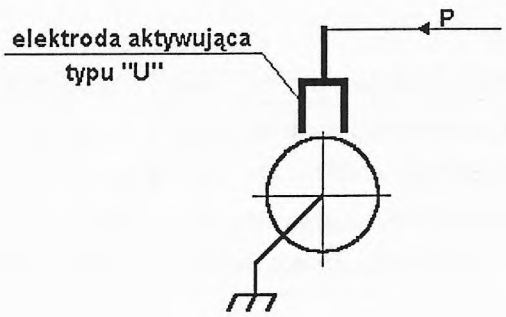
- gumy (kauczuku) silikonowej sieciującej na gorąco;
- gumy (kauczuku) silikonowego sieciującego na zimno;
- materiałów ceramicznych

Najlepszą, ale najdroższą, jest izolacja ceramiczna. Najczęściej spotykaną jest izolacja z kauczuku silikonowego, wulkanizowana na walcowym metalowym rdzeniu elektrody albo w

postaci węża naciąganego na ten rdzeń. To ostatnie rozwiązanie jest często preferowane przez użytkowników aktywatorów folii, gdyż umożliwia szybką wymianę uszkodzonej lub zużytej powłoki izolacyjnej (węża silikonowego).

Przy większych prędkościach biegu folii (v), elektrody aktywujące jednoostrzowe (jednonożowe) okazały się niewystarczające dla uzyskania wymaganych poziomów aktywowania. W związku z tym, dalszym udoskonaleniem rozwiązania zespołu elektrod było zastosowanie elektrody aktywującej wieloostrzowej (wielonożowej – w postaci kilku równoległych noży). Daje to, nie tylko zwiększenie czasu działania wyładowań niezupełnych na jednostkę długości folii, ale również bardziej równomierne wyładowania. Choć wyładowania te są słabsze to ich liczność zwiększa efektywność aktywowania.

Najprostszą i najczęściej spotykaną elektrodą aktywującą wielonożową jest elektroda 2-nożowa, powszechnie nazywana elektrodą „typu U" (rys.6).



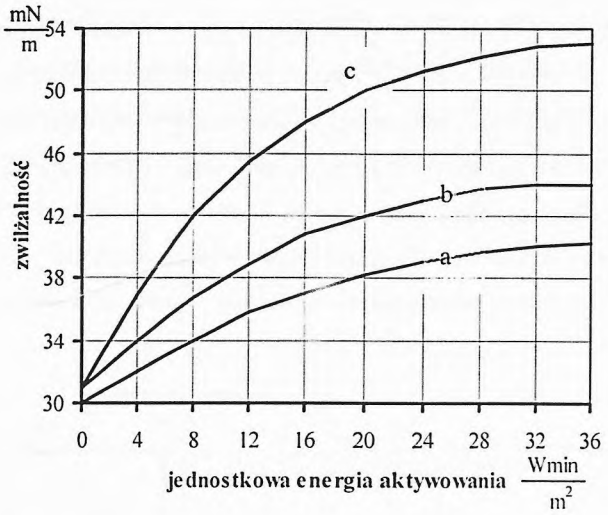
Rys.6. Schemat budowy elektrody aktywującej wielonożowej

Wielonożowe elektrody aktywujące typu „multi" zawierają od 4 do 10 równoległych noży. Ze wzrostem liczby tych noży wzrasta średnica elektrod walcowych. Średnica elektrod walcowych wynosi obecnie od ok.100mm do ok.300mm i uzależniona jest także od długości elektrody.

Dla ułatwienia dokonywania w trakcie eksploatacji zmian długości elektrody aktywującej, często elektrody aktywujące metalowe wykonane są z modułowych segmentów, zazwyczaj o szerokości 1 – 2 cm.

4. Efektywność aktywatorów elektrycznych i wytwarzanie ozonu.

Ilustracją zależności efektywności jednostkowej energii aktywowania od rozwiązania konstrukcyjnego zespołu elektrod jest wykres przedstawiony na rys.7.



Rys.7. Efektywność jednostkowej energii aktywowania folii z PP, w zależności od rozwiązania zespołu elektrod

a – elektroda ostrzowa z izolacją ceramiczną

b – elektroda ostrzowa metalowa zwykła

c – elektroda ostrzowa metalowa wielonożowa specjalna

Z tych m.in. względów, wytwórcy aktywatorów stosują specjalne kwestionariusze, za pomocą których zestawiane są dane niezbędne dla właściwego doboru rozwiązania i parametrów aktywatorów dla danego zastosowania.

W trakcie wyładowań niezupełnych wytwarza się ozon (O_3) w takich ilościach, że jego stężenie w otaczającym powietrzu znacznie przekracza dopuszczalny poziom ze względów na bezpieczeństwo i ochronę środowiska. Dlatego koniecznym jest ograniczenie jego rozprzestrzeniania się na stanowiskach pracy oraz odprowadzanie go w

stężeniach dopuszczalnych (chwilowo – 0,005ppm, długotrwale – 0,015ppm). Z tych względów obudowy stacji aktywowania wyposażane są w króćce do przyłączenia stacji do wyciągu ozonu. Często też wytwórcy aktywatorów dostarczają aktywatory wyposażone w odpowiedni wentylator wyciągowy, a także w odpowiedni katalizator ozonu.

MIESZANINY RECYKLATOWE DLA ELEKTROTECHNIKI

LECH SUBOCZ
Politechnika Szczecińska, Instytut Elektrotechniki
70-313 Szczecin, ul.Sikorskiego 37.
tel.+(4891)4494323, fax +(4891)4337522, e-mail: lsubocz@we.tuniv.szczecin.pl

1. Wprowadzenie.

Rozwój techniki oraz zaostrzające się wymogi ekologiczne wymuszają stosowanie materiałów polimerowych o specyficznych i ściśle określonych parametrach użytkowych. Obecnie rozwój technologii zmierza w kierunku mieszanin polimerowych otrzymywanych z polimerów mieszalnych. Ostatnie pracre koncentrują się na układach polimerowych o ograniczonej mieszalności, w których występuje zazwyczaj kilka faz. Otrzymywanie mieszanin polimerowych jest tańszą metodą uzyskiwania tworzyw o założonych parametrach niż synteza nowych polimerów. Oprócz tego właściwości otrzymanych mieszanin często charakteryzują się lepszymi parametrami niż wynikałoby to z addytywności właściwości składników wykorzystanych do sporządzenia danej kompozycji polimerowej. Na przykład dużo uwagi poświęca się mieszaninom z poliamidem PA. Charakteryzują się one zwiększoną udarnością i wytrzymałością w niskich temperaturach, mniejszą chłonnoscią wody, dużą odpornością termiczną i chemiczną. Budowa chemiczna, struktura fazowa oraz właściwości fizyczne mieszanin zachęcają także do stosowania układów dwóch kopolimerów multiblokowych.

Do poznania właściwości fizycznych mieszanin polimerowych konieczne są odpowiednie badania na ten temat. Badania te mogą być podstawą oceny tych materiałów i kwalifikacji ich do stosowania w określonych warunkach eksploatacji.

Przykładem są mieszaniny poliamidu PA6 z politereftalatem butylenu PBT i kopoli(eteramidu) KPEA z kopoli(eter-estrem) KPEE dla których, w Politechnice Szczecińskiej, wykonano badania niektórych właściwości elektrycznych. Materiały te (mieszaniny} oznaczono symbolami odpowiednio A i B. Badania obejmowały m.in. pomiary następujących własności dielektrycznych :

-współczynnika strat dielektrycznych,
-odporność na łuk elektryczny małej mocy,
-rezystywności,
-przenikalności dielektrycznej,
-odporności na prądy pełzające.

2. Przedmiot i metodyka badań.

Mieszaniny polimerowe sporządzane były, w różnych proporcjach, w stanie stopionym w ekstruderze laboratoryjnym z wpustami. Ekstruder z czteroma strefami grzejnymi. Szybkość obrotów ślimaka była stała i wynosiła 50 obr./min. Czas przebywania mieszaniny w ekstruderze wynosił około 2 min. Surowce w postaci granulatu przed procesem wytłaczania

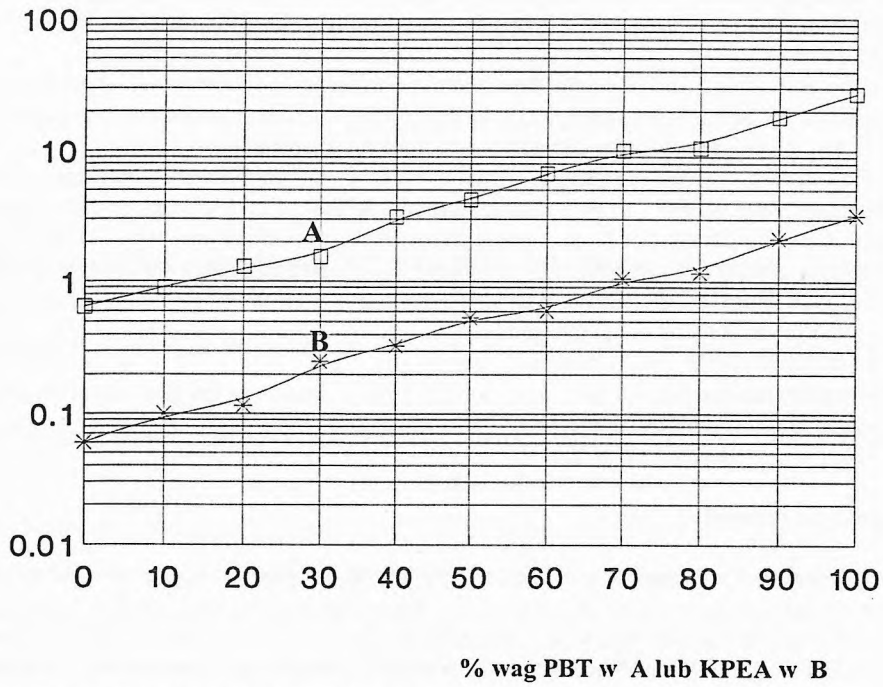
były suszone w suszarce próżniowej w temperaturze 70÷100°C przez trzy dni. Produkt w postaci żyłki pocięto na granulat. Kształtki do badań formowano metodą wtrysku, na wtryskarce tłokowej

Badania właściwości elektrycznych wykonano przy pomocy standartowych układów probierczych stosowanych w technice izolacyjnej. Wszystkie badania były przeprowadzone zgodnie z aktualnym stanem norm :

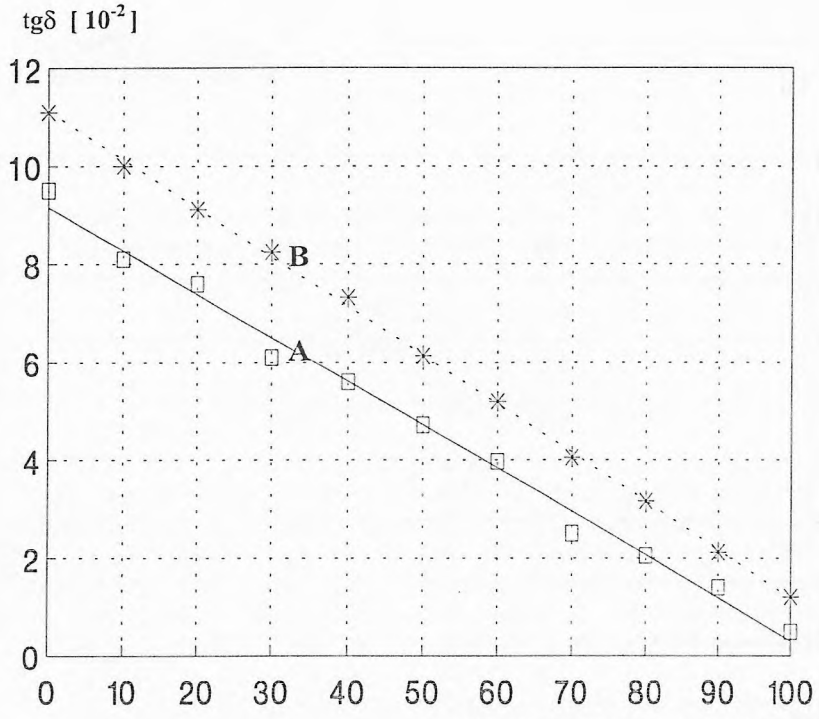
- pomiar rezystywności skrośnej ρ_v wg PN-88/E 04405,
- pomiar przenikalności elektrycznej i współczynnika strat dielektrycznych ε i tgδ wg PN-86/E-04403,
- pomiar odporności na łuk elektryczny małej mocy OŁ wg. PN-74/E-04404,
- pomiar odporności na prądy pełzające OPP wg. PN-86/E-04415

3. Wyniki badań i wnioski.

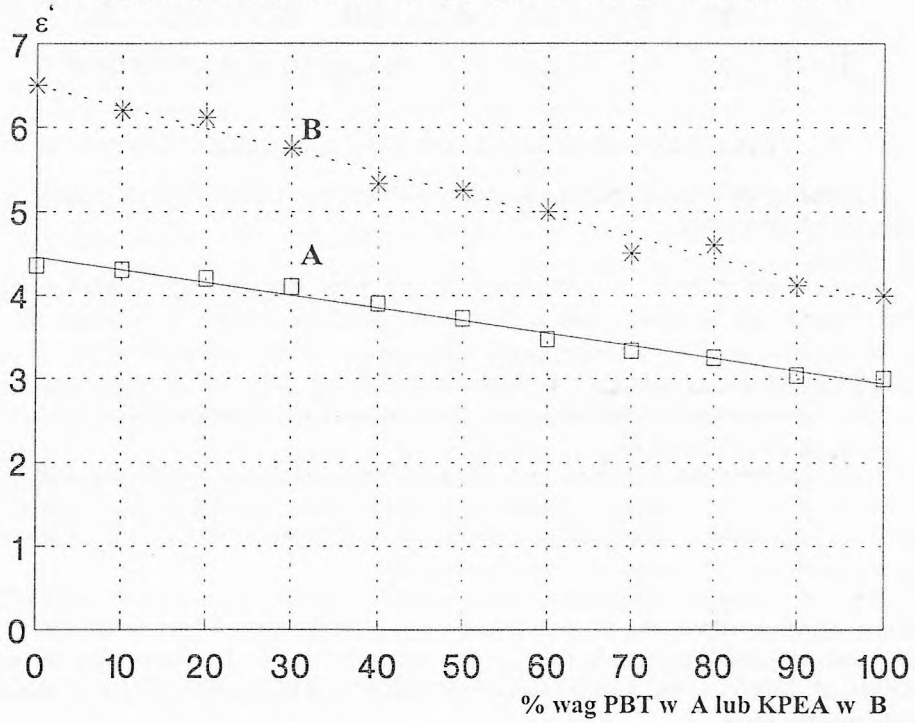
Wyniki przeprowadzonych badań zostały przedstawione w formie wykresów na rys. 1÷4. . Właściwości tworzyw kompozytowych wynikają z addytywności właściwości pojedynczych składników. Wykazuje on lepsze właściwości elektroizolacyjne od poliamidu PA6. Ponieważ PBT jest materiałem drogim podjęto próby modyfikacji go poliamidem PA6 w celu wykorzystania go w elektrotechnice. Zakres ich stosowania zależeć będzie od konkretnego przeznaczenia materiału dla którego wybiera się określone metody badań.



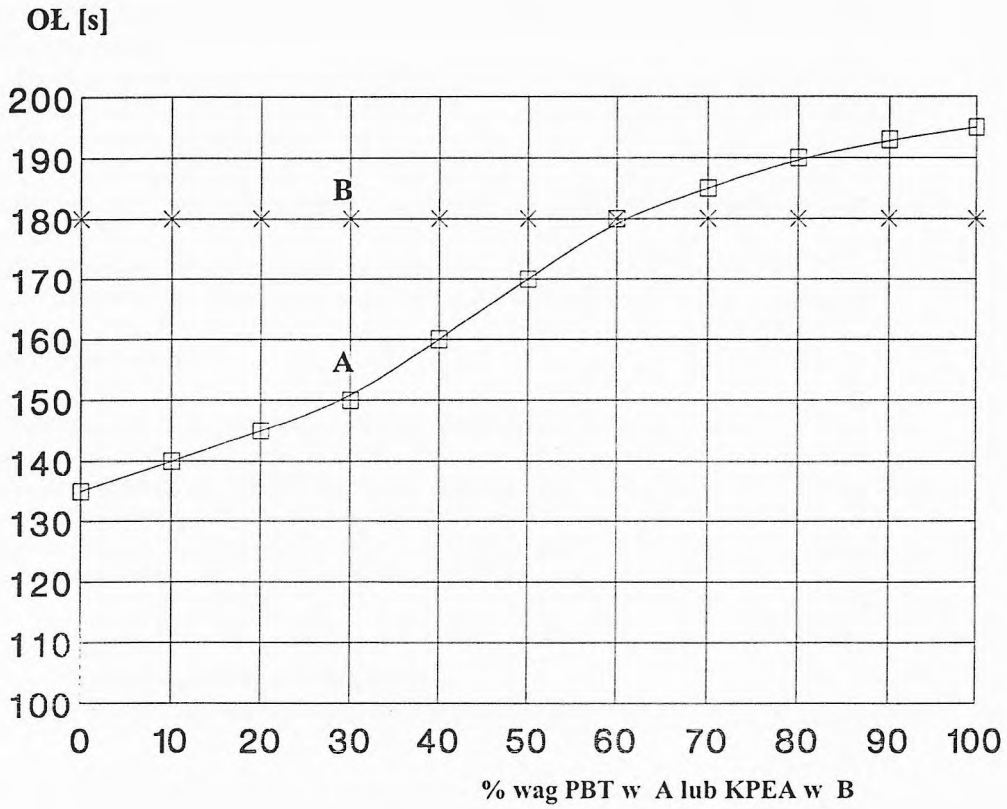
Rys. 1. Rezystywność skrośna ρ_v MIESZANIN polimerowych A i B.



Rys.2. Współczynnik strat dielektrycznych tgδ mieszanin polimerowych A i B.



Rys.3. Przenikalność dielektryczna względna ε mieszanin polimerowych A i B.



Rys.4. Odporność na łuk elektryczny OŁ mieszanin polimerowych A i B.

Przedstawione wyniki badań mieszanin piolimerowych pozwalają na przedstawienie następujących wniosków:

- Mieszanina polimerowa A odznacza się lepszymi podstawowymi właściwościami elektroizolacyjnymi niż mieszanina B (wyższa rezystywność skrośna ρ_v, i niższa stratność tgδ). Dla uzyskania takich samych, jak dla mieszaniny A, właściwości mieszaniny B należy użyć o 25-30 % więcej jednego z komponentów (KPEA). Taki zabieg technologiczny ma zasadnicze znaczenie ponieważ komponenty mieszaniny B nie są drogie tak jak komponenty mieszaniny A , szczefgólnie PBT.
- Mieszanina polimerowa B odznacza się dobrą odpornościoą na łuk elektryczny, praktycznie niezależną od składu mieszniny. Natomiast w mieszaninie A coraz większy udział PBT podwyższa odporność na łuk i dopiero przy udziale większym od 60 % PBT mieszanina ta staje się lepsza pod tym względem od mieszaninyt B.
- Ważna cecha izolacji, odporność na prądy pełzające , może być uznana za zadawalającą ponieaż wskaźnik odporności metodą kroplową (wg PN-86 /E - 04415) był większy od 500V. Badane mieszaniny polimerowe z powodzeniem mogąe być stosowana do napięć niższych od 1000V a dla napięć większych należy tą właściwość sprawdzić metodami wysokonapięciowymi

MITE-2000
I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

PRODUKTY DEGRADACJI PET JAKO MODYFIKATORY KOMPOZYTÓW EPOKSYDOWYCH

EWA FABRYCY
Politechnika Szczecińska
JANUSZ MICHALSKI
Inst. Polimerów, Inst. Elektrotechniki,

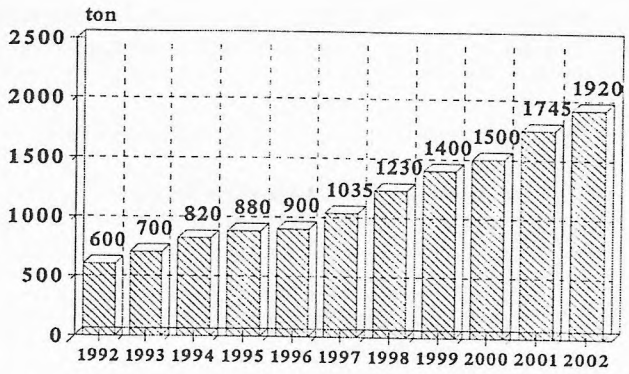
1. WSTĘP

Tworzywa sztuczne są wykorzystywane w najróżniejszych dziedzinach przemysłu i gospodarki, stąd też notuje się stały wzrost ich produkcji. Stan taki trwa nieprzerwanie już od kilkunastu lat i dopiero niedawno podjęto prace badawczo-rozpoznawcze, dotyczące możliwości racjonalnego gospodarowania zarówno tworzywami sztucznymi jak i ich odpadami, i to zarówno odpadami (po)produkcyjnymi jak i poużytkowymi. Dotyczą one ***racjonalnego gospodarowania*** tych odpadów czyli maksymalnego wykorzystania wszystkich procesów, dających maksymalne korzyści.

Sprawa jest bardziej poważna, niż się wydaje - moda, estetyka, chęć przyciągnięcia klienta, wymagania sanitarno - higieniczne spowodowały, że od kilku lat problemem są odpady szczególnie tworzyw opakowaniowych i jednorazowego użytku, które stanowią obecnie ok. 30 % globalnej ilości produkowanych tworzyw sztucznych. Bezsensowny sposób utylizacji czyli spalanie, pierwotnie stosowany przez kraje, które pierwsze zaczęły podchodzić poważnie do tego problemu, jakim są góry śmieci tworzywowych, jest dziś tylko jednym ze sposobów utylizacji odpadów ale nie jedynym i na Zachodzie prowadzonym tylko wtedy, jeśli są do tego procesu odpowiednie urządzenia. Oprócz najprostszych metod recyklingu materiałowego, stosowanych od wielu lat, duże zainteresowanie od kilku lat wywołuje recykling chemiczny. Jest to proces chemicznego rozkładu polimerów na związki małocząsteczkowe, które są wykorzystywane jako paliwa (gazy i oleje opałowe) lub surowce do dalszego stosowania w przemyśle chemicznym. Surowce te stosowane są najczęściej jako monomery i półprodukty do syntezy polimerów [1].

2. WPROWADZENIE

Tworzywem, które jest najczęściej poddawane recyklingowi chemicznemu jest poli(tereftalan etylenu) PET, masowo stosowany do produkcji jednostkowych opakowań jednorazowego użytku, przede wszystkim do wszelkiego typu napojów oraz w postaci folii. W odpadach komunalnych tworzywa sztuczne stanowią 7-8 % wagowych, z czego prawie połowa to zużyte opakowania.



Rys.1. Produkcja „butelkowego" PET w Europie z prognozą do roku 2002

Odpady PET można wykorzystać do recyklingu materiałowego, chemicznego oraz energetycznego [2]. Recykling chemiczny PET (metanoliza, glikoliza, hydroliza, aminoliza) [3], daje w efekcie odzysk niektórych surowców, inne produkty stosowane są jako plastyfikatory PVC.

Glikoliza PET-u prowadzi do produktów, możliwych do wykorzystania jako surowce do produkcji nienasyconych żywic poliestrowych, w tym produkowanych w Polsce żywic typu Polimal [2-4]. Hydroliza prowadzi do surowców wyjściowych [5] a transestryfikacja daje produkty, które stosuje się do wytwarzania powłok ochronnych [2].

W Politechniki Szczecińskiej prowadzone są od kilku lat prace badawcze, dotyczące możliwości bezpośredniego zastosowania produktów, otrzymanych w procesach degradacji PET, a mianowicie :

- do otrzymywania nowych, zmodyfikowanych polimerów na drodze syntezy chemicznej,
- do bezpośredniego zastosowania w procesach technologicznych otrzymywania nowych tworzyw [6-8]. Jednym z nowych, możliwych zastosowań produktów chemicznej degradacji PET, otrzymanych metodą aminolizy i glikolizy, jest utwardzanie żywic epoksydowych [9].

3. MATERIAŁ BADAWCZY

Odpady PET-u z butelek po napojach rozdrobniono w sposób mechaniczny i poddawano procesowi degradacji chemicznej, przy użyciu amin alifatycznych : trietylenotetraaminy TETA, dietylenotriaminy DETA, mieszaniny obu amin oraz trietanoloaminy TEA. Reakcje prowadzono w różnych warunkach, zmieniając temperaturę, czas, stosunek molowy wyjściowych reagentów. Otrzymane w ten sposób produkty degradacji PET przebadano wstępnie pod kątem możliwości ich zastosowania jako utwardzaczy żywic epoksydowych.

Do dalszych badań wytypowano tylko te produkty, które zapewniały dużą efektywność reakcji z żywicami epoksydowymi. Produkty reakcji są ciałami półstałymi lub wysokolepkimi cieczami, zależnie od sposobu prowadzenia reakcji. Wszystkie produkty degradacji PET wykazują dobrą mieszalność z żywicami epoksydowymi.

Do otrzymywania kompozycji użyto następujących żywic epoksydowych :

- Epidian 6, żywicy otrzymywanej z bisfenolu A, o lepkości 12500 mPas (w 25^0C) i równoważniku epoksydowym RE = 186, produkcji ZCh ORGANIKA-SARZYNA, Polska,
- D.E.N. 431, żywicy epoksydowo - nowolakowej, o lepkości 1294 mPas (w $51,7^0$C wg ASTM D445-94) i równoważniku epoksydowym RE = 175,8 , produkcji Dow Chemical Company, Niemcy,

- D.E.N. 438, żywicy epoksydowo - nowolakowej, o lepkości 35000 mPas (w 51,7^{0}C wg ASTM D445-94) i równoważniku epoksydowym RE = 179,2 , produkcji Dow Chemical Company, Niemcy.

Z produktów degradacji PET-u aminami :

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

i wymienionych powyżej żywic epoksydowych, otrzymano kompozycje epoksydowe.

4. CZĘŚĆ EKSPERYMENTALNA

Do badania reaktywności otrzymanych kompozycji zastosowaniu reometr ARES oraz różnicowy kalorymetr skaningowy DSC-7, śledząc wzrost lepkości podczas procesu utwardzania prowadzonego w różnych temperaturach.

Kompozycje z żywicą epoksydową Epidian 6 osiągają lepkość rzędu 10^7 Pas, charakterystyczną dla ciała stałego, w czasie ponad 400 sekund, natomiast kompozycja z żywicą epoksydowo-nowolakową osiągała tę lepkość w czasie ok. 300 sekund.

Kompozycje z produktem PET/DETA - krzywe DSC, uzyskane w czasie badań procesu utwardzania kompozycji epoksydowych, przy ich ogrzewaniu z szybkością 10 ^{0}C/min., mają wyraźnie niższą entalpię procesu sieciowania niż pozostałe kompozycje. Na tej podstawie, wytypowano parametry procesu utwardzania kompozycji epoksydowych, ustalając je na : temp. 120^0 C i czas 2 h. Pomiary temperatury zeszklenia tak utwardzonych odlewów, metodą różnicowej kalorymetrii skaningowej DSC wykazały, że nie są one całkowicie dotwardzone, stąd też dotwardzano je następne 2 godziny w temp. 140^0 C.

Nowe kompozycje epoksydowe sprawdzano również jako kleje aluminium, powłoki ochronne, nanoszone na podłoże stalowe oraz odlewy.

Połączenia klejowe aluminium wykazały wysoką wytrzymałość na ścinanie, szczególnie modyfikowane kompozycje E6/PET/TETA, E6/PET/DETA oraz E6/PET/TETA/pFDA, mają w temp. pokojowej wytrzymałość na ścinanie 16-22 MPa, natomiast w temp. +80 ^{0}C wartość ta wynosi 9-14 MPa. Temperatura zeszklenia badanych kompozycji epoksydowych waha się w granicach 105 ÷ 135 ^{0}C.

Tabl.1. Niektóre właściwości dielektryczne otrzymanych kompozycji epoksydowych

Kompozycja epoksydowa żywica/układ utwardzający	*tg δ (1 kHz)*	*ε (1kHz)*	*rezyst. skrośna 10^{15} ρ_v [Ω•cm]*	*Odporność na łuk elektryczny małej mocy 12,5 kV [sek]*
E6/DETA	0.0123	3,53	7,02	140
DEN431/DETA	0.0102	3,58	9,52	129
DEN431/TETA	0.0177	2,86	16.67	131
E6/TETA	0.0105	3,92	66,67	100
DEN431/PET/TETA	0.0097	3,79	5,56	130
DEN438/PET/TEA	0.0055	3,96	13,33	125
DEN431/PET/TEA	0.0035	3,56	11,11	125
E6/PET/TEA	0.0069	4,08	8,33	134
E6/PAC/PET/TETA/pFDA	0.0120	3,64	8,33	133
E6/PET/TETA	0.0091	3,74	5,13	122
E6/PET/TEA/PAC	0.0005	2,90	12,12	83
E6/PET/DETA/TETA	0.0151	4,30	7,84	135
E6/PET/TETA/PAC	0.0185	3,44	14,81	143

5. WNIOSKI

1. Aminoliza i glikoliza PET jest możliwa, zachodzi z dobrą wydajnością i prowadzi do uzyskiwania produktów użytkowych.
2. Produkty sterowanej degradacji chemicznej PET mogą spełniać rolę utwardzaczy żywic epoksydowych. Decydujący wpływ na przebieg procesu sieciowania kompozycji, ma rodzaj utwardzacza i żywicy.
3. Proces sieciowania kompozycji z produktami aminolizy PET czyli aminami : TETA, DETA i TETA/DETA, rozpoczyna się już w temp. pokojowej, co może wpłynąć w istotny sposób na prostotę i ogromną energooszczędność w produkcji elementów lanych, np. otulin izolatorów; proces utwardzania kompozycji, zawierającej produkt glikolizy PET/TEA - w ok. 90^0 C.
4. Utwardzone kompozycje epoksydowe mają dobre właściwości mechaniczne, termiczne i elektryczne.
5. **Kompozycje epoksydowe z nowymi utwardzaczami mogą być nową grupą nowych materiałów elektroizolacyjnych, także do zastosowania w technice wysokonapięciowej.**

Aktualnie prowadzone są prace badawcze, dotyczące optymalizacji procesu sieciowania oraz napełniania napełniaczami mineralnymi, w celu otrzymania kompozytów elektroizolacyjnych na otuliny izolatorów wysokonapięciowych nowej generacji [11].

6. LITERATURA

[1] Błędzki A.K., Gorący K. - *Recykling tworzyw sztucznych w Europie.* Polimery 1992, nr 6, pp. 241-250

[2] Błędzki A.K., Pawlaczyk K. - *Recykling materiałowy poli(tereftalanu etylenu).* Ekoplast 1993, nr 1, pp. 18-24

[3] Paszun D., Spychaj T. - *Chemical recycling of poly(ethylene terephtalate).* Ind. Eng. & Chem. Res. 1997, p.1373-1383

[4] Penczek P., Ostrysz R. - *Chemiczna utylizacja odpadów PET.* Konferencja Polimery*Środowisko*Recykling, Polska, 27-29 września 1995, pp. 278-284

[5]. Ehring R.J. - *Plastics Recycling.* Hanser Publisher Munich, 1992

[6]. Paszun D., Spychaj T., Kacperski M. - *Chemical degradation of poly(ethylene terephtalate) - PET with ethanoloamines. Physicochemical characteristics of the products.* II Congress of Chemical Technology, Poland 15-18 September 1997, p. 329

[7]. Kacperski M., Spychaj T. - *Rigid polyurethane foams with PET/triethanole recycling products.* 7-th European Polymer Federation Symposium, Poland 20-24 September 1998, pp. 206-207

[8]. Fabrycy E., Gorący K., Spychaj S. - *Epoxy resin hardeners from PET degradation with aliphatic amines. ibid,* pp. 178-179

[9]. Spychaj T., Fabrycy E., Gorący K., Michalski J. - *Sposób wytwarzania utwardzacza do kompozycji epoksydowych, utwardzacz do kompozycji epoksydowych i kompozycja epoksydowa.* Zgł. pat. P-335986/99

[10]. Brojer Z., Hertz Z., Penczek P. - *Żywice epoksydowe.* WNT, W-wa 1982

[11]. Michalski J., Rosłaniec Z. - *Materiał osłonowy izolatorów kolejowych nowej generacji.* Konferencja Szkoleniowo-Techniczna i Narada Pionu Elektroenergetyki Kolejowej ELKOL'99, Puławy, 24-27 marzec 1999, s.132-136

MITEL-2000
I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

TERMOPLASTYCZNE ELEKTROIZOLACYJNE KOMPOZYCJE POLIMEROWE Z RECYKLINGU MATERIAŁOWEGO

JANUSZ MICHALSKI, ZENON TARTAKOWSKI *
Inst. Elektrotechniki, Inst. Inżynierii Materiałowej*, Politechnika Szczecińska

1. WPROWADZENIE

Na podstawie badań wiadomo, że z dużej ilości produkowanych i stosowanych masowo tworzyw sztucznych tylko niewielka ich ilość, około 10-15%, może być ponownie wykorzystana i jest poddawana procesowi recyklingu. Pozostała ilość wydatnie wzbogaca już istniejącą "górę śmieci", przyczyniając się do coraz to większego zanieczyszczenia środowiska. Duże możliwości recyklingu uzytkowego mają jednorodne tworzywa termoplastyczne takie, jak PE, PS, PP, PCV, ale problemy pojawiły się dopiero przy recyklingu materiałów wykonanych z różnych tworzyw, takich jak materiały wielowarstwowe np. PA/PE, PS/PE i inne. Istotną cechą tych materiałów jest połączenie szeregu właściwości np. wytrzymałości mechanicznej na rozciąganie, udarności, odporności termicznej - z właściwościami barierowymi tj. nieprzepuszczalnością gazów i par, obojętnością fizjologiczną, dobrą zgrzewalnością, możliwością druku, nadruku itp. Szerokie zastosowanie tych materiałów wielowarstwowych w postaci folii na opakowania jednorazowe, stworzyło pilną potrzebę podjęcia badań, dotyczących możliwości zagospodarowania dużej ilości powstających przy tej produkcji odpadów poprodukcyjnych oraz możliwości uzyskania z nich nowego materiału kompozytowego. Recykling tworzyw termoplastycznych w zakresie materiałów wielowarstwowych prowadzony jest w niewielkim zakresie [1]. Można zauważyć, że większość publikacji, dotycząca kompozytów wykonanych z materiałów niekompatybilnych, skłania się raczej w kierunku recyklingu energetycznego, ponieważ rozdział poszczególnych składników - polimerów jest z reguły trudny i kosztowny. Trudno jest ponadto określić stopień czystości uzyskanego w tym procesie materiału, w jakim stopniu będzie on jednorodny czy też zanieczyszczony innymi składnikami, rzutującymi na. późniejsze właściwości, przetwórstwo oraz zastosowanie. Efektem kilkuletnich badań kompozytów polimerowych na bazie materiałów odpadowych oraz recyklatów polimerowych, prowadzonych w Politechnice Szczecińskiej, są uzyskane doświadczenia w zakresie ich przetwórstwa, specjalistycznych badań, sterowania własnościami oraz ukierunkowania przyszłego zastosowania [2]. Obecnie, wykorzystując wyniki wcześniejszych prac, podjęto badania, dotyczące możliwości zagospodarowania odpadów wielowarstwowych folii barierowych, z myślą o uzyskaniu nowego kompozytu konstrukcyjnego [3].

2. CEL BADAŃ

Celem badań była próba uzyskania kompozycji polimerowej, otrzymanej w wyniku fizycznej modyfikacji kompozytu PA/PE, otrzymanego z odpadów folii wielowarstwowej PA/PE, recyklatem polietylenowym. Badania te miały określić właściwości kompozytu, jego przydatność, oraz dalsze kierunki modyfikacji. Wszystkie badania prowadzono bez użycia kompatybilizatorów, poprawiających mieszalność składników kompozycji. Badania są kontynuacją prowadzonych prac w zakresie recyklingu materiałowego tworzyw sztucznych.

3. MATERIAŁ BADAWCZY

Podstawowym materiałem badawczym były :
- odpady produkcyjne folii wielowarstwowej, powstające podczas jej formowania ,
- odpady technologiczne, powstające po odcinaniu nadmiaru folii po zgrzewaniu, w procesie pakowania próżniowego.

Czyste i nie zabrudzone ścinki i taśmy odpadów folii, poddano rozdrobnieniu a następnie zagęszczeniu. Dla lepszej homogenizacji materiału, aglomerat poddano procesowi wytłaczania na wytłaczarce jednoślimakowej. Wytłoczony materiał zgranulowano. Uzyskany granulat stanowił materiał wyjściowy do dalszych badań oraz do modyfikacji fizycznej recyklatem PE i wypełniaczem w postaci popiołów lotnych.

Recyklat PE był odpadem, pochodzącym z osłony wyeksploatowanych przewodów i kabli energetycznych, który rozdrobniono w młynie nożowym.

W charakterze wypełniacza użyto popiołów lotnych, stanowiących odpad, powstający przy spalaniu węgla kamiennego. Popioły lotne pochodziły z elektrofiltrów elektrownianych. Analizy wypełniacza oraz badania jego wpływu na właściwości kompozytu polimerowego zostały dokonane wcześniej [2].

Z w/w materiałów wykonano metodą wtryskową próbki do badań na wtryskarce ślimakowej.

Tablica 1. Skład badanych kompozytów

Lp.	Oznakowanie	Udział % wagowy poszczególnych składników w kompozycie			
	kompozytu	PA/PE *aglomerat*	PA/PE *granulat*	PE *recyklat*	Popioły lotne PL
1	PA/PE + PE		90 - 10	10 - 90	
2	PA/PE + PL	90 - 60			10 - 40
3	PA/PE + PL	70 - 40			10 - 40
4	PA/PE	50		50	
5	PA/PE *aglom*	100			
6	PA/PE *gran*		100		
7	PE			100	

4. BADANIA

Założony program obejmował badania podstawowych właściwości:

- fizycznych składników kompozytu i otrzymanych kompozycji polimerowych o składzie podanym powyżej oraz modyfikowanych wypełniaczem popiołowym,
  - - mieszalności kompozytów, rozkładu składników w stopie polimerowym, przy wykorzystaniu mikroskopii optycznej, elektronowej, skaningowej, rozkładu i umocnienia wypełniacza w matrycy polimerowej, właściwości mechanicznych, właściwości termicznych, właściwości elektrycznych.
- mechanicznych
  - - wytrzymałości przy rozciąganiu statycznym
  - - twardości metodą wciskania kulki
  - - udarności
  - - wytrzymałości przy ściskaniu statycznym.
- termicznych
  - - temperatury mięknienia wg Vicata
  - - temperatury ugięcia wg Martensa.

- elektrycznych
  - - wytrzymałości dielektrycznej
  - - stratności dielektrycznej
  - - stałej dielektrycznej
  - - odporności na łuk elektryczny małej mocy (12,5 kV).

Ze względu na założony cel badań - zastosowanie w szeroko pojętej elektrotechnice tak opracowanych kompozycji polimerowych, badania prowadzono w normalnych warunkach oraz w klimacie WGS - czyli w warunkach wilgotnego gorąca stałego tj. w temp. +40°C i wilgotności względnej 95 ± 3 %, zgodnie z wymaganiami norm [4,5].

5. WYNIKI BADAŃ

Badania mieszalności przeprowadzone na urządzeniu typu BRABENDER wykazały, że wraz ze wzrostem koncentracji recyklatu PE w kompozycie PA/PE, występuje zmiana czasu mieszania oraz momentu obrotowego. Badania aglomeratu i granulatu PA/PE wykazały podobny przebieg procesu mieszania. Modyfikacja kompozytu PA/PE wypełniaczem popiołowym PL, w ilości 40 % wagowo, spowodowała wzrost czasu mieszania oraz momentu obrotowego.

Badania mikroskopowe wykazały zróżnicowanie w strukturze kompozytu - od układu wielofazowego do bardziej jednorodnego. Analiza aglomeratu PA/PE jak i jego modyfikatów przy zastosowaniu mikroskopii optycznej w świetle przechodzącym jak i odbitym wykazała istnienie wzajemnie przenikających się wyraźnych układów fazowych. Dobre umocnienie wypełniacza popiołowego w matrycy polimerowej związane jest z jego budową i właściwościami. Badania przełomów kompozytów PA/PE + PL (próbki chłodzone w ciekłym azocie), przy zastosowaniu mikroskopu skaningowego, potwierdziły równomierność rozłożenia wypełniacza w matrycy polimerowej. Efekt umocnienia wypełniacza PL w tej matrycy, uzyskuje się również przez wykorzystanie niejednorodności cząstek wypełniacza.

Potwierdzeniem obserwacji mikroskopowych są wyniki badań parametrów mechanicznych i wskazują one kierunki możliwości zastosowania kompozytu. Badania aglomeratu i granulatu PA/PE wykazały niewielką różnicę wartości badanych parametrów, które to różnice praktycznie przestały istnieć po wprowadzeniu do kompozytu recyklatu PE. Badania wykazały istotny wpływ dodatku recyklatu PE oraz popiołów lotnych PL na właściwości uzyskanych kompozytów. Wyniki tych badań pozwalają sadzić, że kompozyt PA/PE można będzie stosować na wyrób typu „podstawa", gdzie wymagania dotyczą przede wszystkim twardości i odporności cieplnej wg Vicata. Badania własności przetwórczych (forma spiralna) wykazały, że kompozyt przetwarza się dobrze, tak jak czyste materiały polimerowe. Próby przetwórstwa kompozytu PA/PE + PL poprzez wytłaczanie a następnie prasowanie wykazały, że jest to sposób na wykonanie wyrobów typu „podstawa", nawet do wymiarów 700 x 400 x 150 mm i masie do 30 kg. Problemem pozostaje tylko chłodzenie wyrobu oraz skrócenie czasu trwania jego formowania.

Badania właściwości elektrycznych przeprowadzono dla kompozytów, sporządzonych z granulatu PA/PE i recyklatu PE. Zastosowanie granulatu podyktowane było większą jednorodnością materiału po procesie wytłaczania. Badania porównawcze wykonano dla kompozytu składającego się z aglomeratu PA/PE - 50 % i recyklatu PE - 50 %. Uzyskano bardzo zbliżone wyniki badań [6].

Stwierdzono wyraźnie korzystny wpływ PA w kompozycie na przebiegi zmian właściwości niektórych parametrów dielektrycznych - stwierdzono wzrost wartości wytrzymałości dielektrycznej i odporności na łuk małej mocy (12,5 kV) w trakcie działania wilgotnego gorąca stałego, w porównaniu do stabilnej wartości tego parametru dla recyklatu PE. Eksploatacyjne właściwości dielektryczne kompozytu PA/PE po modyfikacji recyklatem PE są lepsze i zbliżone do parametrów czystego PE.

6. WNIOSKI

1. Odpady tworzyw wielowarstwowych nadają się ***bezpośrednio*** do recyklingu materiałowego.
2. Modyfikacja kompozytu PA/PE recyklatem PE lub/i wypełniaczem w postaci popiołów lotnych PL pozwala sterować właściwościami kompozytu.
3. Modyfikacja recyklatem PE pozwala uzyskać materiał o dobrych własnościach elektrycznych, zbliżonych do czystego PE i mechanicznych pośrednich między PE a PA.
4. Zastosowanie do produkcji kompozytu PA/PE daje możliwości obniżenia kosztów wyrobu.
5. Możliwość zastosowania odpadów folii wielowarstwowych PA/PE, recyklatów PE oraz odpadowych popiołów lotnych do otrzymywania nowych materiałów, przyczynia się do ochrony środowiska.

Literatura

[1]. Gerald D.Andrews, Plallatheri M.Subramanian - *Energing technologies in plastics recycling.* ACS. Symposium Series 513, 1992

[2]. Tartakowski Z., Hudec I. - *Modification of scarp polyamide-polyethylene film.* Konferencja Polymer Processing Society Praha 1992

[3]. Michalski J., Tartakowski Z.- *Poliamidowe kompozyty recyklingowe.* Konferencja „Nowe materiały i technologie w elektrotechnice" MATEL-95, Dobieszków, 1995

[4]. International Electrotechnical Commission - *Marine navigational equipment. General requirements. Method of testing and required test results.* Publication 945, first edition 1988, Geneve

[5]. PN-84/E-04603/01 - *Wyroby elektrotechniczne. Próby środowiskowe. Próba Ca - wilgotne gorąco stałe.*

[6]. Michalski J., Tartakowski Z. - *Properties of PA/PE recyclates.* 36th IUPAC International Symposium of Macromolecules. IUPAC MACRO SEOUL'96, KOREA, S. 1164

MITE-2000

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

WPŁYW WILGOTNEGO GORĄCA STAŁEGO NA PRĄDY RELAKSACJI W LAMINATACH SZKŁO-EPOKSYDOWYCH

MARIAN MICHALCZUK

W artykule przedstawiono wyniki badań prądów relaksacyjnych w laminatach szkło-epoksydowych poddanych działaniu wilgotnego gorąca stałego (WGS). Podano nowy sposób wyznaczania prądu przewodzenia, służący do obliczania rezystywności skrośnej dielektryków stałych. Przeprowadzono analizę zmian poszczególnych składowych prądu depolaryzacji w trakcie działania WGS.

1. WSTĘP

Prąd płynący przez dielektryk stały pod wpływem zewnętrznego pola elektrycznego jest sumą prądów polaryzacji i przewodzenia [4]:

$$i = i_p + i_u \tag{1}$$

gdzie i_p oznacza prąd polaryzacji, a i_u - prąd przewodzenia.

Prąd polaryzacji, w najprostszym przypadku, można opisać jednoskładnikową funkcją wykładniczą typu $exp(-t/T)$, w której t oznacza czas, a T - stałą czasową procesu polaryzacji. W rzeczywistych dielektrykach stałych, posiadających skomplikowaną budowę i skład, np. materiały kompozytowe, funkcja aproksymacyjna prądu polaryzacji jest bardziej złożona. Ze względu na skomplikowane zjawiska polaryzacji wolnorelaksacyjnej w takich materiałach, czas zaniku prądu polaryzacji może być długi - od kilkudziesięciu minut do kilku godzin, lub nawet jeszcze dłużej.

Prąd przewodzenia i_u ma charakter omowy i związany jest z transportem ładunków. W dielektrykach, w głównej mierze, jest to przepływ jonów, których ilość zależy od zawartości zanieczyszczeń ulegających dysocjacji (tzw. zanieczyszczenia jonowe) lub wywołujących dysocjację, np. woda. Analogicznie jak w cieczach może występować zjawisko oczyszczania elektrycznego i rekombinacja jonów. Dodatkowo, w wysokich polach elektrycznych, może występować emisja elektronów z katody i przewodnictwo elektronowe. Ponieważ prąd przewodzenia płynie jednocześnie z prądem polaryzacji, praktycznie niemożliwe jest pomierzenie każdego z nich osobno. Teoretycznie pomiar prądu przewodzenia jest możliwy po zaniku prądu polaryzacji.

W pracach dotyczących przewodnictwa cieczy [1, 2] obserwowano dwa różne procesy - jeden szybki, zachodzący w ciągu kilkudziesięciu minut, a drugi powolny zachodzący w ciągu kilkudziesięciu godzin. Również w dielektrykach stałych obserwowano dwa procesy przewodnictwa, którym odpowiadały różne energie aktywacji. Taki proces zmniejszania się przewodnictwa elektrycznego dielektryków stałych trwa kilkadziesiąt godzin. Po tym czasie prąd przewodzenia wykazuje fluktuacje wokół pewnego minimalnego poziomu.

Wyznaczenie prądu polaryzacji i przewodzenia jest możliwe po wprowadzeniu pewnych założeń upraszczających. Rozpatrując różne rodzaje polaryzacji można stwierdzić,

że polaryzacja sprężysta jest procesem odwracalnym. Wobec tego przebieg prądu polaryzacji elektronowej i jonowej (atomowej) jest lustrzanym odbiciem prądu depolaryzacji. Przy polaryzacji relaksacyjnej tak dokładne zależności między tymi prądami prawdopodobnie nie występują.

Godząc się na pewną niedokładność można wprowadzić założenie, że

$$i_p = -i_d \tag{2}$$

w którym i_d oznacza prąd depolaryzacji. Wówczas, na podstawie równania (1) i (2) można zapisać, że

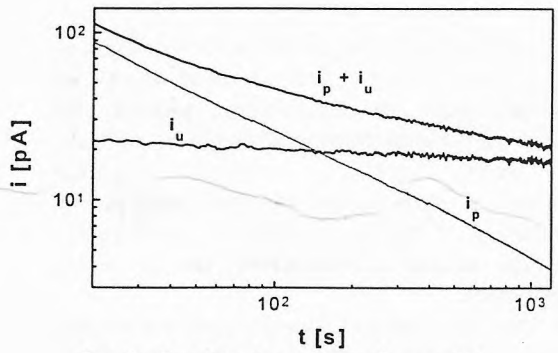
$$i_u = i + i_d \tag{3}$$

Wyznaczony w ten sposób prąd przewodzenia i_u może służyć do obliczania rezystywności skrośnej materiału.

2. Przedmiot i metoda badań.

Przedmiotem badań były próbki laminatów szkło-epoksydowych o wymiarach 24x24cm i grubości 2mm produkowanych przez IZO-ERG Gliwice. Trójelektrodowy układ pomiarowy wykonano z przewodzącego lakieru EMV 35 w spray'u. Do pomiaru prądu stosowano pikoamperomierz z wejściem MOSFET-owym oraz komputerowy układ rejestrujący z częstotliwością próbkowania 0,2Hz przy pomiarach trwających kilkadziesiąt godzin, lub 1Hz przy pomiarach trwających kilkadziesiąt minut. Po pomiarach wstępnych próbki poddano działaniu WGS o parametrach: temp. 40^0C, wilgotność 95%. W trakcie starzenia wykonywano pomiary prądu *"i"* oraz prądu depolaryzacji *"i_d"*.

3. Wyniki badań.



Rys.1 Przebiegi prądów polaryzacji i_p, przewodnictwa i_u oraz prądu $i = i_p + i_u$

Na rysunku 1 przedstawiono przebiegi prądów polaryzacji i_p i przewodzenia i_u wyznaczone na podstawie zależności (1), (2) i (3). Widać, że względne zmiany prądu przewodzenia i_u są kilkakrotnie mniejsze niż prądu i, który jest sumą i_p + i_u . Z badań wynika, że prąd przewodzenia powoli, ale systematycznie maleje. Świadczy to, że ilość jonów biorących udział w przewodzeniu zmniejsza się. Jony po dojściu do elektrody są neutralizowane. Bardzo powolne zmniejszanie się tego prądu jest wynikiem małej ruchliwości jonów w dielektryku stałym.

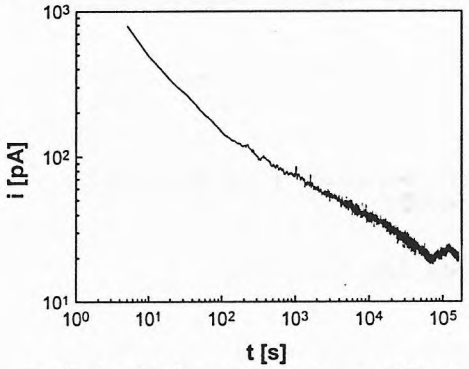
Rysunek 2 przedstawia przykładowy przebieg prądu i przed starzeniem. Po kilkudziesięciu godzinach, gdy zanikną procesy polaryzacyjne i oczyszczania elektrycznego,

pozostaje prąd przewodzenia. Prąd ten wykazuje fluktuacje wokół pewnego minimalnego poziomu.

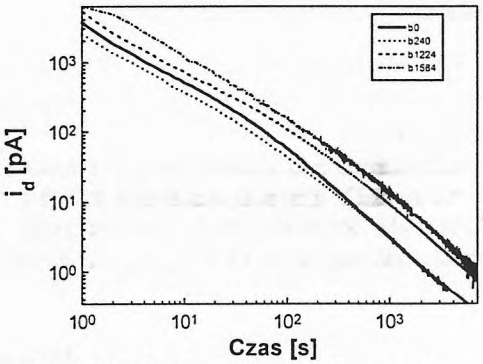
Z analizy takich przebiegów wynika, że oprócz prądu i_u i podstawowej składowej opisanej funkcją $I_0 \cdot t^{-M}$ zawierają one jeszcze trzy składowe eksponensjalne. Ostatecznie, funkcja aproksymacyjna prądu i wyraża się wzorem

$$i_{fit} = i_u + I_0 \cdot t^{-M} + \Sigma_{n=1}^{n=3} A_n \cdot \exp(-t / T_n) \qquad (4)$$

Drugi składnik funkcji aproksymacyjnej i_{fit} (4) jest typowy dla dielektryków stałych o złożonej budowie. Z badań wynika, że stała czasowa T_1 pierwszej składowej eksponensjalnej ma wartość 1÷3s, drugiej T_2 = 12÷30s, a trzeciej $T_3 = 75 \div 88 \cdot 10^3$ s. Pierwsza i druga składowa eksponensjalna związane są odpowiednio z polaryzacją ładunku przestrzennego i polaryzacją powierzchni granicznych, natomiast trzecia składowa eksponensjalna związana jest z pewnym procesem przewodzenia, wywołanym transportem dużych jonów. Z przeprowadzonych badań wynika, że procesy polaryzacyjne i oczyszczania elektrycznego w laminatach szkło-epoksydowych zanikają po 24 ÷ 30 godzinach.

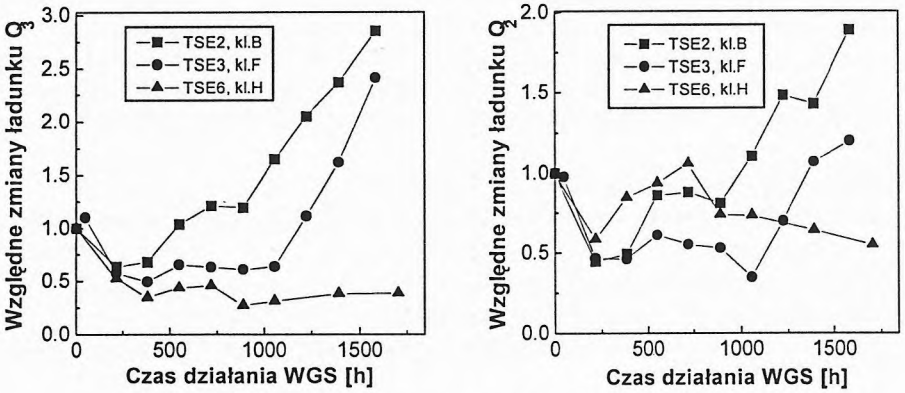


Rys.2 Przykładowy przebieg prądu "i" dla próbki niestarzonej



Rys.3 Przebiegi prądów depolaryzacji i_d w laminacie TSE-2 po różnych czasach starzenia

Przykładowe przebiegi prądów depolaryzacji i_d podczas działania WGS przedstawiono na rysunku 3. Odpowiada im funkcja aproksymacyjna (4) bez pierwszego składnika i_u. W tym przypadku, pierwsza i druga składowa eksponensjalna związane są z



Rys.4 Względne zmiany ładunków Q_2 i Q_3 podczas działania WGS

polaryzacją ładunku przestrzennego i polaryzacją powierzchni granicznych, natomiast trzecia - ze zmianami starzeniowymi wywołanymi wilgocią.

Ładunki związane ze składowymi eksponensjalnymi prądu depolaryzacji zmieniają się w czasie starzenia. Najbardziej interesujące mogą byćzmiany ładunku związanego z trzecią składową eksponensjalną, ponieważ na ich podstawie można ocenić stopień zestarzenia materiału. Względne zmiany ładunków Q_2 i Q_3 podane są na rysunku 4.

4. Podsumowanie

Procesy polaryzacyjne w laminatach szkło-epoksydowych trwają około 1000s. Po tym okresie czasu zmiany prądu *i* związane są z subtelnymi zmianami różnych procesów przewodzenia, m.in. z zanikaniem przewodzenia związanego z transportem dużych jonów. Proces ten można porównać do procesu oczyszczania elektrycznego występującego w dielektrykach ciekłych.

Zmiany ładunków Q_3 związanych z trzecią składową eksponensjalną prądu depolaryzacji mogą być wykorzystane do oceny stopnia zestarzenia izolacji.

Nowy sposób wyznaczania prądu przewodzenia i_u (3) może z powodzeniem służyć do określania rezystywności dielektryków.

Literatura

[1] J. Adamczewski: *Jonizacja i przewodnictwo ciekłych dielektryków,* PWN Warszawa 1965
[2] O. Gzowski, J. Terlecki, Acta Phys. Pol., 18, 191 1059
[3] J.F. Fowler, Proc. Roy. Soc., 236, 464, 1956
[4] M. Michalczuk, 4th UEES'99, St. Petersburg RUSSIA, June 21-24, 1999

Abstract

The article presents the results of research on relaxation currents in glass-epoxy laminates exposed to continuous damp heat (WGS). The article describes a new method of determination of conduction current to be used for calculation of constant dielectric resistivity. There is also an analysis of changes of particular components of polarisation and conduction current presented in the article.

MITEL-2000

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

JAKOŚĆ KOMPENSACJI MOCY BIERNEJ I MOCY DYSTORSJI PRZEZ STATYCZNY SYSTEM UPS

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

Streszczenie: *W referacie przedstawiono ocenę kompensacji mocy biernej (KMB) i kompensacji mocy dystorsji (KMD) przez statyczny system UPS ze względu na współczynnik deformacji prądu oraz współczynnik zniekształceń harmonicznych prądu (THD_I) dla prądu pobieranego z sieci elektroenergetycznej. Powyższa ocena będzie dotyczyła kompensacji KMB i KMD przez dwa równolegle połączone statyczne układy UPS z różnymi obciążeniami dla każdego układu. Ocena jakości kompensacji mocy biernej została przeprowadzona na podstawie analizy Fouriera dla wyników otrzymanych z symulacji komputerowej.*

1. WPROWADZENIE DO WYKORZYSTANIA STATYCZNYCH SYSTEMÓW UPS

Problemy związane z rezerwowaniem zasilania w energię elektryczną dla tzw. „odbiorców krytycznych" zostały szeroko przedstawione przez Autora w rozprawie [1]. Szczególnie istotny wniosek wypływający z tej pracy to wyznaczony na podstawie badań statycznych średni (oczekiwany) czas zasilania tych odbiorców przez statyczne układy UPS, który wynosi tylko ok. 2 godziny w miesiącu. Oznacz to, że w pozostałym czasie danego miesiąca układy te są tylko w stanie czuwania, a więc mogą wypełniać inne funkcje związane np. z: kompensacją mocy biernej (KMB), kompensacją mocy dystorsji (KMD), a także z ładowaniem (ew. doładowywaniem) baterii akumulatorów (ŁBA) dla całego systemu UPS.

Zagadnienia związane z kompensacją mocy biernej łącznie z uzasadnieniem teoretycznym zostały przedstawione we wcześniejszych publikacjach [1,2,3,7,11]. Istotne w tym przypadku było wyznaczenie zapotrzebowanej mocy biernej na podstawie uśrednienia składowych przyspieszenia energetycznego za okres [2,11].

Możliwości kompensacji mocy dystorsji D, która jest sumą geometryczną mocy biernej Q i mocy odkształcenia D_0, zaprezentowano też we wcześniejszych publikacjach [1,4,5,6]. Zaproponowano w tym przypadku wyznaczenie wartości zadanej prądu kompensującego $i_D(t)$ z różnicy pomiędzy wartością chwilową pierwszej harmonicznej składowej czynnej prądu $i_1(t)$ i wartością chwilową odkształconego prądu odbiornika nieliniowego $i_0(t)$.

W ostatnim okresie zajmowanie się w szczególności analizą pracy statycznych trójfazowych systemów UPS, które służą do kompensacji mocy odkształcenia dla odbiorników nieliniowych trójfazowych [6]. Możliwa jest tym przypadku kompensacja mocy biernej i mocy odkształcenia, a także kompensacja składowej symetrycznej przeciwnej prądu dla odbiornika niesymetrycznego trójfazowego.

W niniejszej publikacji przeanalizowano problemy związane z pracą równoległą dwóch statycznych układów UPS, co było związane z ich pracą w rezerwie oraz przy kompensacji mocy biernej i mocy dystorsji.

Dla oceny wyników symulacji komputerowej, ze względu na skuteczności kompensacji mocy dystorsji lub filtracji dominujących harmonicznych, wyznaczono dla poszczególnych przypadków poniższe wskaźniki określone na podstawie analizy Fouriera:

* współczynnik deformacji prądu [7,10] $\gamma_I = I_1 / I$ (1)

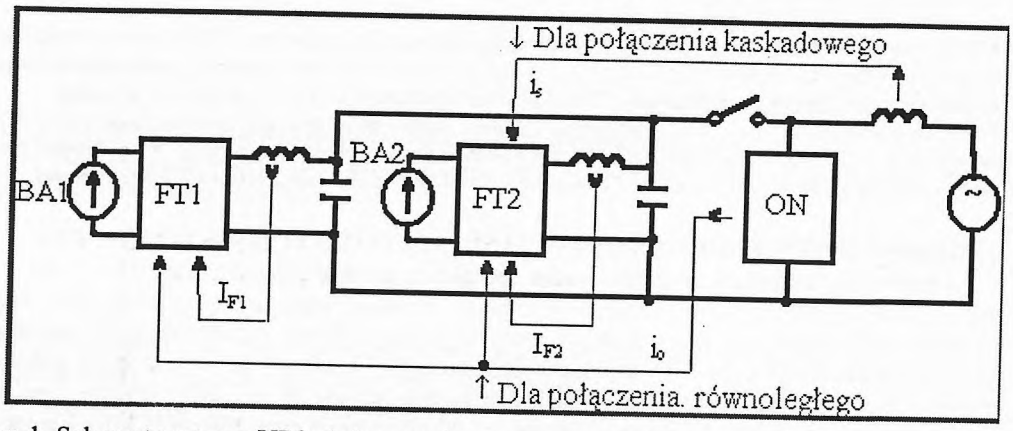
* współczynnik odkształcenia prądu [8] $THF_I = \sqrt{I^2 - I_1^2}/I = I_h'/I,$ (2)

* współczynnik zniekształceń harmonicznych prądu [7,8,10] $THD_I = I_h'/I_1,$ (3)

* procent zniekształceń harmonicznych prądu $THD_{I\%} = 100 \cdot I_h'/I_1,$ (4)

gdzie:

I - wartość skuteczna prądu;
I_1 - wartość skuteczna pierwszej harmonicznej prądu;
I_h - wartość skuteczna wszystkich wyznaczonych harmonicznych prądu;
I_h' - wartość skuteczna bez pierwszej harmonicznej prądu.



Rys.1. Schemat systemu UPS służącego do rezerwowania i kompensacji mocy dystorsji

2. REZERWOWANIE I KOMPENSACJA MOCY BIERNEJ PRZEZ DWA STATYCZNE UKŁADY UPS

Zbadano w tym przypadku system kompensacji złożony z dwóch autonomicznych układów UPS (rys.1), w których uwzględniono tylko sprzężenie zwrotne od prądu falownika tranzystorowego (FT1 lub FT2), a nie uwzględniono sprzężenia zwrotnego od prądu odbiornika liniowego.

Do analizy pracy równoległej dwóch statycznych układów UPS zaproponowano schemat przedstawiony na rysunku 1. Połączono wyjścia każdego z falowników tranzystorowych na wspólne obciążenia typu RL. Jednocześnie pozostawiono autonomiczne układy adaptacyjnego sterowania dla każdego z falowników. Adaptacyjne sterowanie w tym przypadku uwzględnia różne struktury i wielkości zadane przy sterowaniu rezerwowaniem oraz przy sterowaniu kompensacją. Uwzględnia się przy tym różny stopień obciążenia dla poszczególnych falowników, co może być związane np. z różnym stopniem naładowania baterii akumulatorów dla poszczególnych układów UPS.

Analizę systemu UPS z rys.1 przeprowadzono przy pomocy pakietu programów symulacyjnych TCAD 6.2 [11], który jest w szczególności przeznaczony do analizy układów energoelektronicznych.

W czasie symulacji komputerowej dla powyższego systemu przyjęto poniższe wielkości zadane (stopnie obciążenia) dla poszczególnych falowników tranzystorowych:

- rezerwowanie - $I_{RZ1} = 18{,}17$ A (69%); $I_{RZ2} = 8{,}17$ A (31%);
- kompensacja - $I_{KZ1} = 9$ A (64%); $I_{KZ2} = 5$ A (36%);

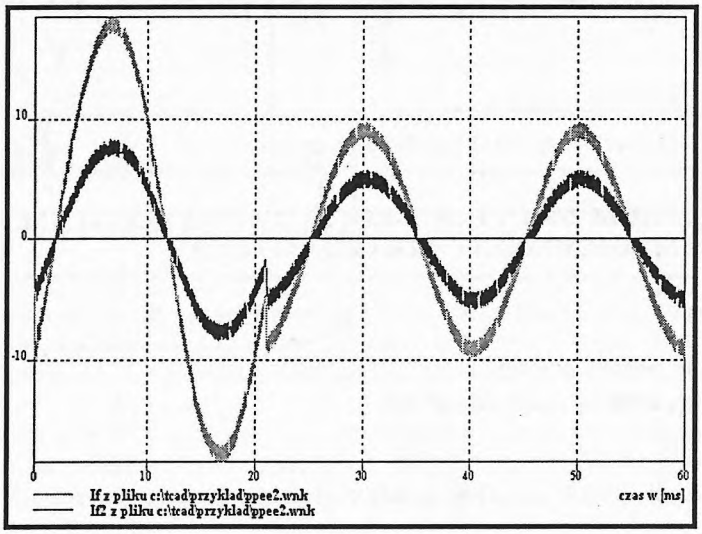
Przyjęcie powyższych wielkości zadanych dla poszczególnych falowników i rodzajów pracy syste-

mu UPS służy do potwierdzenia tezy Autora, że różne stopnie obciążenia nie pogarszają jakości działania systemu jako całości.

Jakość działania jest w tym przypadku rozumiana jako utrzymanie minimalnej zawartości harmonicznych wyższych rzędów w prądzie sieci EE, a jednocześnie nie wystąpi prąd wyrównawczy lub oscylacje mocy pomiędzy falownikami.

Na podstawie symulacji komputerowej otrzymano przebiegi prądów i napięć dla analizowanego systemu UPS, co przedstawiono na rys.2 i rys.3. Analiza tych przebiegów, które dotyczą zarówno rezerwowania jak i kompensacji, pozwala na wyciągnięcie następujących wniosków:

A. W prądzie falowników (rys.2) obserwuje się różny stopień ich obciążenia tak przy rezerwowaniu (czasy $0 \leq t \leq 21$ms) jak i przy kompensacji (czasy $21\text{ms} \leq t \leq 60$ ms). W ich prądzie występują harmoniczne bardzo wysokich rzędów, które są filtrowane przez pojemność C_F połączoną na wyjściu każdego falownika. W prądzie sieci i odbiornika te harmoniczne nie występują.



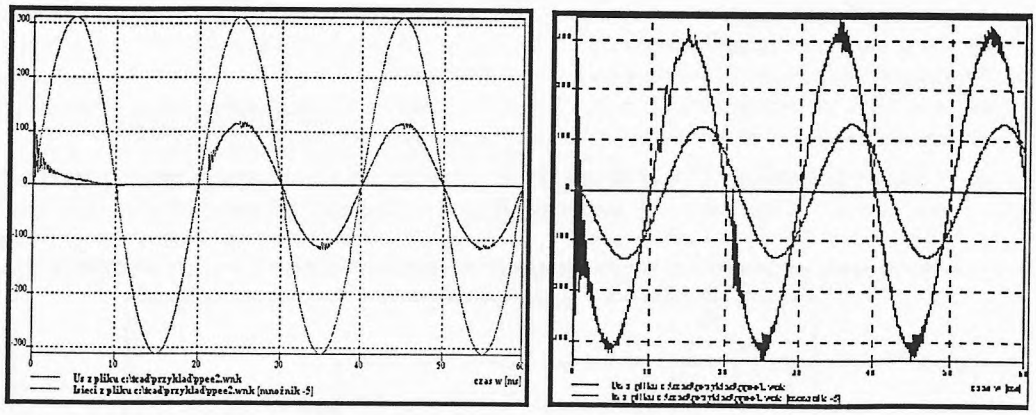
Rys.2. Przebiegi prądu na wyjściu dla poszczególnych falowników tranzystorowych z rys.1

B. W prądzie sieci EE (rys.3) obserwuje się niewielkie oscylacje prądu w czasie przełączenia z rezerwowania na kompensację (dla $t \geq 21$ ms) oraz w pobliżu maksimum tego prądu, co jest związane z przejściem przez zero prądu obu falowników. Trzeba jednocześnie stwierdzić, że przeprowadzona analiza Fouriera dla prądu sieci nie wykazuje istotnej zawartości harmonicznych (oprócz pierwszej) w zakresie od zerowej harmonicznej do pięćdziesiątej harmonicznej. Należy podkreślić, że prąd pobierany z sieci jest idealnie w fazie z napięciem tej sieci, co oznacza tylko pobór mocy czynnej. Napięcie sieci EE jest idealnie sinusoidalne, a więc mamy do czynienia z siecią „sztywną", co wynikało z przyjętego modelu dla tej sieci.

C. Prąd odbiornika typu RL (rys.3) jest praktycznie sinusoidalny co dotyczy zarówno rezerwowania ($0 \leq t \leq 21$ms) jak i kompensacji ($21 \leq t \leq 60$ms). Niestety napięcie na odbiorniku w czasie rezerwowania tylko w przybliżeniu może być przyjęte jako sinusoidalne.
Jest to jednak związane z stosunkowo małą pojemnością C_F filtra , która była załączona w tym układzie. Występują też niewielkie przepięcia (ok. 100V) przy załączeniu kompensacji.

D. Generalnie należy stwierdzić słuszność tezy Autora odnośnie odpowiedniej jakości działania przy pracy równoległej dwóch układów UPS, co potwierdza analiza przebiegu prądu sieci i prądu dla poszczególnych falowników. Objawia to się w ten sposób, że w prądzie sieci EE nie wystę-

pują harmoniczne niskich rzędów, a pewna zawartość harmonicznych bardzo wysokich rzędów może być łatwo skompensowana poprzez prosty filtr bierny LC. Jednocześnie nie obserwuje się przepływu prądu wyrównawczego oraz oscylacji mocy pomiędzy falownikami.

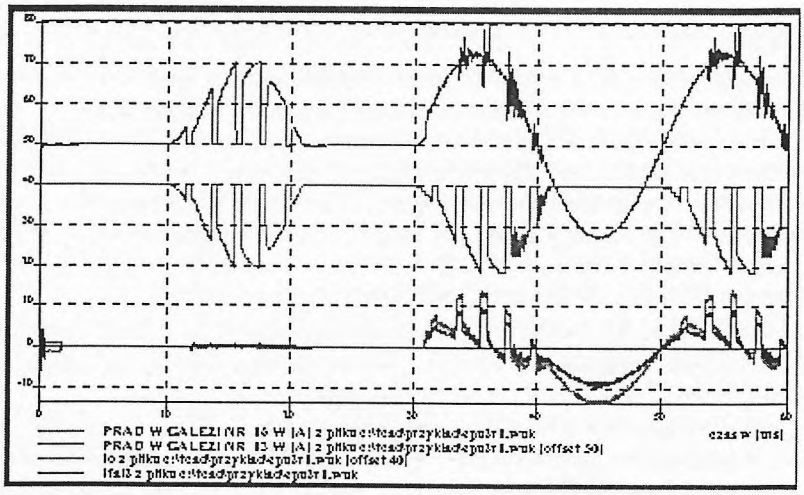


Rys.3. Przebiegi prądu i napięcia sieci dla systemu z rys.1

3. KOMPENSACJA MOCY DYSTORSJI PRZEZ DWA STATYCZNE SYSTEMY UPS Z DOBOREM POJEMNOŚCI FILTRA BIERNEGO LC

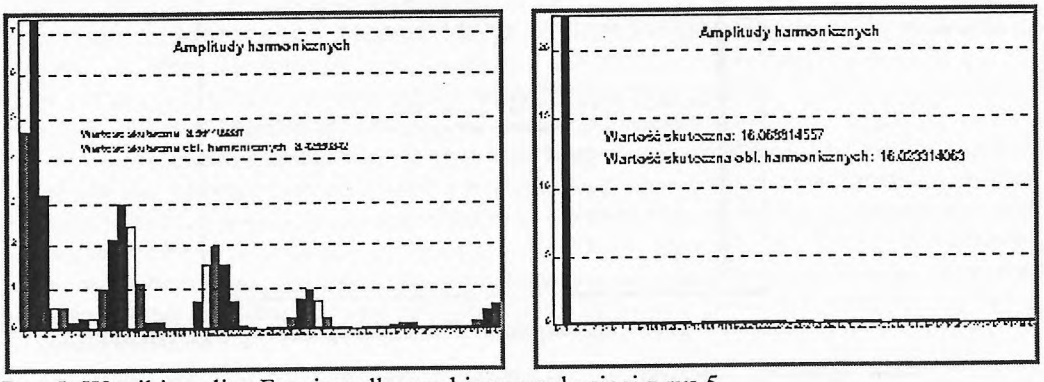
W rozdziale tym zajęto się kompensacją mocy dystorsji dla odbiornika typu RL z regulacją wartości średniej napięcia poprzez sterowanie z przerywaczem impulsowym (tyrystor GTO). Przy tym typie kompensacji dla odbiornika nieliniowego (ON na rys.1) konieczne jest wprowadzenie sprzężenia zwrotnego od prądu odbiornika.

Symulacje komputerowe zostały przeprowadzone dla systemu UPS przy pomocy pakietu programów symulacyjnych TCAD 6.2 [11], który jest szczególnie przeznaczony do analizy układów energoelektronicznych. Wyniki symulacji zostały zaprezentowane na rysunkach 4,5,6,7,8.

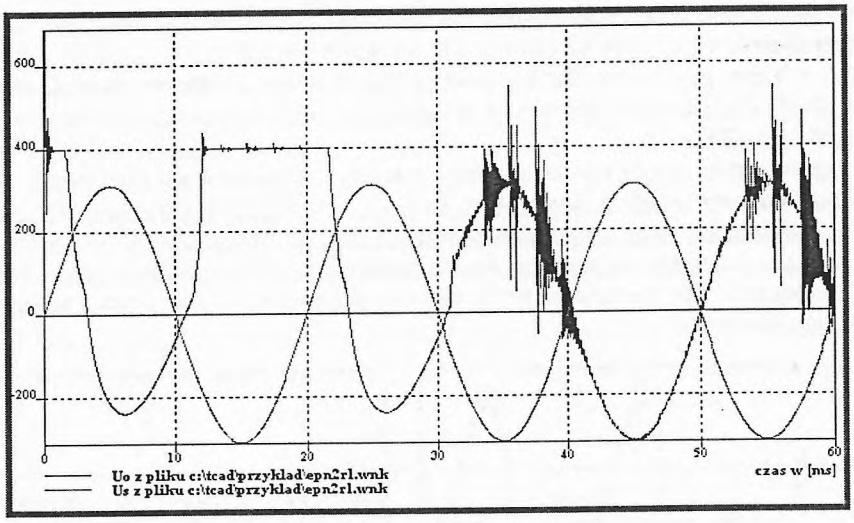


Rys.4. Przebiegi prądu na wyjściu dla poszczególnych falowników tranzystorowych z rys.1

Szczególną uwagę należy jednak zwrócić na rys.6, który wskazuje na możliwość pojawienia się stosunkowo dużych przepięć w napięciu odbiornika. Powyższe przepięcia odnotowane także w tablicy 1 (U_{0m}) mogą wpływać na pojawienie się uszkodzeń z tym związanych w odbiorniku. Wpływa to znacząco na zmniejszenie trwałości odbiornika zasilanego w sposób ciągły przez takie napięcia. Przeprowadzona w tym rozdziale analiza pracy równoległej ze względu na rezerwowanie i kompensację mocy dystorsji przez dwa systemy UPS dotyczy układu przedstawionego na rys.1. Na schemacie tym uwzględniono połączenie wyjść każdego z falowników tranzystorowych ze wspólnym odbiornikiem nieliniowym (elementy typu RL z diodą).



Rys.5. Wyniki analizy Fouriera dla przebiegu prądu sieci z rys.5

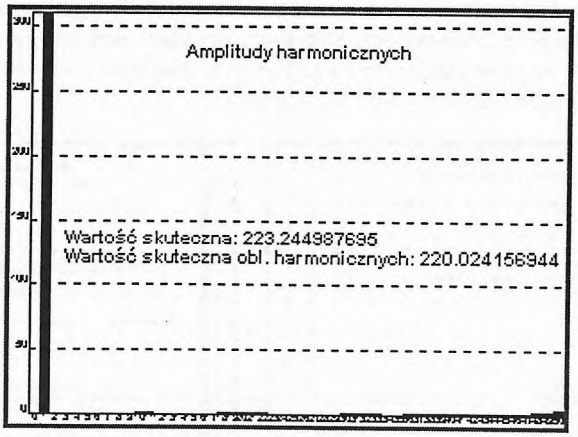


Rys.6. Przebiegi napięcia odbiornika (U_0) i napięcia sieci (U_S)

Jednocześnie pozostawiono autonomiczne układy adaptacyjnego sterowania dla każdego z falowników. Adaptacyjne sterowanie uwzględnia różne struktury i wielkości zadane przy rezerwowaniu oraz przy sterowaniu kompensacją mocy dystorsji. Należy dodać, że występuje odrębne sprzężenie zwrotne od prądu falownika regulowanego w układzie nadążnym dla każdego z falowników, a jednocześnie wykonano wspólne sprzężenie zwrotne od prądu odbiornika nieliniowego. W tym ostatnim przypadku sprzężenie od prądu odbiornika jest realizowane przez różny współczynnik sprzężenia dla każdego z falowników, co jest związane z założonym różnym stopniem obciążenia dla każdego z tych przekształtników. Oznacza to również, że w czasie kompensacji mocy dystorsji

będzie się odbywać jednoczesne ładowanie baterii akumulatorów dla obu układów UPS.

Analizę systemu UPS z rys.1 przeprowadzono podobnie jak poprzednio przy pomocy pakietu programów symulacyjnych TCAD 6.2 [11].



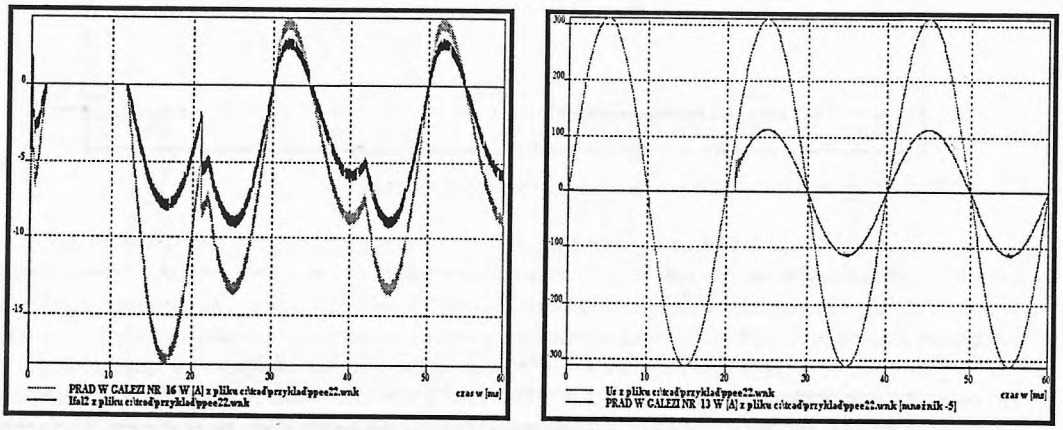
Rys.7. Analiza Fouriera dla przebiegu napięcia odbiornika (przebieg U_0 z rys.6)

W czasie symulacji komputerowej dla systemu z rys.1 przyjęto poniższe wielkości zadane (stopnie obciążenia) dla poszczególnych falowników tranzystorowych:

- rezerwowanie - $I_{RZ1} = 18{,}17A(69\%)$; $I_{RZ2} = 8{,}17A(31\%)$;
- kompensacja - $I_{kZ1} = 14A(64\%)$; $I_{kZ2} = 8A(36\%)$.

Założony większy prąd zadany dla kompensacji jest związany z jednoczesnym ładowaniem baterii akumulatorów dla każdego z falowników, a więc z sieci EE będzie pobierana dodatkowa moc czynna na ładowanie BA.

Przeprowadzana w tym rozdziale analiza pracy równoległej dwóch statycznych układów UPS służy także do potwierdzenia tezy Autora, że praca równoległa dwóch układów UPS z różnymi stopniami obciążenia nie pogorszy jakości działania systemu jako całości. Również w tym przypadku oznacza to utrzymanie minimalnej zawartości harmonicznych wyższych rzędów w prądzie sieci EE, a jednocześnie nie wystąpienie prądu wyrównawczego lub oscylacji mocy pomiędzy falownikami w tym systemie.



Rys. 8. Przebiegi prądów na wyjściu dla poszczególnych falowników tranzystorowych oraz przebiegi prądu i napięcia sieci EE dla systemu z rys.1

Na podstawie symulacji komputerowej otrzymano przebiegi prądów i napięć dla analizowanego systemu UPS, co przedstawiono na rys.8. Jednocześnie przeprowadzono analizę Fouriera dla prądu sieci EE przed załączeniem kompensacji mocy dystorsji i po załączeniu kompensacji (rys.8). Przeprowadzono też analizę Fouriera dla przebiegu napięcia na odbiorniku z załączoną kompensacją KMD (rys.7).

Analiza otrzymanych przebiegów, które dotyczą zarówno rezerwowania jak i kompensacji mocy dystorsji, pozwala na wyciągnięcie następujących wniosków:

A. W prądzie falowników (rys.8) obserwuje się różny stopień ich obciążenia tak przy rezerwowaniu (czasy $0 \leq t < 21$ms) jak i przy kompensacji (czasy $21\text{ms} \leq t \leq 60$ms).W ich prądzie występują harmoniczne bardzo wysokich rzędów, które są filtrowane przez pojemność C_F połączoną na wyjściu każdego falownika. W prądzie sieci EE i odbiornika te harmoniczne nie występują.

B. W prądzie sieci EE (rys.8) obserwuje się niewielkie oscylacje prądu w czasie przełączenia z rezerwowania na kompensację (dla $t \geq 21$ms) oraz w pobliżu maksimum tego prądu. Te ostatnie oscylacje są znacznie mniejsze niż w przypadku kompensacji mocy biernej (rozdz.2). Można się też powołać na przeprowadzoną analizę Fouriera dla prądu sieci przed kompensacją i po kompensacji (rys.5). Po kompensacji mocy dystorsji nie obserwuje się istotnej zawartości wyższych harmonicznych w zakresie do pięćdziesiątej harmonicznej dla prądu sieci. Trzeba też podkreślić, że prąd pobierany z sieci EE jest idealnie w fazie z napięciem tej sieci, co oznacza tylko pobór mocy czynnej potrzebnej do zasilania odbiornika i ładowania baterii akumulatorów dla dwóch układów UPS.

4. PODSUMOWANIE I WNIOSKI KOŃCOWE

W niniejszej publikacji w pełni potwierdzono możliwość pracy równoległej dwóch statycznych układów UPS, co dotyczy rezerwowanie zasilania, a także kompensacji mocy biernej i kompensacji mocy dystorsji dla sieci elektroenergetycznej.

Należy jednocześnie w tym miejscu podkreślić, że z sieci EE jest pobierana tylko moc czynna, która w przypadku kompensacji mocy dystorsji jest sumą mocy czynnej odbiornika oraz mocy czynnej potrzebnej na ładowanie baterii akumulatorów dla każdego z układów UPS.

Istotne jest, że przy pracy równoległej dwóch statycznych układów UPS nie obserwuje się przepływu prądu wyrównawczego oraz oscylacji mocy pomiędzy falownikami tranzystorowymi. Powyższe jest zapewnione poprzez odpowiednią autonomiczną pracę układów sterowania dla każdego z układów UPS.

Trzeba także podkreślić, że prąd sieci EE po kompensacji mocy dystorsji jest praktycznie nieodkształcony, co dowodzi analiza Fouriera dla tego prądu przedstawiona na rys.5 (przed kompensacją i po kompensacji).

Tablica 1

PROGRAM	I_0	I_{s1m}	U_0	U_{om}	I_s	I_{s1m}	γ_I^B	γ_I^K	$THD_{I\%}^B$	$THD_{I\%}^K$
parametry	A	A	V	V	A	A				
2r1 C_f=0,5μF	8,140	7,330	223,24	530	16,069	22,653	0,636	0,997	121,10	7,99
2r2 C_f=0,05μF	8,606	7,380	227,83	1200	16,056	22,677	0,606	0,999	131,20	5,12
2r3 C_f=0,2μF	8,599	7375	214,09	700	16,067	22,678	0,606	0,998	131,10	6,22

Wyniki badań dotyczące pracy równoległej dwóch statycznych układów UPS, które zostały zawarte w tablicy 1, pozwalają na wyciągnięcie poniższych wniosków:

A. Małe pojemności filtrów dla każdego z falowników (C_{f1}= C_{f2}=0,05μF) pozwalają na uzyskanie małego procentu zawartości harmonicznych w prądzie ($THD_{I\%}$= 5,12%), a jednocześnie powodują duże wartości przepięć na odbiorniku (U_{0m}=1200V).

B. Duża pojemność filtrów (C_{f1}= C_{f2}=0,5μF) wpływa na zwiększenie $THD_{I\%}$ ($THD_{I\%}$= 7,99%), a jednocześnie obniża się wartość przepięcia na odbiorniku (U_{0m}=530V).

C. Średnia pojemność filtrów (C_{f1}= C_{f2}=0,2μF) stanowi kompromis pomiędzy $THD_{I\%}$ ($THD_{I\%}$= 6,22%) i wartością przepięcia na odbiorniku (U_{0m}=700V).

Dalsze badania statycznego systemu UPS będą dotyczyły:

1) Łącznego wpływu pojemności i indukcyjności filtru biernego poszczególnych falowników na jakość napięcia i prądu na zaciskach odbiornika i w sieci zasilającej.
2) Kompensacji mocy dystorsji poprzez zastosowanie dwóch zaadaptowanych statycznych układów UPS pracujących w układzie kaskadowym jak na rys.1.

5. LITERATURA

[1] Borowski R.: Theoretische Analyse sowie Modellierung und Zuverlässigkeitssimulation der Thyristorsysteme für Reserverstroversorgung. Habilitationsschrift, Universität Rostock 1993

[2] Borowski R., Mućko J.: Sterowanie i regulacja w układzie rezerwy zasilania (UPS), służącym także do kompensacji mocy biernej w sieci EE. II Konf. SENE'95, Łódź 1995

[3] Borowski R.: Aspekt niezawodnościowy i ekonomiczny zastosowania statycznych układów rezerwy zasilania jako kompensatorów mocy biernej. VII Międzynarodowa Konferencja APE'95, Gdańsk-Jurata 1995

[4] Borowski R.: Symulacja układu USV kompensującego moc odkształcenia. 9 Sympozjum SPD, Warszawa -Zakopane 1996

[5] Borowski R.: Analiza przełączenia w statycznym systemie UPS z kompensacji mocy dystorsji na pracę w rezerwie zasilania. III Konfer. SENE'97, Łódź 1997

[6] Borowski R.: Statyczny trójfazowy system UPS jako kompensator mocy odkształcenia odbiorników nieliniowych trójfazowych. 10 Sympozjum SPD, W-wa - Zakopane 1998

[7] Fedyczak Z., Strzelecki R.: Energoelektroniczne układy sterowania mocą prądu przemiennego. Komitet Elektrotechniki PAN. Wyd. ADAM MARSZAŁEK Toruń 1997

[8] Januszewski S., Serafin S.: Międzynarodowe i krajowe wymagania dotyczące kompatybilności elektromagnetycznej napędów energoelektronicznych. ZP „Maszyny elektryczne" nr 55/1998

[9] Mućko J., Borowski R., Gientkowski Z.: Common Circuit for Uninterruptible Power Supply and Reactive Power Compensation. Proceedings of the Conference PEMC'96, Budapest 1996

[10] Supronowicz H.: Poprawa współczynnika mocy układów przekształtnikowych. WNT W-wa 1981

[11] Szczęsny R., Iwan K.: Opis pakietu programów symulacyjnych TCAD 4.2 Politechnika Gdańska1992

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

S.GERMAN-GAŁKIN

Wyższa Szkoła Morska w Szczecinie. Polska, 70-500 Szczecin, Wały Chrobrego 1/2.
Tel. (091) 434-42-26, faks (091) 433-81-23, E-mail: sggg@wsm.szczecin.pl

Summary - **Is offered the new mathematical description of the asynchronous machine with squirrel-cage rotor; the analysis of its work in impellent and generating modes are spent. Structures of closed systems are offered and their analysis is carried out.**

Key words - **scalar mathematical description; asynchronous machine; analysis.**

O PEWNEJ MOŻLIWOŚCI OPISU MATEMATYCZNEJ MASZYNY ASYNCHRONICZNEJ I OPRACOWANIA SPOSOBÓW JEJ STEROWANIA

Obecnie powszechnie jest wykorzystywany matematyczny model wektorowy do analizy maszyny asynchronicznej i syntezy układów jej sterowania . Przy opracowaniu układu sterowania maszyną pierwszym krokiem jest tworzenie układu współrzędnych wirujących z kątową prędkością synchroniczną $\omega_1 = 2\pi f_1$. W tym układzie współrzędnych opis maszyny ma postać:

$$\begin{aligned}
&\bar{u}_s = r_s \bar{i}_s + x_{\sigma s}\frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}} + j\alpha x_{\sigma s}\bar{i}_s + j\alpha k_r \bar{\Psi}_r,\\
&0 = -k_r r_r \bar{i}_s + \frac{\bar{\Psi}_r}{T_r} + j\beta\bar{\Psi}_r + \frac{d\bar{\Psi}_r}{d\bar{t}},\\
&T_m \frac{d\upsilon}{d\bar{t}} = m - m_n,\\
&m = \bar{\Psi}_r \times \bar{i}_s,\\
&\alpha = \upsilon + \beta,
\end{aligned} \qquad (1)$$

W układzie równań (1) wszystkie zmienne stanu i parametry maszyny łącznie z czasem są wielkościami względnymi [1]. W charakterze wielkości bazowych w równaniach (1) przyjęto następujące dane:

$$\bar{u}_s = \frac{\bar{u}_s}{U_b}\text{-};\bar{i}_s = \frac{\bar{i}_s}{I_b};\bar{\Psi}_r = \frac{\bar{\Psi}_r}{\Psi_b};r_s = \frac{R_s}{Z_b};r_r = \frac{R_r}{Z_b};x_{\sigma s} = \frac{X_s}{Z_b}\left(1-\frac{X_m^2}{X_s X_r}\right);T_r = \frac{x_r}{r_r};T_m = \frac{J\omega_b^2}{\Psi_b I_b};$$

$$k_r = \frac{x_m}{x_r};\alpha = \frac{\omega_1}{\omega_b};\upsilon = \frac{\omega}{\omega_b};\beta = \frac{\omega_1-\omega}{\omega_b};\bar{t} = \omega_b t.$$

$$U_b = \sqrt{2}U_{\phi nom};I_b = \sqrt{2}I_{\phi nom};\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b};Z_b = \frac{U_b}{I_b};M_b = \Psi_b I_b;\omega_b = \frac{\omega_{1nom}}{p}.$$

Wiadomo, że opracowanie układów sterowania takim obiektem jest sprawą dość skomplikowaną. W publikacji Z. Krzeminskiego [2] autor zaproponował model multiskalarny, istotą tego podejścia jest podstawą modelu skalarnego przedstawionego poniżej. Przekształćmy układ równań (1) następująco:

- równanie pierwsze mnożymy skalarne przez $\bar{i}_s$,
- równanie-drugie mnożymy wektorowe przez $\bar{i}_s$,wtedy otrzymamy:

$$\begin{aligned}
&\bar{u}_s\bar{i}_s = r_s\bar{i}_s\bar{i}_s + x_{\sigma s}\frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}}\bar{i}_s + j\alpha x_{\sigma s}\bar{i}_s\bar{i}_s + j\alpha k_r\bar{\Psi}_r\bar{i}_s,\\
&0 = -k_r r_r\bar{i}_s\times\bar{i}_s + \frac{\bar{\Psi}_r}{T_r}\times\bar{i}_s + j\beta\bar{\Psi}_r\times\bar{i}_s + \frac{d\bar{\Psi}_r}{d\bar{t}}\times\bar{i}_s,\\
&T_m\frac{d\upsilon}{d\bar{t}} = m - m_n,\\
&m = \bar{\Psi}_r\times\bar{i}_s,\\
&\alpha = \upsilon + \beta,
\end{aligned} \qquad (2)$$

Z uwzględnieniem kierunku wektorów $\bar{\psi}_r\bar{i}_s$ równania (2) można zapisać w postaci:

$$\begin{aligned}
&P = \Delta P + k_r\alpha m + k_r\frac{dW_f}{d\bar{t}},\\
&\beta W_f = \frac{m}{T_r} + \frac{dm}{d\bar{t}},\\
&T_m\frac{d\upsilon}{d\bar{t}} = m - m_n,\\
&\alpha = \upsilon + \beta,
\end{aligned} \qquad (3)$$

gdzie $P = \bar{u}\cdot\bar{i}_s$, $\Delta P_s = r_s\bar{i}_s\cdot\bar{i}_s = r_s i^2_s$, $W_f = \bar{\Psi}_r\cdot\bar{i}_s = -j\bar{\Psi}_r\times\bar{i}_s$ $m = /\bar{\Psi}_r\times\bar{i}_s/ = j\bar{\Psi}_r\cdot\bar{i}_s$

W równaniu pierwszym układu (3) była pomijana energia rozproszenia $W_{\sigma s} = x_{\sigma s}i_s{}^2$.

Rozpatrzmy istotę fizyczną i cechy równań (3).

1. Wszystkie wielkości przemienne w równaniach są wartościami skalarnymi.
2. Pierwsze równanie układu (3) jest równaniem bilansu mocy. Moc czynna źródła P równa się stratom w uzwojeniach stojana, mocy elektromagnetycznej i prędkości zmiany energii pola magnetycznego. Należy zwrócić uwagę, że zmiana energii pola magnetycznego w maszynie odbywa się kosztem mocy czynnej.
3. Równanie drugie jest równaniem bilansu energii w maszynie. Energia βW_f jest energią pola magnetycznego przekazaną ze stojana na wirnik ,energia ta zostaje zużywa na tworzenie momentu i zmiany momentu w czasie.

4. Równanie trzecie jest zwykłym równaniem bilansu momentów.

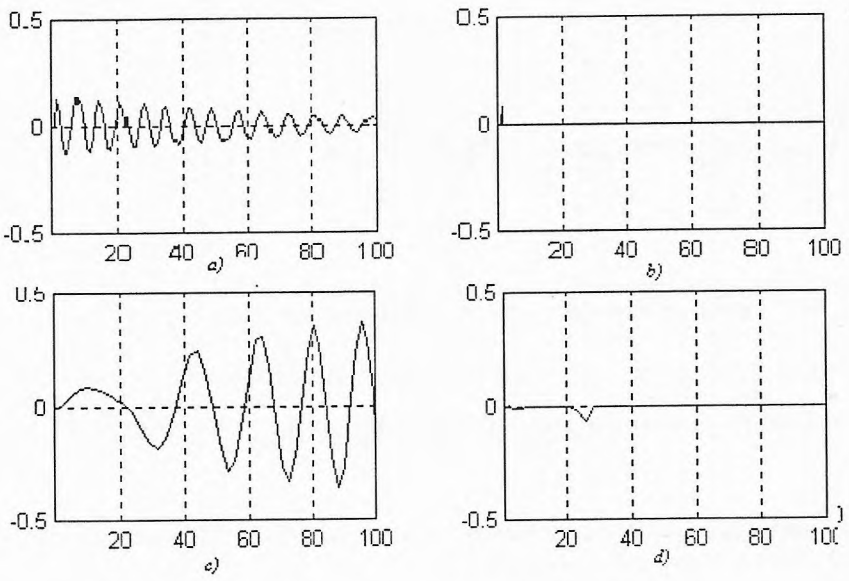
Poprawność równań (3) wymaga udowodnienia, ponieważ przy powyższym określeniu energii pola magnetycznego i momentu ich różniczki są określone następujące:

$$\frac{dW_f}{d\bar{t}} = \frac{d\overline{\psi}_r}{d\bar{t}}\bar{i}_s + \overline{\psi}_r\frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}},$$
$$\frac{dm}{d\bar{t}} = \frac{d\overline{\psi}_r}{d\bar{t}} \times \bar{i}_s + \overline{\psi}_r \times \frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}}. \qquad (4)$$

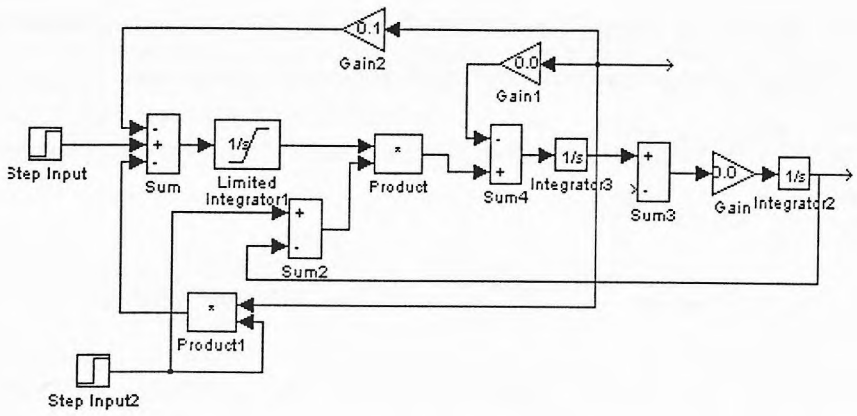
Składowe różniczki energii $\frac{d\overline{\Psi}_r}{d\bar{t}}\bar{i}_s; \overline{\Psi}_r\frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}}$, a również składowe różniczkę momentu $\frac{d\overline{\Psi}_r}{d\bar{t}} \times \bar{i}_s; \overline{\Psi}_r \times \frac{d\bar{i}_s}{d\bar{t}}$ w różnym stopniu wpływają na przebiegi przekształceń elektromechanicznych. Na Rys.1 są przedstawione zależności tych składowych od czasu podczas procesu przejściowego. Wyniki te wskazują, że składowe zawierające różniczki prądów można pomiąć

W takim przypadku układ równań (3) jest prawidłowy.

Schemat blokowy zbudowany według równań (3) do analizy procesów w układzie jest przedstawiony na Rys.2.

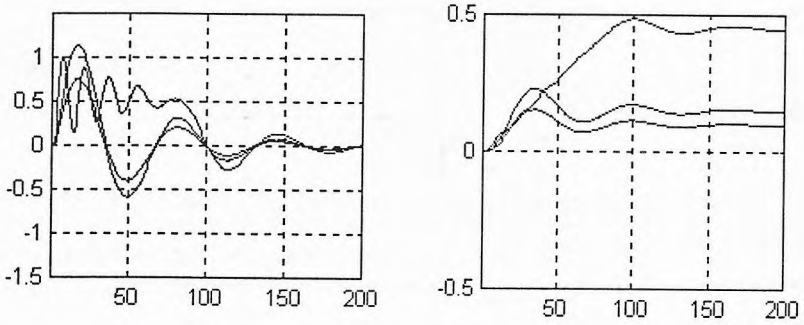


Rys.1. Składowe różniczki energii pola- a),b) a różniczki momentu- c),d).



Rys.2 Schemat blokowy maszyny asynchronicznej.

Do analizy była wybrana maszyna 4AM100S4Y3 o mocy 3.0 kw i o parametrach: $T_r = 25, k_r = 0.98, T_m = 100$. Wyniki analizy są przedstawione na Rys.2 dla momentu obciążenia równego zeru.



a) b)

Rys.3 Procesy przejściowe w maszynie przy różnych wielkościach $\frac{P}{\alpha}$: a) - moment, b) – prędkość kątowa.

Właściwości charakterystyk są zależne od stosunku sygnałów na wejściu kanału sterowania mocą (P.) i kanału sterowania częstotliwością (α).
Należy zwrócić uwagę że równania (3) i schemat blokowy (Rys.1) jest schematem układu, w którym są zrealizowane współrzędne wirujące,a źródłem energii jest źródło mocy P.

Maszyna asynchroniczna jest w istotnie układem nieliniowym, dlatego opracowanie układów sterujących maszyną należy poszukiwać w klasie układów nieliniowych. Poniżej jest przedstawiony jeden z możliwych sposobów budowy układów sterujących nieliniowych.

Mnożymy równanie pierwsze układu równań (1) przez wektor $\bar{i}_s$,wtedy z uwzględnieniem wzorów powyższych otrzymamy:

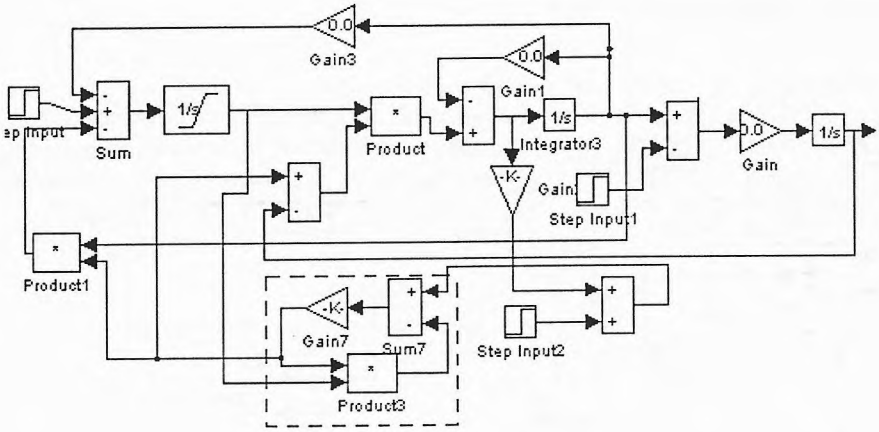
$$Q = k_r \alpha W_f - k_r \frac{dm}{d\bar{t}} \tag{5}$$

gdzie $Q = \bar{u}_s \times \bar{i}_s$ - moc bierna.

Wtedy można określić częstotliwość w układzie:

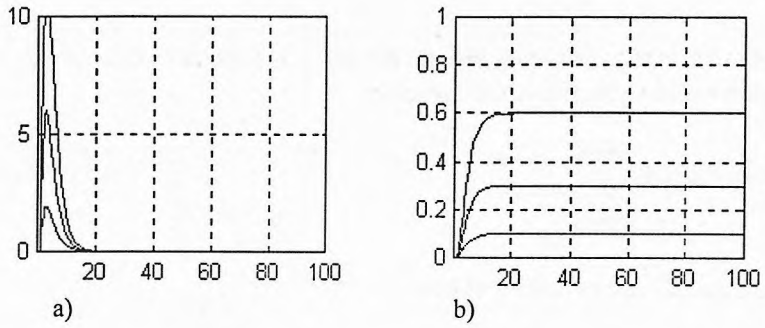
$$\alpha = \frac{Q + k_r \, dm/d\bar{t}}{W_f k_r} \tag{6}$$

Jeżeli będziemy uważać że moc bierną można zadawać sygnałem zewnętrznym, wtedy układ sterowania razem z maszyną przyjmie postać która jest przedstawiona na Rys.3.



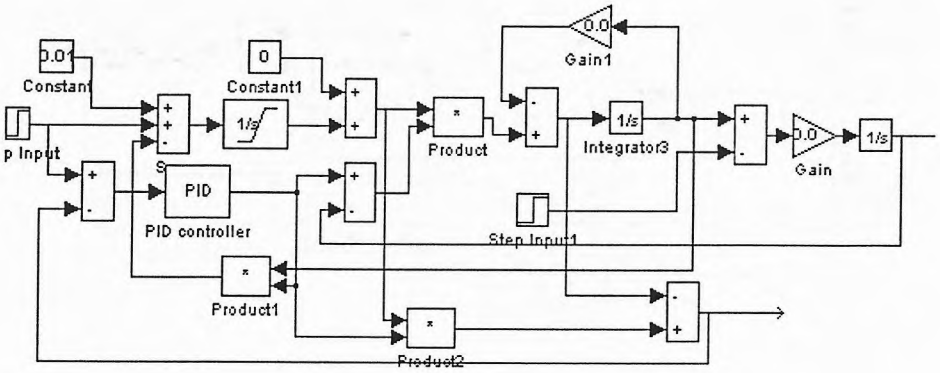
Rys. 4 Schemat blokowy sterowania nieliniowego.

Na Rys. 4 operacja dzielenia jest realizowana mnożeniem w obwodzie sprzężenia zwrotnego (linia kreskowana).
Procesy przejściowe w układzie są przedstawione na Rys.5.



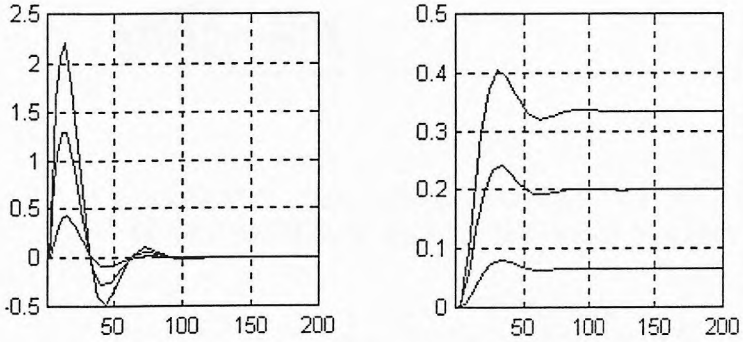
Rys.5 Procesy przejściowe układu: a) - moment, b) – prędkość kątowa.

Z charakterystyk tych widać, że zachowanie całego układu (maszyna plus układ nieliniowy sterujący) jest prawie optymalny z punktu widzenia jakości procesów przejściowych.
Badania przeprowadzone w tym układzie wskazały , że częstotliwość zależy główne od mocy biernej. Ten wynik dał możliwość dokonania próby opracowania liniowego układu sterującego z wykorzystaniem mocy biernej, którą w rzeczywistości zużywa maszyna.
Taki układ jest przedstawiony na Rys.6.



Rys.6. Schemat blokowy liniowego układu steruącego.

W tym przypadku częstotliwość układu określa się w bloku z regulatorem PID. Procesy przejściowe w układzie są przedstawione na Rys.7.



a) b)

Rys.7. Procesy przejściowe układu wg. Rys.6: a)-moment, b)-prędkość kątowa.

W tym artyklu nie zostały omowione problemy oprocowań źródeł mocy czynnej i biernej. Te problemy mogą być rozwiązane na podstawie wykorzystania nowoczesnych elementów półprzewodnikowych i układów sterujących ze sprzężeniami zwrotnymi.

Literatura

1.Układy sterowania podporządkowego napędów prądu przemiennego z przekształtnikami półprzewodnikowymi: O.Słeżanowski, L. Dackowski, - Moskwa,:Energoizdat,1983.
2. Z.Krzemiński Strukyury układów nieliniowego sterowania silnikie asynchronicznym. Politechnika Częstochowska 1991.

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

WYKORZYSTANIE ZINTEGROWANYCH MODUŁÓW MOCY W STRUKTURZE PRZEMIENNIKA MATRYCOWEGO

ADAM NOCULAK
Zakład Energetyczny Gorzów S.A.

1. WPROWADZENIE.

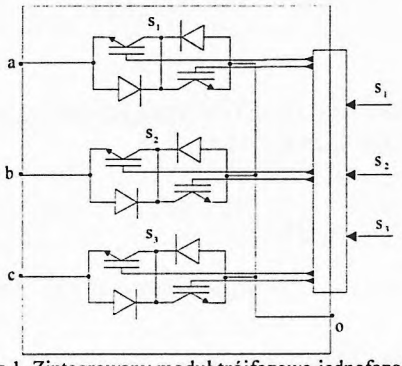
Przekształtnik matrycowy przekształca zmienne napięcia wejściowe na napięcia wyjściowe (jedno- lub wielofazowe) o żądanej częstotliwości poprzez realizację ściśle określonego sposobu przełączania dwukierunkowych łączników tworzących matrycę [1,3,4]. Przykładową realizację układu pokazano na rys. 1.

Kształt napięcia wyjściowego jest wynikiem sekwencyjnego doprowadzania do zacisków wyjściowych wybranych fragmentów napięć wejściowych wielofazowego napięcia wejściowego. Przebieg czasowy prądów wejściowych natomiast składa się z fragmentów prądów wyjściowych.

Napięcia wejściowe są określane jako niezależne (kształt napięć wejściowych nie zależy od przyjętej strategii sterowania). Napięcia wyjściowe nazywane są zależnymi, ponieważ zależą od przyjętej strategii sterowania. Prądy wyjściowe określane są jako niezależne, natomiast prądy wejściowe określane są jako zależne, gdyż są pochodną prądów wyjściowych. Zwrócić należy uwagę, że pojęcia „wejściowe" i „wyjściowe" są pojęciami umownymi i nie określają kierunku przepływu energii.

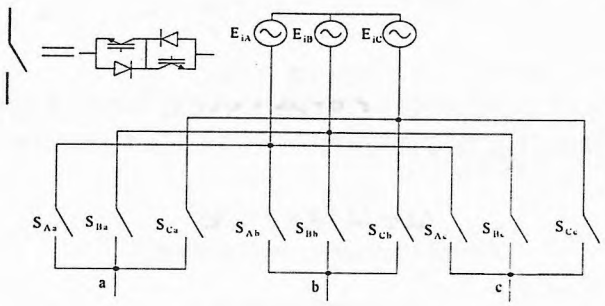
Z uwagi na uniwersalność struktury i zastosowanie łączników dwukierunkowych przekształtniki matrycowe w pełni odpowiadają istniejącym trendom do budowy uniwersalnych modułów energoelektronicznych które, poprzez odpowiednie algorytmy sterowania, umożliwiają realizację różnorodnych funkcji bez konieczności ingerencji w strukturę układu (Rys.1.).

W artykule przedstawiono strukturę, równania bazowe oraz właściwości przekształtnika matrycowego z sinusoidalną modulacją PWM.



Rys.1. Zintegrowany moduł trójfazowo-jednofazowy

2. TOPOLOGIA PRZEMIENNIKA MATRYCOWEGO ORAZ RÓWNANIA BAZOWE.



Rys.2. Układ przekształtnika matrycowego oraz przykładowa realizacja łącznika dwukierunkowego.

Napięcie wyjściowe formuje się z fragmentów napięć wejściowych przyłączanych do wyjścia w ściśle określony sposób. Można więc zapisać:

$$[U_o] = [M][U_i] \tag{1}$$

$$\begin{bmatrix} u_{oa}(t) \\ u_{ob}(t) \\ u_{oc}(t) \end{bmatrix} = m \begin{bmatrix} m_{11}(t) & m_{12}(t) & m_{13}(t) \\ m_{21}(t) & m_{22}(t) & m_{23}(t) \\ m_{31}(t) & m_{32}(t) & m_{33}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ia}(t) \\ u_{ib}(t) \\ u_{ic}(t) \end{bmatrix} \tag{2}$$

m -współczynnik modulacji amplitudy
u_{ia}, u_{ib}, u_{ic}- napięcia wejściowe
m_{ij}- (i=1..3 ; j=1..3) funkcje modulujące
u_{oa}, u_{ob}, u_{oc} - napięcia wyjściowe
[M] - macierz łączeń

Wektor prądów zależnych (wejściowych) można zapisać:

$$[I_i] = [M]^T [I_o] \tag{3}$$

3. WŁAŚCIWOŚCI PRZEKSZTAŁTNIKÓW MATRYCOWYCH NA PODSTAWIE ALGORYTMU Z SINUSOIDALNĄ PWM.

3.1. Funkcja modulująca sumacyjna [4,7].

$$m_+(i) = B_+ \cdot \cos((\omega_o + \omega_i)t - (i-1)/2\pi + \varphi) \tag{4}$$

B_+ - współczynnik modulacji amplitudy.

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_+(1) & m_+(2) & m_+(3) \\ m_+(2) & m_+(3) & m_+(1) \\ m_+(3) & m_+(1) & m_+(2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \qquad (5)\ (6)$$

Przy tym sposobie sterowania wejściowy współczynnik mocy:

$$\cos\varphi_i = -\cos\varphi_o \qquad (7)$$

3.2. Funkcja modulująca różnicowa.

$$m_-(i) = B_- \cdot \cos((\omega_o - \omega_i)t - (i-1)/2\pi + \varphi) \qquad (8)$$

B_- - współczynnik modulacji amplitudy.

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(3) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(1) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(2) & m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} i_{ia} \\ i_{ib} \\ i_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_-(1) & m_-(2) & m_-(3) \\ m_-(3) & m_-(1) & m_-(2) \\ m_-(2) & m_-(3) & m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{oa} \\ i_{ob} \\ i_{oc} \end{bmatrix} \qquad (9)\ (10)$$

W tym przypadku wejściowy współczynnik mocy:

$$\cos\varphi_i = \cos\varphi_o \qquad (11)$$

3.3. Sinusoidalna modulacja PWM z regulacją wejściowego współczynnika mocy.

Łącząc przedstawione wyżej algorytmy można uzyskać układ, którego wejściowy współczynnik mocy można regulować w zakresie od - φ_o do +φ_o [4].

$$\begin{bmatrix} u_{oa} \\ u_{ob} \\ u_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_+(1)+m_-(1) & m_+(2)+m_-(3) & m_+(3)+m_-(2) \\ m_+(2)+m_-(2) & m_+(3)+m_-(3) & m_+(1)+m_-(2) \\ m_+(3)+m_-(3) & m_+(1)+m_-(2) & m_+(2)+m_-(1) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{ia} \\ u_{ib} \\ u_{ic} \end{bmatrix} \qquad (12)$$

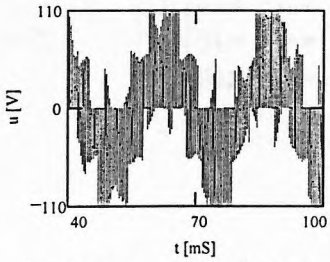
Współczynniki modulacji amplitudy dla funkcji m_+ i m_-:

$$B_+ = (V_o/V_i)(1-(\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o)) \qquad (13)$$

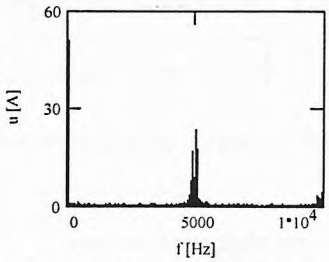
$$B_- = (V_o/V_i)(1+(\tan(\varphi_i)/\tan(\varphi_o)) \qquad (14)$$

4. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH.

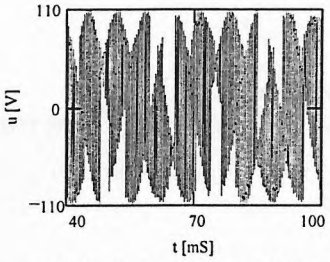
Poniżej przedstawiono wyniki symulacji dla obwodu o następujących parametrach: f_o=40 Hz; f_N= 5 kHz; R_o=15 Ω; H_o=0.06 H przy zmianie wejściowego współczynnika mocy poprzez zmianę parametrów B_+ i B_- .Przedstawiono również pracę prostownikową przy obciążeniu jednej fazy wyjściowej.



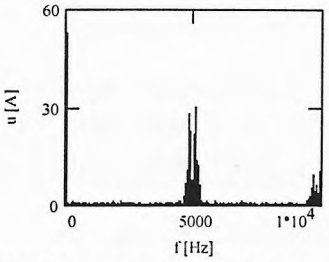
*3a) Napięcie wyjściowe dla B_=B_*



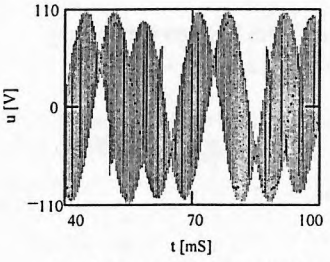
3b) Widmo amplitudowe napięcia z rys. 3a)



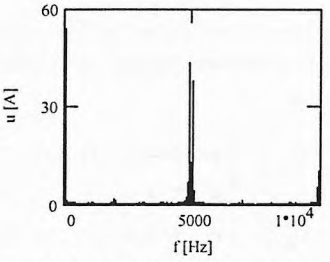
4a) Napięcie wyjściowe dla B_=0



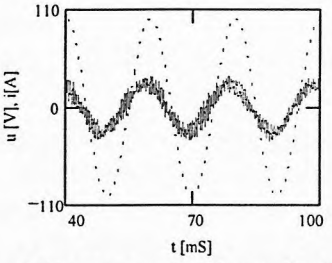
4b) Widmo amplitudowe napięcia z rys. 4a)



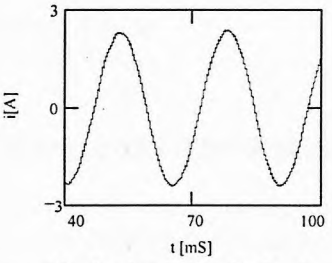
5a) Napięcie wyjściowe dla B_=0



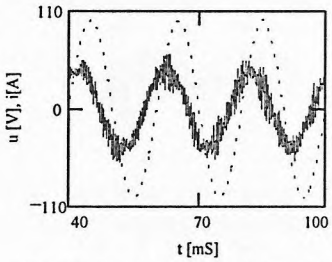
5b) Widmo amplitudowe napięcia z rys.5a)



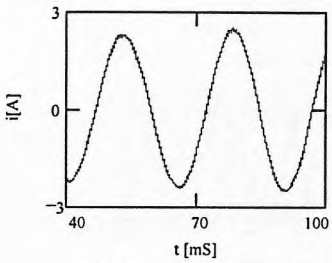
*6a)Napięcie i prąd wejściowy dla B_=B_*



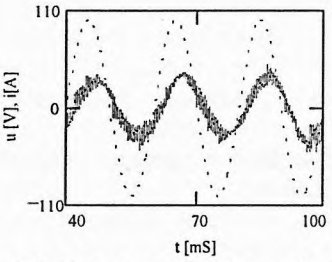
*6b) Prąd wyściowy dla B_=B_*



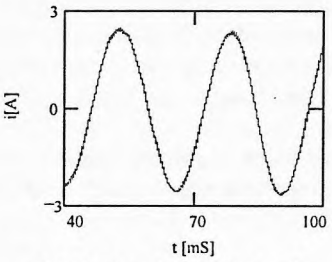
7a) Napięcie i prąd wejściowe dla B_=0



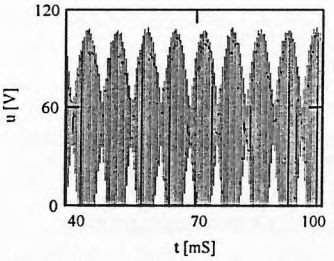
7b) Prąd wyściowy dla B_=0



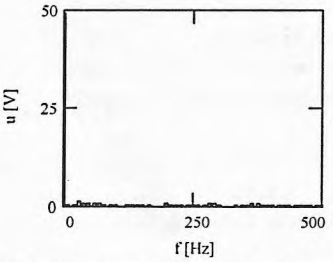
8a) Napięcie i prąd wejściowe dla B_=0



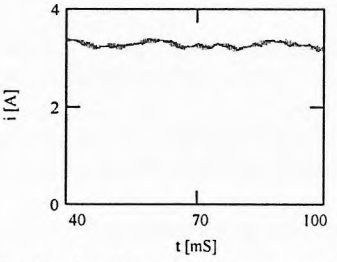
8b) Prąd wyściowy dla B_=0



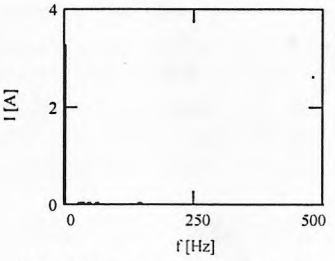
9a) Napięcie wyjściowe przy pracy prostownikowej



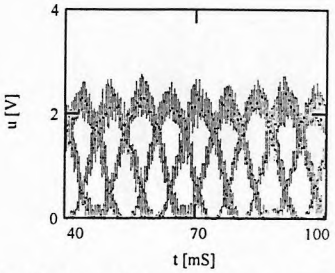
9b) Widmo amplitudowe napięcia z rys.9a)



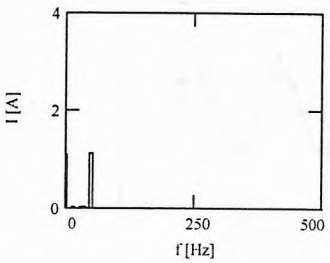
10a) Prąd wyjściowy pracy prostownikowej



10b) Widmo amplitudowe prądu z rys.10a)



11a) Prądy wejściowy przy pracy prostownikowej



11b) Widmo amplitudowe prądu fazy A z rys.11a)

5. PODSUMOWANIE.

Przemienniki matrycowe posiadają szereg zalet: sinusoidalny kształt napięć wyjściowych, sinusoidalny kształt prądów wejściowych, regulowany wejściowy współczynnik mocy, brak elementów magazynujących energię, dwukierunkowy przepływ energii. Wadą jest współczynnik modulacji amplitudy poniżej jedności, wymuszający zastosowanie transformatora.

Uniwersalność topologii umożliwia budowę układów, które poprzez zmianę algorytmu modulacji łączników mogą realizować różnorodne funkcje.

6. LITERATURA.

[1] T.Citko,H.Tunia, „Przemienniki częstotliwości metody analizy",Rozprawy Naukowe nr. 21. Politechnika Białostocka, Białystok 1993 r.

[2] A.Noculak,G.Kobyłecki „ Bezpośredni przemiennik częstotliwości z transformatorem wysokiej częstotliwości'', „ Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym'' Sympozjum SENE'97 - Łódź 12-14 listopada 1997, str. 415-420.

[3] S.Piróg „ Przekształtniki matrycowe'', „Jakość i użytkowanie energii elektrycznej" Zeszyt 1,1998r, str. 93-100.

[4] Charles L.Neft, Colin D. Schauder „Theory and design a 30-hp matrix converter" „IEEE Transactions on Industry Applications" vol.28,no.3. May/June 199 str. 546-551.

[5] D.G.Holmes „A unified modulation algorithm for voltage and current source inverters based on ac-ac matrix converter theory" , „IEEE Transactions on Industry Applications" vol.28,no.1. January/February 1992 str. 31-40.

[6] Laszló Huber, Dušan Borojević „Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Converter with Input Power Factor Correction" IEEE Transactions on Industry Applications" vol.31,no.6. str. 1234-1246, 1995.

[7] Charles L. Neft, Colin D. Schauder „Theory and Design of a 30-hp MatrixConverter" IEEE Transactions on Industry Applications" vol.28,no.3. January/February 1992 str. 31-40.

MITE-2000
I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

WYBRANE SPOSOBY STEROWANIA JEDNOFAZOWYM FALOWNIKIEM NAPIĘCIA O MODULACJI AMPLITUDOWO-IMPULSOWEJ

EDWARD GRECZKO, EMIL KOT
Instytut Elektrotechniki Przemysłowej Politechniki Zielonogórskiej
EUGENIUSZ KACZMAREK
Zespół Szkół Elektrycznych w Gorzowie Wlkp.

1.WSTĘP

Zasadniczy postęp w nowoczesnej energoelektronice, jak: wysoka sprawność, małe gabaryty, jest wynikiem pracy impulsowej, w której przyrządy półprzewodnikowe mocy sterowane są w trybie załączania lub wyłączania. Sekwencja pracy łączników prowadzi powstawania wielu odmian modulacji, od której zależy przetwarzanie energii w przekształtnikach energoelektronicznych m. in. w jednofazowych falownikach napięcia. Jak wiadomo w wyniku sterowania, od przekształtnika wymagany jest

- maksymalny zakres pracy liniowej,
- minimalną częstotliwość łączeń kluczy półprzewodnikowych ze względu na straty urządzenia przekształcającego energię
- eliminacji harmonicznych napięcia i prądu ze względu na dodatkowe straty w odbiorniku
- minimalizacje obliczeń dla pracy procesora (prostota działania modulatora)

Jednofazowe falowniki napięcia o strukturze mostkowej – dwugałęziowej z tradycyjnym modulatorem sinusoidalnym lub nadążnym posiadają wiele wad m. in. duża zawartość wyższych harmonicznych oraz mały zakres pracy liniowej.

Poprawę wskaźników energetycznych jednofazowych FN można uzyskać przez stosowanie sterowania opartego na modulacji szerokości impulsów (MSI) lub modulacji schodkowej (MS) oraz modulacji amplitudowo - impulsowej (MAI). W rzeczywistości najlepsze wyniki w kształtowaniu krzywych napięcia wyjściowego z lepszym składem widmowym uzyskuje się poprzez kształtowanie wieloschodkowych krzywych napięcia wyjściowego [1,2].

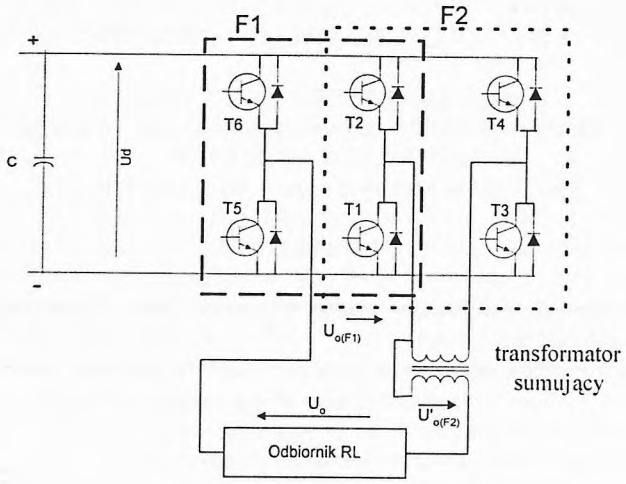
Realizację taką daje struktura trójfazowego falownika napięcia o modulacji amplitudowo impulsowej [3,4].

Celem pracy jest analiza właściwości jednofazowych, złożonych falowników napięcia z kształtowaniem napięć wyjściowych za pomocą modulacji MAI, stosując dwa różne optymalne algorytmy sterowania.

2. Powstawanie napięcia schodkowego oraz zasada działania układu sterującego

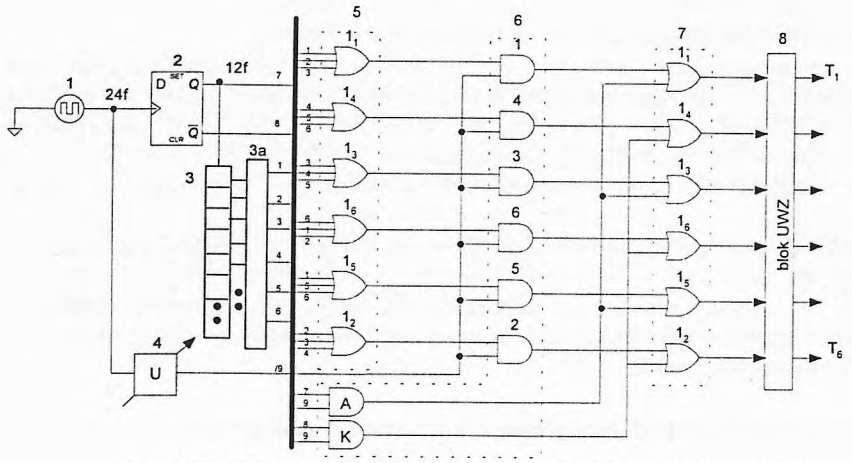
Kształtowanie jednofazowego napięcia schodkowego można zrealizować w oparciu o 10 lub o 12 pośrednich faz wejściowych wielofazowego układu napięć, wykorzystując odpowiednio sumowanie napięć dwóch jednofazowych falowników napięcia za pomocą transformatora sumującego. Ze względu na liczbę zaworów półprzewodnikowych oraz wskaźniki masowe i gabarytowe transformatorów wyjściowych najkorzystniejsze są falowniki złożone,

realizowane na bazie dwóch jednofazowych falowników mostkowych zawierających wspólną gałąź. W artykule trójfazową strukturę jednofazowego falownika napięcia można uznać jako szeregowe połączenie obwodów wyjściowych dwóch jednofazowych falowników mostkowych F1 i F2 ze wspólną gałęzią poprzez transformator sumujący. Rys.1 przedstawia topologie złożonego falownika jednofazowego. Dzięki wspólnej gałęzi zrealizowany falownik złożony, nie posiada 8 lecz 6 tranzystorów. Świadczy to że układ jest tańszy.



Rys. 1 Jednofazowy falownik napięcia

- **Układ sterowania realizujący trójschodkowe napięcie wyjściowe. Przykładowe rozwiązanie**



Rys.2 Przykładowe rozwiązanie układu sterowania dla modulacji prostokątnej

Proponowany przez autorów układ składa się z następujących bloków:

1. Generatora impulsów o częstotliwości 24f, gdzie f – częstotliwość wyjściowa falownika;
2. Przerzutnika;
3. RP – rejestru przesuwającego o 12 komórkach (lub 10 przy 2 schodkowym napięciu wyjściowym);

3a Układu kombinacyjnego dopasowujący 12 komórek rejestru na 6 sygnałów sterujących zaworami falownika

4. Uniwibratora;
5. Deszyfratora zawierającego sześć bramek (OR);
6. Bloku bramek AND;
7. Drugiego bloku bramek OR;
8. Bloku zawierającego UWZ.

Pod wpływem impulsów generatora przerzutnik **2** wytwarza ciąg impulsów na wyjściu Q o częstotliwości 12f, który postępuje na rejestr **3** i przesuwają jego zawartość. Jednocześnie pod wpływem impulsów generatora, uniwibrator **4** wytwarza impulsy o długości trwania impulsów napięciowych na wyjściu falownika: $\tau = \frac{\pi}{12} \cdot \gamma$, który można regulować ręcznie. Sygnały wyjściowe komórek 1-12 **RP** odpowiadają długości trwania oraz numeracji przedziałów powtarzalności pracy I – XII falownika.

Bramki OR bloku **5** podłączone do układu kombinacyjnego **3a** rejestru przesuwającego **RP** w taki sposób, że każde dwie bramki o numeracji l_1 i l_4, l_3 i l_6, l_5 i l_2 kształtują trzy pary (w każdej parze sygnały w przeciw fazie) ciągów impulsów. Sygnały poszczególnych par są tak wygenerowane przez układ kombinacyjny **3a**, aby odpowiednie dwie pary zaworów np. l_1 i l_4 i l_3 i l_6 oraz l_5 i l_2 i l_3 i l_6 tworzyły dwa niezależne falowniki napięcia o modulacji impulsowej. Sumując sygnały bramek OR bloku **5** i sygnału uniwibratora za pomocą bramek AND bloku **6** otrzymujemy impulsy o szerokości impulsów wyzwalających pierwszego cyklu w zależności od współczynnika wypełnienia. Numeracja bramek odpowiada numeracji pracy zaworów falownika.

Bramki AND **A** i **K** sumując sygnały wpływające od przerzutnika z wyjść Q i /Q i zanegowany sygnał pochodzący od uniwibratora generują sygnały o szerokości impulsów wyzwalających drugi cykl w zależności $(1-\gamma)$, który musi być przekazany po kolei do trzech analogowych zaworów (bramka **A**) oraz do trzech katodowych zaworów (bramka **K**) dla kształtowania napięć zaworowych falownika.

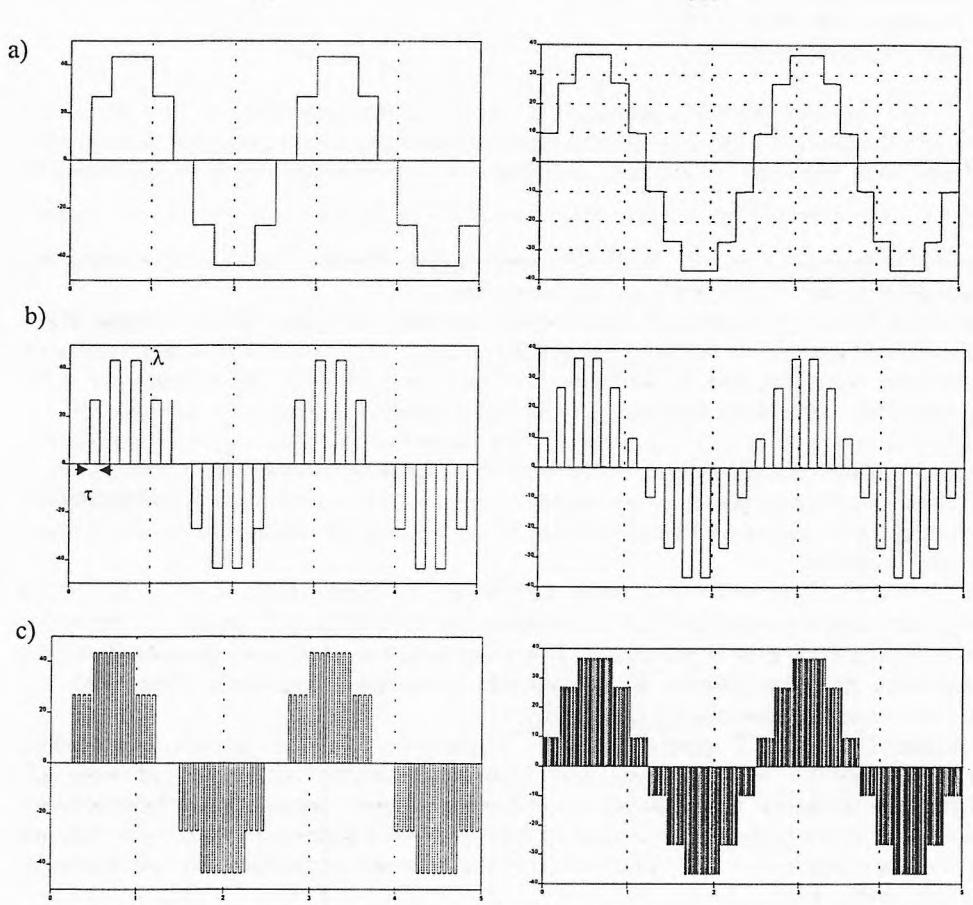
Bramki OR bloku **7** generują sygnały wypadkowe, długości których odpowiadają szerokości impulsów wyzwalających poszczególnych tranzystorów, biorąc pod wagę jak kształtowanie impulsów napięciowych o regulowanej długości trwania, tak i kształtowanie napięć zerowych na biegunach wyjściowych falownika. Blok **8** zawiera **UWZ**, które formują odpowiednią napięciowo – prądową charakterystykę impulsów wyzwalających i przekazują je na bramki zaworów.

W zależności od sposobów sterowania przedstawionym falownikiem krzywe napięć wyjściowych mogą być zrealizowane, przykładowo, w trzech różnych postaciach, podanych na Rys.3., a mianowicie: kształtowanych za pomocą modulacji schodkowej (Rys.3,a), amplitudowo – impulsowej zwykłej (Rys.3,b) oraz zmodernizowanej MAI (Rys.3,c).

Ogólną cechą charakterystyczną rozpatrywanego falownika jest to, że on posiada 10 lub 12 przedziałów powtarzalności pracy falownika o długości $\pi/5$ lub $\pi/6$. Przy czym, przy modulacji schodkowej można zrealizować tylko regulację częstotliwości wyjściowej. W przypadku zwykłej MAI na każdym przedziale powtarzalności pracy falownika kształtujemy

po jednemu impulsu napięcia o tej samej regulowanej szerokości $\tau = \gamma\pi/6$ lub $\tau = \gamma\pi/5$, gdzie γ - współczynnik wypełnienia, $0 \leq \gamma \leq 1$. W wyniku przy zwykłej MAI realizuje się niezależna regulacja częstotliwości wyjściowej i wartości napięć wyjściowych. Można zauważyć, że przy MS i zwykłej MAI lepszy skład widmowy można uzyskać tylko poprzez zwiększenie liczby schodków krzywych napięcia wyjściowego, co jest powiązane ze wzrostem złożoności obwodów siłowych falownika.

Zmodernizowana MAI (patrz Rys.3.c) polega na kształtowaniu w ciągu każdego przedziału powtarzalności pracy falownika λ impulsów napięcia (gdzie λ = 1, 2, 3, ...) równych co do amplitudy i sterowanej szerokości. W wyniku tego zmodernizowana MAI posiada dodatkową zaletę związaną z ulepszeniem widm harmonicznych krzywych napięć wyjściowych za pomocą zwiększenia częstotliwości impulsowania.



Rys.3. Przebiegi napięć przewodowych przy stosowaniu dwóch sposobów sterowania opartych na modulacjach: a) MS, b)MAI zwykłej, c) modernizowanej MAI

W literaturze dotyczącej falowników o MAI rozpatrywane są różne sposoby nachodzenia poprawnych praw kształtowania napięcia schodkowego: warunek minimalizacji wartości współczynnika zawartości wyższych harmonicznych w krzywych napięcia wyjściowego *min* THD_U, warunek określenie parametrów schodków przy zredukowaniu

największej liczby wyższych harmonicznych bliskich podstawowej harmonicznej, warunek określenia parametrów schodków i ich koordynat kątowych przy stosowaniu krzywej sinusoidalnej w charakterze funkcji wzorcowej, czyli zwana jako MAI o sinusoidalnym prawie kształtowania.

Wszystkie sposoby dają podobne rezultaty. Sposób określenia parametrów schodków i ich koordynat kątowych przy stosowaniu krzywej sinusoidalnej w charakterze funkcji budowy, wg zdania autorów, odróżniają się od pozostałych sposobów prostym rozwiązaniem, a również stwarzają możliwości by przeprowadzić analizę harmonicznych w postaci ogólnej dla m-schodkowego napięcia bez znacznych komplikacji.

Kształtowanie napięcia wyjściowego o modulacjach MS, zwykłej MAI i zmodernizowanej MAI i optymalnych parametrach schodków, 10 lub 12 taktującym falownikiem napięcia z jednym transformatorem sumującym, przedstawionym na Rys.1., może być zrealizowane na podstawie dwóch algorytmów sterowania .

Według pierwszego i drugiego algorytmu wyjściowe napięcie falownika jest kształtowane w następujący sposób :

$$U_o = U_{o(F1)} + \vartheta U_{o(F2)}$$

gdzie U_o- napięcie wyjściowe na odbiorniku , $U_{ao(F1)}$, $U_{ao(F2)}$- napięcia wyjściowe falownika F1 i F2, ϑ -przekładnia transformatora odpowiednio przeliczana według optymalnego doboru poszczególnych poziomów napięcia falownika. (ϑ_I=0,618 dla pierwszego algorytmu sterowania, ϑ_{II}=0,366 dla drugiego).Optymalne względne wartości amplitud schodków w napięciu wyjściowym falownika można wyznaczyć z następujących zależności:

dla pierwszego algorytmu sterowania

$$Us_m = U_m \sin(m-1)\frac{\pi}{i} \quad \text{dla i} = 5$$

dla drugiego algorytmu sterowania

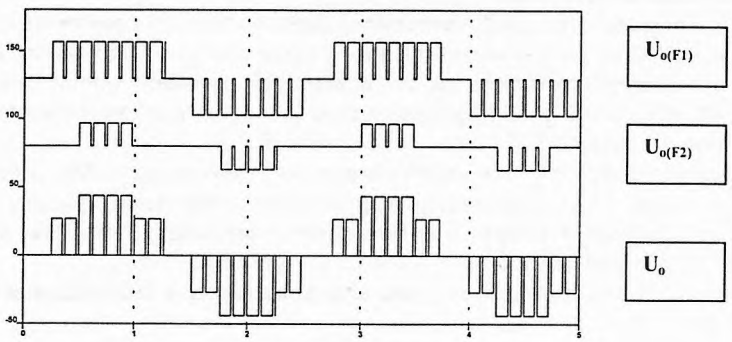
$$Us_m = U_m \sin(m-\frac{1}{2})\frac{\pi}{i} \quad \text{dla i} = 6$$

gdzie i – liczba taktów pracy w jednym półokresie napięcia wyjściowego falownika

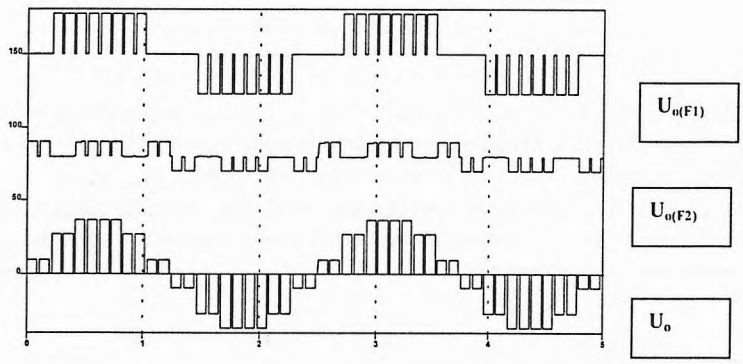
m – liczba porządkowa schodka w ¼ okresu napięcia wyjściowego

Sposób powstawania napięcia schodkowego przedstawiono na Rys.4. Przy symulacji zostały przyjęte następujące parametry: napięcie zasilania U_d= 27V, moc pozorna trójfazowego odbiornika 1kVA, cosφ = 0,8, częstotliwość wyjściowa f = 400Hz, współczynnik wypełnienia γ = 0,8, przy realizacji zmodernizowanej modulacji amplitudowo - impulsowej z liczbą impulsów napięcia na każdym przedziale powtarzalności pracy falownika λ = 2.

a)



b)



Rys.4 Przebiegi napięć pokazujące powstawanie napięcia na odbiorniku U_o przez odpowiednie sumowanie napięć $U_{o(F1)}$, $U_{o(F2)}$ a) przy 1-im algorytmie sterowania b) przy 2-im algorytmie sterowania

3. Badania symulacyjne i charakterystyki

Przedstawione powyżej algorytmy sterowania trójfazowym falownikiem złożonym różnią między sobą tym, że ich stosowanie powiązane z różnymi wartościami przekładni napięciowej U_1^*, którą można zdefiniować, jako stosunek wartości skutecznej podstawowej harmonicznej napięcia fazowego falownika do napięcia zasilania falownika. Poza tym różnią się także mocą pozorną trójfazowych transformatorów sumujących, która w sposób znaczący wpływa na gabaryty i masę przekształtnika.

W celu bardziej rozszerzonego porównania obydwóch algorytmów sterowania trójfazowym falownikiem złożonym przeprowadzono szereg symulacji. Badania symulacyjne falownika zostały przeprowadzone przy parametrach zasilania i obciążenia podanych wyżej. Pracę falownika badano przy częstotliwości wyjściowej f = 400Hz w funkcji współczynnika wypełnienia γ = 0,95, 0,475, 0,237 oraz przy liczbach impulsów na każdym przedziale powtarzalności pracy falownika λ = 2, 4, 8. Wartości parametrów odczytanych z zasymulowanych układów przedstawiono dla pierwszego i drugiego algorytmu sterowania odpowiednio w poniższej tablicy: Tabl.1

Tab.1

		I algorytm sterowania	II algorytm sterowania	I algorytm sterowania	II algorytm sterowania
λ	γ	I_{A1}/I_A	I_{A1}/I_A	U_{A1}/U	U_{A1}/U
2	0,95	3,24/2,293	2,705/1,913	42,89/29,1	35,8/26,25
	0,475	1,62/1,115	1,355/0,9628	21,49/22,3	17,94/18,52
	0,237	0,811/0,5816	0,6767/0,4829	10,74/15,11	8,956/13,06
4	0,95	3,2365/2,29	2,7041/1,9126	42,89/29,1	35,8/26,25
	0,475	1,617/1,146	1,353/0,9582	21,49/22,3	17,94/18,52
	0,237	0,81/0,574	0,675/0,47876	10,74/15,11	8,956/13,06
8	0,95	3,236/2,289	2,704/1,9126	42,89/29,1	35,8/26,25
	0,475	1,615/1,1437	1,3527/0,957	21,49/22,3	17,94/18,52
	0,237	0,808/0,572	0,675/0,4777	10,74/15,11	8,956/13,06

gdzie:

$U_{.I}$, $I_{.II}$ - amplituda podstawowej harmonicznej napięcia i prądu wyjściowego falownika;

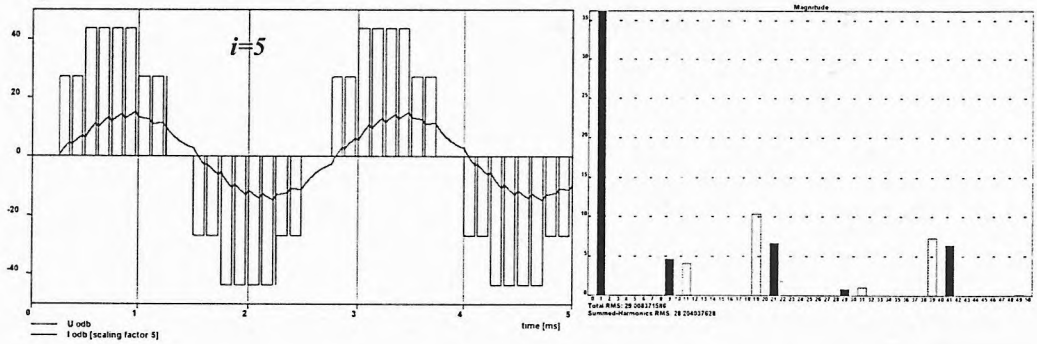
$U_{.II}$, $I_{.I}$ - wartość skuteczna napięcia i prądu wyjściowego falownika;

λ - liczba impulsów występujących w jednym takcie pracy falownika;

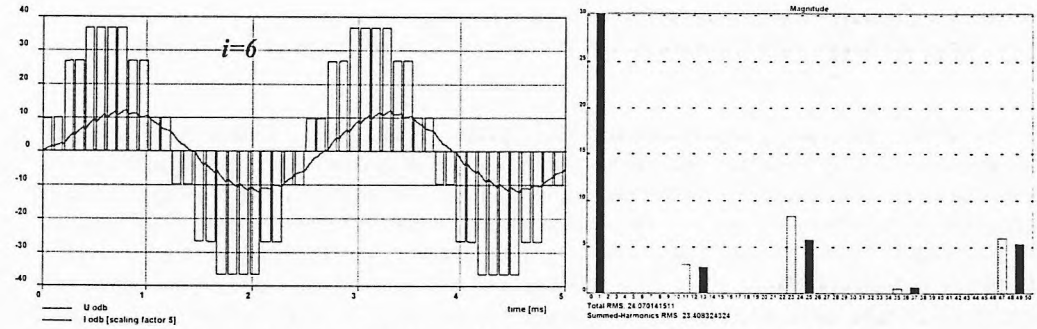
γ - współczynnik wypełnienia;

Poniżej zostały przedstawione przebiegi napięcia i prądu odbiornika oraz widmo harmonicznych tego napięcia dla liczby impulsów λ=2 i współczynniku wypełnienia γ=0,8. Jak można zauważyć lepsze widmo harmonicznych a, przy tym i kształt napięcia (prądu) bardziej odwzorowujący sinusoidę posiada przebieg z II algorytmu sterowania , w którym można wyróżnić więcej poziomów napięcia wyjściowego. Świadczy to ,że korzystniej jest stosować falownik generujący większą liczbę schodków napięcia wyjściowego.

a)

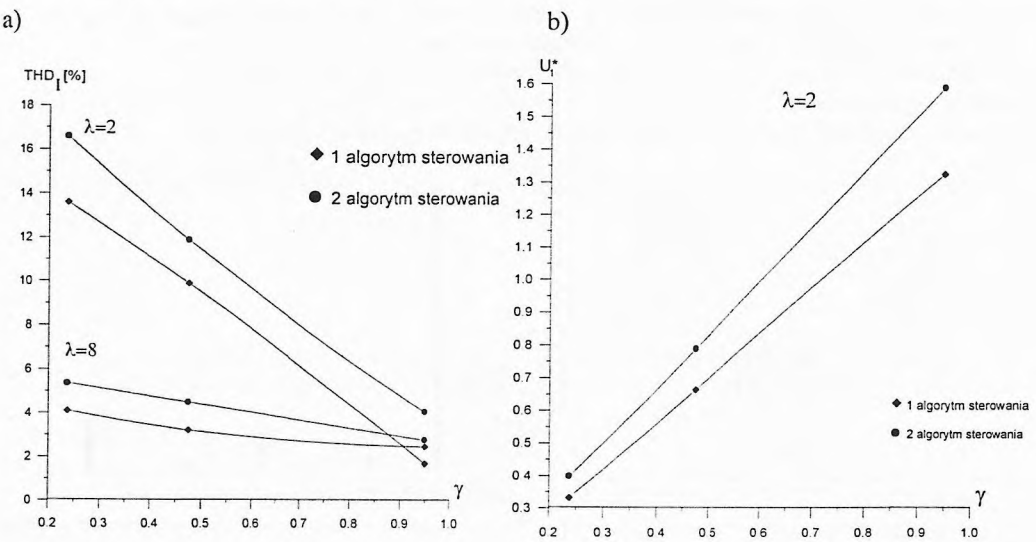


b)



Rys. 5 Przebiegi napięcia i prądu odbiornika oraz widmo harmoniczne napięcia dla dwóch algorytmów sterowania

W widmie takiego napięcia w procesie jego regulacji brak jest harmonicznych leżących najbliżej harmonicznej podstawowej tj. 3,5,7... . W porównaniu z tradycyjnymi topologiami jednofazowych falowników napięcia (w których one występują) jest to cenna zaleta badanego układu.
Numery występujących wyższych harmonicznych określa zależność $n_w = 10k \pm 1$ dla pierwszego algorytmu sterowania, zaś dla drugiego $n_w = 12k \pm 1$, gdzie k= 1,2,.... W wyniku numery występujących wyższych harmonicznych przyjmują wartość n_w = 9,11,19,21,29,31dla pierwszego przypadku oraz dla drugiego n_w = 11,13,23,25,35,37 o czym świadczy częstotliwość impulsowania zaworów falownika.
Powyższe stwierdzenia możemy tu poprzeć zależnością współczynnika zawartości harmonicznych od współczynnika wypełnienia z rys. 6.
O lepszych właściwościach energetycznych w stosunku do konwencjonalnych falowników prostokątnej fali napięcia przemawia charakterystyka przekładni napięciowej falownika w funkcji współczynnika wypełnienia. Obrazuje ona bardzo duży obszar pracy liniowej falownika nawet ponad wartość napięcia zasilającego. Dowodzi to, że układy falowników z transformatorami sumującymi nie tylko poprawiają widmo harmonicznych napięć wyjściowych lecz także mogą zasilać odbiorniki wymagające wyższego napięcia o regulowanej amplitudzie i częstotliwości.



Rys.6. Zależności a) współczynnika zawartości wyższych harmonicznych THD [%] prądu wyjściowego falownika oraz przekładni napięciowej falownika (U_{A1}/U_{dc}) w funkcji współczynnika wypełnienia

Podobnie jak przy sinusoidalnej MSI przy wyznaczeniu właściwości jakości energetycznych przy MAI zjawiska mają się podobnie jak przy powyższej modulacji tzn. przy większej szerokości impulsów wzrasta udział mocy pierwszej harmonicznej w mocy czynnej, wzrastają współczynniki mocy , deformacji prądu wyjściowego i maleje *THD* prądu wyjściowego). Należy tu wspomnieć ,że przy wyznaczaniu współczynników mocy różnica pomiędzy charakterystykami dla λ=2 i λ=4 czy λ=8 jest nieznaczna wiąże się to z tym że występuje tu taka sama wartość prądu wyjściowego nie zależnie od λ . Jednak należy przy wyborze FN modulacji o prostokątnej PWM brać λ jak największe , gdyż powoduje to znaczne odsunięcie wyższych harmonicznych od harmonicznej podstawowej . Poza tym nie

należy zapominać że, na wartość amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego ma znaczący wpływ przekładnia transformatora sumującego, która posiada różną wartość dla analizowanych algorytmów.

Przedstawione w artykule dwa sposoby sterowania w tej samej topologii układu mogą w pełni zastępować konwencjonalne jednofazowe falowniki napięcia, chociażby ze względu na małą częstotliwość impulsowania półprzewodnikowych przyrządów mocy , odpowiedzialną głównie za straty w przekształtniku. Można również wnioskować, że wyniki kształtowania krzywych napięć wyjściowych w postaci wieloschodkowych krzywych uzyskuje się znaczne wyższą jakość przetwarzania energii elektrycznej w prostoliniowym zakresie pracy.

Literatura

[1]. Greczko E., Kot E. *Trójfazowe falowniki napięcia o modulacji amplitudowo-impulsowej* PEDC'99 Słubice, tom II, str. 5 – 14, 1999.

[2]. Greczko E.: *Falowniki Trójfazowe o ulepszonych charakterystykach* Zielona Góra, IV EPN'98, tom II, str. 165-172, 1998.

[3]. Greczko E., Gientkowski Z., Kurowski T.: *Półprzewodnikowe autonomiczne układy zasilania energią elektryczną prądu przemiennego* Zielona Góra, WSI, 209str. , 1996.

[4]. Tonkal W.J., Greczko E.N., Kuleszow J.J.: *Optimalnyj sintez inwertorow s amplitudno-impulsnoj modulacijej,* Kijów: Nauk.dumka, 220 str., 1987.

WPŁYW ENERGOOSZCZĘDNYCH UKŁADÓW OŚWIETLENIOWYCH NA SIEĆ ELEKTROENERGETYCZNĄ

prof. dr hab. inż. SERGIEJ GERMAN-GAŁKIN - **Wyższa Szkoła Morska w Szczecinie**
mgr inż. EDWARD CADLER - **Zakład Energetyczny Gorzów S.A.**
mgr inż. STANISŁAW JODKO - **Zespół Szkół Elektrycznych w Gorzowie**

Jednym z głównych zadań gospodarczych jest zapewnienie odpowiedniej ilości energii, warunkuje ona bowiem w sposób decydujący rozwój kraju, a także standard życiowy mieszkańców.
Energia, używana w różnych nośnikach, jest niezbędna do życia, przy czym przydatność różnych nośników jest różna. Ciepło służy nie tylko procesom technologicznym, ale można nim również podgrzewać wodę użytkową, ogrzewać mieszkanie, gazem możemy jeszcze gotować posiłki, ale tylko najwszechstronniejszym z nośników, energią elektryczną, możemy dodatkowo zasilić wszystkie urządzenia gospodarstwa domowego i jest nie do przecenienia w przemyśle. Nic więc dziwnego, że zużycie tego nośnika rośnie najszybciej. W tablicy 1 przedstawiono zużycie energii elektrycznej na jednego mieszkańca.

Tablica 1. Zestawienie wskaźników dla lat 1970 ÷ 2020 /1/.

rok	Produkt Krajowy Brutto	zużycie energii elektrycznej	liczba mieszkańców	wskaźniki na mieszkańca		relacja dwóch wskaźników
				PKB	energia	
	10^9 USD	[GWh]	tyś.	USD	[kWh]	kWh/USD
1970	42,61	4.165	32.659	1.305	128	0,098
1975	56,61	6.947	34.181	1.666	203	0,121
1980	59,38	10.716	37.735	1.574	284	0,180
1985	59,90	14.026	37.345	1.600	400	0,250
1990	54,88	20.391	38.183	1.552	539	0,343
1991	54,86	19.326	38.309	1.432	504	0,352
1992	56,30	18.432	38.418	1.465	480	0,328
1993	58,44	18.277	38.305	1.517	475	0,313
1994	61,49	18.223	38.581	1.593	472	0,295
1995	65,78	18.070	38.609	1.704	468	0,275
1996	69,58	19.154	38.639	1.802	495	0,275
1997	73,40	19.771	38.660	1.900	511	0,269
1998	76,70	20.312	38.670	1.983	528	0,264
2000	98,35	23.763	39.820	2.470	597	0,247
2005	126,93	25.665	40.470	3.136	634	0,202
2010	155,25	27.309	40.920	3.794	667	0,176
2015	183,30	29.413	41.130	4.481	715	0,160
2020	214,17	31.573	41.316	5.183	764	0,148

Tablica 2. Zużycie energii elektrycznej przez gospodarstwa domowe /2/.

rok	wszyscy odbiorcy	gospodarstwa domowe			
		zużycie		liczba odbiorców	wsk. jednostkowy
	[GWh]	[GWh]	%	tyś.	kWh/odb.
1950	5.091	596	11,7	2.167	275
1960	18.835	1.969	10,4	3.810	517
1970	47.081	4.165	8,8	5.735	726
1980	90.769	10.716	11,8	7.817	1.371
1990	102.509	20.587	20,1	9.676	2.128
1991	96.408	19.326	20,0	9.869	1.958
1992	91.588	18.433	20,1	10.051	1.842
1993	92.410	18.277	19,7	10.716	1.704
1994	93.561	18.223	19,5	10.314	1.768
1995	96.240	18.067	18,8	10.417	1.734
1996	99.755	19.224	19,3	10.510	1.829
1997	101.625	19.771	19,5	10.624	1.860
1998	101.957	20.312	19,9	10.753	1.889

Liczby w tablicy 2 przedstawiają systematyczny wzrost zużycia energii elektrycznej przez statystyczne gospodarstwo domowe do roku 1990. Na ponowny wzrost zużycia energii trzeba było czekać aż pięć lat.

Należy zadać pytanie: jakie odbiorniki mają wpływ na zwiększenie zużycia energii elektrycznej przez gospodarstwa domowe?

Na przykładzie wybranych krajów europejskich (w kraju brak jest porównywalnych danych), w których badania robione były w 1997r. zużyta energia elektryczna przez charakterystyczne odbiorniki nieliniowe gospodarstw domowych jest godna poddania analizie /3/.

Tablica 3.Dobowe zużycie energii w systemie „standby" i średnia moc różnych urządzeń.

urządzenie	Holandia		Niemcy		Szwecja		Francja	
	[kWh]	[W]	[kWh]	[W]	[kWh]	[W]	[kWh]	[W]
magnetowid	288,0	12,0	360,0	15,0	240,0	10,0	259,2	10,8
telewizor	180,0	7,5	288,0	12,0	180,0	7,5	237,6	9,9
wieże Hi-Fi	240,0	10,0	288,0	12,0	144,0	6,0	189,6	7,9
anteny satelitarne	312,0	13,0	480,0	20,0	192,0	8,0	355,2	14,8
sekretarki telef.	72,0	3,0	96,0	4,0	60,0	2,5	60,0	2,5
kuchenki mikrofal.	192,0	8,0	180,0	7,5	240,0	10,0	204,0	8,5
drukarki	163,0	6,8	240,0	10,0	192,0	8,0	154,8	6,5
$\sum$ na dobę w [kWh]	1,4		1,9		1,2		1,5	

Jak widać, moce eksponowanych urządzeń w systemie „standby" nie są duże w porównaniu z mocami tych urządzeń w czasie ich pracy. Ale należy pamiętać, że działają one przez 24 godziny na dobę. A to oznacza już, niemałe zużycie energii.

Jak już zostało wspomniane, w Polsce nie prowadzi się szczegółowych badań nad zużyciem energii powodowanym omawianym trybem pracy. Jednak w Unii Europejskiej badania takie prowadzi się od roku 1995 i okazuje się, że dzięki powszechnemu stosowaniu oraz czasu pracy, tryb ten odpowiedzialny jest za zużycie energii, którą przedstawia poniższa tablica.

Tablica 4. Zużycie energii w trybie „standby".

urządzenie	Zużycie energii w trybie „standby" w 15 krajach UE w [GWh/rok]	
	1997	2010
magnetowidy	9.600	11.200
telewizory	4.800	7.800
wieże audio	4.500	6.500
anteny satelitarne	13.500	19.000
kuchenki mikrofalowe	4.500	6.700
telefony i faxy	7.500	9.500

W krajowych gospodarstwach domowych, po przeprowadzonych badaniach na nie reprezentatywnej grupie odbiorców przyjęto, że urządzenia pracujące w systemie „standby" zużywają 15 % dobowego zużycia energii elektrycznej /3/.
W Polsce, w 1991 roku, w ramach Regionalnego Programu Efektywnego Wykorzystania Energii w Europie Wschodniej, przeprowadzone badania wykazały, że w kategorii gospodarstw domowych, aż 55 % całkowitego zużycia energii elektrycznej przypadało na cele oświetleniowe /4/, z tego ok. 25% energii, zużywa wysokowydajne oświetlenie świetlówkowe. Natomiast oświetlenie uliczne zużywa od 1,8 do 3% ogólnego zużycia energii elektrycznej w kraju /5,6/.
Pozostaje jeszcze pytanie: ile energii zużywa przemysł, trakcja i lokale niemieszkalne na cele oświetleniowe?

Wiedząc, że w sumie 6% energii elektrycznej zużywanej przez gospodarstwa domowe przypada na odbiorniki nieliniowe i znając ilościowe zużycie energii przez oświetlenie uliczne, autorzy postanowili spróbować odpowiedzieć na pytanie:
- jaki wpływ na sieć elektroenergetyczną mają te odbiorniki, a w szczególności energooszczędne układy oświetleniowe?

Nowoczesne oświetlenie stosowane jest do oświetlania wnętrz, m.in.: instytucji publicznych, zakładów usługowo-handlowych i gospodarstw domowych. Realizowane jest przez stosowanie energooszczędnych świetlówek kompaktowych zintegrowanych z przetwornicą wysokiej częstotliwości, dzięki czemu wzrosła skuteczność świetlna tych źródeł, zmalał współczynnik tętnienia światła, przy jednoczesnym wzroście częstotliwości tętnień. Stosowane są powszechnie luminofory wielopasmowe, dzięki którym zachowane jest wierne oddawanie barw.

Źródła te charakteryzują się m.in.:
- mniejszym zużyciem energii,
- większą trwałością,
- zwiększoną odpornością na drgania,
- wysokim współczynnikiem oddawania barw,
- mniejszymi wymaganiami konserwacyjnymi,
- mniejszą zależnością strumienia od wahań napięcia zasilającego,
- zamiennością z żarówkami tradycyjnymi.

Tablica 5 przedstawia wybrane parametry najczęściej stosowanych źródeł światła do oświetlenia wnętrz.

Zasadniczą funkcją oświetlenia drogowego jest zapewnienie bezpieczeństwa drogowego, jak również poczucia bezpieczeństwa mieszkańców.
Podstawą do osiągnięcia tych celów jest opracowanie programu ogólnego a następnie koncepcji szczegółowej modernizacji oświetlenia drogowego.
Każdy program modernizacji oświetlenia, ma dwa podstawowe cele:
- polepszenie parametrów oświetleniowych,
- zmniejszenie zużycia energii elektrycznej.

Minimalizowanie mocy instalowanej w obwodach oświetlenia drogowego może być realizowane poprzez stosowanie:
- źródeł światła nowej generacji,
- nowoczesnych układów stabilizacyjno-zapłonowych,
- opraw oświetleniowych produkowanych wg nowych technologii,
- zmniejszenie wartości współczynnika zapasu.

Dodatkowe zaoszczędzenie energii może nastąpić dzięki zastosowaniu:
- sterujących zegarów astronomicznych z możliwością korygowania wschodu i zachodu słońca,
- elektronicznych regulatorów zapewniających uzyskanie stałej wartości strumienia świetlnego w czasie eksploatacji.

Na polskim rynku powszechnie stosowane są źródła światła m.in. następujących firm:
- Osram,
- Philips,
- Siemens,
- Tungsram.

Tablica 6 przedstawia wybrane parametry najczęściej stosowanych źródeł światła oświetlenia ulicznego.

Tablica 5. Wybrane parametry niektórych źródeł światła oświetlenia wewnętrznego /7/.

Parametry	Żarówka tradycyjna		Lampy fluorescencyjne TL-D Super 80		TL-D ø 26 mm		Lampy fluorescencyjne trój- pasmowe		standardowe ø 26 mm		Świetlówki kompaktowe PL Electronic		Świetlówki kompaktowe E 4/11	E 4/20	Świetlówki kompaktowe SL Comfort		Świetlówki kompaktowe Globux 125	
Moc [W]	15	25	18	36	15	30	18	36	15	30	11	20	11	20	13	18	13	18
Strumień świetlny [lm]	90	230	1350	3350	1000	2450	1450	3450	950	2300	600	1200	600	1200	550	800	660	850
Skuteczność świetlna [lm/W]	6	9	75	93	67	82	81	86	67	77	55	60	55	60	42	44	51	47
Współcz. Ra Temper. barw	100 2600	100 2600	85 2700	85 2700	85 2700	85 2700	3000	3000	2900	2900	82 2700	82 2700	82 2700	82 2700	82 2700	82 2700	2700	2700
Trwałość [h]	1000	1000	10000	10000	10000	10000	12000	12000	10000	10000	10000	10000	80000	80000	10000	10000	8000	8000

Tablica 6. Wybrane parametry niektórych źródeł światła oświetlenia ulicznego /7/.

Parametry	SON 70W-E	TC 70/S	SON-T PLUS	TC 150W/S	SON-T PLUS	TC 250W/S	SON-T PLUS	TC 400W/S	SON-T	LU 150	SON-T	LU 250/T	SON-T	TC 1000
Moc [W]	70	70	152	150	250	250	400	400	147	150	250	250	1000	1000
Strumień świetlny [lm]	5600	6500	6500	17500	32000	33000	55000	56500	15000	15000	28000	27500	130000	130000
Skuteczność świetlna [lm/W]	80	93	109	109	128	132	138	141	102	100	112	110	130	130
Współcz. barw. Temper. barw.	25	2000	25	2000	25	2000	25	2000	25	2100	25	2000	25	2000
Trwałość [h]	brak danych	24000	brak danych	24000	brak danych	24000	brak danych	24000	brak danych	24000	brak danych	24000	brak danych	24000

Od czasu pojawienia się powszechnie urządzeń elektronicznych, zarówno dużej jak i małej mocy, Zakłady Energetyczne zaczęły się zastanawiać nad sposobem rozwiązania problemu oddziaływania odbiorników nieliniowych na sieć elektroenergetyczną.
Jak w każdej działalności prowadzonej w warunkach konkurencji, najważniejsze są potrzeby klienta, czyli odbiorcy energii elektrycznej. Tak więc przedsiębiorstwa elektroenergetyczne stają przed koniecznością rozwiązania pakietu usług, które spełniają wymagania odbiorcy, a dokładniej – wymagania urządzeń stosowanych przez odbiorcę. Wszystkie te zmiany spowodowane są nowym podejściem do energii elektrycznej, która staje się zwykłym towarem a nie jak do tej pory – dobrem publicznym.
Tak jak każdy produkt, również energia elektryczna charakteryzuje się specyficznymi właściwościami jakościowymi. Aby mówić o jej właściwościach i parametrach, należy przeanalizować zaburzenia, jakie mogą powstawać w pracy sieci elektroenergetycznej i które mogą powodować zmiany parametrów dostarczanej energii elektrycznej. Należy zwrócić uwagę, że na wartość niektórych parametrów mają wpływ raczej odbiorcy niż wytwórcy czy dostawcy.
Coraz liczniej zgłaszane przez odbiorców uwagi dotyczące jakości energii elektrycznej i związanych z tym trudności w eksploatacji urządzeń, będą powodować konieczność przygotowania przez spółki dystrybucyjne metod lokalizacji źródeł zakłóceń i sposobów ograniczania ich zasięgu. Na napięcie w sieci wpływa oddziaływanie kombinacji wielu prądów odkształconych o różnych widmach i przesunięciach fazowych o nieznanych zwykle wartościach i miejscach ich powstawania. Wypadkowe moduły i fazy są zmiennymi losowymi.

Na podstawie wykonanych badań /8/ wybranych ciągów oświetlenia ulic w Poznaniu, które miały na celu określenie obszarów zagrożeń wyższymi harmonicznymi, wzbogacono wiedzę i spróbowano określić kierunki praktycznego działania.
Urządzeniami pobierającymi z sieci elektroenergetycznej prądów odkształconych, które mogą być źródłem zakłóceń są również powszechnie stosowane nowoczesne układy oświetlenia drogowego z wysokoprężnymi lampami sodowymi.

Badania wykonano w ciągu oświetleniowym, który obejmował 12 rozdzielnic oświetleniowych, zasilających 626 opraw z lampami sodowymi i 337 z rtęciowymi. Największe zarejestrowane odkształcenie napięcia wynosiło 15,8 % (średnio od 2,1 do 3,4 %) i wyraźnie różniło się od pozostałych współczynników odkształcenia napięcia-THD. Świadczyć to może o prawdopodobnych zjawiskach rezonansowych w zasilanych obwodach. W napięciu dominują 3, 5 i 7 harmoniczne. Natomiast w przewodach neutralnych płyną przede wszystkim wyższe harmoniczne prądów rzędu 3 i 9. Współczynnik odkształcenia tego prądu zawierał się w granicach 143÷469 % (max. 2855 % - tylko 3 i 9 harmoniczne). O stratach energetyki zawodowej decydować będą nie tylko wartości współczynnika odkształcenia prądu, ale także wartości skuteczne pobieranych prądów. Harmoniczne te mogę przeciążać przewody neutralne w zależności od wartości skutecznej tego prądu.
Na bazie wyników badań stwierdzić można, że nowoczesne źródła światła oprócz zalet (które są szeroko reklamowane), wykazują cechy ujemne z punktu widzenia dodatkowych strat. Przewody neutralne obciążane są szczególnie harmonicznymi krotności 3. Pomierzone wartości skuteczne tych prądów stanowiły 63-81 % wartości prądów fazowych, a w obwodach danej rozdzielnicy oświetleniowej przekraczały 1,5÷2,6 razy wartości prądów fazowych. W czasie zapłonu lamp wyładowczych sytuacja ulec może pogorszeniu. Następne trudności pojawiają się przy pomiarze energii czynnej, gdzie należy liczyć się z błędem około 2 % /9/. Natomiast przy pomiarze energii biernej licznikiem indukcyjnym, błąd może wielo - krotnie być większy od błędu podstawowego wynikającego z jego klasy dokładności /9/.

Rozporządzenie ministra gospodarki /10/ określa parametry jakościowe energii elektrycznej, m.in. w zakresie odkształcenia napięcia:

- współczynnik odkształcenia napięcia w miejscach przyłączenia nie większy od 1,5%, a zawartość indywidualnych harmonicznych nie może przekraczać 1% harmonicznej podstawowej.

Obecnie odkształcenia w sieciach niskiego i średniego napięcia bardzo często przekraczają wartości podane w ww. rozporządzeniu.

Na podstawie wieloletnich badań /11,12,13,14/ można przyjąć, że w Polsce tło harmonicznych zawiera się w zakresach przedstawionych w tablicy 7.

Tablica 7. Spotykane w Polsce wartości THDu%.

Poziom napięcia [kV]	Współczynnik odkształcenia napięcia THDu [%]			
	Wartości średnie	Budownictwo komunalne	Miejskie stacje transformatorowe	Oświetlenie ulic
0,4		1,5÷2,4	1,3÷3,2 4,1÷10,5	2,8÷3,3 14,2÷17,0
6, 15, 20	1,4÷3,1 5,3÷7,1			
110	0,8÷1,3			

Rozporządzenie ministra gospodarki /10/ nie rozróżnia poziomów napięć. Ze względu na różne poziomy mocy zwarciowych i wynikającej z konfiguracji sieci sztywności napięcia, nie jest możliwe ze względów technicznych powszechne dotrzymanie w sieciach niskiego i średniego napięcia wymagań THDu≤1,5% i wartości indywidualnych harmonicznych napięcia nie przekraczających iTHDu≤1%.

W Polsce do projektowania sieci zasilających i określania warunków przyłączenia odbiorców stosowano „Wskazówki projektowania..."/15/ oraz „Wytyczne kontroli..."/16/. Zawarte w nich dopuszczalne wartości współczynnika odkształcenia napięcia THDu, wynoszące: 7%-nn, 5%-SN, 1,5%-110kV, dla sieci nn i SN były mniejsze od wartości THDu≤8%, wymaganej przez normę /17/.

Wnioski.

1. W gospodarstwach domowych odbiorniki nieliniowe odpowiadają za 6% zużycie energii w skali kraju.
2. Katalogi źródeł światła określają wybrane parametry fotometryczne, natomiast brak jest danych takich jak:
   - przetężeniowy prąd załączania,
   - widmo generowanych częstotliwości,
   - charakterystyki trwałości od sposobu użytkowania źródła.
3. Na etapie opracowywania programu modernizacji oświetlenia drogowego, uwzględniać potrzebę ograniczenia odkształcenia napięcia i prądu w ramach przewidywanych oszczędności wynikających z mniejszego zużycia energii.
4. Problemy wpływu wyższych harmonicznych prądu na charakterystyki elektro-energetyczne sieci. Brak uregulowań prawnych w przedmiotowym zakresie.

Literatura.

1. Jaskólski K. Energia, 4/99.
2. Jaskólski K. Energia, 11/99.
3. Popiołek M. Energia, 2/99.
4. Zerka M. Energia, 8/98.
5. Biuletyn Informacyjny PTPiREE, 4/99.
6. Peczyńska A. VII Międzynarodowe Targi Sprzętu Oświetleniowego i Osprzętu Elektrycznego „Światło '99". Warszawa 22.09-1.10.1999.
7. Philips Lighting Poland. Katalog źródeł światła i baterii, 4/95. Tungsram-źródła światła.
8. Marszałkiewicz K. Biuletyn Informacyjny PTPiREE, 8/97.
9. Kuśmierek Z. Pomiary mocy i energii w układach elektroenergetycznych. WNT. Warszawa 1994.
10. Rozporządzenie ministra gospodarki w sprawie szczegółowych warunków przyłączenia podmiotów do sieci elektroenergetycznych, pokrywania kosztów przyłączenia, obrotu energią elektryczną, eksploatacji sieci oraz standardów jakościowych obsługi odbiorców. Dz. U. nr 135 z 21.10.1998r., poz. 881.
11. Marszałkiewicz K. Ocena odkształceń napięcia wywołana pracą oświetlenia ulicznego i zagrożenia z tego wynikające. Seminarium CIRED „Jakość energii elektrycznej". Poznań, 29.04.1997.
12. Marszałkiewicz K. Wpływ wyższych harmonicznych pochodzących z trakcji kolejowej na sieć zakładu energetycznego. Seminarium naukowo-techniczne „Energetyka 2000... i jej problemy". Stare Jabłonki, 2÷4.09.1997.
13. Mieński R., Pawełek R., Wasiaki I. Ocena parametrów jakości energii elektrycznej w sieciach przesyłowo-rozdzielczych. Prace naukowe Instytutu Energoelektryki Politechniki Wrocławskiej. 1998 nr 90. Konferencje 1998 nr 33.
14. Ocena mierzalności energii elektrycznej przy odkształceniu napięcia i prądu w sieci elektroenergetycznej m. Poznania. Etap I. „Badania i analiza poziomów odkształceń napięć i prądów w wytypowanych sieciach i stacjach 110 kV, SN i 0,4 kV". Politechnika Poznańska. Praca dla EP S.A. Grudzień 1995.
15. Wskazówki projektowania dotyczące ograniczenia odkształceń 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.
16. 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.
17. EN 50160/94. PrPN-EN 50160 [1998]. Kompatybilność elektromagnetyczna. Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych (Voltage Characteristic of Electricity Supplied by Public Distribution Systtems).

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp. 10 – 11 lutego 2000 r.

NIEKTÓRE ASPEKTY STOSOWANIA IZOLATORÓW KOMPOZYTOWYCH W PRZESYŁOWYCH SIECIACH ŚREDNICH I WYSOKICH NAPIĘĆ

mgr inż. STANISŁAW RÓŻECKI
Instytut Elektrotechniki
Oddział Technologii i Materiałoznawstwa Elektrotechnicznego
ul. Marii Skłodowskiej-Curie 55/61
50-369 Wrocław

1. Wstęp.

Polimerowe materiały kompozytowe weszły do użycia w technice wysokich napięć około 40 lat temu. W początkowej fazie ich stosowania (1960-70) występowały one najczęściej w postaci tzw. żywic lanych, zawierających oprócz bazowego tworzywa polimerowego (zazwyczaj epoksydowego) różnego typu dodatki (napełniacze), nadające tym materiałom pożądane cechy, istotne z punktu widzenia zachowania się w warunkach eksploatacyjnych wysokonapięciowych układów izolacyjnych. Różnego typu izolatory-również napowietrzne liniowe-przeznaczone do pracy na napięciach średnich (do 24 kV), produkowane są również i obecnie jako jedno z rozwiązań alternatywnych w stosunku do izolatorów ceramicznych. Polimerowe izolatory kompozytowe z żywic lanych kontynuują założenie koncepcyjne realizowane przez izolatory ceramiczne. Materiały te bowiem stanowią zarówno element nośny (wytrzymałość mechaniczna) jak i izolacyjny. Jest rzeczą naturalną, że wytworzenie takiego materiału stanowi zazwyczaj pewien kompromis recepturalny i technologiczny, prowadzący do rezygnacji z wysokich własności mechanicznych w celu podniesienia własności izolacyjnych lub odwrotnie.

W powszechnie używanym słownictwie technicznym przez określenie „izolator kompozytowy" rozumie się konstrukcję, którego część izolacyjna składa się z 2 podstawowych elementów:

a) trzonu nośnego nadającego izolatorowi odpowiednie własności mechaniczne;
b) osłony izolacyjnej nadającej izolatorowi pożądany poziom szeroko rozumianych własności elektrycznych.

Ten drugi element spełniać powinien również dodatkowo funkcję hermetyzującą trzon nośny, zabezpieczając go przed niekorzystnymi wpływami atmosferycznymi, rzutującymi na szybkość zmian starzeniowych. Izolatory kompozytowe wyróżniają się więc od konwencjonalnych konstrukcji samonośnych rozdzieleniem funkcji wytrzymałościowych i elektroizolacyjnych. Założenie takie było wynikiem stwierdzenia, że w obecnym stanie wiedzy w zakresie inżynierii materiałowej nie jest możliwe uzyskanie w miarę tanich i nie wymagających zbyt skomplikowanej technologii produkcji materiałów o parametrach mechanicznych i elektrycznych, zdecydowanie lepszych od porcelany czy też żywic polimerowych lanych, umożliwiających wykonanie pnia izolacyjnego jako elementu jednoczęściowego.

Już w pierwszych wykonaniach izolatorów kompozytowych, które pojawiły się pod koniec lat 60-tych, jako trzon nośny stosowany był profil wykonany z ciągłego włókna szklanego, nasycanego zazwyczaj kompozycją epoksydową (czasem poliestrową). Tego typu konstrukcja występuje również w obecnie produkowanych izolatorach, oczywiście w bardzo

zmodyfikowanej recepturalnie formie, zarówno w zakresie włókna szklanego jak i nasycającej kompozycji żywicznej.

Jeśli chodzi o osłonę zewnętrzną to prowadzono próby zastosowań szerokiej gamy materiałów polimerowych. Stosowano głównie osłony z polimerów fluorowych, żywic epoksydowych lanych oraz różnego typu elastomerów. W wyniku długotrwałych badań laboratoryjnych, prób poligonowych oraz eksploatacyjnych ustalono, że najlepsze wyniki dają osłony wykonane z elastomerów silikonowych i tzw. EPDM (na bazie kauczuku etylenowo-propylenowo-dienowym). Szczególnie elastomery silikonowe stały się podstawowym materiałem osłonowym, stosowanym w co najmniej 90% produkowanych obecnie izolatorów kompozytowych.

2. Porównanie cech eksploatacyjnych izolatorów kompozytowych i ceramicznych.

W literaturze fachowej [1, 2, 3] często przeprowadza się analizy porównawcze cech eksploatacyjnych izolatorów porcelanowych i kompozytowych. Są one mniej lub bardziej wnikliwe, a na eksponowanie zalet i wad któregoś z typów izolatorów na pewno ma wpływ zasób informacji, będący w dyspozycji autorów oraz-rzecz czasem niebagatelna-ich indywidualny punkt widzenia.
Poniżej w tablicach 1 i 2 podano zestawienia charakterystyk porównawczych sporządzone na podstawie publikacji [1] zamieszczonej w IEEE „Electrical Insulation", czasopisma cieszącego się dużym autorytetem w kręgach naukowych. Zestawienia te uzupełnione zostały wnioskami wynikającymi z własnych doświadczeń.

Charakterystyka opisowa zamieszczona w tablicach 1 i 2 może być również przedstawiona w postaci klasyfikacji punktowej, w której cecha wybitnie negatywna określona jest przez „O", zaś zdecydowanie pozytywna przez „6".

Porównanie izolatorów kompozytowych i porcelanowych taką metodą przedstawiono w tablicy 3.

Dane zawarte w tablicy 3 sugerują jednoznacznie przewagę konstrukcji kompozytowych. Nie mniej jednak praktyczna ocena jakościowa powinna uwzględniać specyfikę funkcji pełnionej przez konkretny izolator oraz warunków jego eksploatacji. I tak np. w przypadku izolatorów wsporczych i przepustowych pracujących w I strefie zabrudzeniowej o niewielkiej częstotliwości występowania wyładowań atmosferycznych i zabezpieczonej przed wandalizmem może okazać się uzasadnione użycie izolatora porcelanowego. Decyduje o tym zazwyczaj cena.

3. Wyniki badań poligonowych i eksploatacyjnych izolatorów kompozytowych.

3.1. Omówienie wstępne.

Najbardziej dyskutowanym zagadnieniem dotyczącym izolatorów kompozytowych jest stabilność ich własności w eksploatacji. Jak wspomniano w tablicy 1 różnica w zakresie czasu doświadczeń uzyskanych w eksploatacji porcelany i kompozycji wynosi około 70 lat.

Użytkownicy przesyłowych linii elektroenergetycznych domagają się zazwyczaj bardzo szczegółowych (poza normowych) wyników badań uzasadniających ewentualne zastosowanie izolatorów kompozytowych.
Ponieważ wyniki badań pełnych w stanie wyjściowym są na ogół zdecydowanie lepsze dla izolatorów kompozytowych niż porcelanowych, eksponowany jest problem zachowania się izolatorów kompozytowych w dłuższym okresie czasu (np. 30-40 letnim).

Doświadczenia eksploatacyjne izolatorów kompozytowych tzw. II-generacji sięgają nie dłużej niż 20 lat. Dla części użytkowników sprawa ta używana jest jako argument uzasadniający wstrzemięźliwość w instalowaniu ich na sieciach. Chyba niebagatelną rolą kreującą taką sytuację jest działalność lobby ceramicznego.

Poniżej przytoczone zostaną wyniki badań publikowane w wiarygodnych źródłach [1, 4, 5] dotyczące zachowania się dwóch podstawowych elementów izolatorów kompozytowych, decydujących o ich trwałości:

a) osłony izolacyjnej
b) rdzenia nośnego

3.2. Wyniki poligonowych badań modeli izolatorów porcelanowych i kompozytowych.

3.2.1. Badania w środowisku morskim-pyłowym (pustynny brzeg oceanu).

Interesujące wyniki z punktu widzenia porównania właściwości osłon izolacyjnych izolatorów wykonanych z różnych tworzyw podano w źródle [1]. Między innymi podano tam rezultaty obserwacji i pomiarów wykonanych podczas 20-miesięcznej eksploatacji izolatorów porcelanowych i posiadających osłony z kauczuku silikonowego.
Przedstawiają się one następująco (tabl.4).

Porównanie wyników badań podstawowych parametrów elektrycznych świadczy o zdecydowanej przewadze osłony silikonowej nad porcelanową.

Zagrożenie awaryjnością izolatora określone skłonnością do występowania dużych prądów upływu (wyskoków) również wydaje się być zdecydowanie mniejsze dla osłon silikonowych. W okresie obserwacji (20 mies.) pierwszy udar prądowy powyżej 500 mA dla izolatorów porcelanowych nastąpił po 44 tygodniach, natomiast do końca obserwacji (86 tyg.) zjawisko to nie wystąpiło dla izolatorów z osłoną silikonową. Udary prądowe powyżej 150 mA występowały 5-krotnie częściej dla izolatora porcelanowego.

3.2.2. Długotrwałe badania zachowania się izolatorów kompozytowych w atmosferze słonej (przybrzeżnej).

Jedną z metod oceny zachowania się izolatorów kompozytowych w naturalnych warunkach starzeniowych jest stała rejestracja udarowych prądów upływu. Metodę tę zastosowano w badaniach opisanych w [4].

Izolatory kompozytowe różnych producentów posiadających nieco odmienne konstrukcje (różnice ilości kloszy, ich średnic i podziałki) oraz wyposażone w osłony z kauczuku silikonowego i EPDM poddano 8-letnim obserwacjom na stacji poligonowej, znajdującej się 10 km od wybrzeża. Do obserwacji udarowych prądów upływu użyto aparatury opartej o technikę cyfrową, pozwalającą na rejestrowanie nawet bardzo krótkich impulsów rzędu milisekund (ms). Napięcie robocze wszystkich izolatorów wynosiło 200 kV.

W tablicy 5 zamieszczono liczby udarów prądu upływu w skali rocznej dla poszczególnych typów izolatorów w latach 1988-95, z podziałem na wielkości impulsów 1-5 mA, 5-25 mA i większych od 25 mA.

Przed omówieniem wyników zawartych w tablicy 5 należy wyjaśnić, że zastosowanie napięcia probierczego 200 kV do prób opisanych izolatorów miało prawdopodobnie na celu zaostrzenie warunków próby. Przy tym bowiem napięciu wskaźnik drogi upływu waha się w granicach 14-17 mm/kV, czyli wartości przyjmowanej dla I strefy zabrudzeniowej. Z opisu usytuowania stacji poligonowej wynika, iż jest to prawdopodobnie II strefa, a nawet III-cia, dla której wg zaleceń IEC 815 wskaźniki te powinny wynosić odpowiednio 20 i 25 mm/kV.

Interpretacja wyników badań udarowych prądów upływu jest dość trudna [2], nie mniej jednak wyraźnie można zauważyć duże nasilenie wyskoków prądowych dla izolatorów z osłonami EPDM, również przekraczających wartość 25 mA. Fluktuacja nasilenia takiego zjawiska jest oczywiście związana z typem pogody charakterystycznym dla danego roku. Generalnie rzecz ujmując, zaobserwować można tendencję wzrostową dla EPDM-ów, a proces ten spowodował dwukrotne przeskoki napięciowe w izolatorze ac 6:1 tak, że został on zdjęty z sieci w połowie roku. Izolator oznaczony ac 4:1 zdemontowano na początku 1995 roku na skutek nasilającego się zjawiska upływów udarowych.

Tablica 1. Zestawienie porównawcze zalet izolatorów kompozytowych i porcelanowych.

Porcelana	Kompozyty
1. Stabilność własności w eksploatacyjnym starzeniu, odporność na promieniowanie UV, wilgoć, wyładowania powierzchniowe.	1. Możliwość uzyskiwania zoptymalizowanej geometrii kształtu kloszy, wynikająca z technologii formowania osłon izolacyjnych. Pozwala to na uzyskanie wysokich współczynników drogi upływu (mm/kV) przy mniejszej długości izolatora oraz kształtów najbardziej przydatnych do pracy w atmosferze wilgotnej, wilgotno-słonej i zawierającej zanieczyszczenia pyłowe.
2. Duża wytrzymałość mechaniczna na naprężenia rozciągające i zginające, umożliwiająca stosowanie konstrukcji samonośnych izolatorów.	2. Niewielki ciężar izolatorów ułatwiający montaż oraz umożliwiający stosowanie lżejszych konstrukcji wsporczych. Dla izolatorów S.N. różnica mas wynosi co najmniej 5 kg, dla 110 kV-25 kg.
3. Niskie koszty surowców do wytwarzania izolatorów.	3. Zachowanie się w ciężkich warunkach eksploatacyjnych. Hydrofobowość powierzchni (utrzymująca się po 25 latach eksploatacji) powoduje utrudnienie w tworzeniu się ścieżek przewodzących, obniża prąd upływu i prawdopodobieństwo wystąpienia przeskoku.
4. Niska cena izolatorów dla napięć do 36 kV.	4. Technologia wytwarzania jest mało energochłonna, a cykl produkcyjny (od momentu zamówienia) nie przekracza 1 tygodnia.

Tablica 1A. Porównanie niektórych wskaźników konstrukcyjnych izolatorów porcelanowych i kompozytowych 110 kV (SML=120 kN).

Typ izolatora	Długość montażowa [mm]	Droga upływu [mm]	Jednostkowa droga upływu [mm/kV]	Ciężar [kg]
Porcelana	1130	2250	18,3	21,7
Kompozyt	1150	2600	21,1	7,0

Tablica 2. Zestawienie porównawcze wad izolatorów kompozytowych i porcelanowych.

Porcelana	Kompozyty
1. Kruchość - powodująca uszkodzenia w produkcji, transporcie i montażu, brak odporności na wandalizm.	1. Wysokie koszty surowców szczególnie izolatorów z osłonami silikonowymi
2. Ciężar - rzutujący niekorzystnie na technologię montażu oraz wytrzymałość konstrukcji wsporczej. Wysokie koszty transportu.	2. Brak doświadczeń eksploatacyjnych z okresu przekraczającego 25-30 lat.
3. Geometria kształtu kloszy możliwa do uzyskania w technologii formowania stosowanej w ceramice jest zdecydowanie mniej korzystna i nie pozwala na uzyskanie wysokich współczynników drogi upływu.	3. Konieczność przestrzegania ścisłych reżimów technologicznych w procesie produkcji szczególnie prętów nośnych i ich hermetycznego połączenia z osłoną z elastomeru.
4. Zachowanie się w warunkach dużych zanieczyszczeń pyłowych w atmosferze wysokiej wilgotności i wilgoci słonej. Hydrofilność porcelany sprzyja osadzaniu się zanieczyszczeń, a w połączeniu z wodą atmosferyczną ułatwia tworzenie się ścieżek przewodzących inicjujących przeskoki powierzchniowe i podwyższających prądy upływu.	4. Wysoka cena izolatorów S.N. Proporcje wyrównują się dla izolatorów do napięć wyższych (110 kV i więcej).
5. Pękanie izolatorów podczas nagłych skoków temperaturowych na skutek wzrostu naprężeń wewnętrznych, szczególnie w pobliżu okuć.	

Tablica 3. Porównanie izolatorów porcelanowych i kompozytowych (skala umowna 0-6 [3]).

Cecha	Izolatory	
	porcelanowe	kompozytowe
Wytrzymałość na ściskanie	4	2
Ciężar	1	6
Uszkadzalność mechaniczna	2	6
Odporność na starzenie	6	5
Hydrofobowość	0	5
Wielkość izolatora (przy tej samej drodze upływu)	2	5
Podatność do przeskoków napięciowych w warunkach zanieczyszczeń	0	5
Razem	15	34

Tablica 4. Porównanie niektórych parametrów eksploatacyjnych kloszy izolatorów porcelanowych i silikonowych w stanie wyjściowym i po 20 miesiącach działania zanieczyszczeń atmosferycznych [1].

Własności	Porcelana		Silikon	
	w stanie wyjściowym	po starzeniu i umyciu	w stanie wyjściowym	po starzeniu i umyciu
Kąt zwilżalności (rad)	0,98	1,15	1,8	1,75
Oporność powierzchniowa przy wilgotności otoczenia 90% w.w . ($x10^9\Omega$)	400	0,4	6000	400
Napięcie przeskoku w warunkach słonej mgły (kV)	7,6	7,8	10,9	10,8
Czas do wystąpienia pierwszego udaru prądowego (wyskoku) powyżej 500 mA (tyg.)	44		>86	
Wskaźnik porównawczy ilości udarów prądowych większych od 150 mA (dla porcelany wskaźnik =1,0)	1,0		0,2	

Tablica 6. Wytrzymałość na rozciąganie izolatorów kompozytowych zdejmowanych z eksploatacji z linii 220 kV [5].

Własności	Jedn.	Czas eksploatacji [lata]				
		1	5	10	15	25
Wytrzymałość na rozciąganie - wartość średnia	kN	263	248	247	264	234
Ilość badanych izolatorów	szt.	2	3	6	6	4
Wartość maksymalna	kN	275	265	275	290	245
Wartość minimalna	kN	250	230	210	250	220

Na tle izolatorów z osłonami EPDM bardzo korzystnie przedstawiają się izolatory z osłonami silikonowymi. Szczególnie widoczne jest to dla rejestrowanych ilości udarów prądowych powyżej 25 mA. Różnice w zachowaniu w/w izolatorów mogą pochodzić z odmienności w szczegółach konstrukcyjnych oraz receptury kompozycji silikonowej (każdy izolator pochodził od innego producenta). Żaden z izolatorów nie spowodował przeskoków napięciowych w skrajnie niekorzystnych warunkach atmosferycznych, które wg źródła [4] wystąpiły w styczniu i marcu 1993, a które spowodowały uszkodzenie izolatora ac 6:1.

Reasumując: przedstawione wyniki badań wykazują znaczną przewagę w zachowaniu się eksploatacyjnym izolatorów z osłonami silikonowymi.

3.3. Wytrzymałość mechaniczna rdzeni nośnych (SE) izolatorów kompozytowych w świetle doświadczeń eksploatacyjnych.

Drugim elementem rzutującym na trwałość izolatorów kompozytowych jest wytrzymałość mechaniczna rdzeni nośnych (SE). Pierwsza generacja izolatorów kompozytowych, których osłony izolacyjne wykonywane były z różnych eksperymentalnie dobieranych materiałów (teflon, żywica epoksydowa a nawet PVC) była niedostatecznie dopracowana technologicznie. W efekcie w końcu lat 60-tych i w latach 70-tych zarejestrowano szereg awarii, polegających na uszkodzeniach mechanicznych (zerwaniach) rdzenia nośnego. Nie były to przypadki polegające na tzw. zerwaniu zmęczeniowym, ale zerwania kruche, które następowały w parę tygodni po zamontowaniu. Zagadnienie to zostało przeanalizowane przez producentów, a podjęte środki zaradcze w zakresie technologii i stosowanych materiałów oraz wprowadzenie odpowiednich wymogów do dokumentów normalizacyjnych (IEC 1109) pozwoliły na wytwarzanie izolatorów określonych jako izolatory II-giej generacji.

Wiele ośrodków zajmujących się problematyką izolatorów wysokonapięciowych prowadzi prace badawcze dotyczące metod pomiarowych i kryteriów oceny izolatorów kompozytowych, ich zachowania się w eksploatacji. Ze zrozumiałych względów badania te wprowadzają w warunkach symulacji czynników narażeniowych elementy przyspieszające procesy starzeniowe. W wielu publikacjach dyskutowane są metody porównania przyspieszonych starzeniowych badań laboratoryjnych z praktyką eksploatacyjną. Oczywiście najlepszym sprawdzianem zachowania izolatorów kompozytowych jest obserwacja ich pracy na linii przesyłowej. Jeśli chodzi o stabilność ich własności mechanicznych, interesujące wyniki zawarte są w źródle [5].

Z linii przesyłowej 220 kV (południe RFN), na której w roku 1970 zainstalowano 200 sztuk izolatorów kompozytowych (SML=160 kN) w pewnych odstępach czasowych zdejmowano kilka sztuk i kontrolowano ich wytrzymałość doraźną na rozciąganie. Wyniki badań przedstawia tablica 6.

Analiza wyników badań świadczą, że - praktycznie biorąc - nie nastąpiły w izolatorach żadne istotne zmiany wytrzymałościowe w ciągu 25 lat eksploatacji. Interesująca jest również dodatkowa informacja, że wśród badanych egzemplarzy znajdowały się zarówno izolatory przelotowe i odciągowe.

Ponieważ wyniki ich badań nie wykazywały różnic, połączono je w jedną grupę. Oznacza to, że zwiększone obciążenie robocze (dla izolatorów odciągowych) nie miało istotnego wpływu na procesy starzeniowe.

Tablica 5. Udarowe prądy upływu izolatorów kompozytowych w warunkach klimatu morskiego [4].

Oznacz. izolatora *	Tworzywo osłonowe	Wskaźnik drogi upływu [mm/kV]	Wartość szczytowa udaru [mA]	Ilość udarów prądowych w latach							
				1988	1989	1990	1991	1992	1993	1994	1995
ac 1:1	elastomer silikon.	16,7	1-5	29	436	8	31	29	325	496	339
			5-25	0	0	3	6	3	29	102	25
			>25	0	0	2	0	0	0	11	0
ac 2:1	j.w.	15,9	1-5	64	5637	610	442	201	102	103	82
			5-25	0	0	22	20	0	0	33	20
			>25	0	0	2	0	0	0	0	0
ac 3:1	j.w.	14,6	1-5	42	772	164	53	43	568	1106	1759
			5-25	0	0	3	9	0	4	32	41
			>25	0	0	2	0	0	1	4	0
ac 4:1	elastomer EPDM	15,9	1-5	456	3740	6336	3575	6683	12075	16481	-**
			5-25	118	4016	11469	6083	4176	16393	19517	-**
			>25	1	546	3745	718	2391	3312	1095	-**
ac 6:1	j.w.	17,2	1-5	574	6806	51	3661	5026	4106	-**	-
			5-25	134	1839	4584	1934	4896	5198	-**	-
			>25	17	402	4062	392	236	1552	-**	-

* - oznaczenie użyte w materiale źródłowym [4]

** - po 2-krotnym przeskoku napięciowym izolatory wycofano z prób.

4. Prace badawcze Oddziału Wrocławskiego Instytutu Elektrotechniki w zakresie izolatorów kompozytowych. Stworzenie bazy badawczej i technologicznej do uruchomienia produkcji

W Instytucie Elektrotechniki we Wrocławiu prace badawcze związane z problematyką izolatorów kompozytowych rozpoczęto w połowie lat 70-tych. Miały one charakter kompleksowy. Prowadzono badania materiałów kompozytowych, wytworzonych wg własnych receptur i technologii, niezbędnych do wykonania izolatorów polimerowych

Zaprojektowano i wykonano szereg stanowisk klimatyzacyjnych, pozwalających na ocenę materiałów pod względem ich odporności na radiację UV, deszcze, mgłę solną. Badano opracowane receptury pod względem ich przydatności w technice wysokich napięć, jak odporność na łuk, prądy pełzające (metodą wysokonapięciową). Opracowując kompozycje materiałowe stosowano składniki zarówno pochodzące z krajowej produkcji jak i importowane. Jednym z materiałów kluczowych w wytworzeniu izolatorów kompozytowych jest włókno szklane (tzw. roving).

Prace nad doborem włókna szklanego prowadzono we współpracy z Hutą Szkła „Krosno". Niezależnie od tego próby wykonywano również na rovingach importowanych. W rezultacie intensywnych badań laboratoryjnych prób technologicznych w roku 1981 i 1983 wyprodukowano pierwsze egzemplarze izolatorów kompozytowych o rdzeniu nośnym szkło-epoksydowym i osłonach kloszowych wykonanych z elastomeru silikonowego sieciowanego na zimno (tzw. gatunek RTV).

Izolatory te o napięciu znamionowym 110 kV zainstalowano w wielu miejscach na krajowej sieci energetycznej (m.in. Głowno k/Łodzi, Tarnów) oraz na stacji poligonowej w Hucie Głogów (IV strefa zabrudzeniowa) będącej w dyspozycji Instytutu I-7 Politechniki Wrocławskiej. Izolatory te były pod stałą obserwacją, a praca ich do chwili obecnej jest bez zarzutu.

W końcu lat 80-tych i w początkowych latach 90-tych przeprowadzono dalsze prace mające na celu doskonalenie materiałowe i technologiczne izolatorów kompozytowych. Uzyskane wyniki badań laboratoryjnych oraz rozpoznanie literaturowe wskazywały, iż elastomery silikonowe sieciowane na gorąco (gatunki typu HTV) posiadają lepszą odporność na działanie czynników atmosferycznych, wyższe własności elektryczne oraz-co jest bardzo istotne-lepszą hydrofobość powierzchni, mającą tendencję do samoodbudowywania się.

W związku z postępującymi pracami normalizacyjnymi w ramach IEC, dotyczącymi izolatorów kompozytowych (Dok. IEC1109:1992) przeprowadzono w Instytucie Elektrotechniki, Oddział Wrocław, kompleksowe badania materiałowe mające na celu dostosowania konstrukcji izolatorów do wymogów i standardów międzynarodowych. Izolatory odpowiadające ściśle w/w wymaganiom (zawartych w IEC 1109 oraz załącznikach) wytworzone w latach 1992-1995 zostały zainstalowane doświadczalnie na sieciach 110 kV w rejonie Wałbrzycha (II-III strefa zabrudz.), Gliwic (III strefa zabrudz.) oraz w stacji poligonowej w Hucie „Głogów" wymieniając tam część izolatorów „I-szej generacji", pracujących od roku 1982.

Te ostatnie poddano badaniom laboratoryjnym stwierdzając, że zachowują one poziom własności izolacyjnych mimo pokrycia osłon kloszowych dużą ilością zanieczyszczeń, szczegółowe wyniki podano w [6].

Rozpoczęte w 1997 prace promocyjne i marketingowe wykazały duże zainteresowanie izolatorami kompozytowymi produkcji krajowej. Działalność produkcyjną Instytut rozpoczął od realizacji zamówienia ZE Legnica 240 izolatorów na napięcie 20 kV, częściowo już zainstalowanych na linii.

Literatura.

1. J. S. T. Looms, „Insulators for high voltages, Peter Peregrinus Ltd", London, 1990.
2. Z. Pohl, „Izolatory elektroenergetyczne", O.W.P.W., Wrocław 1995
3. J. Mackevich, M.Shah, „Electrical Insulation Magazine IEEE, May/June, Vol.13, Nr 3, s.5-12.
4. A. E. Vlastos, T. Sorquist, „Field experience of ageing and performance of polymeric composite insulators", Electra, Nr 171, April 1997 s.117-135.
5. M. Kuhl, „Consideration on mechanical reliability of composite insulators", Referat na „Symposium on non-ceramic insulator technology", Zurich, November 1995.
6. Z.Pohl, J.Wańkowicz, G.Murach, „Odporność powłok osłonowych izolatorów kompozytowych z tworzyw sztucznych na narażenia środowiskowe i zabrudzeniowe", Archiwum Energetyki, 1993 Nr 1/2, s.113-125.
7. Dokumentacje Techniczne Instytutu Elektrotechniki Oddz. Wrocław, 17 pozycji, 1975-1995. Prace niepublikowane.

I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

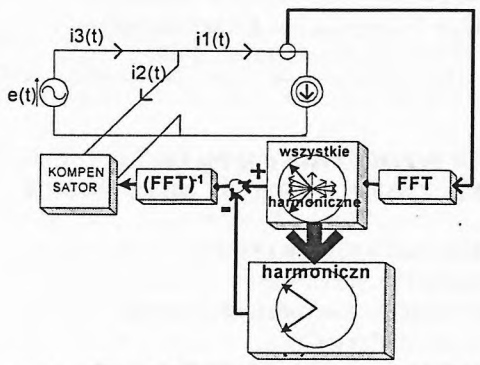
ALGORYTMY WYZNACZANIA WZORCOWYCH PRĄDÓW KOMPENSUJĄCYCH DLA ENERGETYCZNYCH FILTRÓW AKTYWNYCH

RYSZARD STRZELECKI, JACEK KUKLUK
Instytut Elektrotechniki Przemysłowej
Zakład Sterowania i Zastosowań Układów Energoelektroicznych
ul. Podgórna 50, 65-246 Zielona Góra
tel.: (-68) 3282538, 3282528 fax: (-68) 3254615 , e-mail: kukluk@iep.pz.zgora.pl

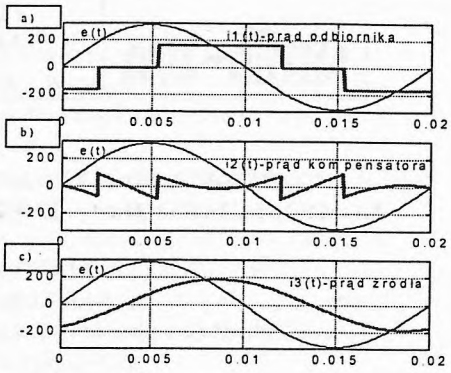
Prawidłowe działanie energetycznych filtrów aktywnych kompensujących moc bierną i wyższe harmoniczne prądu lub napięcia wymaga skutecznych metod obliczeniowych. W artykule analizuje się algorytmy wyznaczania prądów kompensujących bazujące na identyfikacji pierwszej harmonicznej prądu odbiornika, całkowej metodzie wyznaczania mocy średniej i teorii mocy chwilowej. Dotyczą one energetycznych filtrów aktywnych równoległych ale mogą również być z powodzeniem użyte w filtrach szeregowych. Prezentowane algorytmy zostały sprawdzone drogą symulacji w programie MATLAB. Celem algorytmów jest zapewnienia sinusoidalnego kształtu prądu pobieranego z sieci, a ponadto doprowadzenie do tego, aby odbiornik nieliniowy wraz z kompensatorem był „widziany" przez sieć zasilającą jako trzy jednakowe rezystancje w sieci trójfazowej lub obciążenie rezystancyjne w rozważanych układach jednofazowych. W rozpatrywanych przypadkach zakłada się, że napięcia źródeł zasilających są symetryczne i sinusoidalne.

1 Metoda identyfikacji harmonicznej podstawowej

Schemat sterowania przedstawiono na rys.1. Prąd próbkuje się w okresie napięcia źródła **e(t)** otrzymując wektor $I=[i_1,i_2,...,i_n,..,i_N]$, gdzie i_n –próbki prądu, N -ilość próbek w okresie. Poddanie otrzymanych próbek przekształceniu **FFT** daje w wyniku wektor liczb zespolonych $\vec{Y}=[\vec{y}_1,\vec{y}_2,...,\vec{y}_n]$. Z wektora tego usuwa się liczbę (lub dwie liczby) odpowiedzialną za harmoniczną podstawową, to znaczy o częstotliwości napięcia źródła. W puste miejsce wpisuje się zero (0). Na rys.1 przedstawiono to jako odjęcie od grupy wektorów reprezentujących prąd odbiornika $\mathbf{i_1(t)}$ dwóch największych wektorów związanych z harmoniczną podstawową. Tak zmodyfikowany sygnał z dziedziny częstotliwości poddaje się odwrotnej dyskretnej transformacji Fouriera otrzymując sygnał prądu $\mathbf{i_2}$ (rys. 1), jaki powinien płynąć do kompensatora.



Rys. 1 Sterowanie jednofazowym kompensatorem wyższych harmonicznych na podstawie identyfikacji harmonicznej podstawowej



Rys. 2 Wyznaczanie prądu kompensującego na podstawie identyfikacji harmonicznej podstawowej

Na rys.2 przedstawiono wyniki symulacji algorytmu realizującego w/w metodę. Rys.2 c przedstawia prąd źródła, który nie jest w fazie z napięciem źródła. Ze źródła napięcia pobierana jest moc bierna. Ponieważ moc czynna niesiona jest tylko przez pierwszą harmoniczną, a do kompensatora płynie prąd składający się tylko z wyższych harmonicznych, więc kompensator nie pobiera w okresie mocy czynnej. Układ przetwarzający sygnał proporcjonalny do prądu odbiornika na sygnał reprezentujący prąd kompensatora pracuje jako filtr górnoprzepustowy. Żąda się tylko kontroli jednego sygnału – prądu odbiornika (praktyczna implementacja wymagałaby kontroli prądu kompensatora w celu nadążnego jego kształtowania). Nie wymaga się informacji o przebiegu napięcia ani mocy odbiornika. Dlatego algorytm w tej postaci mimo prawidłowego wyznaczenia prądów kompensujących ma następujące wady:

1. Nie kompensuje mocy biernej.
2. Nie można go zastosować w układach trójfazowych do symetryzacji odbiornika

Przedstawiony sposób ze względu na prostotę i konieczność kontroli tylko jednego sygnału może mieć znaczenie dydaktyczne. Każdą z trzech przedstawionych wad dałoby się wyeliminować. Wtedy jednak algorytm musiałby być rozbudowany co do ilości kontrolowanych sygnałów, jak również ich przetwarzania. W następnym punkcie przedstawiono inny sposób wyznaczania prądów wzorcowych eliminujący niektóre z tych wad.

2 Metoda całkowa wyznaczania składowej czynnej prądu odbiornika

Podstawowa rolę w układzie sterowania pokazanym na rys.3 odgrywa wyznaczenie amplitudy prądu pobieranego z sieci, który pokryłby zapotrzebowanie odbiornika na moc czynną. Prąd ten wyznaczyć można ze wzoru:

$$I_m = \sqrt{2}\frac{P_1'}{U_{SK}} \tag{1}$$

gdzie P_1' jest średnią mocą czynną pobieraną z fazy napięcia zasilania [12], którą w systemach trójfazowych wyznacza się według wzoru:

$$P_1' = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{3} \tag{2}$$

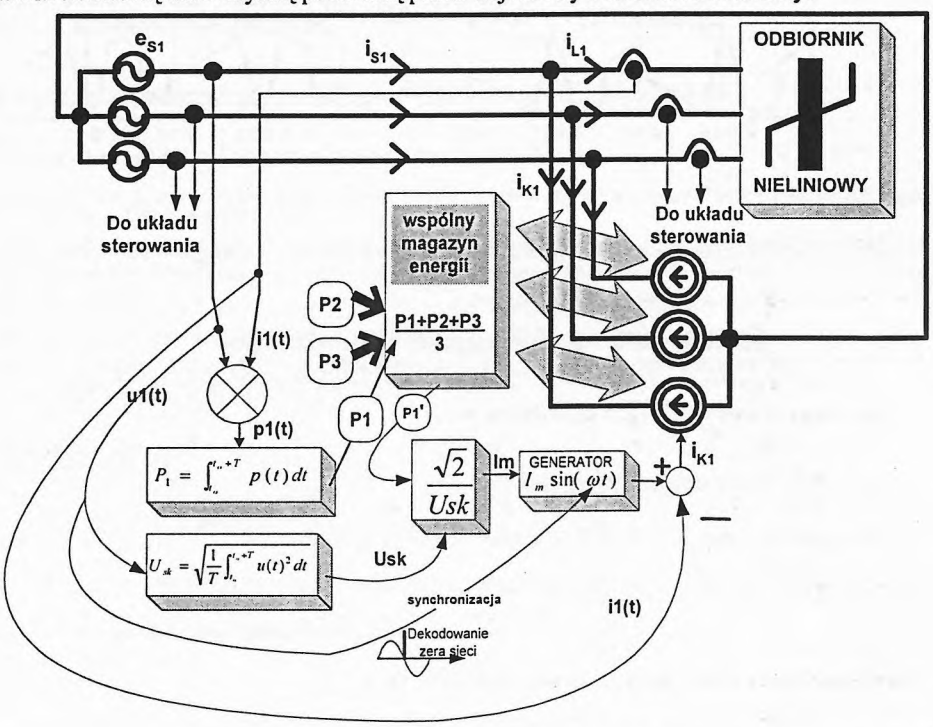
przy czym P_1, P_2, P_3 – moc pobierana przez odbiornik w poszczególnych fazach.

Wartość wyznaczonej amplitudy prądu sieci jest sygnałem wejściowym dla generatora sygnału sinusoidalnego reprezentującego żądany prąd i_{S1} źródła e_{S1}. Generator ten wytwarza

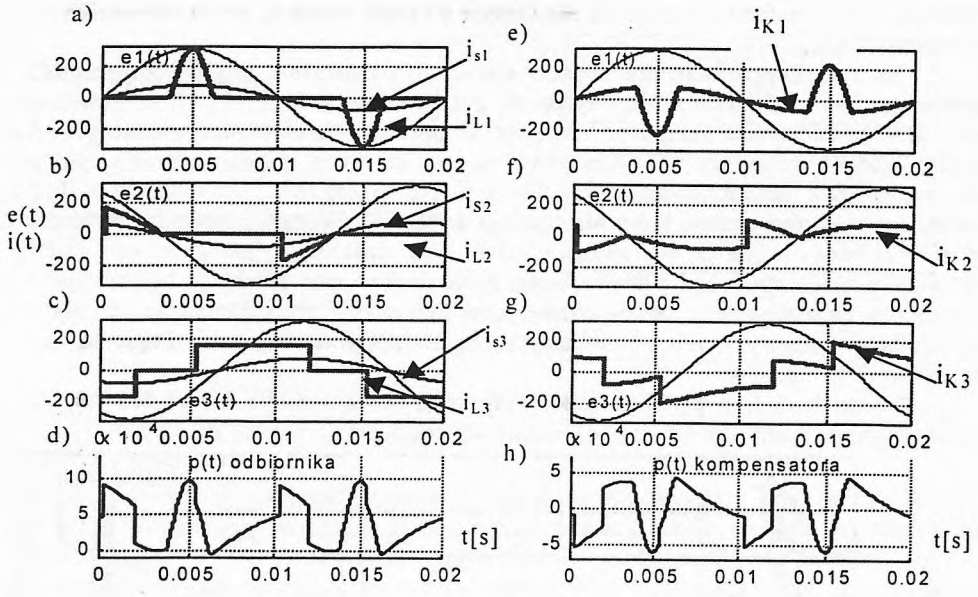
przebieg będący w fazie z napięciem e_{S1}. Odjęcie od prądu źródła i_{S1} prądu odbiornika i_{L1} daje prąd kompensatora i_{K1}.

Na rys. 4 przedstawiono wyniki symulacji wyznaczania prądu kompensatora. Z sieci pobierany jest prąd sinusoidalny tylko na pokrycie mocy $P_1+P_2+P_3$. Inne składowe prądów nieliniowego odbiornika przejmuje 'na siebie' kompensator pokazany na rysunku jako trzy źródła prądu. Źródła te mogą wymieniać między sobą moc chwilową czynną poprzez wspólny magazyn energii, jednakże suma mocy czynnej w okresie dla tych trzech źródeł jest równa zeru. Jest to bardzo istotna cecha kompensatora, który nie wymaga dostarczania energii z zewnątrz. Przebieg czasowy chwilowej mocy czynnej doprowadzanej lub odprowadzanej z kompensatora (źródła prądu) przedstawiono na rys.4 h. Całka w okresie napięcia sieci tego przebiegu będzie równa zeru, co potwierdza, że kompensator będzie energetyczne samowystarczalny. Omawiany algorytm pozwala na uzyskanie symetrycznych sinusoidalnych prądów pobieranych z sieci. Prądy te są w fazie z napięciami (rys.4 a, b, c).

Na rys 4. c, f, g przedstawiono prądy kompensujące na tle napięć źródłowych. Rys.4 d przedstawia chwilową moc czynną pobieraną przez trójfazowy odbiornik nieliniowy.



Rys.3 Sterowanie trójfazowym kompensatorem wyższych harmonicznych na podstawie całkowej metody wyznaczania składowej czynnej prądu odbiornika



Rys.4 Wyznaczanie prądu kompensującego na podstawie całkowej metody wyznaczania składowej czynnej prądu odbiornika

Realizacja powyższego algorytmu przez procesor sygnałowy wymaga wykonania następujących kroków:

- rejestracja N próbek sygnału roporcjonalnego do prądu odbiornika

$$i_{L1}=[i_{L11},i_{L1n},...,i_{L1N}],\quad i_{L2}=[i_{L21},i_{L2n},...,i_{L2N}],\quad i_{L3}=[i_{L31},i_{L3n},...,i_{L3N}] \tag{3}$$

- pomiar napięć fazowych i ich dyskretyzacja

$$e_{S1}=[e_{S11},e_{S1n},...,e_{S1N}],\quad e_{S2}=[e_{S21},e_{S2n},...,e_{S2N}]\quad e_{S3}=[e_{S31},e_{S3n},...,e_{S3N}] \tag{4}$$

- wyznaczenie mocy czynnej w okresie T

$$P=\frac{1}{N}\left[e_{S1}i_{L1}{}^{T}+e_{S2}i_{L2}{}^{T}+e_{S3}i_{L3}{}^{T}\right] \tag{5}$$

- wyznaczenie wartości skutecznej napięcia na przykład dla pierwszej fazy

$$U_{SK}=\sqrt{\frac{1}{N}e_{S1}e_{S1}}\qquad (e_{S1}\cdot e_{S1}-\text{iloczyn skalarny wektorów}) \tag{6}$$

- obliczenie mocy pobieranej ze źródła dla każdej fazy

$$P'=\frac{1}{3}P \tag{7}$$

- obliczenie amplitudy wzorcowego prądu sieci w każdej fazie

$$I_{m1}=I_{m2}=I_{m3}=\frac{P}{U_{SK}} \tag{8}$$

- wyznaczenie wzorcowego wektora próbek prądu sieci

$$i_{S1}=[i_{S11},i_{S1n},...,i_{S1N}],\quad i_{S2}=[i_{S21},i_{S2n},...,i_{S2N}],\quad i_{S3}=[i_{S31},i_{S3n},...,i_{S3N}] \tag{9}$$

gdzie:

$$i_{S1n} = I_m \sin\left(\frac{2\pi}{N} n\right), \qquad i_{S2n} = I_m \sin\left(\frac{2\pi}{N} n - \frac{2\pi}{3}\right), \qquad i_{S3n} = I_m \sin\left(\frac{2\pi}{N} n + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{10}$$

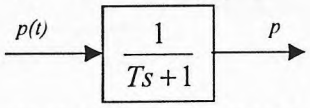
n -numer próbki ,N- ilość próbek w okresie
przy czym prąd kompensatora oblicza się ze wzoru:

$$i_{K1} = i_{S1} - i_{L1}, \qquad i_{K2} = i_{S2} - i_{21}, \qquad i_{K3} = i_{S3} - i_{L3} \tag{11}$$

Jeśli nie ma krytycznych wymagań co do czasu reakcji można zastąpić całkę mocy:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} p(t)dt \tag{12}$$

filtrem dolnoprzepustowym np. o transmitancji typu:

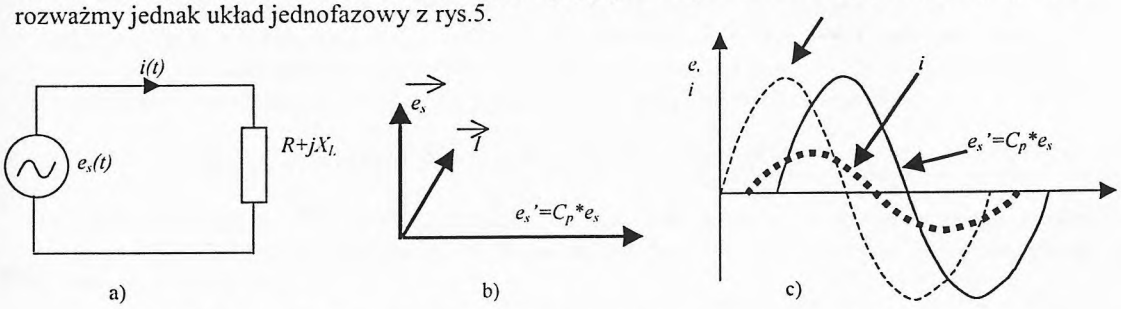


Konkurencyjny do powyższego jest algorytm oparty na teorii mocy chwilowej.

3. Algorytmy kompensacji oparte na teorii mocy chwilowej

3.1 Moc chwilowa czynna i bierna

W wielu publikacjach podaje się tylko wzory definiujące moc chwilową czynną i bierną. O ile definicja mocy chwilowej czynnej należy do kanonu elektrotechniki $p(t)=u(t)*i(t)$, a dla układu trójfazowego $p(t)=u_{S1}(t)*i_{L1}(t)+ u_{S2}(t)*i_{L2}(t)+ u_{S3}(t)*i_{L3}(t)$), to moc chwilowa bierna wg H. Akagi[1] wymaga szerszego omówienia. Definiowanie jej z punktu widzenia sterowania filtrów aktywnych ma sens dla systemów dwu lub wielofazowych ([9],[5]). Dla przedstawienia jej w prosty sposób rozważmy jednak układ jednofazowy z rys.5.



Rys.5 a) układ do analizy koncepcji mocy cwilowej, b) wykres wektorowy, c) przebiegi czasowe.

Na podstawie wskazu $\vec{\mathbf{e}}_S$ urworzony jest nowy wskaz napięcia opóźniający się za $\vec{\mathbf{e}}_S$ o 90°. Będzie to wektor $\mathbf{c_P e}_S$,gdzie $\mathbf{c_P} = e^{-j90^\circ}$. Przebiegi czasowe odpowiadające tym wskazom przedstawiono na rys.5 c. Moc chwilowa bierna będzie więc iloczynem chwilowej wartości prądu i(t) i chwilowej wartości napięcia $e_s'=c_p e_s$ (t) (c_p traktowany jest jak operator opóźnienia napięcia e_s (t) o 90°).

$$q(t)= e_s'(t)\, i_s(t) \tag{13}$$

Należy zaznaczyć, że wartość średnia mocy q(t) w okresie odpowiada tradycyjnie definiowanej mocy biernej UI sinφ

$$Q = \frac{1}{T}\int_0^T e'_s(t)i(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T U\sin(\omega t)\cdot\sum_n I_n \sin(\omega_n t + \varphi_n)dt = UI\sin\varphi \tag{14}$$

O równości tej można mówić dla sinusoidalnego napięcia.

3.3 Podstawowe założenia kompensacji w systemach trójfazowych

Chwilowa moc czynna odbiornika:

$$p(t) = e_{S1}(t)i_{L1}(t) + e_{S2}(t)i_{L2}(t) + e_{S3}(t)i_{L3}(t) = \underbrace{\begin{bmatrix} e_{S1} & e_{S2} & e_{S3} \end{bmatrix}}_{E(t)} \times \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \end{bmatrix}}_{I(t)} = \mathbf{E}(t) \times \mathbf{I}(t) \tag{15}$$

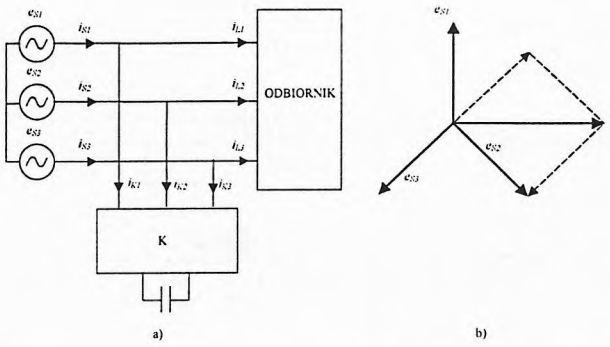
W przypadku, gdy napięcia tworzą symetryczny układ trójfazowy wektor napięcia opóźniony za e_{S1} o 90° można utworzyć tak jak to pokazano na rys.6 b. Ten wektor (e_{S2}-e_{S3}) jest o $\sqrt{3}$ dłuższy niż wektor e_{S1}, stąd moc chwilowa bierna dla pierwszej fazy:

$$q_1(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(e_{S2} - e_{S3})i_{L1}. \tag{16}$$

Dla pozostałych faz wektory prostopadłe do napięć fazowych znajduje się podobnie, stąd dla układu trójfazowego chwilowa moc bierna pozorna:

$$q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}\left[(e_{S2}(t) - e_{S3}(t))\cdot i_{L1}(t) + (e_{S3}(t) - e_{S1}(t))\cdot i_{L2}(t) + (e_{S1}(t) - e_{S2}(t))\cdot i_{L3}(t)\right] =$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} e_{S1}(t) & e_{S2}(t) & e_{S3}(t) \end{bmatrix}}_{E(t)} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{bmatrix}}_{Q_p} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \end{bmatrix}}_{I(t)} \tag{17}$$



Rys. 6 System trójfazowy trójprzewodowy a) schemat b)wykres wektorowy napięć

Pojęcia mocy chwilowej mogą być rozszerzone na systemy o większej liczbie faz, wtedy:

$$E(t) = [e_{S1}(t),...,e_{SP}(t)] \qquad I = [i_{L1},...,i_{LP}(t)]^T$$

$$p(t) = E(t)I(t) \quad q(t)=E(t)C_pI(t) \tag{18}$$

C_P –macierz przejścia zależna od ilości faz

3.4 Kompensacja w obwodach trójfazowych bez magazynowania energii

Zgodnie z ([5]) optymalne prądy pobierane z sieci powinny minimalizować funkcjonał:

$$L=i_{S1}(t)^2 +i_{S2}(t)^2 +i_{S3}(t)^2 = (i_{L1}(t)- i_{K1}(t))^2+(i_{L2}(t)- i_{K2}(t))^2+(i_{L3}(t)- i_{K3}(t))^2 \tag{19}$$

Zakłada się, że kompensator w dowolnej chwili nie przechowuje energii. Czyli moc pobierana z jednej fazy jest natychmiast transportowana do pozostałych dwóch. Można to zapisać:

$$e_{S1}(t)\, i_{K1}(t)+ e_{S2}(t)\, i_{K2}(t)+ e_{S3}(t)\, i_{K3}(t)=0 \tag{20}$$

Oznacza to, że kondensator filtru (rys. 6) może mieć bardzo małą (z matematycznego punktu widzenia zerową) wartość. Zakładając, że prąd w przewodzie zerowym filtru nie płynie otrzymuje się kolejny, trzeci warunek:

$$i_{K1}(t)+ i_{K2}(t)+ i_{K3}(t)=0 \tag{21}$$

W układach trójfazowych trójprzewodowych ponadto zachodzi:

$$i_{L1}(t)+ i_{L2}(t)+ i_{L2}(t)=0 \tag{22}$$

Na podstawie (19) ,(20) ,(21) wyznaczyć można chwilowe wartości prądów kompensujących. Przy symetrycznych napięciach sieci ($e_{S1}(t)+ e_{S2}(t)+ e_{S3}(t)=0$) dane są one wzorami ([5]):

$$i_{K1}(t)=\frac{\left(e_{S1}(t)-e_{S3}(t)\right)q(t)}{\sqrt{3}\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)}$$

$$i_{K2}(t)=\frac{\left(e_{S3}(t)-e_{S1}(t)\right)q(t)}{\sqrt{3}\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)} \tag{23}$$

$$i_{K3}(t)=\frac{\left(e_{S1}(t)-e_{S2}(t)\right)q(t)}{\sqrt{3}\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)}$$

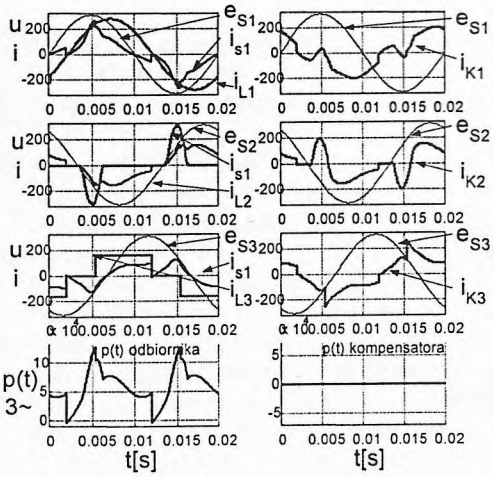
Przy czym wartość **q**(t) determinowana jest przez odbiornik (wzór (17)). Jeśli zrezygnować z warunku zerowania się prądów dopływających do filtru (21), to dla układów trójfazowych czteroprzewodowych prądy kompensujące dane są wzorami:

$$i_{K1}(t)=i_{L1}-\frac{e_{S1}(t)\,p(t)}{\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)}$$

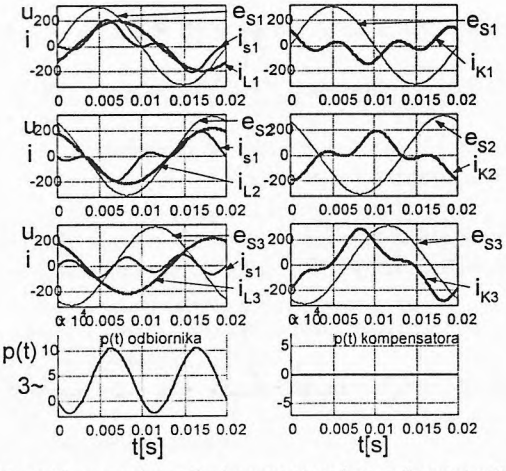
$$i_{K2}(t)=i_{L2}-\frac{e_{S2}(t)\,p(t)}{\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)} \tag{24}$$

$$i_{K3}(t)=i_{L3}-\frac{e_{S3}(t)p(t)}{\left(e_{S1}^2(t)+e_{S1}^2(t)+e_{S3}^2(t)\right)}$$

Na podstawie (24) przeprowadzono symulację dla przyjętych odkształconych prądów odbiornika. Jej rezultaty pokazano na rys. 7. Jak widać, moc kompensatora jest równa zero w każdej chwili czasu. Należy zauważyć, że przesunięcie harmonicznej podstawowej prądów odbiornika względem napięć źródeł zostało wyeliminowane. Nie zachodzą już oscylacje mocy, jakie miałyby miejsce w układzie bez filtru. Napięcia źródeł i prądy pobierane z sieci osiągają wartości zerowe w każdej fazie w tych samych chwilach czasowych. Prądy sieci są jednak bardzo odkształcone. Algorytm w tej postaci nie zapewnia ich sinusoidalnego kształtu. Przy sinusoidalnym kształcie prądu we wszystkich fazach, prądy kompensujące wyznaczone na podstawie (24) powodują silne odkształcenia w prądzie pobieranym z sieci. Wyniki badań dla takich warunków przedstawiono na rys. 8. Powyższa analiza wskazuje na potrzebę takiej modyfikacji sposobu kompensacji, który zapewniłby nie tylko kompensację mocy biernej, ale także sinusoidalny kształt i symetryzację prądów pobieranych z sieci. Filtr aktywny musi być zaopatrzony w magazyn energii (najczęściej pojemność). Niewskazane jest również zastosowanie omawianego algorytmu do odbiorników niesymetrycznych.



Rys 7. Wyznaczenie prądów kompensujących na podstawie teorii mocy chwilowej, przy założeniu zerowej mocy chwilowej kompensatora $p_k(t)=0$



Rys 8 Wyznaczenie prądów kompensujących na podstawie teorii mocy chwilowej, przy założeniu zerowej mocy chwilowej kompensatora $p_k(t)=0$ i sinusoidalnych prądach odbiornika

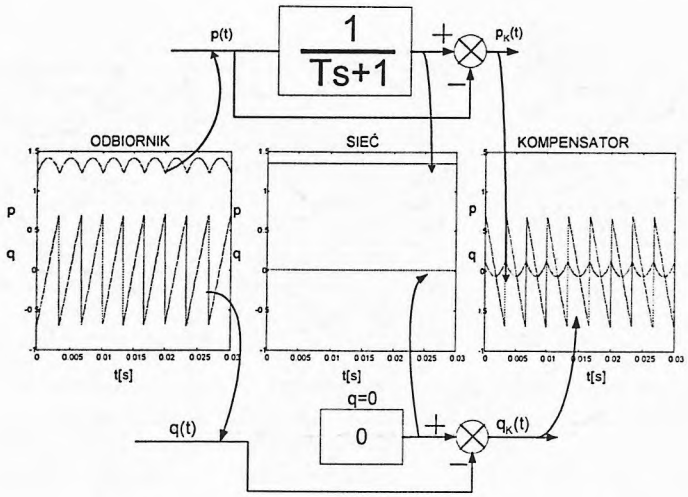
3.5 Kompensator z magazynem energii

W zależnościach przedstawionych w załączniku indeks S-source (źródło) dotyczył wartości mocy chwilowych po stronie sieci zasilającej. Analogicznie moce mogą być również wyznaczane dla odbiornika i dla kompensatora. Te trzy przypadki w warunkach pełnej kompensacji pokazano na rys.9. Założono, że odbiornik pobiera prądy takie jak na rys.2-załącznik. Przebiegi czasowe mocy chwilowych odbiornika pulsują z częstotliwością sześć razy większą od częstotliwości sieci. Zadaniem kompensatora będzie dodanie do prądów odbiornika takich prądów aby wyeliminować niepożądane pulsacje mocy po stronie sieci. Dąży się więc do tego, aby chwilowa moc czynna była stała w czasie (tak jak na rys. 9) i równa składowej stałej przebiegu p(t) dla odbiornika. W tym przypadku cała moc czynna pobierana z sieci przekazywana jest do odbiornika. Średnia moc czynna kompensatora jest równa zero. Chwilowa moc bierna przyjmuje przy tym z założenia wartość zero. dla każdej chwili czasu powinna przyjąć wartości zero (pełna kompensacja). W celu wyznaczenia przebiegów mocy dla kompensatora moc chwilowa czynna odbiornika poddawana jest filtrowaniu przez filtr dolnoprzepustowy, a moc bierna zmienia znak (rys.9).

Uzyskane wartości mocy dla filtru $p_K(t)$ i $q_K(t)$ wykorzystuje się do wyznaczenia prądów kompensatora. W tym celu wyznacza się prądy we współrzędnych ortogonalnych (patrz załącznik)

$$\begin{aligned} i_{K\alpha} &\sim p_K(t)\sin(\omega t) + q_K(t)\cos(\omega t) \\ i_{K\beta} &\sim q_K(t)\sin(\omega t) - p_K(t)\cos(\omega t) \\ i_{K0} &\sim i_{S0} \end{aligned} \qquad (25)$$

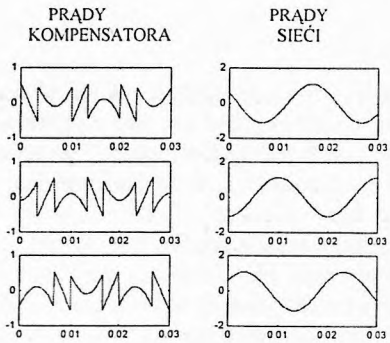
Otrzymane w ten sposób prądy $i_{K\alpha}$, $i_{K\beta}$ przedstawiono na rys. 10 jako kontynuację wcześniej wprowadzonego przykładu. Następnie dokonuje się przekształcenia do współrzędnych fazowych uzyskując wartości prądów płynących do kompensatora. Prądy filtru i sieci po kompensacji przedstawiono na rys.11.



Rys.9. Przebiegi chwilowej mocy czynnej i biernej dla odbiornika, kompensatora i sieci



Rys. 10. Przebiegi czasowe prądów kompensujących we współrzędnych ortogonalnych



Rys. 11 Prądy kompensatora i sieci.

Przy założeniu sinusoidalnych napięć, sygnały proporcjonalne do mocy chwilowych mogą być wyznaczone według zależności:

$$p(t) \sim i(t)_{s\alpha}\sin(\omega t) - i(t)_{s\beta}\cos(\omega t),$$
$$q(t) \sim i(t)_{s\alpha}\cos(\omega t) + i(t)_{s\beta}\sin(\omega t) \qquad (26)$$

Ten sposób liczenia mocy spełnia wstępne założenie ortogonalności wprowadzone w punkcie 3.1.

Podsumowanie

Przy całkowej metodzie wyznaczania prądu odbiornika względnie trudno jest kontrolować wartość kompensowanej mocy biernej. Ograniczeniu temu nie podlega algorytm, w którym wykorzystuje się teorię mocy chwilowych. Kontrola kompensowanej mocy biernej pozwala na ograniczenie wartości prądów płynących do kompensatora wtedy, gdy sprostanie wszystkim wymaganiom kompensacji wymagało by przepływu prądu większej wartości niż dopuszczalne prądy użytych modułów energoelektronicznych. Kompensator może wtedy zmniejszyć wartość kompensowanej mocy biernej przy nie przerwanym kompensowaniu wyższych harmonicznych.

Mimo bardzo zaawansowanej techniki procesorów sygnałowych ciągle jeszcze trzeba się liczyć z czasem obliczeń. Będzie to również ograniczać swobodę w modyfikacjach praktycznie stosowanych algorytmów.

Literatura

[1] Akagi: H. *Generalized theory of instantaneus reactive power in three phase circuits.* Conf. Rec. IPEC'83, Tokyo, 1993, pp.1375-1386

[2] Akagi: H. *New Trends in Active Filters.* EPE'95 Proc. of the EPE'95 Conf., 1995, pp.0.017-0.025.

[3] Fedyczak Z., Kukluk J. , Rusiński J. , Sozański K. , Strzelecki R.: *Mikroprocesorowy układ sterowania energetycznego filtru aktywnego równoległego, „Przemysłowe Zastosowania Mikroprocesorów – Mikroprocesory w Energoelektronice"* , Warszawa, 14 styczeń 1999.

[4] Ferrero A.,Morando A. P., Ottobani R., Superti-Furga G., *On the Meaning of the Park Power Components in Three-Phase Systems under Non-Sinusoidal Conditions* ETEP Vol. 3, No. 1, January/February 1993

[5] Furuhashi T, Okuma S., Uchikawa Y.,: *A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power.* IEE Teansactions on Industrial Electronics, Vol. 37 No. 1, February 1990

[6] Kubo K., Keijiro S. *Feedforward Voltage Compensation for Digital Active Filter Using Frequency Domain Decomposition.* EPE 97 s.4.786

[7] Kaźmierkowski M., Tunia H., *Automatic Control of Converter-Fed Drives.*

[8] Peng F., Akagi H, Nabae A. : *A Study of Active Power Filters Using Quad-Series Voltage-Source PWM Converters for Harmonic Compensation.* IEE Teansactions on Industrial Electronics, Vol. 5 No. 1, January 1990

[9] Strzelecki R. : *Zastosowanie teorii mocy chwilowej do sterowania energetycznych filtrów aktywnych.* Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, Tom III, Zeszyt 1, Rok 1997

[10]Strzelecki R., Kukluk J., Rusiński J. :*Active Power Conditioners Based on Symmetrical Topologies* , The 1999 IEEE International Symposium on Industrial Electronics , Bled , Slowenia 12-16 July 1999.

[11]Strzelecki R., Supronowicz H. *Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego.* Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń 1998.

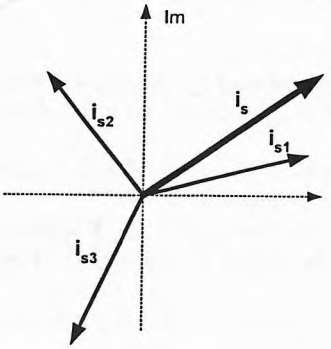
[12] Supronowicz H.: Metody zmniejszania wyższych harmonicznych w prądach pobieranych przez odbiorniki nieliniowe z sieci zasilającej. Oficyna wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1995.

ZAŁĄCZNIK

TRANSFORMACJE SYGNAŁÓW

Transformacje wykorzystywane przy sterowaniu filtrów aktywnych miały swój początek w układach napędowych. Algorytmy sterowania można konstruować także obchodząc się bez tych przekształceń. Użycie opisywanych przekształceń uzasadnia się ([11]) „prostszą realizacją sterownika".

Weźmy pod uwagę prądy i_{S1} , i_{S2}, i_{S3} rys.1. W przypadku maszyn elektrycznych mogą to być prądy płynące do stojana. Prądy te są przyczyną strumienia magnetycznego w stojanie, który również może być reprezentowany przez jeden wektor.



Rys. 1. Trzy wektory prądów i_{S1} , i_{S2}, i_{S3} reprezentowane przez jeden wektor i_S

Stąd koncepcja zapisania trzech prądów przy pomocy jednego wektora [7].

$$i_S(t)=\sqrt{\frac{2}{3}}\left(i_{S1}(t)+a\,i_{S2}(t)+a^2\,i_{S3}(t)\right) \qquad \text{(Z.1)}$$

przy założeniu, że $\left(i_{S1}(t)+i_{S2}(t)+i_{S3}(t)\right)=0$

gdzie $a=e^{j\frac{2\Pi}{3}}$,

$\sqrt{\frac{2}{3}}$ - jest współczynnikiem proporcjonalności

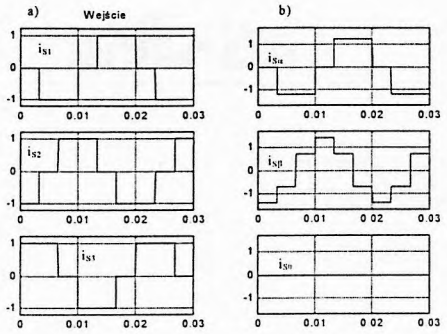
Część rzeczywistą $i_{S\alpha}$ i urojoną $i_{S\beta}$ tego wektora można wyrazić następująco:

$$\begin{bmatrix} i(t)_{S\alpha} \\ i(t)_{S\beta} \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i(t)_{S1} \\ i(t)_{S2} \\ i(t)_{S3} \end{bmatrix} \qquad \text{(Z.2)}$$

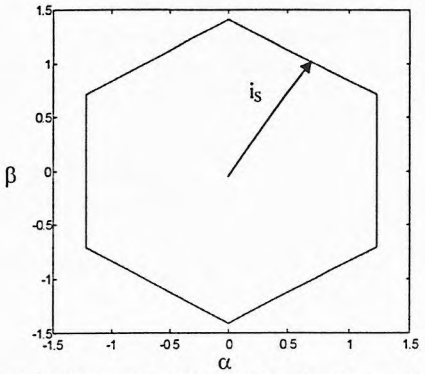
Wzór (Z.2) jest przytaczany przez wielu autorów w publikacjach dotyczących sterowania filtrami aktywnymi ([8]; [6]). Rezygnacja z warunku zerowania się sumy prądów ($i_{S1}(t) + i_{S2}(t) + i_{S3}(t) =0$) oznacza dopuszczenie prądu w przewodzie zerowym i_{S0}. Wtedy równanie macierzowe (Z.2) uzupełniane jest do postaci:

$$\begin{bmatrix} i(t)_{S\alpha} \\ i(t)_{S\beta} \\ i(t)_{S0} \end{bmatrix}=\sqrt{\frac{2}{3}}\overbrace{\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & \frac{1}{\sqrt{6}} \end{bmatrix}}^{T}\begin{bmatrix} i(t)_{S1} \\ i(t)_{S2} \\ i(t)_{S3} \end{bmatrix} \qquad \text{(Z.3)}$$

Na rys.2 przedstawiono przebiegi czasowe prądów testowych, jak również przebiegi czasowe prądów $i_{S\alpha}$ $i_{S\beta}$ i_{S0} po przekształceniu do współrzędnych ortogonalnych. Rys. 3 przedstawia te prądy we współrzędnych α-β.



Rys. 2. Przekształcenie do układu ortogonalnego
a) przykładowe sygnały testowe prądów
b) przebiegi czasowe po przekształceniu do współrzędnych ortogonalnych



Rys. 3. Prądy testowe z rys.2 we współrzędnych ortogonalnych

Należy zaznaczyć, że przy warunku $i_{S0}=0$ posługiwanie się trzema wielkościami i_{S1}, i_{S2}, i_{S3}, we współrzędnych fazowych obarczone jest nadmiarem informacji, ponieważ wtedy tylko dwa prądy są niezależne. Ten nadmiar informacji redukuje się po transformacji, gdy pozostają tylko dwie wielkości $i_{S\alpha}$ i $i_{S\beta}$. Po transformacji informacja o przebiegach czasowych prądów w trzech fazach nie jest tracona. Prądy we współrzędnych ortogonalnych można poddać transformacji odwrotnej otrzymując z powrotem prądy fazowe. Transformacji odwrotnej dokonuje się otrzymując z powrotem prądy fazowe, zgodnie ze wzorem:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} \tag{Z.4}$$

gdzie $T^{(-1)}$ jest macierzą transformacji zgodnie ze wzorem (Z.4).

Przedstawione zależności dla prądów są również prawdziwe dla napięć. W przypadku napięć wielkości we współrzędnych prostokątnych α-β-0 są niezależne od tego, względem jakiego potencjału mierzone są napięcia $u(t)_{S1}$, $u(t)_{S2}$, $u(t)_{S3}$ ([4]) Za potencjał odniesienia może być wybrany punkt neutralny lub dowolny inny potencjał.

Chwilowa moc czynna może być wyliczona w układzie współrzędnych fazowych lub w układzie ortogonalnym.

$$p(t) = \begin{bmatrix} e_{S1} & e_{S2} & e_{S3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_{S3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{S\alpha} & e_{S\beta} & e_{S0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ i_{S0} \end{bmatrix} \tag{Z.5}$$

Można również zdefiniować chwilową moc pozorną ([4])

$$s(t)=u(t)_s i(t)_s^* \tag{Z.6}$$

gdzie * - oznacza sprzężenie ; $u(t)_s$. $i(t)_s$- dane są wzorami (25) (26)

Przy czym chwilowa moc czynna: $p(t)=\mathrm{Re}\,[a(t)]= u(t)_{s\alpha}\, i(t)_{s\alpha}+ u(t)_{s\beta} i(t)_{s\beta}$, (Z.7)

chwilowa moc bierna $q(t)=\mathrm{Im}\,[a(t)]= u(t)_{s\beta}\, i(t)_{s\alpha}- u(t)_{s\alpha} i(t)_{s\beta}$, (Z.8)

MITEL-2000
I Lubuska Konferencja Naukowo-Techniczna
Materiały i Technologie w Elektrotechnice
Gorzów Wlkp.10 – 11 lutego 2000 r.

OSPRZĘT KABLOWY RAYCHEM. NOWE GENERACJE I TECHNOLOGIE

MAREK GARBARSKI

Wstęp

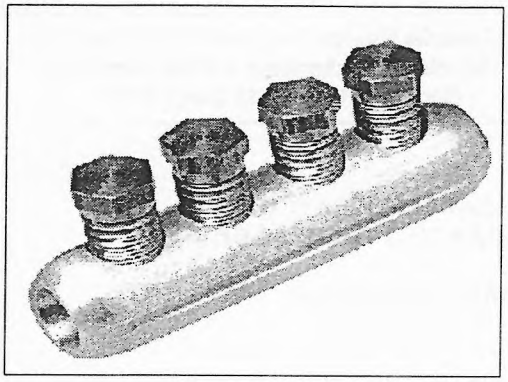
Niniejszy artykuł poświęcony jest osprzętowi kablowemu od 1 do 24 kV, który został zaproponowany w 1999 roku i nie znalazł się w polskiej edycji katalogu Osprzęt Kablowy 1999/2000. Opracowywana właśnie edycja 2000/2001 uwzględnia wszelkie informacje umieszczone w artykule. Intensywne prace badawcze i technologiczne doprowadziły do możliwości zaproponowania w zakresie napięcia od 1 do 24 kV muf do kabli z tworzyw, kabli papierowych i muf przejściowych z systemem połączeń mechanicznych, w tym głównie złączek śrubowych z urywanym łbem. Są one dostarczane w zestawach montażowych.

Przyczyny stosowania i zasada pracy połączenia śrubowego

Budowa żył zmienia się razem z technologią stosowaną w przemyśle kablowym. Historia tych zmian znajduje się w swoistym muzeum, jakim są ułożone linie kablowe. Do muzeum dołączane są coraz to nowe eksponaty, będace efektem aktualnych technologii. Wymaga to stosowania nowoczesnej techniki połączeń, która uwzględnia nie tylko zmianę materiałów żył, lecz ich kształt i wymiary. Dodać należy, że w 95% wykonawca nie ma informacji tworzących podstawy doboru technologii złącza. Producent osprzętu wie jedynie jakie właściwości powinno mieć złącze i jak je przebadać w laboratorium. Reprezentatywność badań jest jednak w znacznym stopniu ograniczona. Jedno jest pewne- złącze, zgodnie z wieloma normami powinno spełniać następujace wymagania:

- rezystancja złącza nie może być wyższa od rezystancji żyły (żył),
- temperatura złącza nie może być wyższa od temperatury żyły (żył),
- przyrost rezystancji złącza musi mieścić się w określonych granicach,
- złącze musi mieć co najmniej taką wytrzymałość na rozciąganie jak żyły.

Wymagania te sa uniwersalne i niezależne od technologii wykonywania złącza.



Rys. 1 Złączka śrubowa

Problem wykonania złącza w tak rozległym obszarze niepewności rozwiązuje połączenie śrubowe z urywanym łbem. Na rysunku 1 przedstawiono jedną ze złączek stosowanych przez Raychem do muf średniego napięcia. Łeb śruby dokręcanej w korpusie urywa się przy projektowanym momencie obrotowym. Chwila ta odpowiada doprasowaniu żyły do profilu wewnętrznego korpusu przez rdzeń sruby z odpowiednim profilem zaokrąglenia i schowaniu się rdzenia śruby w korpusie. W kontroli prasowania istotną rolę odgrywa smar znajdujacy się w korpusie. Zakres zastosowania złączki obejmuje kilka przekrojów znamionowych żył, jest generalnie niezależny od ich kształtu i materiału. W przypadku złączek z przegrodą również od materiału izolacji (blokada syciwa).

Poniżej omówię tylko te grupy osprzętu, w których połączenia śrubowe dodawane są fabrycznie do zestawu osprzętu. Stało się to możliwe, gdyż asortyment i koszt sprawdzonych złączek osiągnął odpowiedni poziom. Eliminacja narzędzi specjalnych do wykonywania połączeń prowadzi do pełniejszej kontroli nad jego jakością.

Mufy 1 kV do kabli z powłokami Al

Mufy GUSJ 01 służą do wykonywania napraw i połączeń kabli o izolacji papierowej na napięcie 1 kV z powłokami ołowianymi lub aluminiowymi. Cała rodzina to aktualnie 3 grupy muf. Służą do łączenia trójżyłowych kabli posiadających powłokę aluminiową, do czterożyłowych kabli z powłokami ołowianymi i do łączenia wymienionych kabli pomiędzy sobą. Zestaw każdej z muf może zostać wykorzystany do połączenia z kablem cztero lub trójżyłowym o izolacji z PCV lub XLPE. Dobór muf powinien być poprzedzony analizą obciążenia toru żył zerowych. W poniższej tablicy przedstawiono dobór muf.

Typ mufy	Zakres przekrojów znamionowych żył roboczych Al lub Cu mm^2	
	Kabel trójżyłowy, powłoki aluminiowe	Kabel czterożyłowy, powłoki ołowiane
GUSJ-01/3x16-70	16- 70	
GUSJ-01/3x50-120	50-120	
GUSJ-01/3x120-240	120-240	
GUSJ-01/4x16-95		16- 95
GUSJ-01/4x50-150		50-150
GUSJ-01/4x120-240		120-240
GUSJ-01/34x16-70/95	16- 70	16- 95
GUSJ-01/34x50-120/150	50-120	50-150
GUSJ-01/34x120-240	120-240	120-240

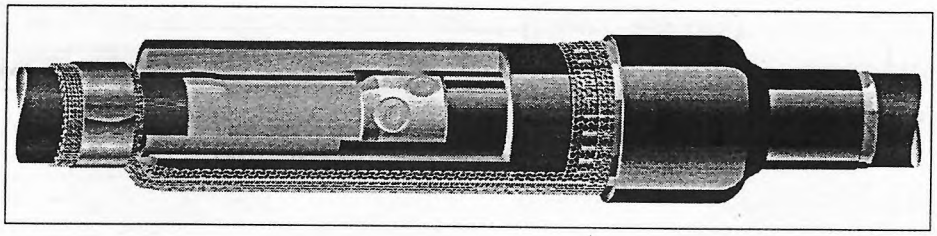
Wykonanie muf nie wymaga lutowania, spawania, prasowania i nasycania.

Mufy przelotowe i przejściowe 24 kV do kabli papierowych

W chwili obecnej są to cztery zestawy muf o wspólnej nazwie RPKJ. Proponujemy je w miejsce standardowych muf EPKJ. W przypadku mufy przelotowej zastąpiono termokurczliwe rury izolacyjne opaską remontową wzmocnioną warstwą aluminium, a zamiast kształtki pancerza, która narzucała długość opakowania zastosowano obwój z plecionki stalowej ocynowanej. Doprowadziło to to ułatwienia w magazynowaniu i transporcie i skrócenia stanowiska montażowego o około 1 metr. Układ izolacyjny i sterujący pozostał bez zmian. W mufie przejściowej uproszczono układ połączenia drutów żył powrotnych jednożyłowych kabli z tworzywa z powłoką ołowianą kabla papierowego. W zestawach o wyróżniku C znajdują się niesymetryczne złączki śrubowe, przy czym oba zestawy nadają się do stosowania ze złączkami prasowanymi. W tym roku zaproponujemy już mufy przelotowe i przejściowe do kabli papierowych ze złączkami symetrycznymi w pełnym zakresie przekrojów żył. W poniższej tabeli przedstawiono dobór muf do kabli 15 i 20 kV.

	Napięcie znamionowe kabla Uo/U (kV)	Przekrój żył (mm^2)		Specyfikacja zestawu
		Złączki prasowane	Złączki śrubowe	
Mufy przelotowe	8,7/15	70 - 150		RPKJ-24B/3SB-3SB-PL01
		120 - 300	120-150	RPKJ-24C/3SB-3SB-PL01*
	12/20	35 - 70		RPKJ-24B/3SB-3SB-PL01
		95 - 240	95-150	RPKJ-24C/3SB-3SB-PL01*
Mufy przejściowe	8,7/15	70 - 150		RPKJ-24B/1XU-3SB-PL01
		120 - 300	120 - 150	RPKJ-24C/1XU-3SB-PL01*
	12/20	35 - 70		RPKJ-24B/1XU-3SB-PL01
		95 - 240	95 - 150	RPKJ-24C/1XU-3SB-PL01*

*) oznacza zestaw ze złaczkami śrubowymi



Rys 2. Przekrój przez mufę POLJ

Mufy przelotowe typu POLJ do kabli z tworzyw sztucznych

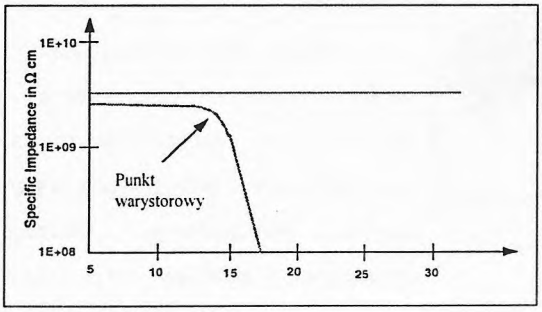
Ta rodzina muf przelotowych do kabli o izolacji z tworzyw sztucznych jest następnym etapem rozwoju muf SXSU. Mufy z rodziny POLJ nie wymagają stosowania prasek. Dzięki symetrii osiowej są bardzo odporne na ścieranie przy przeciąganiu. Zewnętrzna osłona z grubościennej rury termokurczliwej pozwala spełnić wymagania próby ubijania w tłuczniu kolejowym.W zestawie montażowym, oprócz złączki śrubowej żyły roboczej znajduje układ sprężynowy do połączeń żył powrotnych. Układ ten umożliwia poprawne wykonanie połączenia przenoszącego zarówno prądy zwarciowe do 12 kA, jak i przeciążeniowe do 600 A w większości konstrukcji żył powrotnych i ich kombinacji.

W poniższej tablicy zestawiono mufy do kabli jednożyłowych 10, 15 i 20 kV.

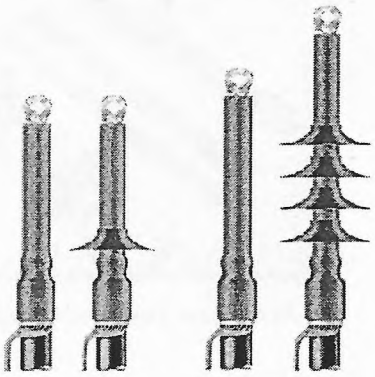
Napięcie znamionowe kabli Uo//U (Um) kV	Żyła powrotna z drutów	Żyła powrotna z drutów lub taśm (również powłoka Al)
6/10 (12)	POLJ 12/1x25-70	POLJ 12/1x25-70-CEE01
	POLJ 12/1x70-150	POLJ 12/1x70-150-CEE01
	POLJ 12/1x120-240	POLJ 12/1x120-240-CEE01
8,7/15 (17,5) oraz 12/20 (24)	POLJ 24/1x25-70	POLJ 24/1x25-70-CEE01
	POLJ 24/1x70-150	POLJ 241x70-150-CEE01
	POLJ 24/1x120-240	POLJ 24/1x120-240-CEE01

Głowice termokurczliwe POLT

Nowa generacja głowic termokurczliwych oparta jest na technologii warystorowej. Ziarna spieku tlenku cynku rozprowadzone są w matrycy polimerowej termotopliwego materiału sterującego. Prowadzi to do wyeliminowania przerwy izolacyjnej pomiedzy żyłą roboczą i ekranem izolacji kabla. Na rysunku 3 pokazano nieliniową charakterystykę impedancji właściwej materiału sterującego w funkcji natężenia pola elektrycznego. Na rysunku 4 przedstawiono wygląd zmontowanych głowic. W przypadku kabli 12/20 kV jedna głowica POLT obejmuje zakres przekrojów od 70 do 240 mm^2. Do 20 kV głowice wnętrzowe nie posiadają kloszy izolacyjnych. Głowica napowietrzna 10 kV ma jeden klosz, a 20 kV cztery klosze. Ze względu na doskonałe własności przy udarach napięciowych głowice POLT nadają się szczególnie do instalowania w rozdzielnicach małogabarytowych razem z adapterami RICS.

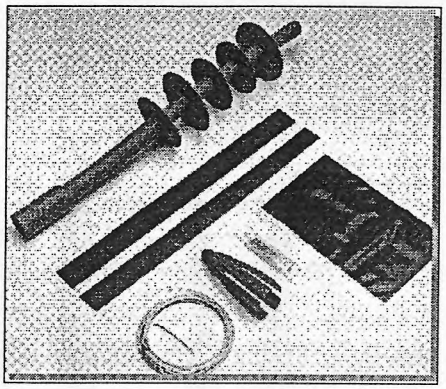


Rys.3 Impedancja właściwa warstwy sterujacej w funkcji natężenia pola elektrycznego



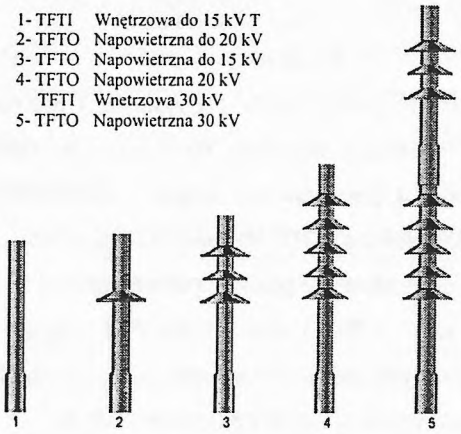
Rys.4 Głowice POLT

Głowice elastyczne TFT



Rys.5 Zestaw głowicy napowietrznej 20 kV

Głowice elastyczne z kauczuku silikonowego produkowane są do nasuwanej techniki montażu. W zestawie fabrycznym, który pokazano na rysunku 5, prócz kształtki izolacyjnej znajduje się zimnotopliwy płat sterujący (matryca z tlenkiem cynku), uszczelniacze, drut przewiązkowy, narzędzie do montażu i smar silikonowy, pełniący rolę wyłącznie środka poślizgowego. Szczególnie interesujące powinny być głowice napowietrzne. Łączą one bowiem w swej koncepcji 30 letnie doświadczenie Raychem stosowania tworzyw w warunkach napowietrznych i systemu uszczelniania z kablem i końcówką. Wybór pomiędzy głowicą termokurczliwą i głowicą montowaną na zimno musi być poprzedzony dogłębną analizą uwzględniajacą takie czynniki jak konstrukcje kabli, ochrona środowiska, magazynowanie, inne technologie stosowane lokalnie ..... .



Rys.6 Glowice TFT od 10 do 30 kV

Na rysunku 6 przedstawiono rodzinę głowic TFT. Już proste porównanie wskazuje, że wybór głowicy wnętrzowej pomiędzy TFTI i POLT na napięcie 20 kV wymaga analizy klosza izolacyjnego, który może stanowić przeszkodę przy doborze do podłączenia rozdzielnicy SF6.

Uwagi końcowe

Szeroka gama osprzętu mogłaby sugerować trudności w doborze. Jeżeli jednak uda się zdefiniować przekroje kabli stosowane w liniach to dobór można sprowadzić a priori do prostej, jednostronicowej tabeli służącej projektantom, wykonawcom i handlowcom.