

ZESZYTY NAUKOWE  
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

FOLIA SCIENTIARUM  
UNIVERSITATIS TECHNICAЕ RESOVIENSIS

NR 281

# ELEKTROTECHNIKA

zeszyt 31



WYDZIAŁ  
ELEKTROTECHNIKI  
I INFORMATYKI  
POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ

Wydano za zgodą Rektora

Redaktor naczelny  
Wydawnictw Politechniki Rzeszowskiej  
prof. dr hab. inż. Feliks STACHOWICZ

Komitet Redakcyjny  
Władysław FILAR  
Roman PETRUS  
Grzegorz PROKOPSKI  
Jarosław SĘP  
Jan STANKIEWICZ  
Zbigniew ŚWIDER

Redaktor serii  
Zbigniew ŚWIDER

Redaktor naukowy  
Lesław GOŁĘBIEWSKI

Opiniodawcy  
Jerzy BAJOREK, Kazimierz BUCZEK  
Lesław GOŁĘBIEWSKI, Jerzy LEWICKI  
Grzegorz MASŁOWSKI

Redaktor  
Barbara MAZEWSKA

Przygotowanie matryc  
Mariusz TENDERA

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

Wersja drukowana jest wersją pierwotną zeszytu

Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej  
ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów

Nakład 100 egz. Ark. wyd. 7,45. Ark. druk. 7,25. Papier offset. kl. III 70g B1.  
Oddano do druku we wrześniu 2011 r. Wydrukowano w październiku 2011 r.  
Drukarnia Oficyny Wydawniczej, ul. W. Pola 2, 35-959 Rzeszów  
Zam. nr 81/11



**SPIS TREŚCI**

Wstęp .....	5
Rozwój Politechniki Rzeszowskiej w kontekście 50-letniego Jubileuszu Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej w Oddziale Rzeszowskim .....	7
Jubileusz 50-lecia Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej .....	11
Tomasz BINKOWSKI, Kazimierz BUCZEK, Wiesława MALSKA, Dariusz SOBCZYŃSKI: Przekształtniki energoelektroniczne zasilające odbiorniki DC lub AC z sieci o podwyższonej częstotliwości napięcia .....	13
Lesław GOŁĘBIEWSKI, Barbara KOPEĆ: Rzeszowski Oddział Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej – historia i działalność .....	23
Lesław GOŁĘBIEWSKI, Marek GOŁĘBIEWSKI, Damian MAZUR: Możliwości sterowania maszyną IPMS wraz z ograniczeniami .....	35
Lesław GOŁĘBIEWSKI, Marek GOŁĘBIEWSKI, Damian MAZUR: Zmniejszanie harmonicznych w układach prostowniczych .....	51
Marek GOTFRYD: Filtr Gaussa – właściwości, realizowalność, zastosowanie .....	69
Tadeusz KWATER: Estymacja stanu obiektu opisanego równaniami różniczkowymi cząstkowymi typu hiperbolicznego z zastosowaniem sztucznych sieci neuronowych .....	77
Grzegorz MASŁOWSKI: Analiza wyładowań atmosferycznych na potrzeby ochrony odgromowej .....	91

## WSTĘP

Przedstawione w niniejszym zeszycie artykuły odzwierciedlają tematykę prowadzonych w ciągu ostatnich jedenastu lat prac naukowych Oddziału Rzeszowskiego Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej, a autorzy tych prac stanowią wyróżniającą się grupę naukowców, którzy bezpośrednio wspierali tematykę prac prowadzonych przez Towarzystwo na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Podejmowane prace były realizowane we współpracy z Uniwersytetem Rzeszowskim, a jego pracownicy również wydatnie przyczynili się do sukcesów Towarzystwa.

Działalność Rzeszowskiego Oddziału PTETiS koncentrowała się głównie na promowaniu doktorantów i habilitantów poprzez zebrania naukowe, na których referowali swoje prace i mogli oczekiwać budującej i życzliwej, ale dokładnej i wnikliwej dyskusji.

Jednym z głównych tematów prac, co znalazło również swoje odzwierciedlenie w niniejszym zeszycie naukowym, było zagadnienie występowania wyższych harmonicznych prądów i napięć w sieciach energetycznych. We współdziałaniu z Katedrą Energoelektroniki i Elektroenergetyki oraz Zakładem Podstaw Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej Rzeszowski Oddział PTETiS starał się szukać sposobów walki z ciągle narastającymi problemami zakłóceń w sieciach elektroenergetycznych. W tym celu otrzymał wszechstronną pomoc ze strony PGE Dystrybucja S.A. Oddział Rzeszów. Wszystkich połączyła wspólna potrzeba przeciwdziałania zakłóceniom w sieciach elektroenergetycznych. Można mieć nadzieję, że znalezione wspólnie rozwiązania, opisane między innymi w artykułach, pozwolą, choć w części, zapobiegać tym zakłóceniom. W planach jest dalsze współdziałanie z PGE Dystrybucja S.A. Oddział Rzeszów w zakresie wymienionej tematyki naukowej.

*Lesław Gołębiowski*

## **ROZWÓJ POLITECHNIKI RZESZOWSKIEJ W KONTEKŚCIE 50-LETNIEGO JUBILEUSZU POLSKIEGO TOWARZYSTWA ELEKTROTECHNIKI TEORETYCZNEJ I STOSOWANEJ W ODDZIALE RZESZOWSKIM**

W imieniu JM Rektora Politechniki Rzeszowskiej prof. dr. hab. inż. Andrzeja Sobkowiaka i swoim bardzo serdecznie pozdrawiam Członków i Sympatyków Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej z okazji 50-lecia tego znakomitego Towarzystwa!

W bardzo krótkim artykule pozwolę sobie podać kilka informacji na temat naszej Uczelni w kontekście działania Oddziału Rzeszowskiego PTETiS-u. W tym roku Politechnika Rzeszowska obchodzi 60-lecie istnienia. Zaliczana jest do uczelni średniej wielkości według standardów polskich, jest jednocześnie największą i najlepszą – według rankingów – państwową uczelnią techniczną na Podkarpaciu. Obecnie kształci ok. 16 000 studentów, w tym 12 500 w trybie stacjonarnym. Dotychczas Uczelnia nasza wypromowała ponad 44 tys. absolwentów, w tym 600 pilotów lotnictwa cywilnego. Zatrudnia ok. 700 pracowników naukowo-dydaktycznych i prawie tyle samo pracowników administracji.

Zapotrzebowanie na inżynierów jest coraz większe, dlatego Politechnika Rzeszowska wychodzi naprzeciw oczekiwaniom rynku pracy, oferując obecnie 26 kierunków studiów, prowadzonych na 6 wydziałach. Wydział Budowy Maszyn i Lotnictwa, który jest największym i najstarszym wydziałem w naszej Uczelni, oferuje kierunki: *mechanika i budowa maszyn, automatyka i robotyka, zarządzanie i inżynieria produkcji, lotnictwo i kosmonautyka* (w tym specjalność pilotaż), *transport, mechatronika oraz inżynieria materiałowa*. Wydział Budownictwa i Inżynierii Środowiska ma w swojej ofercie kierunki: *architektura i urbanistyka, budownictwo, inżynieria środowiska oraz ochrona środowiska*. Na Wydziale Chemicznym są kierunki: *biotechnologia, inżynieria chemiczna i procesowa oraz technologia chemiczna*. Wydział, do którego mam zaszczyt należeć, i zapewne najbliższy wszystkim Członkom PTEiS-u, tj. Wydział Elektrotechniki i Informatyki, oferuje 5 kierunków, w tym aż 4 mające status „zamawianych” przez Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego. Są to: *elektrotechnika, informatyka, elektronika i telekomunikacja, automatyka i robotyka oraz energetyka*. Na Wydziale Matematyki i Fizyki Stosowanej są dwa kierunki: *matematyka i fizyka techniczna*. Młody Wydział Zarządzania oferuje 6 kierunków: *bezpieczeństwo wewnętrzne, europeistyka, finanse i rachunkowość, logistyka, stosunki*

*międzynarodowe, towaroznawstwo oraz zarządzanie*. Kształcenie na kierunkach zamawianych jest ważne ze względu na szczególne zapotrzebowanie gospodarki na wysoko wyszkoloną kadre inżynierską.

Politechnika Rzeszowska jest jedyną w Polsce Uczelnią kształcąca pilotów lotnictwa cywilnego na Wydziale Budowy Maszyn i Lotnictwa, na kierunku *lotnictwo i kosmonautyka*. Kierunek cieszy się niesłabnącym zainteresowaniem, jednak z uwagi na ograniczone finansowanie może kształcić 15 pilotów rocznie. W budynku portu lotniczego w Jasionce k. Rzeszowa jest ulokowany Ośrodek Kształcenia Lotniczego. Flota składa się z 20 samolotów i symulatora lotu. Z kolei w przepięknej Bezmiechowej jest Akademicki Ośrodek Szybowcowy.

W ostatnich latach Politechnika Rzeszowska uczyniła sporo w zakresie budowy, rozbudowy i modernizacji infrastruktury naukowo-badawczej, wyposażając laboratoria naukowe w nowoczesną, bardzo drogą aparaturę. Inwestycje te stały się możliwe dzięki wsparciu funduszy unijnych i Programu Operacyjnego Rozwój Polski Wschodniej. Jeden z największych projektów zakłada modernizację 33 laboratoriów. Warto zwrócić szczególną uwagę na dwa spośród nich: Laboratorium Badań Materiałów dla Przemysłu Lotniczego – jednego z najbardziej nowoczesnych w Europie, oraz Laboratorium Kompatybilności Elektromagnetycznej.

Politechnika Rzeszowska od 2003 r. należy do Stowarzyszenia Dolina Lotnicza. Na Uczelni działa Centrum Zaawansowanych Technologii Aeronet Dolina Lotnicza. Dzięki temu oraz dużej aktywności w pozyskiwaniu środków na rozwój technologii niezbędnych dla lotnictwa, Politechnika Rzeszowska jest koordynatorem wielkiego projektu kluczowego „Rozwój technologii materiałowych stosowanych w przemyśle lotniczym” za ok. 86 mln zł.

Uczelnia uczestniczy w projektach europejskich, do których należą EPATS (European Personal Air Transportation System), SCARLETT (Scalable and Reconfigurable Electronics Platforms and Tools), HIRF (High Intensity Radiated Field Synthetic Environment), FUSETRA (Improving passenger choice in air transportation with the incorporation of additional and new vehicles), GRC (Diesel engine rationales and engine proposal for EC120 demonstrator Green Rotorcraft ITD), AIM<sup>2</sup> (Advanced in Flight Measurement Technik), ROBUST (Renovation of Buildings Using Steel Technologies).

Od 2003 r. Uczelnia należy do Konsorcjum Sieci PIONIER (Polski Internet Optyczny), w którym jest też 22 inne ośrodki, w tym pięć posiadających komputery dużej mocy. W zakresie informatyki współuczestniczy w realizacji dwóch dużych projektów: PLATON oraz NEWMAN. Szczyci się bardzo dobrą współpracą z firmą IBM Polska. Od 2005 r., dzięki wsparciu Wydziału Elektrotechniki i Informatyki, jest prowadzony na największą skalę w Polsce kurs z zaawansowanych technologii IBM mainframe i z/OS.

Politechnika Rzeszowska może pochwalić się wieloma rozwiązaniami patentowymi i dużą liczbą zdolnych studentów. Zaproponowane przez zespół prof. J. Dziopaka z Katedry Infrastruktury i Ekorozwoju, uzyskały najwyższe wyróż-

nienia i medale na międzynarodowych wystawach innowacji. Student Wydziału Elektrotechniki i Informatyki – D. Trojnar, uczestniczący w zajęciach Koła Elektroniki i Technologii Informatycznych, znalazł się w gronie 6 najlepszych zawodników na świecie w kategorii technologie informacyjne. Z kolei studenci Koła Naukowego Lotników z Wydziału Budowy Maszyn i Lotnictwa projektują modele samolotów, które wygrywają w licznych konkursach.

Na zakończenie pragnę życzyć wszystkim Członkom i Sympatykom Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej wszelkiej pomyślności.

*Jacek Kluska*  
*Prorektor Politechniki Rzeszowskiej*



## JUBILEUSZ 50-LECIA POLSKIEGO TOWARZYSTWA ELEKTROTECHNIKI TEORETYCZNEJ I STOSOWANEJ



Inicjatorami utworzenia Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej w Rzeszowie byli: Przewodniczący Zarządu Głównego prof. dr hab. inż. Krzysztof Kluszczyński i pracownicy Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Pierwsze rozmowy na temat tworzenia oddziału odbyły się w Ameliówce pod Kielcami podczas Sympozjum „Wybrane zagadnienia elektrotechniki i elektroniki”, organizowanego przez Oddział PTETiS w Kielcach. Finał nastąpił w Rzeszowie na spotkaniu organizacyjnym w roku 1999 w Sali Posiedzeń Rady Wydziału. Początkowo Oddział Rzeszowski liczył 21 członków, głównie nauczycieli akademickich Politechniki Rzeszowskiej. Pierwszym przewodniczącym Oddziału został wybrany prof. PRz Jerzy Bajorek, były Prorektor Politechniki Rzeszowskiej i wieloletni Dziekan Wydziału. Później do pracy Towarzystwa włączyło się wielu pracowników Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej oraz Uniwersytetu Rzeszowskiego.

Utworzenie Oddziału w Rzeszowie było możliwe dzięki dynamicznemu rozwojowi kształcenia i badań naukowych w dyscyplinach: *elektrotechnika*, *elektronika*, *informatyka*, *automatyka*, a ostatnio także *energetyka*, na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. Należy tu przypomnieć kilka znaczących wydarzeń z historii Wydziału:

- początek kształcenia na poziomie magisterskim – 1973 r.,
- utworzenie kierunku **informatyka** – 1996 r.,
- uzyskanie uprawnień do nadawania stopnia naukowego doktora w dyscyplinie *elektrotechnika* – 1999 r.,
- zmiana nazwy Wydziału z „Elektryczny” na „Elektrotechniki i Informatyki” – 2000 r.,
- wprowadzenie 3-stopniowej struktury kształcenia – 2005 r.,
- rozpoczęcie kształcenia na kierunku **elektronika i telekomunikacja** – 2005 r.,
- uzyskanie uprawnień do nadawania stopnia naukowego doktora habilitowanego – 2010 r.,
- rozpoczęcie kształcenia na kierunkach **automatyka i robotyka** oraz **energetyka** – 2010 r.

W czterdziestopięcioletniej historii Wydziału nastąpiły bardzo duże przemiany jakościowe w zakresie badań naukowych, wyrażające się liczbą ponad 200 publikacji rocznie oraz uzyskaniem stopni i tytułów naukowych przez większość nauczycieli akademickich. Obecnie na Wydziale jest zatrudnionych 122 nauczycieli akademickich, z których: 11 ma tytuł naukowy profesora, 15 – stopień naukowy doktora habilitowanego, a 84 – stopień naukowy doktora.

Wydział ma następujące uprawnienia w zakresie kształcenia:

- ◆ **elektrotechnika**
  - studia I, II i III stopnia, stacjonarne i niestacjonarne,
  - nadawanie stopnia doktora nauk technicznych,
  - nadawanie stopnia doktora habilitowanego nauk technicznych,
- ◆ **informatyka**
  - studia I i II stopnia, stacjonarne i niestacjonarne,
- ◆ **elektronika i telekomunikacja**
  - studia I i II stopnia, stacjonarne i niestacjonarne,
- ◆ **automatyka i robotyka**
  - studia I stopnia, stacjonarne,
- ◆ **energetyka**
  - studia I stopnia, stacjonarne.

*Kazimierz Buczek*  
*Dziekan Wydziału Elektrotechniki i Informatyki*

**Tomasz BINKOWSKI**  
**Kazimierz BUCZEK**  
**Wiesława MALSKA**  
**Dariusz SOBCZYŃSKI**  
Politechnika Rzeszowska

## **PRZEKSZTAŁTNIKI ENERGOELEKTRONICZNE ZASILAJĄCE ODBIORNIKI DC LUB AC Z SIECI O PODWYŻSZONEJ CZĘSTOTLIWOŚCI NAPIĘCIA**

W sprzęcie, szczególnie wojskowym, stosowane są odbiorniki napięcia przemiennego 400 Hz i napięcia stałego. Dotychczas stosowane dwa generatory i dwie sieci zasilające (AC i DC) są rozwiązaniem nieekonomicznym (niskosprawnym) i trudnym technicznie. Praca niniejsza dotyczy badań zmierzających do wykorzystania tylko jednego generatora AC i jednej sieci prądu przemiennego 400 Hz do zasilania wszystkich urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Zasilanie odbiorników pokładowych wymaga zastosowania przekształtników dostosowujących.

### **1. Wstęp**

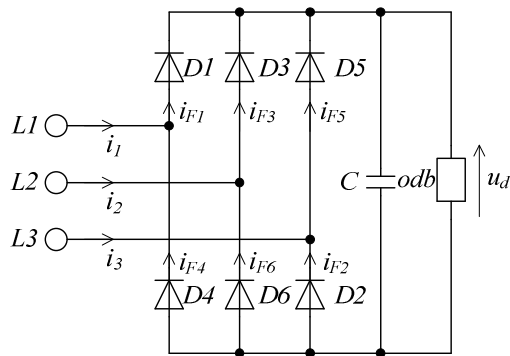
Sieci prądu przemiennego (AC) podwyższonej częstotliwości w przedziale 400-600 Hz są stosowane w obiektach uzbrojenia, lotnictwa i marynarki. Na ogół systemy są uzupełniane sieciami prądu stałego (DC) z napięciami o różnych wartościach, dopasowanych do odbiorników pracujących na pokładach. Obecny stan techniki, a zwłaszcza elektroniki i energoelektroniki, pozwala na zmniejszenie liczby systemów elektroenergetycznych do jednego, do sieci AC, pozostawiając awaryjne źródła zrealizowane na bazie baterii akumulatorów. Współczesne układy energoelektroniczne z powodzeniem pozwalają na budowę przekształtników dopasowujących jedną sieć prądu przemiennego do wszystkich odbiorników, niezależnie od wartości i rodzaju napięcia (AC i DC) [1, 3, 5, 17, 19].

Problem stworzenia jednolitego systemu elektroenergetycznego i wprowadzenie przekształtników półprzewodnikowych wymaga jednak badań dotyczących uzyskiwania w systemie współczynnika mocy (PF) i kształtu sygnałów (THD). Współczynnik mocy bowiem jest elementem efektów ekonomicznych, a kształt sygnałów elementem zachowania kompatybilności elektromagnetycznej [2, 4, 6, 8, 12-15].

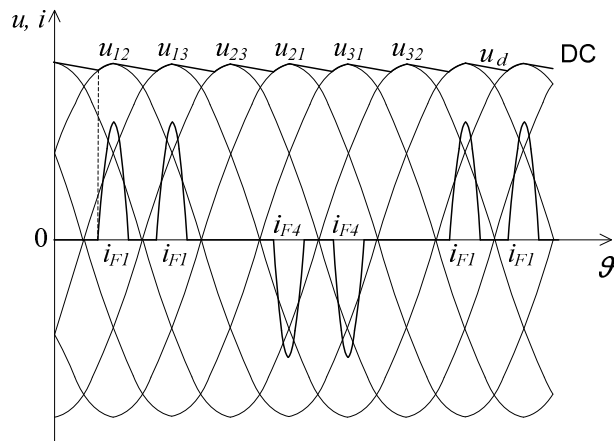
## 2. Możliwości rozwiązania problemu

Typowym rozwiązaniem sieci elektroenergetycznej w lotnictwie i obiektach uzbrojenia jest sieć zawierająca generator podwyższonej częstotliwości (400 Hz) napięcia przemiennego, generator lub generatory napięcia stałego i akumulator jako źródło rezerwowe (zasobnik energii). Wartości znamionowe napięć wymienionych źródeł (skuteczna AC i średnia DC) zwiernają się na ogół w granicach do wartości napięcia znamionowego generatora AC, czyli  $U_{NAC}$  (najczęściej  $U_{NAC} = 400\text{ V}$ ) [5, 10, 11].

Przekształcanie energii AC podwyższonej częstotliwości na napięcie stałe rozpoczyna się przez zastosowanie prostownika.



Rys. 1. Schemat ideowy prostownika mostkowego 6D z filtrem pojemnościowym C



Rys. 2. Charakterystyczne przebiegi prądu jednej fazy w układzie prostownika mostkowego 6D z filtrem pojemnościowym C,  $i_1 = i_{F1} - i_{F4}$

Wartość średnia napięcia wyprostowanego, jaką można uzyskać w układzie trójfazowym dwukierunkowym (mostkowym), z filtrem pojemnościowym z kondensatorem o bardzo dużej pojemności to wartość amplitudy napięcia międzyfazowego

$$U_{d0} \approx \sqrt{2}U_{NAC} \quad (1)$$

pomniejszona o spadki napięć na diodach, a także o ½ amplitudy pulsacji napięcia wyjściowego [5, 8, 10].

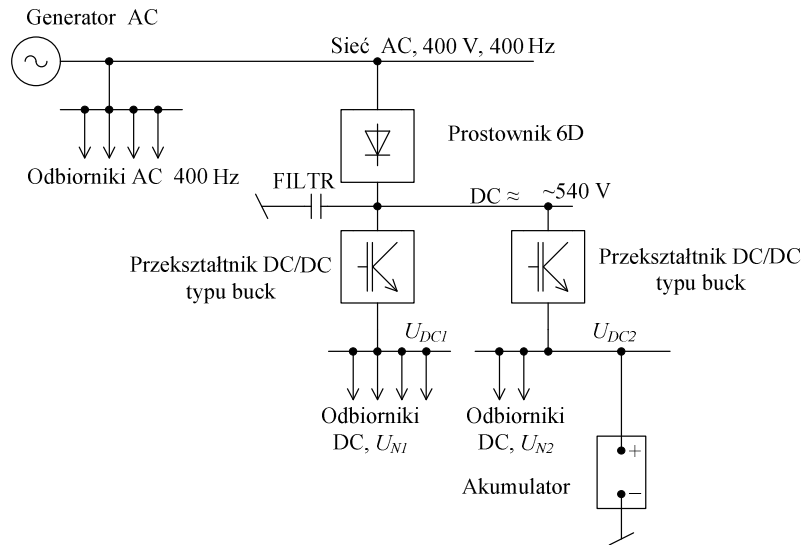
Zastosowanie filtra pojemnościowego z kondensatorem o bardzo dużej pojemności na wyjściu prostownika wywołuje przebieg impulsowy prądu z sieci zasilającej, a więc generację wyższych harmonicznych nieparzystych (harmoniczna podstawowa ma częstotliwość 400 Hz) (rys. 1., 2.).

W rzeczywistych warunkach wartość średnia tego napięcia wyprostowanego jest mniejsza o spadek napięcia na przewodzących przyrządach półprzewodnikowych (diodach). Spadek stanowi ułamek procenta i w analizach obliczeniowych przeważnie się go pomija. Wartość ta jest także mniejsza z powodu występującej pulsacji napięcia wyjściowego wywołanej impulsowym ładowaniem i rozładowaniem kondensatora wyjściowego. Dla stanu jałowego przy napięciu zasilania (wartość skuteczna)  $U_{NAC} = 400$  V, wówczas napięcie wyprostowane układu wynosi  $U_{d0} = 540$  V. Napięcie 540 V jest na ogół znacznie większe od napięć znamionowych odbiorników. Powinno zatem być zredukowane (obniżane) za pomocą impulsowych przekształtników napięcia stałego DC/DC typu buck.

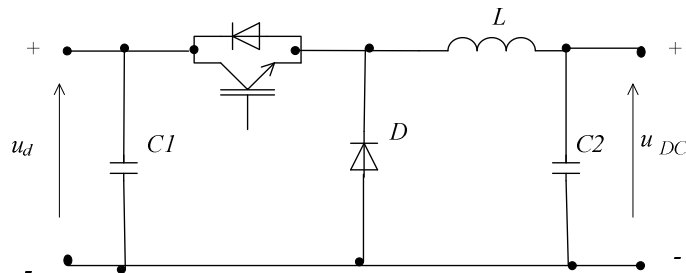
W systemach elektroenergetycznych uzbrojenia i lotnictwa mogą pracować odbiorniki DC o różnych napięciach. Zasilanie tych odbiorników jest możliwe także przez prostowniki sterowane bezpośrednio z sieci prądu przemiennego AC. W zależności od mocy można w tym przypadku zastosować prostowniki zarówno jedno- jak i trójfazowe. Jednak optymalne wydaje się zastosowanie prostownika tyrystorowego mostkowego 6T lub tyrystorowo-diodowego 3T-3D. Należy w takim przypadku wziąć pod uwagę występowanie w prostownikach zasilanych z sieci 400 Hz zwiększone spadki napięcia na wyjściu związane z procesem komutacji (większa reaktancja komutacyjna) oraz odkształcenie prądu sieci płynącego do prostownika.

Niezależnie systemy te mają zasobniki (magazyny) energii DC – akumulatory. Rozwiązanie systemu elektroenergetycznego 400 Hz dla tego przypadku pokazano na rys. 3.

Jeżeli odbiorniki AC i/lub DC wymagają regulacji lub stabilizacji napięcia, układ musi ulec rozbudowie o kolejne przekształtniki regulacyjne (rys. 4.).



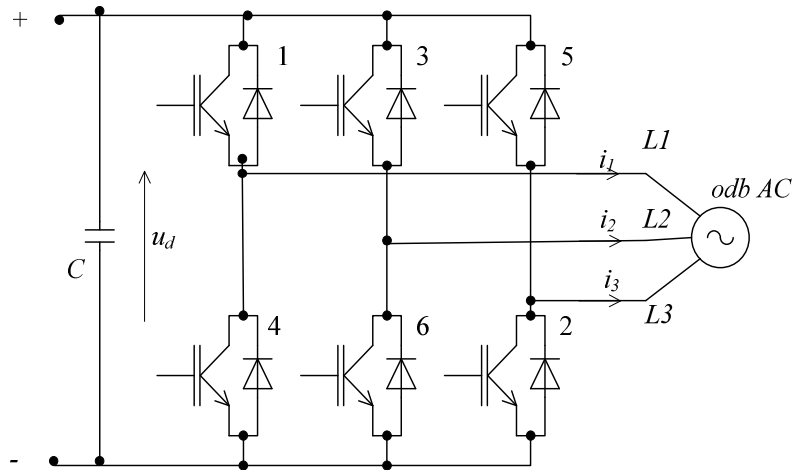
Rys. 3. Schemat blokowy sieci elektrycznej 400 Hz z odbiornikami prądu przemiennego, prądu stałego i zasobnikiem energii DC (akumulatorem), DC  $\approx$  – oznaczono napięcie stałe niestabilizowane, zawierające składową zmienną



Rys. 4. Schemat ideowy przekształtnika DC/DC typu buck, obniżającego napięcie stałe (sterowanie PWM)

Znacznie mniej skomplikowany jest ten problem dla odbiorników DC, ponieważ po wyprostowaniu napięcia przemiennego można bezpośrednio wykonać operację regulacji napięcia stałego za pomocą przekształtnika DC/DC buck sterowanego systemem modulacji szerokości impulsu PWM.

W przypadku odbiorników AC wymagających regulacji parametrów elektrycznych (napięcie, prąd, częstotliwość) układ możliwy do zastosowania jest bardziej złożony. W tym przypadku, podobnie jak dla układów AC z częstotliwością 50 Hz, należy zastosować przekształcenie napięcia AC na napięcie DC za pomocą prostownika, najlepiej diodowego z filtrem pojemnościowym  $C$ , a następnie przekształcenie z powrotem na napięcie AC za pomocą falownika napięcia w układzie trójfazowym mostkowym sześciotranzystorowym, sterowanych systemem modulacji szerokości impulsów PWM (rys. 5.).



Rys. 5. Schemat blokowy układu z przetwornikiem DC/AC sterowanego falownikiem PWM

Akumulator spełnia rolę zasobnika energii i jest wykorzystywany przede wszystkim w sytuacjach awaryjnych, np. w przypadku awarii generatora AC. W takim przypadku wprost do akumulatora mogą być podłączone tylko odbiorniki o napięciu znamionowym równym lub zbliżonym do napięcia znamionowego akumulatora. Pozostałe odbiorniki napięcia stałego muszą otrzymać napięcie dostosowane otrzymywane przez przetwornik impulsowy DC/DC typu boost, podwyższający napięcie. Rozwiązanie układowe takiego problemu pokazano na rys. 6.

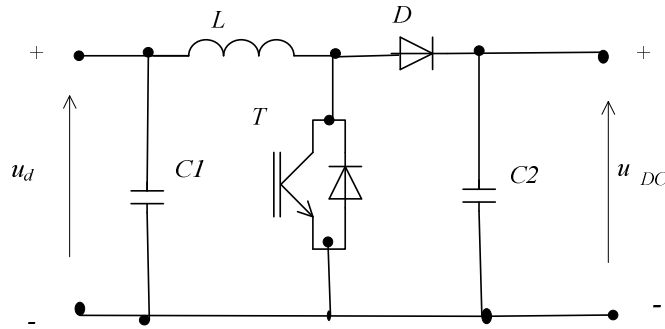
W tym przypadku wartość średnia napięcia na wyjściu przetwornika jest znacznie większa od wartości średniej napięcia zasilania;  $U_{DC} \gg U_d$ .

Awaryjnie zasilane z akumulatora odbiorników AC wymaga także zastosowania przetwornika DC/DC podwyższającego napięcie, a następnie przetwornika DC/AC falownika sterowanego systemem PWM, dopasowującego parametry elektryczne (napięcie, prąd) do wymagań danego odbiornika. Rozwiązanie zaprezentowano na rys. 7.

Zastosowanie regulatora impulsowego DC/DC boost jest rozwiązaniem wymagającym zastosowania dodatkowo dławika (L). Wartość średnia napięcia  $U_{DC}$  zależy od współczynnika wypełnienia impulsu  $\delta$  i można ją określić z zależności [4, 5, 7, 9, 10, 16, 18, 20-22]:

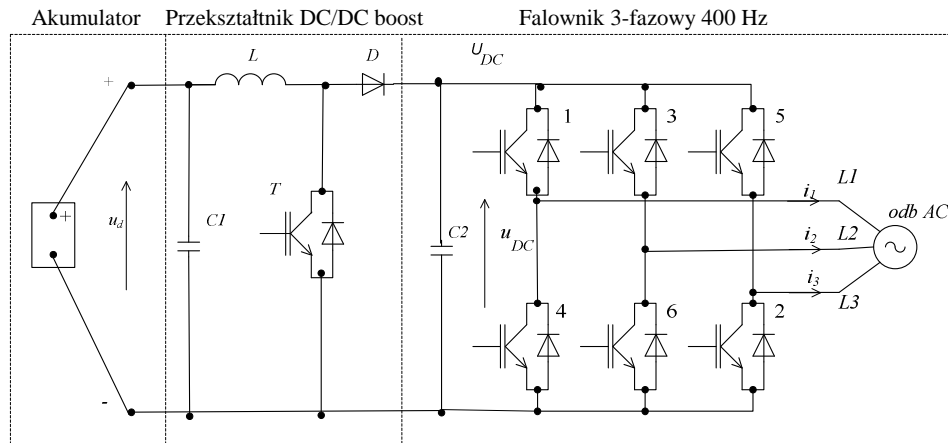
$$U_{DC} \cong \frac{1}{1-\delta} U_d, \quad \delta = \frac{t_Z}{t_C} \quad (2)$$

gdzie:  $t_Z$  – czas załączenia tranzystora T,  
 $t_C$  – czas trwania cyklu.



Rys. 6. Schemat ideowy przekształtnika DC/DC typu boost, podwyższającego napięcie stałe (sterowanie PWM)

Przekształtnik DC/DC boost jest jakby transformatorem podwyższającym DC i powinien zabezpieczyć odpowiednią wartość napięcia stałego na wejściu falownika  $U_{DC}$ , aby ten z kolei mógł generować znamionowe napięcie i prąd odbiornika lub odbiorników prądu przemiennego. Niestety przekształtniki impulsowe DC/DC boost charakteryzują się nieco mniejszą sprawnością energetyczną w porównaniu z innymi przekształtnikami impulsowymi.



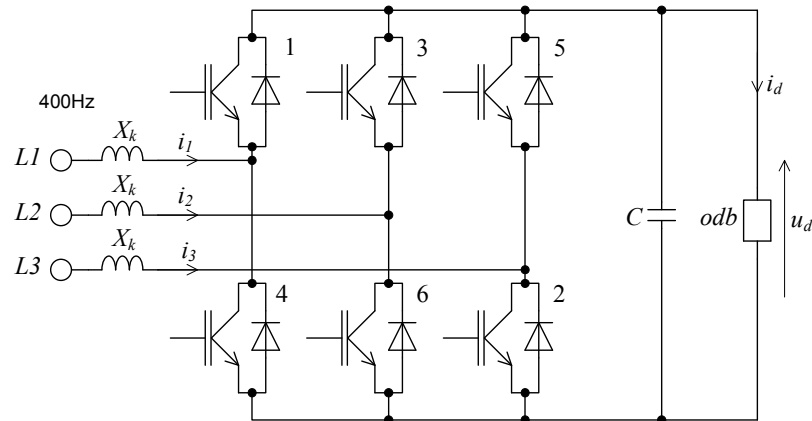
Rys. 7. Schemat układu zasilania odbiorników AC z akumulatora

Dokonano pomiarów sprawności energetycznej przekształtników DC/DC boost przy obciążeniu  $I_{DC} = 50$  A, napięciu  $U_{DC} = 540$  V, częstotliwości impulsowania tranzystora T (rys. 6., 7.)  $f = 7500$  Hz ( $t_c = 13,3$   $\mu$ s) i napięciu  $U_d = 24$  V. Uzyskana w takich warunkach sprawność to  $\eta = 0,982$ .

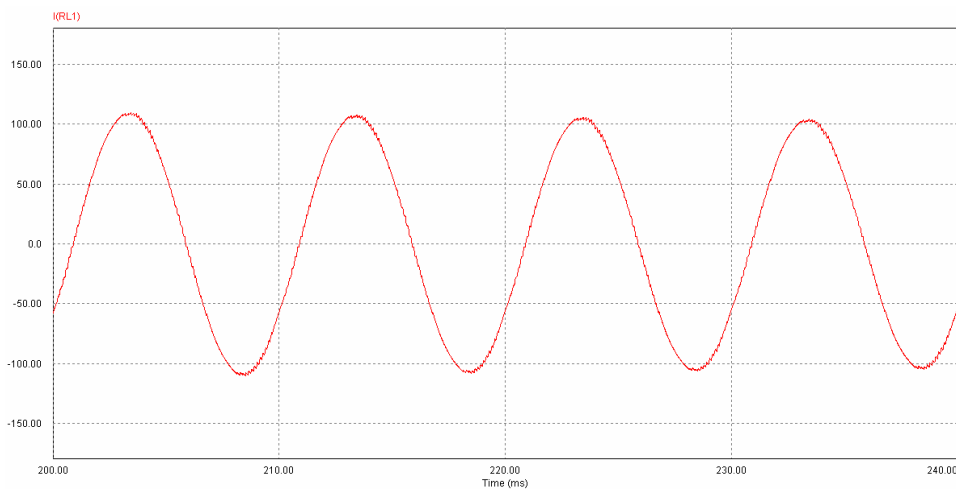
Problemem energetycznym prezentowanego rozwiązania jest praca prostownika diodowego 6D z pojemnościowym filtrem wyjściowym C, użytego do prostowania napięcia przemiennego 400 Hz na napięcie stałe (rys. 1.). Prąd płynący z sieci ma przebieg impulsowy (rys. 2.), generując wyższe harmoniczne.



Na ogół przebieg ten jest symetryczny względem osi czasu, dlatego występujące harmoniczne są rzędów nieparzystych  $n = 3, 5, \dots$ . Podstawowa harmoniczna ma częstotliwość 400 Hz, zatem filtrowanie wyższych harmonicznych o częstotliwościach  $3 \times 400$  Hz,  $5 \times 400$  Hz itd. jest o wiele łatwiejsze niż przy podobnych odkształceniach w klasycznych sieciach energetycznych 50 Hz. Ograniczenie zatem wyższych harmonicznych jest tu możliwe przez zastosowanie filtrów biernych LC lub filtrów aktywnych z wykorzystaniem techniki impulsowej. Najkorzystniejszym rozwiązaniem wydaje się tutaj zastosowanie konwertera AC/DC sterowanego w systemie modulacji PWM z 6 zespołami „ tranzystor – dioda zwrotna” w układzie mostkowym jak na rys. 8.



Rys. 8. Konwerter AC/DC z obciążeniem C dołączony do sieci AC 400 Hz



Rys. 9. Oscylogram prądu jednej fazy płynącego z sieci 400 Hz, wyliczony przy obciążeniu  $I_{d(AV)} = 50$  A i indukcyjności sieci  $L_s = 5 \cdot 10^{-5}$  H

Konwerter AC/DC sterowany z częstotliwością 7500 Hz daje możliwość uzyskania przebiegów prądów sieci zbliżonych do kształtów sinusoidalnych. Oscylogram przebiegu prądu w jednej fazie sieci 400 Hz przedstawia rys. 9.

Współczynnik odkształcenia tych prądów dla podanych warunków sterowania, indukcyjności sieci  $L_s = 5 \cdot 10^{-5}$  H i obciążenia  $I_{d(AV)} = 50$  A wynosi zaledwie  $THD_i = 0,005$ .

Odbiorniki wymagające regulacji napięcia DC, np. napędy z silnikami DC o regulowanej prędkości wirowania, mogą być zasilane z wytworzonej sieci DC przez prostownik 6D z filtrem C lub przez prostownik tyrystorowy 6T lub tyrystorowo-diodowy 3T-3D bezpośrednio z sieci AC. Przy takim rozwiązaniu należy zwrócić uwagę na większą ustepliwość charakterystyki obciążenia za sprawą większego spadku napięcia w wyniku komutacji zaworów (tyrystorów, diod) przy podwyższonej częstotliwości [10].

$$\Delta U_d = \frac{q}{2\pi} X_k I_d \quad (3)$$

gdzie:  $q$  – liczba pulsów,

$I_d$  – wartość średnia prądu odbiornika,

$X_k$  – reaktancja sieci;  $X_k = 2\pi f$ ,  $f = 400$  Hz.

### 3. Podsumowanie

Zastosowanie jednego generatora (AC) w sprzęcie (np. zbrojeniowym) posiadającym systemowo odbiorniki AC 400 Hz i odbiorniki DC o różnych poziomach wartości znamionowej ( $U_{DC1}$ ,  $U_{DC2}$ ) jest możliwe dzięki wykorzystaniu współczesnych rozwiązań układów energoelektronicznych pracujących impulsowo.

Dostosowanie do poziomów napięć DC w systemie jest realizowane przez przekształtniki DC/DC buck w procesie obniżania napięcia oraz przekształtniki DC/DC boost w procesie podwyższania napięcia DC.

Podwyższanie napięcia za pomocą przekształtnika DC/DC boost należy stosować tylko w stanach awaryjnych (brak głównego napięcia 400 Hz).

W sieci 400 Hz ułatwiona jest filtracja wyższych harmonicznnych w procesie zamiany napięcia AC na napięcie DC (prostowanie) z uwagi na ośmiokrotnie wyższą częstotliwość napięcia zasilania i wyższą częstotliwość wyższych harmonicznnych generowanych przez przekształtnik AC/DC.

### Literatura

1. Binkowski T., *Modulatory w układach sterowania trójfazowego falownika napięcia*, Przegląd Elektrotechniczny, 2/2007, 6-8-LF.
2. Binkowski T., *Nadmodulacja w falowniku napięcia sterowanym układem z modulatorami szerokości i fazy impulsu*, Zeszyty Naukowe PRz 2007, z. 30, 5-13.

3. Binkowski T., *Ograniczanie składowych odkształceń w napięciach wyjściowych trójfazowego falownika napięcia z zastosowaniem wnioskowania rozmytego*, „Modelowanie i Symulacja” MiS-4, t. I, 2006, 105-113.
4. Binkowski T., *The fuzzy logic system in voltage inverter control with a distortion reduction*, Zeszyty Naukowe PRZ 2007, z. 30, 15-23.
5. Buczek K., *Examination of high-speed induction motor fed by voltage inverter*, Komitet Elektrotechniki PAN, Archives of Electrical Engineering 2005, Vol. LIV, No. 3, 361-378.
6. Buczek K., *Simplified matrix converter control method*, Komitet Elektrotechniki PAN, Archives of Electrical Engineering 2006, Vol. LV, No. 1, 75-90.
7. Buczek K., Malska W., *Energoelektronika*, Materiały pomocnicze, 2011, 125.
8. Buczek K., Malska W., *Wykorzystanie energoelektroniki w odnawialnych źródłach energii*, Technical News 2010, 1(31), Lviv, Ukraine, 86-89.
9. Buczek K., Sobczyński D., *Analysis of Induction Motor and 330 Hz Inverter Drive System*, 13<sup>th</sup> International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, EDPE, 1999, 64-68.
10. Buczek K., Ziemiański W., *Badania możliwości i wykonanie podzespołów elektronicznych wchodzących w skład układów regulacyjnych przetwornic typu AZ-30R i PSCz-15*, zlec. WZU-3 w Żurawicy, spr. U-903/82, 86.
11. Buczek K., Knott M., Jurek B., *Opracowanie i badania elektronicznych regulatorów napędu posuwu drążarek typu EDA-16 i EDA-36 w Łańcuckiej Fabryce Śrub*, spr. U-1763/87, 56.
12. Malska W., *Prostownik diodowy o małym współczynniku THD prądów zasilających*, Przegląd Elektrotechniczny 2007, nr 2, 49-52.
13. Malska W., *Trójfazowy prostownik mostkowy 6T o małym współczynniku THD prądów zasilających*, IV Ogólnopolska Konferencja: „Modelowanie i Symulacja” MiS-4, Oddział Warszawski Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej, Kościelisko 2006, 65-72.
14. Malska W., *Układ przekształtnika AC/DC o zmniejszonym negatywnym oddziaływaniu na sieć zasilającą*, Wyd. SIGMA NOT, Wiadomości Elektrotechniczne 2005, t. LXXIII, z. 7-8, 49-50.
15. Malska W., Supronowicz H., Patent nr P-355324 pt. *Prostownik 6-pulsowy o poprawionym kształcie prądu wejściowego*, Urząd Patentowy RP, Warszawa 2009.
16. Piróg S., *Energoelektronika*, UWN-D, Kraków 2006.
17. Sobczyński D., *Design of inverter for high-speed motor*, 4th International Conference of PHD Students, University of Miskolc, Hungary, 2003, 207-211.
18. Sobczyński D., *Metoda modulacji wektorowej w falowniku dwufazowym*, Przegląd Elektrotechniczny 2007, nr 2, 71-74-LF.
19. Sobczyński D., *The analysis of properties of induction motor supplied from 300 Hz output voltage inverter*, 4th International Symposium on Microelectronic Technologies and Microsystems, Zwickau 2000, 58-65.
20. Sobczyński D., *Układ napędowy z dwufazowym wysokoobrotowym silnikiem indukcyjnym*, „Modelowanie i Symulacja” MiS-4, 2006, 37-40.

21. Sobczyński D., *Wysokoobrotowy układ napędowy z silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika*, Przegląd Elektrotechniczny 2006, nr 7-8, 24-31-LF.
22. Tunia H., Winiarski B., *Energoelektronika*, WNT, Warszawa 1994.

## **POWER ELECTRONIC CONVERTERS SUPPLYING AC OR DC LOADS FROM HIGH FREQUENCY GRID**

### **S u m m a r y**

In electrical equipments, especially in military range, the 400 Hz AC or DC load were used. Two generators and two power grids used recently are not economical (low efficiency) and difficult at technical range. This paper refers to the investigations that lead to the only one AC generator and 400 Hz AC grid usage for the supplying of all electrical and electronic equipments. The deck equipments supply needs the fitting converters usage.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

### **Autorzy:**

*Prof. dr hab. inż. Kazimierz Buczek, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: kbuczek@prz.edu.pl*

*Dr inż. Tomasz Binkowski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: tbinkow@prz.edu.pl*

*Dr inż. Wiesława Malska, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: wmalska@prz.edu.pl*

*Dr inż. Dariusz Sobczyński, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: dsobczyn@prz.edu.pl*

Lesław GOŁĘBIEWSKI  
Barbara KOPEĆ  
Politechnika Rzeszowska

## RZESZOWSKI ODDZIAŁ POLSKIEGO TOWARZYSTWA ELEKTROTECHNIKI TEORETYCZNEJ I STOSOWANEJ – HISTORIA I DZIAŁALNOŚĆ

Przedstawiono historię i osiągnięcia Rzeszowskiego Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej. Omówiono działalność dydaktyczną, obejmującą m.in. wykłady organizowane dla młodych naukowców oraz organizowane przez Oddział konferencje i sympozja.

### 1. Powstanie Oddziału PTETiS

Inicjatorem powstania Rzeszowskiego Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej był prof. PRz Kazimierz Buczek. Dzięki jego staraniom na Zebraniu Plenarnym Zarządu Głównego PTETiS w Kielcach-Ameliówce w dniu 31.05.2000 r. został przegłosowany formalny wniosek w sprawie powołania Oddziału Rzeszowskiego (dok. 1.). Grupa inicjatywna liczyła 21 osób, w tym 20 osób z Oddziału Gliwickiego i 1 osobę z Oddziału Warszawskiego.

W dniu 21.06.2000 r. odbyło się Zebranie Założycielskie Rzeszowskiego Oddziału Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej z siedzibą na terenie Politechniki Rzeszowskiej, na którym wybrano Przewodniczącą Oddziału oraz członków Zarządu (tab. 1.).

Tabela 1. Zarząd Rzeszowskiego Oddziału PTETiS w latach 2000-2002

Przewodniczący	–	<b>Jerzy Bajorek</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Wiceprzewodniczący	–	<b>Andrzej Kolek</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Sekretarz	–	<b>Barbara Kopeć</b> , dr inż.
Skarbnik	–	<b>Jadwiga Płoszyńska</b> , dr inż.
Członek	–	<b>Stanisław Apanasewicz</b> , prof. dr hab.
Komisja Rewizyjna		
Przewodniczący	–	<b>Jerzy Lewicki</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Członek	–	<b>Kazimierz Buczek</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Członek	–	<b>Robert Ziemba</b> , dr inż.
Członek	–	<b>Ryszard Schab</b> , mgr inż.



**POLSKIE TOWARZYSTWO ELEKTROTECHNIKI  
TEORETYCZNEJ i STOSOWANEJ  
Zarząd Główny**

Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Gmach Główny, p. 245, tel. 660-7435, fax 629-9817  
pl. Politechniki 1, 00-661 Warszawa

NIP 526-17-23-697, konto bankowe 11601120-6637-132, Bank Gdański S.A., IV O/W-wa

ZG-PTETiS /15/00

Warszawa, 12.06.2000r.

**Do  
Grupy Członków PTETiS  
w Politechnice Rzeszowskiej**

**WYCIĄG Z PROTOKÓLU  
ZEBRANIA PLENARNEGO ZARZĄDU GŁÓWNEGO PTETiS  
odbytego w Kielcach-Ameliówce w dniach 29/31.05.2000**

W związku z odbyciem w dniach 29/31.05.2000r. wyjazdowego Zebrania Plenarnego Zarządu Głównego naszego Towarzystwa i umieszczeniem w porządku obrad punktu dotyczącego powołania do życia Oddziału Rzeszowskiego informujemy, że przeprowadzona została procedura związana z taką okolicznością.

Złożyło się na nią omówienie:

- zasad powoływania nowych Oddziałów (prof. K. Kluszczyński)
- niezbędnych prac przygotowawczych (prof. J. Hickiewicz)
- charakterystyki środowiska Wydziału Elektrycznego (prof. K. Buczek)

W ramach dyskusji prof. J. Przygodzki poparł starania rzeszowskiej grupy członków PTETiS, a w szczególności podkreślił znaczenie już dotąd wypracowanych metod działania. Organizowanie konferencji naukowych wspólnie ze środowiskiem naukowym Ukrainy i Słowacji jest tego znakomitym przykładem.

Sekretarz dr W. Kałat przypomniał, że organizowanie konferencji naukowych jest jedną z statutowych form działalności każdego Oddziału i niejako określa jego tożsamość na przyszłość.

Postawiony został wniosek formalny o powołanie Oddziału Rzeszowskiego z siedzibą na terenie Politechniki Rzeszowskiej w Rzeszowie.

W głosowaniu jawnym (13 - tak, 0 - wstrzymujących się, 0 - nie) wniosek został jednogłośnie przyjęty.

/Przewodniczący Zarządu Głównego PTETiS/

prof. dr hab. inż. Krzysztof Kluszczyński

W załączeniu:

- porządek obrad plenarnych ZG PTETiS
- kopia listy uczestników Zebrania Plenarnego

Dok. 1.



POLSKIE TOWARZYSTWO  
ELEKTROTECHNIKI TEORETYCZNEJ I STOSOWANEJ

POWOŁANE W 1961 ROKU  
DLA KRZEWIENIA I POPIERANIA ROZWOJU ELEKTROTECHNIKI I ELEKTRONIKI

zgodnie z § 12 STATUTU, na mocy uchwały Zarządu Głównego z dnia 4 grudnia 2000

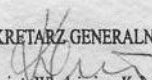
MA ZASZCZYT PRZYJĄĆ  
W POCZET CZŁONKÓW WSPIERAJĄCYCH TOWARZYSTWA

Wydział Elektryczny  
Politechniki Rzeszowskiej

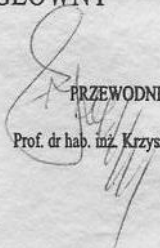
Uchwała powyższa została uwieczniona w Rejestrze Członków Wspierających pod nr 23

ZA ZARZĄD GŁÓWNY

SEKRETARZ GENERALNY

  
Dr inż. Włodzimierz Kałat

PRZEWODNICZĄCY

  
Prof. dr hab. inż. Krzysztof Kluszczyński

WARSZAWA, 2000

Inicjator powstania Oddziału prof. PRz Kazimierz Buczek, pełniący funkcję Dziekana Wydziału, wspierał pierwsze kroki Towarzystwa np. poprzez pomoc w finansowaniu składek członkowskich w pierwszym roku działalności, a w listopadzie 2000 r. z jego inicjatywy Wydział Elektryczny złożył Deklarację Członka Wspierającego (dok. 2.). Zapoczątkowało to trwającą do chwili obecnej współpracę w zakresie organizowania seminariów naukowych i otaczania szczególną opieką habilitantów i doktorantów, których wystąpienia, przed otwarciem lub obroną pracy habilitacyjnej lub doktorskiej, są poddawane ocenie i konstruktywnej krytyce.

Na początku 2001 r. liczba członków Oddziału zwiększyła się o 5 osób, będących pracownikami Instytutu Techniki Wyższej Szkoły Pedagogicznej w Rzeszowie. W ten sposób zacieśniono współpracę w dziedzinie wymiany i upowszechniania wiedzy w zakresie prac badawczych prowadzonych w obu ośrodkach.

## 2. Obecny stan Oddziału

Obecnie Oddział liczy 39 członków, w tym: 34 pracowników Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej i 5 pracowników Instytutu Techniki Uniwersytetu Rzeszowskiego. Wydział Elektrotechniki i Informatyki jest członkiem wspierającym. Skład obecnego Zarządu jest przedstawiony w tab. 2.

Tabela 2. Zarząd Rzeszowskiego Oddziału PTETiS w latach 2008-2011

Przewodniczący	–	<b>Lesław Gołębiowski</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Wiceprzewodniczący	–	<b>Marek Gotfryd</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Sekretarz	–	<b>Barbara Kopeć</b> , dr inż.
Skarbnik	–	<b>Jadwiga Płoszyńska</b> , dr inż.
Członek	–	<b>Jerzy Bajorek</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Członek	–	<b>Robert Pękala</b> , dr (UR )
Komisja Rewizyjna		
Przewodniczący	–	<b>Adam Kowalczyk</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Członek	–	<b>Roman Dmytryshyn</b> , dr hab. inż., prof. PRz
Członek	–	<b>Tadeusz Kwater</b> , dr hab. inż., prof. UR
Członek	–	<b>Stanisław Wyderka</b> , dr inż.

## 3. Krótka historia Oddziału

Wraz z początkiem nowego tysiąclecia została zmieniona nazwa Wydziału Elektrycznego na Wydział Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej. W 2001 r. Wyższa Szkoła Pedagogiczna weszła w skład Uniwersytetu Rzeszowskiego, który powstał z połączenia istniejących szkół wyższych, tj.:



WSP, filii Uniwersytetu Marii Curie-Skłodowskiej i Wydziału Ekonomii Akademii Rolniczej w Krakowie. W dziesięcioletniej działalności Oddział miał trzech przewodniczących. Byli to kolejno:

- **Jerzy Bajorek**, dr hab. inż., prof. PRz (2000-2002),
- **Kazimierz Buczek**, prof. dr hab. inż. (2002- 2005),
- **Lesław Gołębiowski**, dr hab. inż., prof. PRz (2005-2011).

## 4. Najważniejsze formy działalności Oddziału

### 4.1. Konferencje, sympozja

W czasie 10 lat istnienia Rzeszowskiego Oddziału zorganizowano następujące konferencje i sympozja.

**2001.06.26:** Seminarium „Kompatybilność Elektromagnetyczna – Ochrona Sieci Teleinformatycznych przed zakłóceniami elektromagnetycznymi” – liczba uczestników 33, liczba referatów 5, Politechnika Rzeszowska.

**2002.10.19-20:** International Carpathian Conference on EMC „Protection of computer systems against electromagnetic disturbances”, Rzeszów-Łańcut, liczba uczestników 42, liczba referatów 29, materiały: 170 str., 60 egz.

**2003.09.12-17:** Konferencja „8th International Modelling School of AMSE-UAPL”, Alushta (Crimea), Ukraine (patronat).

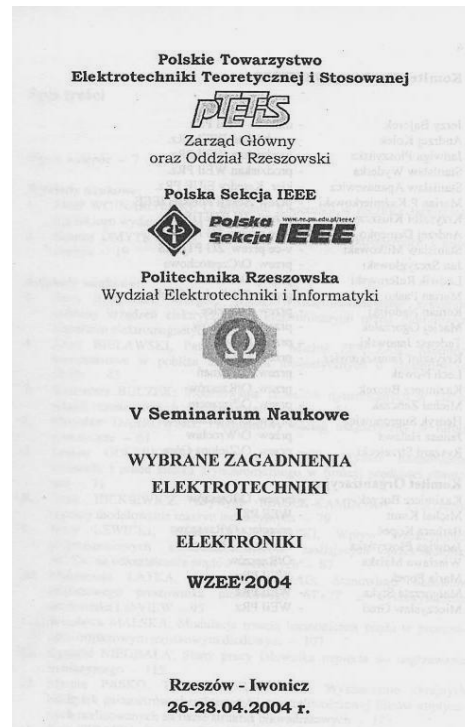
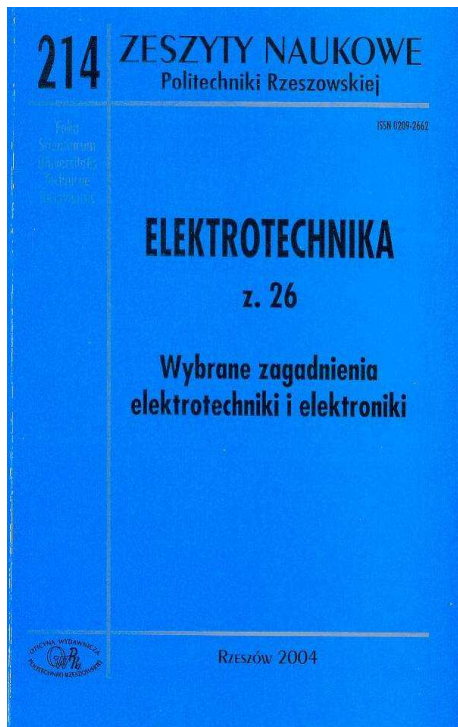
**2004.04.26-28:** Konferencja „Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki” WZEE 2004, Rzeszów-Iwonicz, liczba uczestników 32, referatów 20, materiały: Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej nr 214, Elektrotechnika z. 26, 2004 (dok. 3.). Po otwarciu uczestnicy Seminarium wysłuchali dwóch wykładów naukowych: „**O Mikołaju Koperniku – w rocznicę łańciskiego i polskiego wydania dzieła Jego życia**” prof. Józefa Wojnarowskiego z Politechniki Śląskiej i „**Zastosowanie metod Feussnera w elektrotechnice i informatyce**” prof. Romana Dmytryshyna z Politechniki Rzeszowskiej (fot. 1. i 2.).

**2004.09.12-17:** Konferencja „9th International Modelling School of AMSE-UAPL”, Alushta (Crimea), Ukraine (patronat), liczba uczestników 41, referatów 54.

**2009.06.23-26:** XLV Międzynarodowe „Symposium Maszyn Elektrycznych” SME 2009, Rzeszów-Krasiczyn (fot. 3.). Udział wzięło 90 osób, wygłoszono 76 referatów, w tym 7 autorów z zagranicy [1]. Dominowała tematyka: modelowania i analizy zjawisk w silnikach indukcyjnych, współpracy z układami energoelektronicznymi oraz maszyn reluktancyjnych i maszyn prądu stałego (współorganizacja).



Fot. 1. Uczestnicy konferencji Wybrane Zagadnienia Elektrotechniki i Elektroniki w 2004 r. (Rzeszów-Iwonicz)



Dok. 3. Zeszyt naukowy Politechniki Rzeszowskiej z materiałami WZEE 2004



Fot. 2. Uczestnicy konferencji WZEE 2004 – wspólna fotografia z popiersiem Ignacego Łukasiewicza – patrona Uczelni, na tle sal wykładowych Politechniki Rzeszowskiej



Fot. 3. Sympozjum Maszyn Elektrycznych w 2009 r. w Krasieczynie

## 4.2. Seminaria

Zorganizowano 35 seminariów naukowych, z czego 16 było poświęconych prezentowaniu prac doktorskich, na pozostałych prezentowano ciekawe tematy naukowe i praktyczne. Wybrane referaty:

dr hab. inż. Barbara Dębska, prof. PRz, *VII Forum Technologii Informatycznych*. Seminarium zorganizowano w związku z uczestnictwem prof. PRz B. Dębskiej w ogólnopolskiej konferencji poświęconej zagadnieniom ochrony zasobów informatycznych,

dr inż. Siergiej Prokhorenko (Politechnika Lwowska), *Pomiary właściwości cieplno-fizycznych stopów eutektycznych wykorzystywanych w konstrukcji Temperaturowych Punktów Odniesienia*,

dr inż. Wojciech Sadowski, *Analiza zawodności układów zasilania elektroenergetycznego zakładów przemysłowych przy pomocy algebry liczb strukturalnych*,

dr inż. Bogdan Kwiatkowski, *Rozkład pola magnetycznego pomiędzy stykami w wyłącznikowych komorach próżniowych*,

mgr inż. Leszek Dębowski (Instytut Elektrotechniki, Oddział w Gdańsku), *Elastyczny system sterowania urządzeń energoelektronicznych z elementami DSP/CPLD/FPGA*,

mgr inż. Wiesław Jędrzejczyk (LUMEN Jasło), *Jakość energii elektrycznej i jej monitoring – zagadnienia praktyczne*,

dr inż. Witold Mazgaj (Politechnika Krakowska), *Modelowanie procesu magnesowania obrotowego w materiałach magnetycznie miękkich*,

dr hab. inż. Grzegorz Maślowski, *Analiza i modelowanie doziemnych wyładowań atmosferycznych i ich oddziaływań*,

dr inż. Jakub Bernatt, *Obwody elektryczne i magnetyczne maszyn elektrycznych wzbudzanych magnesami trwałymi*.

## 4.3. Zebrania naukowe

W ciągu 10 lat działalności zorganizowano 22 zebrań naukowych, w trakcie których wykłady wygłosili pracownicy naukowcy polskich i zagranicznych uczelni [1, 2]. Oto wybrane tytuły:

*Elektromagnetyzm a biosfera*, prof. dr hab. Andrzej Krawczyk, Instytut Energetyki,

*Bifurkacje nieliniowych syngularnych układów różniczkowo-algebraicznych z parametrem*, prof. dr hab. inż. Wiesław Marszałek, prof. DeVry University (USA),

*Elektroniczne przyrządy kwantowe*, dr hab. inż. Igor Tralle, prof. UR, Instytut Fizyki,

*Energetyka Jądrowa*, prof. dr hab. inż. Włodzimierz Pihowicz, Politechnika Wroclawska,

*Pompy w energetyce jądrowej*, Prof. Dipl.-Ing. Robert Neumaier, Konzern Lederde – Hermetic, Freiburg, Niemcy,

*Układy ułamkowego rzędu i ich związek z obwodami elektrycznymi*, prof. dr hab. inż. Tadeusz Kaczorek, Politechnika Warszawska,

*Informatyka (i nie tylko) w kontekście systemów złożonych*, prof. dr hab. inż. Franciszek Grabowski, dr inż. Dominik Strzałka, Politechnika Rzeszowska,

*Metoda dokładnego obliczania układów w stanie okresowym niesinusoidalnym bez szeregów Fouriera*, prof. dr hab. inż. Zdzisław Trzaska, Politechnika Warszawska.

Dużym zainteresowaniem cieszył się cykl wykładów naukowych prowadzonych przez pracowników Politechniki Rzeszowskiej, mający na celu wspieranie rozwoju naukowego młodej kadry, szczególnie przygotowania prac habilitacyjnych. W ramach cyklu przedstawiono 5 wykładów, w których uczestniczyło łącznie 154 osoby. Tematyka wykładów:

- *Problemy i metody optymalizacji, cz. I*, dr hab. inż. Marian Wysocki, prof. PRz,
- *Problemy i metody optymalizacji, cz. II*, dr hab. inż. Marian Wysocki, prof. PRz,
- *Błąd i niepewność pomiaru, cz. I*, prof. dr hab. inż. Mykhaylo Dorozhovets,
- *Błąd i niepewność pomiaru, cz. II*, prof. dr hab. inż. Mykhaylo Dorozhovets,
- *Podstawy identyfikacji modeli dynamicznych*, prof. dr hab. inż. Leszek Trybus.

#### 4.4. Działalność wydawnicza

Rzeszowski Oddział PTETiS prowadził działalność:

- a) naukową, wydając materiały konferencyjne, w tym Zeszyt Naukowy Politechniki Rzeszowskiej zawierający dwa wykłady naukowe i 21 referatów wygłoszonych na WZEE 2004 (dok. 3., [3]), i
- b) informacyjną, współredagując *Gazetę Politechniki* – pismo pracowników i studentów Politechniki Rzeszowskiej, przekazując informacje o seminariach naukowych organizowanych przez Oddział Rzeszowski PTETiS.

## 5. Złote i srebrne odznaki PTETiS

W dniu 9 marca 2007 r. na Plenarnym Zebraniu Zarządu Głównego Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej w Warszawie profesor dr hab. inż. Kazimierz BUCZEK otrzymał Złotą Odznakę PTETiS (dok. 4.). Jest ona wyrazem uznania dla prof. Kazimierza Buczka – inicjatora i głównego organizatora Rzeszowskiego Oddziału PTETiS, który jako przewodniczący przyczynił się do rozwoju Oddziału, a jako Dziekan Wydziału wspierał jego działalność.



Dok. 4. Złota odznaka PTETiS dla prof. dr. hab. inż. Kazimierza Buczka

Srebrna odznaka PTETiS została przyznana dr inż. Barbarze Kopeć w 2008 r., a kolejną złotą odznakę przyznano w 2011 r. dr. hab. inż. Jerzemu Bajorkowi, prof. PRz (dok. 5.).



Dok. 5. Srebrna odznaka PTETiS dla dr inż. Barbary Kopeć oraz Złota Odznaka PTETiS dla dr. hab. inż. Jerzego Bajorka, prof. PRz

## 6. Proponowane formy działalności Oddziału w przyszłości

Najważniejsze formy działalności, którymi w przyszłości powinien się zająć Rzeszowski Oddział PTETiS, to:

- kontynuowanie zebrań naukowych wspomagających rozwój pracowników naukowych Wydziału Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Rzeszowskiej oraz Instytutu Techniki Uniwersytetu Rzeszowskiego,
- prowadzenie seminariów naukowych związanych z rozpoczęciem lub zakończeniem rozpraw doktorskich i habilitacyjnych,
- organizowanie seminariów przedstawiających praktyczne osiągnięcia w ciekawych dziedzinach,
- współudział w organizowaniu i patronat konferencji naukowych, krajowych i zagranicznych.

### Literatura

1. Raport 2009, Katedra Energoelektroniki i elektroenergetyki, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Rzeszowska, Oficyna Wydawnicza, Rzeszów 2009.
2. Raport 2010, Katedra Energoelektroniki i elektroenergetyki, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, Politechnika Rzeszowska, Oficyna Wydawnicza, Rzeszów 2011.

3. Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, nr 214, Elektrotechnika z. 26, Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2004.

## **HISTORY AND WORK OF THE RZESZOW DIVISION OF THE POLISH ASSOCIATION OF THEORETICAL AND APPLIED ELECTRICAL ENGINEERINGS**

### **S u m m a r y**

History and achievements of the Rzeszow Division of the Polish Association of Theoretical and Applied Electrotechnics were presented. Didactic activities, including lectures for young scientist as well as the conferences and symposiums organized by the Division were described.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

### **Autorzy:**

*Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRz, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: [golebiye@prz.edu.pl](mailto:golebiye@prz.edu.pl)*

*Dr inż. Barbara Kopec, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: [bkopec@prz.edu.pl](mailto:bkopec@prz.edu.pl)*



Lesław GOŁĘBIEWSKI

Marek GOŁĘBIEWSKI

Damian MAZUR

Politechnika Rzeszowska

## MOŻLIWOŚCI STEROWANIA MASZYNĄ IPMS WRAZ Z OGRANICZENIAMI

Przedstawiono sterowanie maszyny IPMS przy użyciu współrzędnych nieruchomych ( $\alpha, \beta$ ). Uwzględniono ograniczenia momentu elektrycznego, strumienia magnetycznego i prądu stojana. Maszyna jest zasilana przez falownik za pomocą opracowanego sterowania. Przeprowadzono symulacje numeryczne.

### 1. Wstęp

Przedstawiany silnik IPMS znajduje w chwili obecnej szerokie zastosowanie w samochodach elektrycznych jako jednostka napędowa. Powodem jest jego ekologiczność oraz odzyskiwanie energii podczas hamowania. Również ważne jest jego zastosowanie w układach hybrydowych. Szybki rozwój akumulatorów oraz baterii kondensatorów zapewnia lepsze właściwości dynamiczne i eksploatacyjne rozważanego napędu.

W artykule przedstawiono sterowanie silnikiem IPMS we współrzędnych ( $\alpha, \beta$ ), zapewniające ograniczenia wynikające z wytrzymałości cieplnej, napięciowej czy też stabilnej pracy. Konieczny do sterowania jest pomiar prędkości obrotowej wirnika  $\omega$ , oraz prądów płynących w stojanie silnika. Potrzebna też jest estymacja wartości początkowego strumienia stojana dla czasu  $t = 0$ . Jednak pomiar kąta początkowego wirnika nie jest konieczny, bo można go zastąpić pomiarem impulsów prądu stojana powodowanych odpowiednim cyklem napięć stojana. Te impulsy prądu potrafią określić położenie początkowe wirnika. Był modelowany pełny układ falownika do współpracy z silnikiem IPMS, przedstawiony na rys. 3.

### 2. Silnik IPMS i ograniczenia jego sterowania

Równania maszyny synchronicznej z wewnętrznymi magnesami trwałymi (IPMS) można zapisać we współrzędnych związanych z wirnikiem ( $d, q$ ), [2]:

$$\begin{cases}
 \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt}L_d & ; & -\omega L_q \\ \omega L_d & ; & R + \frac{d}{dt}L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \cdot \psi_f \end{bmatrix} \\
 M_{el} = \frac{3p\psi_s}{4L_dL_q} [2\psi_f \cdot L_q \cdot \sin(\delta) - \psi_s(L_q - L_d) \sin(2\delta)] = \\
 = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q)i_d i_q + \psi_f \cdot i_q] = \frac{3}{2} p \psi_s \cdot i_y \\
 J \cdot \frac{d\omega}{dt} = pM_{el} - pf\omega_r - pT
 \end{cases} \quad (1)$$

gdzie:  $p$  – liczba par biegunów,

$\omega = p \omega_r$  – elektryczna prędkość wirnika,

$\omega_r$  – rzeczywista prędkość wirnika,

$J$  – moment bezwładności wirnika,

$f$  – współczynnik tarcia lepkiego wirnika,

$T$  – moment obciążenia,

$v_d, v_q$  – składowe  $d$  i  $q$  napięcia stojana,

$i_d, i_q$  – składowe  $d$  i  $q$  prądów stojana,

$L_d, L_q$  – indukcyjność własna osi  $d$  i  $q$ ,

$R$  – rezystancja stojana,

$M_{el}$  – moment elektromagnetyczny,

$\psi_f$  – strumień magnesu trwałego wirnika,

$\psi_s$  – strumień stojana.

Obowiązują zależności dla współrzędnych ( $d, q$ ).

$$\begin{cases}
 \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\
 \psi_q = L_q \cdot i_q \\
 I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{sn} \cdot \sqrt{2} \\
 \psi_s = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \leq \psi_{sn} = V_{sn} / \omega
 \end{cases} \quad (2)$$

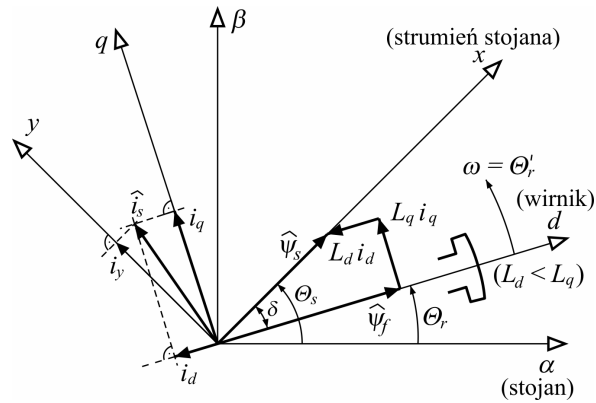
Zależności między stosowanymi układami współrzędnych pokazuje rys. 1. [3].

Aby uniknąć niewłaściwej pracy maszyny, powinny być, podczas jej sterowania, sprawdzane jej parametry. Należy zapewnić, aby wraz z kątem mocy  $\delta$  wzrastał moment elektromagnetyczny  $M_{el}$ . Odpowiada to zapewnieniu, że:

$$\left. \frac{\partial}{\partial \delta} M_{el} \right|_{\delta=0} > 0$$

oraz że kąt mocy  $\delta$  nie będzie przekraczał kąta  $\delta_{max}$ , przy którym moment elektromagnetyczny osiąga maksimum. Jest to spełnione, gdy:

$$\begin{cases} \psi_s < \frac{L_q}{L_q - L_d} \psi_f \\ \delta < \delta_m = \arccos \left\{ \frac{a/\psi_s - \sqrt{(a/\psi_s)^2 + 8}}{4} \right\} \\ a = \frac{\psi_f L_q}{L_q - L_d} \end{cases} \quad (3)$$



Rys. 1. Różne układy odniesienia współrzędnych:  $(\alpha, \beta)$  – współrzędne stojana,  $(d, q)$  – współrzędne wirnika,  $(x, y)$  – współrzędne strumienia stojana;  $\delta$  – kąt mocy,  $\omega$  – prędkość elektryczna wirnika

Jak widać z rys. 1., poprzez właściwy wpływ na prąd stojana  $\hat{i}_s$  [4] można zapewnić spełnienie zależności (3).

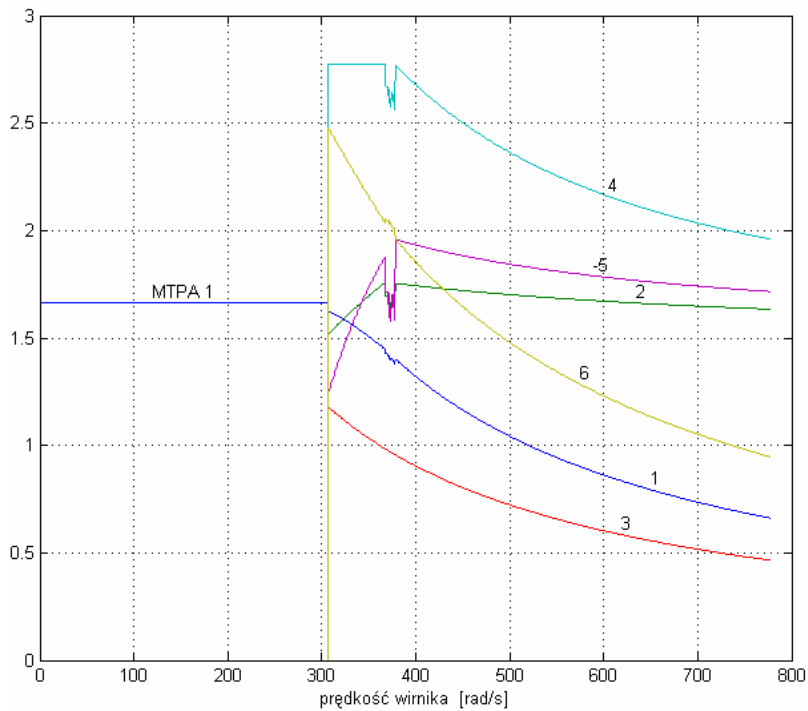
Dla zmniejszenia strat ciepła należy dążyć do możliwie małego prądu stojana. Zakładając stałą wartość prądu stojana  $I_s$  (2), przyrównuje się do zera pochodną momentu elektromagnetycznego  $M_{el}$  z (1) po prądzie  $i_q$ . Zapewnia to maksimum momentu w odniesieniu do prądu (na amper), czyli MTPA.

$$i_d = \frac{\psi_f}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (4)$$

Należy tak sterować, aby napięcie indukowane w uzwojeniach stojana nie przekroczyło wartości znamionowej  $V_{SN}$ . Przy nieuwzględnieniu rezystancji stojana napięcie indukowane w stojanie jest proporcjonalne do prędkości elektrycznej  $\omega$ . Wprowadza się prędkości:  $\omega_c$  – prędkość przy zerowym prądzie (brak obciążenia) oraz  $\omega_b$  – prędkość bazową (przy znamionowym strumieniu stojana  $\psi_{SN}$ ).

$$V_{SN} = \omega_c \cdot \psi_f = \omega_b \cdot \psi_{SN} \quad (5)$$

Obliczenia były prowadzone dla silnika IPMS o danych:  $L_d = 0,3885$  H,  $L_q = 0,4755$  H,  $V_n = 240$  V,  $I_n = 1,6$  A,  $p = 1$ ,  $R = 19,4$   $\Omega$ ,  $\psi_f = 0,5475$  H,  $J = 1e-4$  kgm<sup>2</sup>,  $\omega_b = 286,2$  rad/s,  $\omega_c = 438,4$  rad/s. Podczas sterowania należy też zapewnić ograniczenie (2) prądu stojana przez wartość  $I_{SN}$  oraz strumienia stojana  $\psi_s$ . Wszystkie ograniczenia (2)-(4) są uwzględnione na rys. 2. Przedstawia on górny limit momentu elektromagnetycznego silnika (1) w funkcji prędkości obrotowej wirnika  $\omega$ .

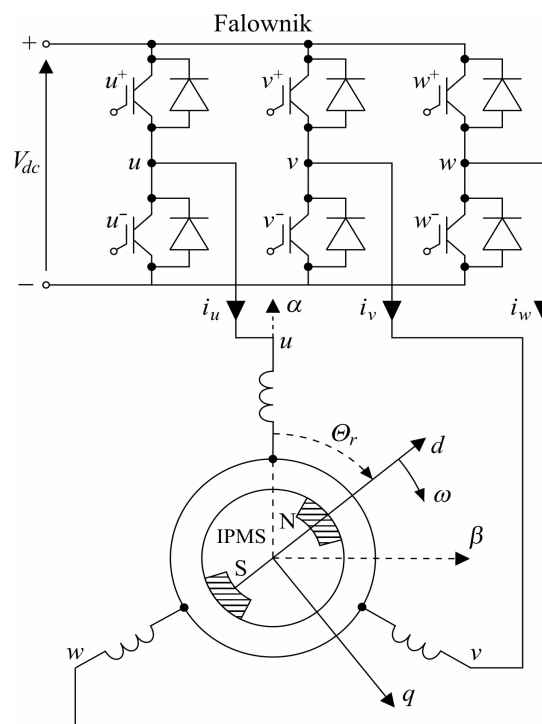


Rys. 2. Limity statyczne silnika IPMS: 1 – moment elektryczny, 2 – kąt mocy  $\delta_m$ , 3 – strumień stojana  $\psi_s$ , 4 – moduł prądu stojana  $I_s$ , 5 – prąd  $-i_d$  (z minusem), 6 – prąd  $i_q$

Jak widać na rys. 1., do prędkości  $\omega_b$  silnik pracuje w reżimie MTPA, powyżej tej prędkości pojawia się ograniczenie strumienia stojana (2), czyli konieczność osłabiania strumienia (FW). Wówczas stają się też aktywne, przy określaniu limitu momentu, ograniczenie kąta mocy  $\delta$  (3). Przedstawione ograniczenia winny być uwzględniane podczas procesu sterowania silnikiem IPMS w sposób dynamiczny.

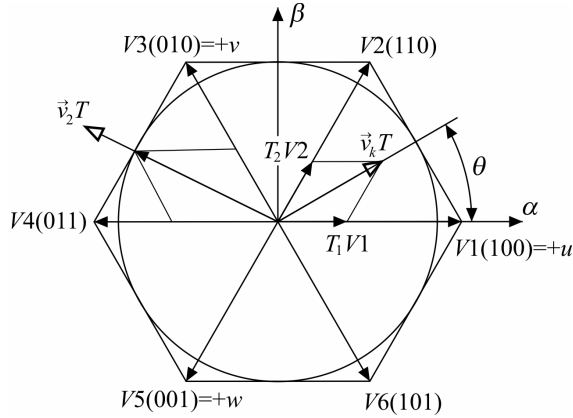
### 3. Określenie położenia początkowego wirnika silnika IPMS

Do prawidłowego sterowania silnikiem IPMS ważne jest określenie położenia początkowego wirnika [1]. W tym celu można posłużyć się pomiarem prądów faz stojana przy określonym ich zasilaniu. Do zasilania faz wykorzystuje się układ falownika przedstawiony na rys. 3.



Rys. 3. Układ zasilania silnika IPMS

Sposób zasilania faz stojana silnika przedstawia rys. 4. Zasila się jedną fazę z zacisku (+) źródła  $V_{dc}$ , a pozostałe fazy są przyłączone do zacisku (-) źródła  $V_{dc}$ . Zasilając tak fazę  $u$ , określamy układ zasilający  $V1(1\ 0\ 0)$  lub też  $+u$ . Zasilanie fazy  $u$  w kierunku przeciwnym oznaczamy przez  $V4(0\ 1\ 1)$  lub też  $-u$ . Podobnie dla fazy  $v$  mamy  $V3(0\ 1\ 0)$ , czyli  $+v$ , oraz  $V6(1\ 0\ 1)$ , czyli  $-v$ . Dla fazy  $w$  zasilanie  $+w$  to  $V5(0\ 0\ 1)$ , a  $-w$  to  $V2(1\ 1\ 0)$ .



Rys. 4. Napięcia układu zasilania silnika z rys. 3. w układzie współrzędnych  $(\alpha, \beta)$

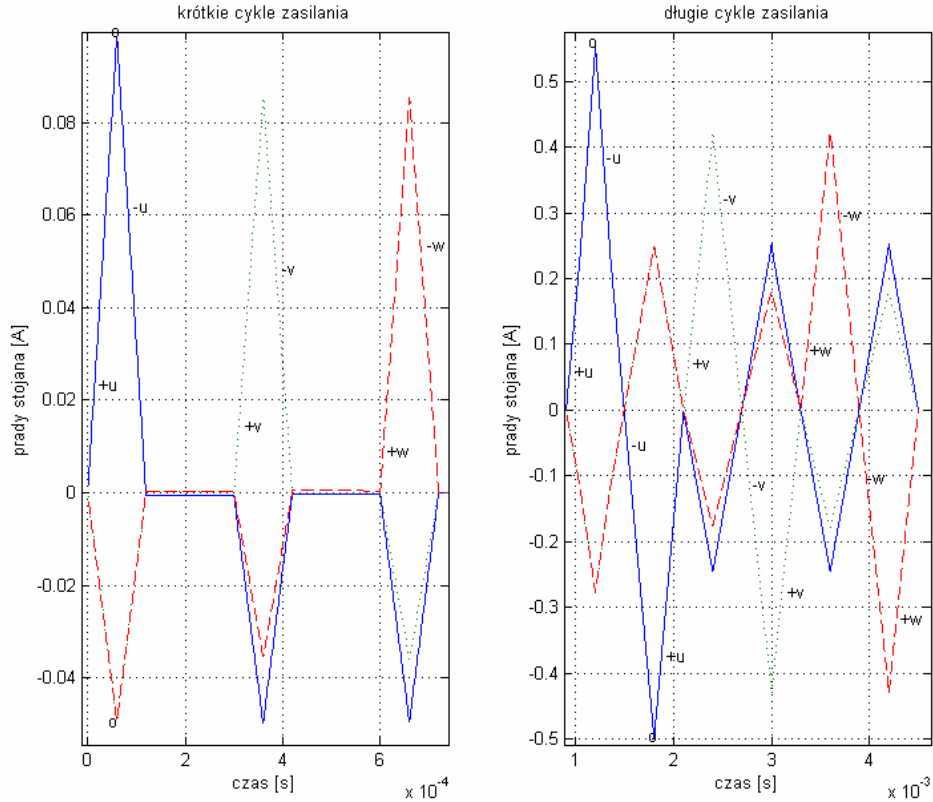
Napięcia faz  $u, v, w$  z układu zasilania z rys. 3. mogą być sprowadzone do układu współrzędnych  $(\alpha, \beta)$  stojana za pomocą wzoru:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = [T0] \cdot \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (6)$$

Poszczególne stany przełączeń tranzystorów są przedstawione na rys. 4. w postaci wektorów  $V1, V2, V3, V4, V5, V6$ . Przedstawiono tam też sposób rozkładu dowolnego wektora napięć  $\vec{v}_k$ , działającego w czasie próbkowania  $T$  na najbliższe mu kierunki  $V1$  i  $V2$ .

Do określenia położenia wirnika  $\theta_r$  z dokładnością do  $\pm\pi$  stosuje się ciąg krótkich impulsów:  $+u, -u, +v, -v, +w, -w$ . Czas trwania każdego krótkiego impulsu to  $60 \mu s$ . Do wyboru spośród tak określonych kątów  $\theta_r$  i  $(\theta_r \pm \pi)$  wykorzystuje się nasycenie obwodu magnetycznego silnika, który już i tak jest wzbudzony strumieniem magnesu trwałego. Stosuje się teraz długie impulsy zasilania ( $600 \mu s$ ), ułożone w sposób:  $+u, -u, -u, +u; +v, -v, -v, +v; +w, -w, -w, +w$ . Prądy uzwojeń stojana wywoływane przez podane cykle zasilania przedstawia rys. 5.

Przy krótkich cyklach zasilania bierze się pod uwagę wartości maksymalne prądów, które występują pod koniec zasilania  $+u, +v, +w$ . Do zasilania  $+u$  są one zaznaczone przez „o” na rys. 5.



Rys. 5. Prądy uzwojeń stojana podczas określania położenia początkowego wirnika – wartości odpowiadają położeniu  $\theta_r = 0$ ; z lewej strony są prądy przy krótkich impulsach zasilania, z prawej przy długich cyklach zasilania

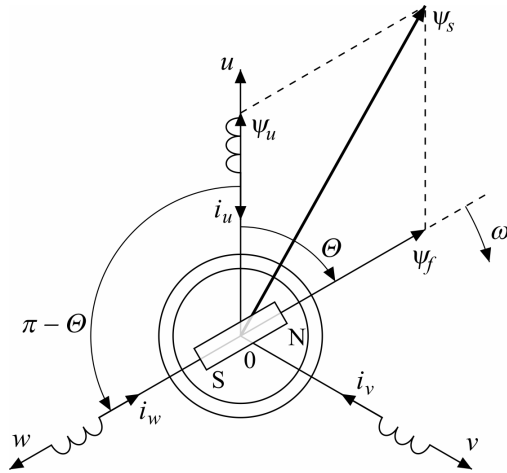
Z powodu krótkich czasów zasilania prądy są małe i nie występuje nasycenie obwodu magnetycznego [5]. W zależności od kąta położenia wirnika  $\theta$  wspomniane wartości maksymalne prądów spełniają zależności:

$$\begin{cases} I_{um} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta) \\ I_{vm} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{wm} = I_0 + \Delta I_0 \cdot \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_0 = (I_{um} + I_{vm} + I_{wm})/3 \\ \Delta I_u = I_{um} - I_0 \\ \Delta I_v = I_{vm} - I_0 \\ \Delta I_w = I_{wm} - I_0 \end{cases} \quad (7)$$

Z tych zależności można obliczyć położenie wirnika  $\Theta$  (względem fazy  $u$ ) z dokładnością  $\pm k\pi$ :

$$\Theta = \frac{\text{atan2}((\Delta I_v - \Delta I_w)/\sqrt{3}, (2\Delta I_u - \Delta I_v - \Delta I_w)/3)}{2} \pm \pm k\pi \quad (k = 0, 1) \quad (8)$$

Aby wybrać jeden z tych dwóch policzonych kątów  $\Theta$  jako właściwy, należy wykorzystać zjawisko nasycenia się obwodu magnetycznego. Jest ono przedstawione na rys. 6.

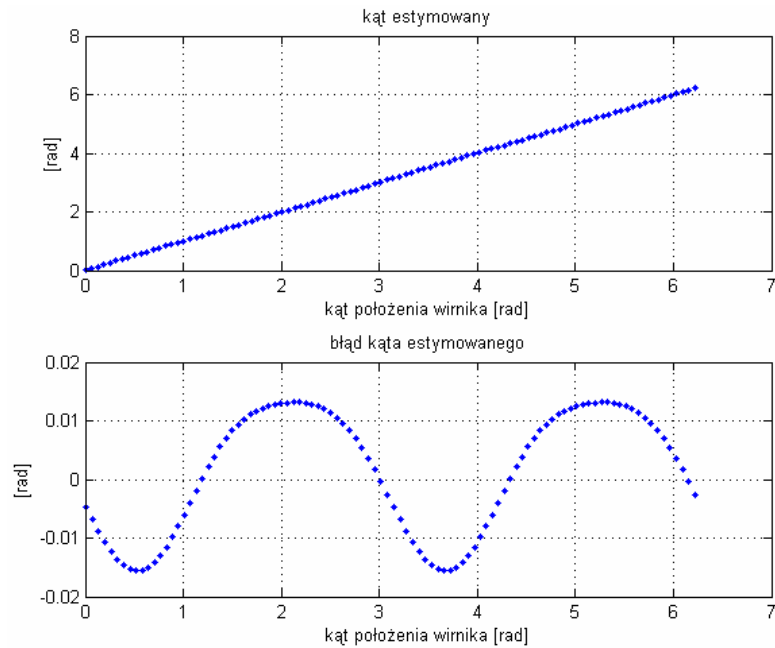


Rys. 6. Wykorzystanie nasycenia obwodu magnetycznego do dokładnego określenia kąta położenia wirnika  $\Theta$

Wykorzystując oba policzone kąty (8) oraz położenia osi faz  $u, v, w$ , należy znaleźć fazę najbliższą jednemu z kątów (8). W rozpatrywanym przypadku, gdy  $\Theta_r = 0$ , jest to faza  $u$ . Dlatego należy rozpatrzeć wartości prądu z długiego cyklu zasilania z rys. 5. dla fazy  $u$  po zasilaniu  $+u$  oraz przed następnym  $+u$  (czyli po dwóch zasilaniach  $-u$ ). Punkty te na rys. 5. są zaznaczone przez „o”. Prąd z pierwszego odczytu jest większy niż z drugiego. Oznacza to, że strumienie magnetyczne uzwojenia oraz magnesu trwałego sumują się, jak na rys. 6., co zwiększa nasycenie magnetyczne. Należy w tym przypadku przyjąć pierwszy kąt spośród (8), czyli  $\Theta_r = 0$ . Gdyby było odwrotnie, to oznaczałoby to odwrotne położenie biegunów magnesu trwałego we wirniku i należałoby przyjąć kąt  $\Theta_r = 0 + \pi$ .

Opisane postępowanie zastosowano do różnych kątów położenia wirnika. Jak widać na rys. 7., błędy estymacji były małe.





Rys. 7. Estymacja różnych kątów położenia wirnika oraz błędy tej estymacji

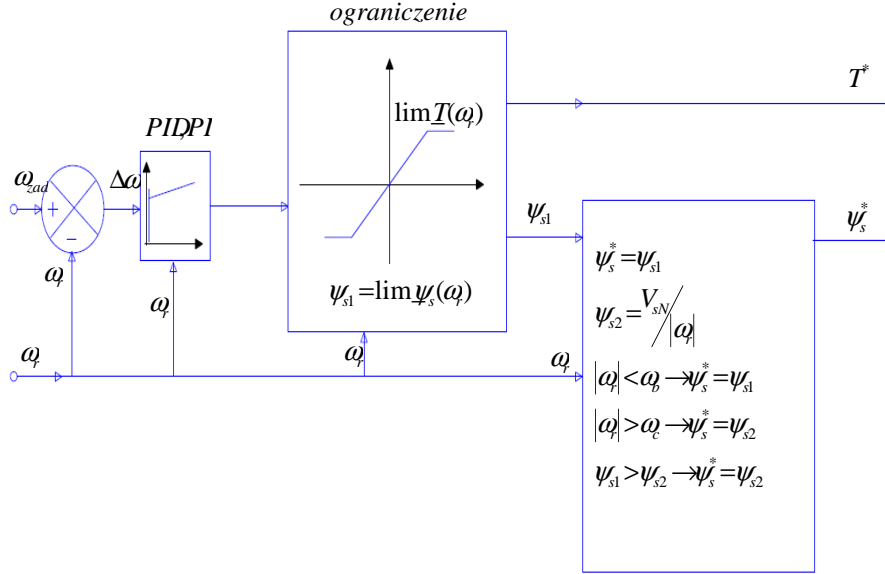
#### 4. Sterowanie silnikiem IPMS

Do sterowania silnikiem IPMS wykorzystano pomiar jego prędkości  $\omega_r$ . Położenie początkowe wirnika było estymowane sposobem opisanym w poprzednim rozdziale. Wykorzystano również pomiary prądów stojana silnika. Na rys. 8. przedstawiono sposób określenia potrzebnego momentu elektromagnetycznego  $T^*$  oraz modułu strumienia stojana  $\psi_s^*$ . Są to wielkości zapewniające dążenie prędkości obrotowej wirnika  $\omega_r$  do wartości zadanej  $\omega_{zad}$ . Spełnione są przy tym wszystkie ograniczenia rozpatrzone w pkt 2., zarówno odnośnie indukowanego napięcia w stojanie (5, 2), jak i maksymalnego prądu stojana (2). Również spełnione są ograniczenia na kąt mocy  $\delta$  (3). Obliczone w pkt 2. ograniczenia są zależne od prędkości obrotowej wirnika  $\omega_r$  i dlatego została ona wykorzystana na rys. 8.

Na rys. 9. przedstawiono sterowanie silnikiem IPMS. Różnica proponowanego na rys. 8. momentu elektromagnetycznego  $T^*$  oraz estymowanego obliczeniami momentu silnika  $T_{est}$  służy do określenia potrzebnej pochodnej kąta mocy  $\delta$  (rys. 1.). Po zsumowaniu z prędkością wirnika  $\omega_r$  uzyskuje się prędkość wskazu strumienia stojana  $\dot{\Theta}_s$ . Po wymnożeniu tej prędkości przez krok czasowy  $dt$  i po dodaniu do kąta strumienia stojana  $\Theta_{s,k-1}$  z poprzedniego ( $k-1$ ) kro-

ku czasowego dostajemy kąt strumienia stojana  $\Theta_{s,k}$  w aktualnym  $k$ -tym kroku czasowym we współrzędnych stojana  $(\alpha, \beta)$ , ze wzoru:

$$\hat{\psi}_{s,k}(\alpha, \beta) = \psi_s^* \cdot e^{j\Theta_{s,k}} \quad (9)$$



Rys. 8. Określenie potrzebnego momentu elektromagnetycznego  $T^*$  i modułu strumienia stojana  $\psi_s^*$ , zapewniające spełnienie ograniczeń z pkt 2.

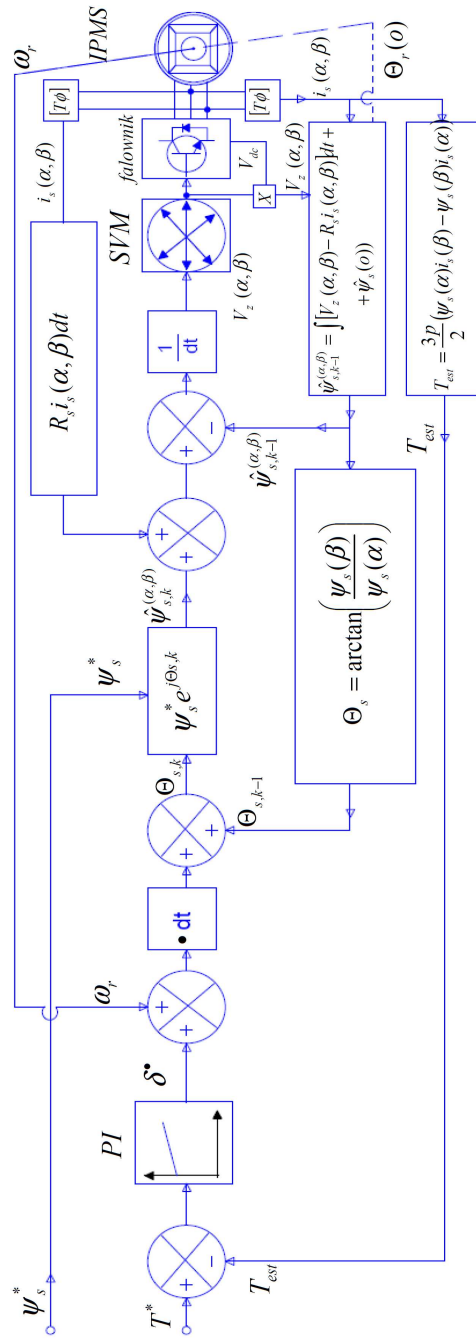
Potrzebny wektor napięć zasilających  $V_z(\alpha, \beta)$  we współrzędnych  $(\alpha, \beta)$  otrzymujemy z przybliżonego wzoru:

$$V_z(\alpha, \beta) = \frac{[\hat{\psi}_{s,k}(\alpha, \beta) + R_s \cdot i_s(\alpha, \beta) \cdot dt] - \hat{\psi}_{s,k-1}}{dt} \quad (10)$$

gdzie strumień stojana z poprzedniego kroku czasowego  $\hat{\psi}_{s,k-1}$  obliczamy ze wzoru:

$$\hat{\psi}_{s,k-1}(\alpha, \beta) = \int [V_z(\alpha, \beta) - R_s \cdot i_s(\alpha, \beta)] dt + \hat{\psi}_s(0) \quad (11)$$

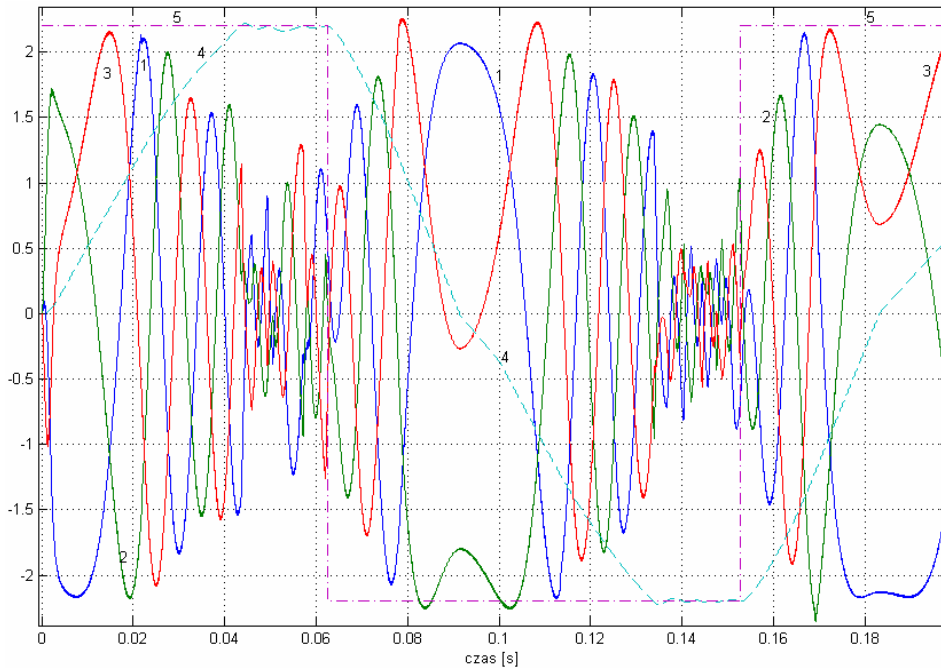
We wzorze tym pojawiła się wielkość początkowa strumienia stojana  $\hat{\psi}_s(0)$  dla czasu początkowego  $t = 0$ . Do określenia tej wielkości konieczna jest znajomość kąta początkowego wirnika  $\Theta_r(0)$ .



Rys. 9. Sterowanie silnikiem IPMS w układzie współrzędnych  $(\alpha, \beta)$

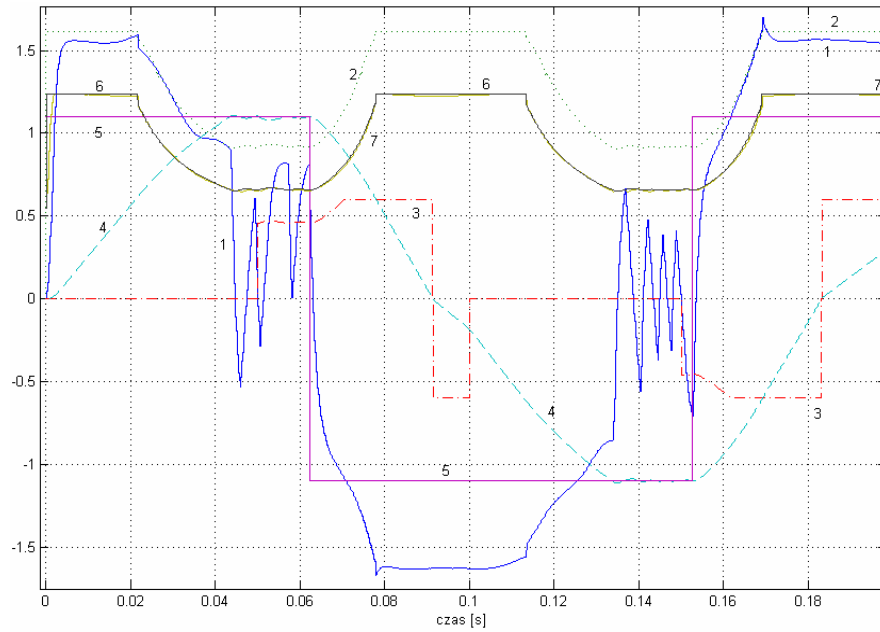
## 5. Symulacje obliczeniowe

Dla przedstawionego w pkt 2. silnika IPMS oraz sposobu sterowania jego pracą, przedstawioną w pkt 4., przeprowadzono szereg symulacji. Prądy stojana są przedstawione na rys. 10.

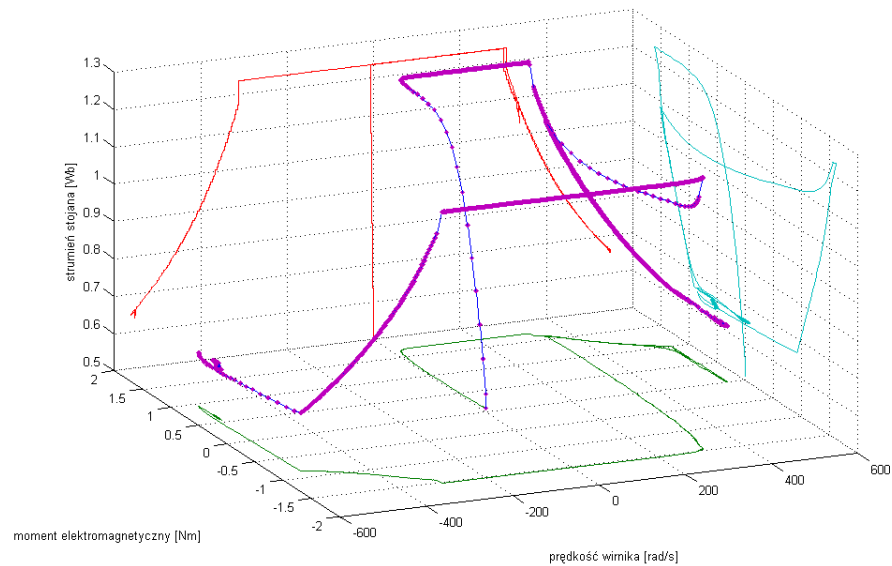


Rys. 10. Prądy stojana silnika IPMS: 1, 2, 3 – fazy stojana, 4 – prędkość wirnika  $\omega_r$  [rad/s] (podzielona przez 500), 5 – zadana prędkość wirnika  $\omega_{rad}$  (podzielona przez 500)

Pozostałe wielkości otrzymane podczas obliczeń z założoną prędkością obrotową są przedstawione na rys. 11. Założone ograniczenia są dobrze widoczne na trajektorii ruchu na rys. 12.



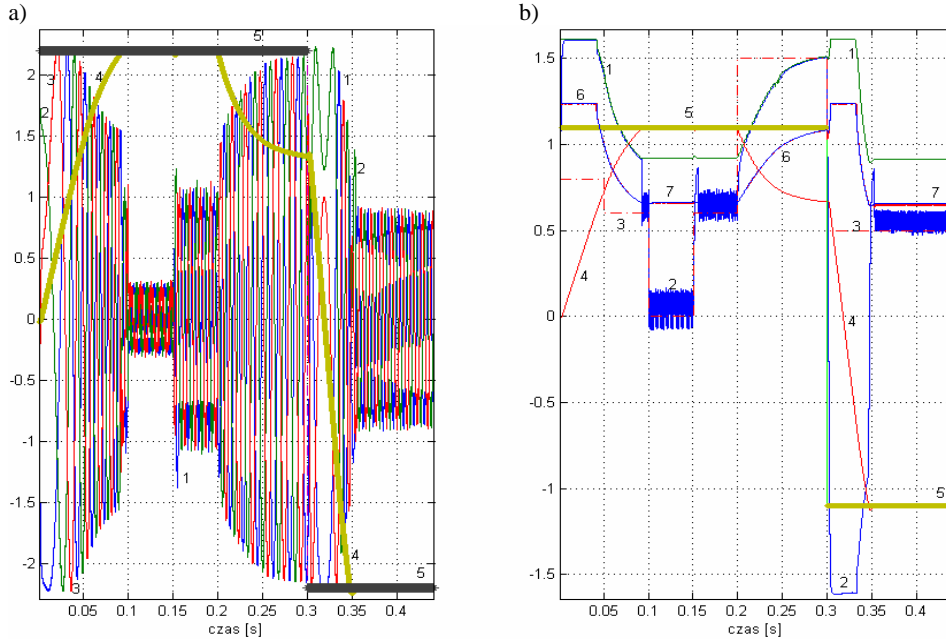
Rys. 11. Przebiegi w silniku IPMS: 1 – moment elektromagnetyczny estymowany [Nm], 2 – ograniczenia (limity) momentu elektromagnetycznego, 3 – moment obciążenia [Nm], 4 – osiągnięta prędkość wirnika  $\omega_r/500$  [rad/s], 5 – zadana prędkość obrotowa wirnika  $\omega_{zad}/500$  [rad/s], 6, 7 – moduły strumienia stojana  $\psi_s$  i jego ograniczenie



Rys. 12. Trajektoria silnika IPMS we współrzędnych:  $x$  – prędkość wirnika  $\omega_r$  [rad/s],  $y$  – moment elektromagnetyczny [Nm],  $z$  – moduł strumienia stojana [Wb] wraz z jej rzutem na płaszczyznę  $(x, y)$

## 6. Wnioski

Przedstawiony sposób sterowania silnikiem IPMS charakteryzuje się dobrymi właściwościami ruchowymi. Wymaga jedynie pomiaru prędkości obrotowej  $\omega_r$  i estymacji położenia początkowego wirnika. Pomiar prędkości obrotowej  $\omega_r$  może być zastąpiony estymacją filtrem Kalmana, co będzie przedstawione w innej artykule.



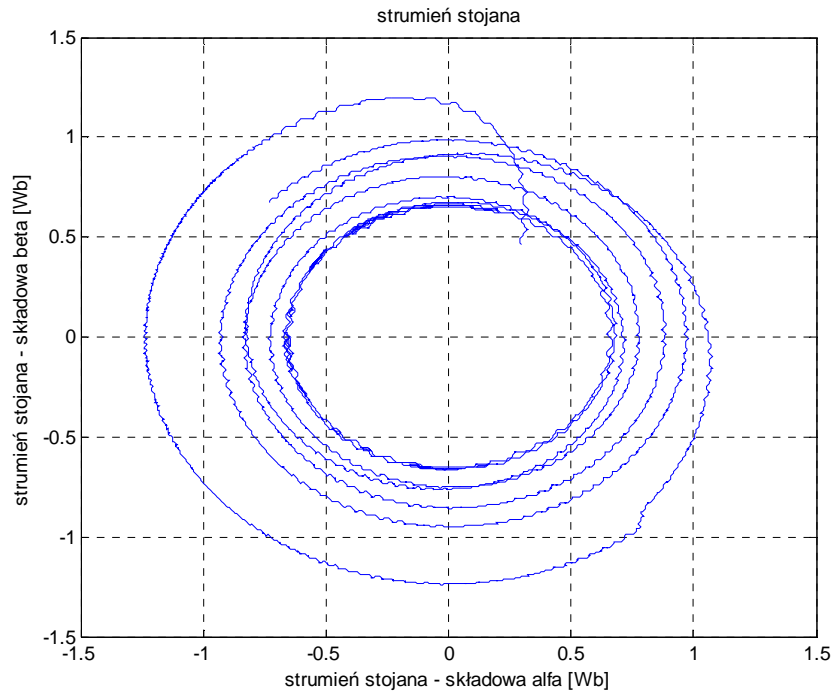
Rys. 13. Przebiegi przejściowe silnika IPMS: a) prądy stojana silnika IPMS; 1, 2, 3 – fazy stojana, 4 – prędkość wirnika  $\omega_r$  [rad/s] (podzielona przez 500), 5 – zadana prędkość wirnika  $\omega_{zad}$  (podzielona przez 500), b) 1 – ograniczenia (limity) momentu elektromagnetycznego, 2 – moment elektromagnetyczny estymowany [Nm], 3 – moment obciążenia [Nm], 4 – osiągnięta prędkość wirnika  $\omega_r/500$  [rad/s], 5 – zadana prędkość obrotowa wirnika  $\omega_{zad}/500$  [rad/s], 6, 7 – moduły strumienia stojana  $\psi_s$  i jego ograniczenie

Na dynamikę układu można wpływać przez właściwy dobór stosowanych regulatorów PI. Na drgania wirnika ma duży wpływ regulator  $\Delta\omega$  z rys. 8. Przebiegi na rys. 13. otrzymano, stosując regulator  $T = 100 \cdot \Delta\omega$ , a przy  $|\Delta\omega| < 4$  rad/s to:

$$T = 100 \cdot (\Delta\omega + 0,01 \cdot d(\Delta\omega)/dt) .$$

Podczas włączania kolejnych tyrystorów w falowniku z rys. 9. sprawdzono, czy tranzystor będący w parze już przestał przewodzić prąd. Gdy jeszcze prze-

wodził prąd (prąd nie zdążył zaniknąć), to opóźniano włączenie nowego tranzystora. Takich opóźnień było przykładowo 9000 na 0,5 s czasu przebiegu. Nie wpłynęło to na przebiegi, co można zaobserwować np. na rys. 14. Przedstawia on strumień stojana maszyny we współrzędnych  $(\alpha, \beta)$ .



Rys. 14. Strumień stojana we współrzędnych  $(\alpha, \beta)$

Stosowano podstawowy cykl czasu podczas sterowania wynoszący  $T_s = 150 \mu\text{s}$ . Sterowanie było ustalane na każdy kolejny cykl czasu  $T_s$ .

### Literatura

1. Lai Y.S., Chen J.H., *A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction*, IEEE Trans. Energy Conv. 2001, Vol. 16, 220-227.
2. Martins C., Roboam X., Meynard T.A., Caryalho A.S., *Switching frequency imposition and ripple reduction in dtc drives by using a multilevel converter*, IEEE Trans. Power Electron. 2002, Vol. 17, 286-297.
3. Swierczynski D., Kazmierkowski M., Blaabjerg F., *DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) using space vector modulation (DTC-SVM)*, Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 2002, Vol. 3, 723-727.
4. Tan Z., Li Y., Li M., *A direct torque control of induction motor based on three-level inverter*, Proc. IEEE-PESC'01 Conf. 2001, Vol. 2, 1435-1439.

5. Tripathi A., Khambadkone A.M., Panda S.K., *Space-vector based, constant frequency, direct torque control and dead beat stator flux control of AC machines*, Proc. IEEE-IECON'01 Conf. 2001, 1219-1224.

## **POSSIBILITIES AND LIMITATIONS OF IPMS MACHINE CONTROLLING**

### **S u m m a r y**

The rules of IPMS machine controlling with the static coordinates ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) were presented. The limitations connected with the electric moment, magnetic flux and stator current were taken into account. The machine was powered by the rectifier with the presented controlling system. The exact calculated simulations were performed.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

### **Autorzy:**

*Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRz, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: golebiye@prz.rzeszow.pl*

*Dr inż. Marek Gołębiowski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: yegolebi@prz.rzeszow.pl*

*Dr inż. Damian Mazur, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: mazur@prz.rzeszow.pl*





Lesław GOŁĘBIEWSKI

Marek GOŁĘBIEWSKI

Damian MAZUR

Politechnika Rzeszowska

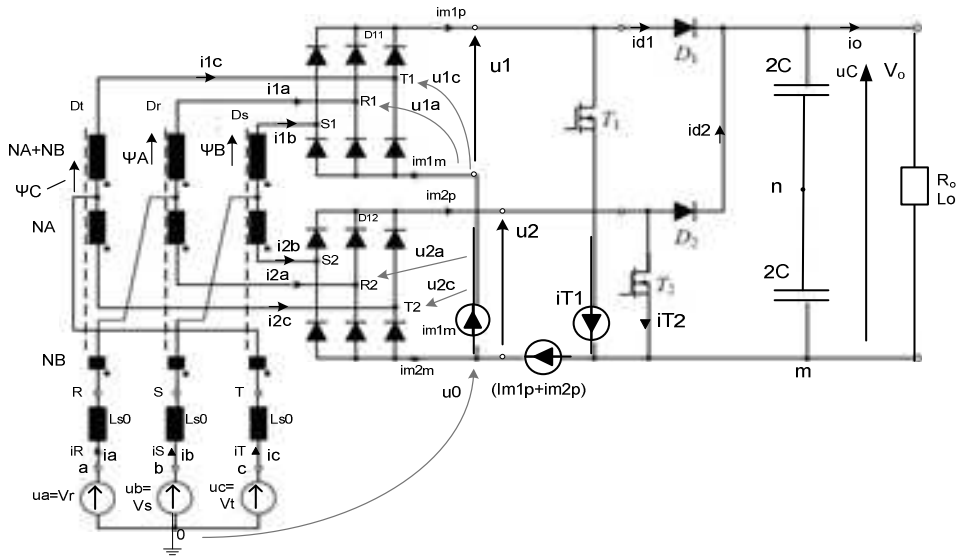
## ZMNIEJSZANIE HARMONICZNYCH W UKŁADACH PROSTOWNICZYCH

Rozważono problem zmniejszenia harmonicznych prądu pobieranego z sieci przez układ prostowniczy. W związku z tym przedstawiono zasadę pracy układu prostowniczego 12- oraz 24-pulsowego z dławikami niesprzężonymi. Dzięki pracy tego układu uzyskuje się małą zawartość prądów wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci oraz wyprostowanym. Do regulacji wartości prądu wyprostowanego zastosowano tranzystory. Sterowanie tranzystorów techniką PWM reguluje prąd wysterowany. Dodatkowo przewidziano możliwość takiego sterowania pracą tych tranzystorów, aby prąd pobierany z sieci przez układ zawierał jak najmniej wyższych harmonicznych, wyrażonych małą wartością współczynnika THD. Równocześnie rozważono elektroniczną filtrację prądu wyprostowanego. Zazwyczaj w tym celu stosuje się dławik. Rozwiązanie to powoduje jednak szereg trudności i zwiększa koszty. Przedstawiony alternatywny sposób wygładzania prądu, stosowany w układach lotniczych, wykorzystuje w tym celu kondensator zamiast dławika. Opracowany sposób sterowania załączania tego kondensatora w obwód prądu stałego zapewnia efektywny sposób zmniejszenia wyższych harmonicznych prądu wyprostowanego.

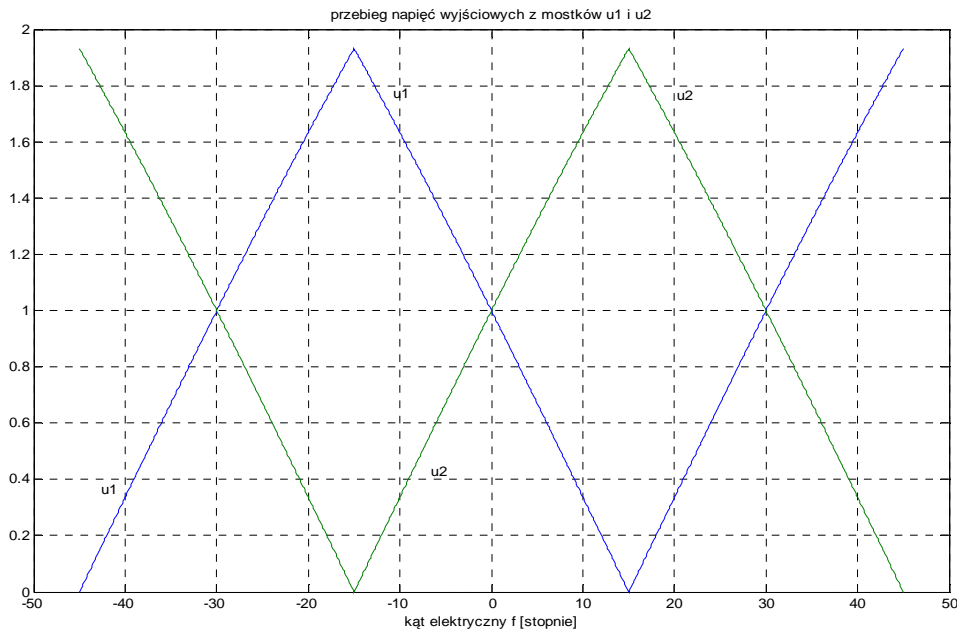
### 1. Wstęp

Prostownik diodowy 24-pulsowy wykorzystuje w swojej konstrukcji dwa współpracujące ze sobą prostowniki 12-pulsowe, z których jeden pokazany jest na rys. 1. Prostownik 12-pulsowy jest układem z trzema niezależnymi dławikami [1]. Przy zachowaniu właściwego stosunku zwojów na każdym dławiku,  $N_B/N_A = 0,366$ , zapewniamy właściwe przesunięcie fazowe dla prądów podstawowej harmonicznej.

Jeśli zapewnimy takie sterowanie tranzystorami T1, T2, aby napięcia  $u_1, u_2$  miały kształt przedstawiony na rys. 2., to wówczas układ 12-pulsowy będzie pobierał z sieci prąd sinusoidalny. Taki sposób sterowania będzie również zastosowany do każdego z podukładów prostownika 24-pulsowego.

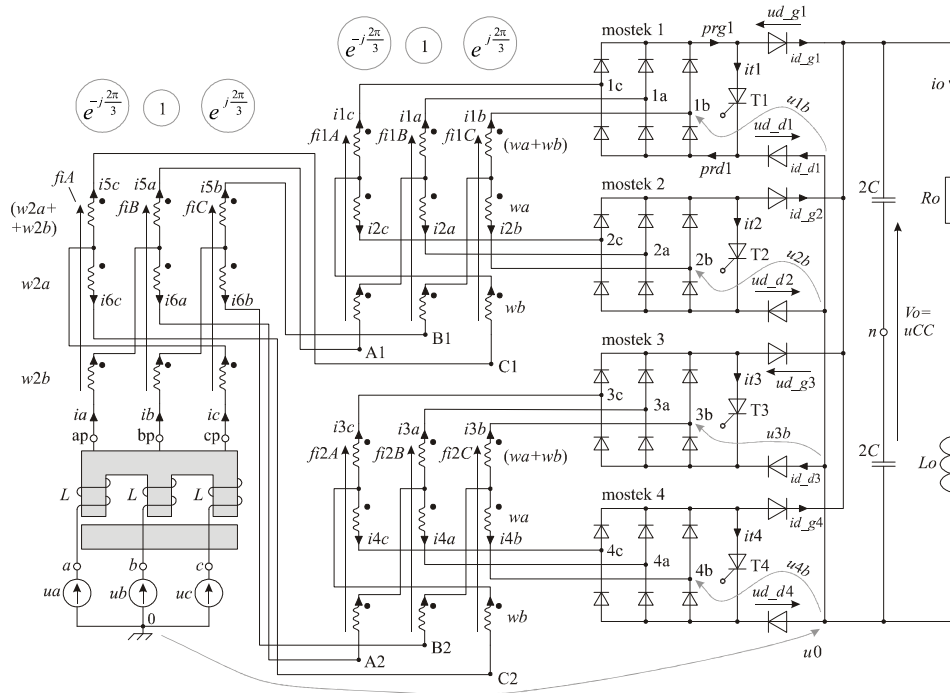


Rys. 1. Układ prostowniczy 12-pulsowy z trzema niezależnymi sprzężonymi dławikami, będący częścią składową układu 24-pulsowego z rys. 3.



Rys. 2. Przebieg napięć wyjściowych z mostków  $u_1$ ,  $u_2$  dla zapewnienia sinusoidalnego kształtu prądów pobieranych z sieci układów z rys. 1. i 3.

Rozważany układ 24-pulsowy jest przedstawiony na rys. 3. [3]. Pierwszy wykorzystywany tu składowy układ 12-pulsowy (z rys. 1.) tworzą mostki 1 i 2 z zasilającymi je trzema dławikami 1A, 1B i 1C. Drugi układ 12-pulsowy tworzą mostki 3 i 4 z zasilającymi je trzema dławikami 2A, 2B i 2C. Oba układy diodowe 12-pulsowe są zasilane z dławików A, B, C. Dławiki te dostarczają do zacisków (A1, B1, C1) oraz (A2, B2, C2) układy trójfazowych napięć przesuniętych wzajemnie o  $15^\circ$ . Cały układ jest zasilany z sieci przez dławik trójfazowy L.



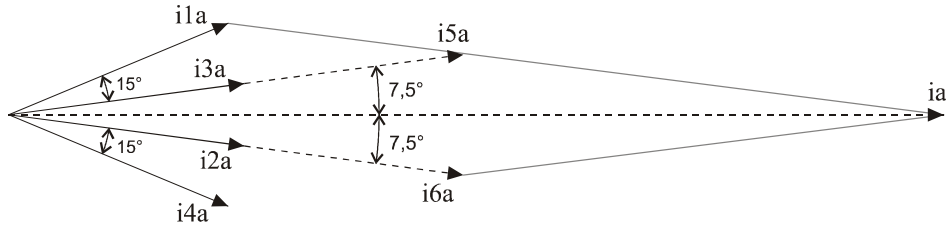
Rys. 3. Układ prostowniczy 24-pulsowy z dławikami niesprężonymi oraz przerywaczami

## 2. Zasada pracy układu prostownika 24-pulsowego

Diody  $g_1, g_2, g_3, g_4$  z rys. 3. współpracują z odpowiednimi tranzystorami T1, T2, T3, T4, tworząc układy przerywaczy. Diody na drodze powrotnej prądu DC do mostków d1, d2, d3, d4 służą do uniezależnienia pracy mostków od siebie, aby prąd wyjścia z mostka, np.  $i_{d\_g1}$ , był równy prądowi powrotu  $i_{d\_d1}$  [2].

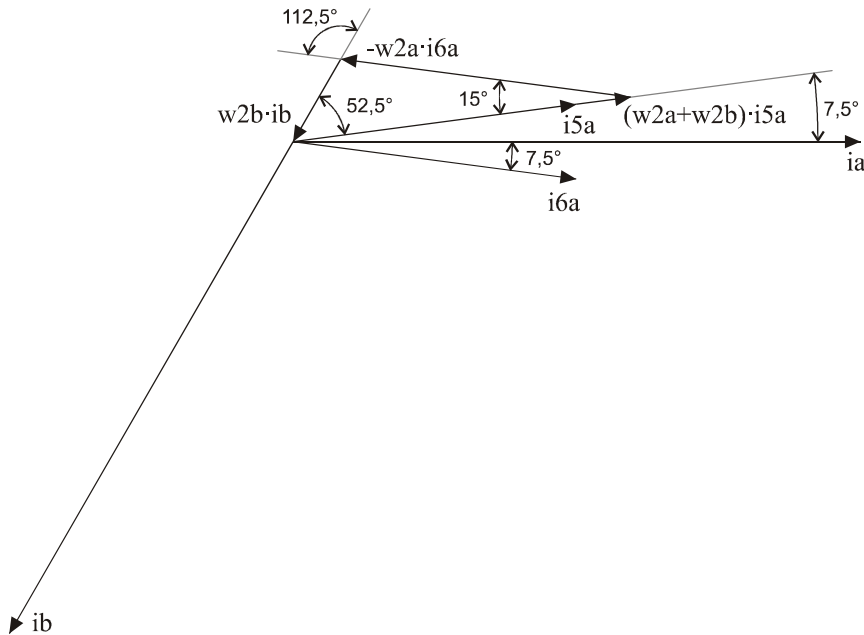
Dławiki sprzężone dostarczają do odpowiadających im mostków napięć 3-fazowych przesuniętych wzajemnie o  $30^\circ$ . W ten sposób spełniają wymogi układu 12-pulsowego przesunięcia wzajemnego o  $60^\circ/2 = 30^\circ$  napięć mostków.

Dla układu 24-pulsowego obowiązuje żądanie przesunięcia wzajemnego napięć zasilających mostki o  $60^\circ/4 = 15^\circ$ . Można to osiągnąć, przesuując dwa układy 12-pulsowe o  $15^\circ$ . Ilustruje to wykres wektorowy fazy A mostków na rys. 4.



Rys. 4. Wykres wektorowy prądów fazy A układu 24-pulsowego z rys. 3.

Wykres wektorowy prądów na rys. 4. przedstawia zasady pracy układu z rys. 3. dla pierwszej harmonicznej. Do obliczenia stosunku liczby zwojów  $w_{2b}/w_{2a}$  należy przyrównać do zera przepływ prądów pierwszej harmonicznej, np. dla dławika ze strumieniem  $i_{iB}$ . Przedstawia to rys. 5.

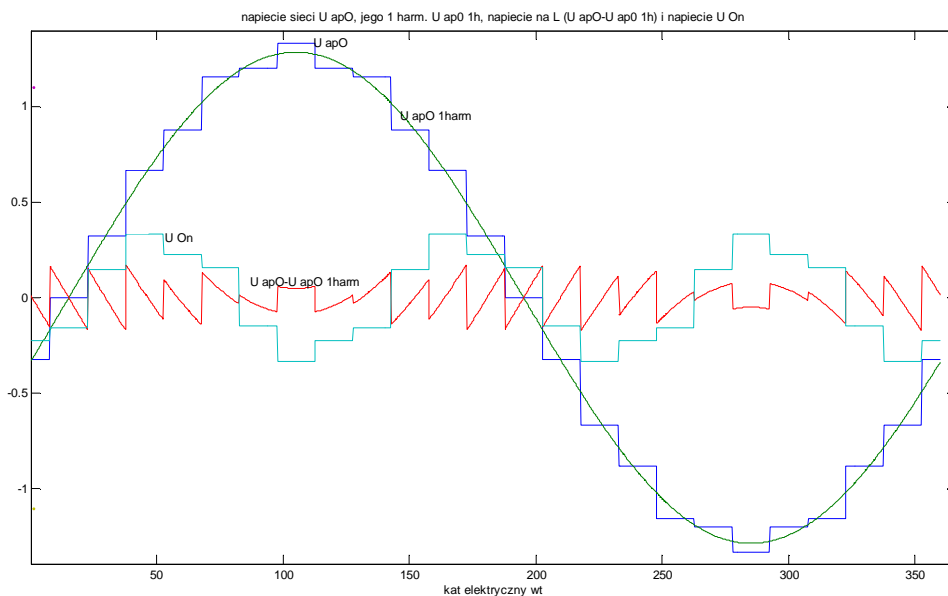


Rys. 5. Przyrównanie do zera przepływów prądów pierwszej harmonicznej na dławiku o strumieniu  $i_{iB}$  z rys. 3., w celu obliczenia stosunku zwojów  $w_{2b}/w_{2a} = 0,1645$

Stosując do trójkąta z rys. 5. twierdzenie sinusów, otrzymujemy zależność ( $i5a = i6a$ ).

$$\frac{w2a}{\sin(52,5^\circ)} = \frac{w2a + w2b}{\sin(112,5^\circ)} \Rightarrow \frac{w2b}{w2a} = 0,1645 \quad (1)$$

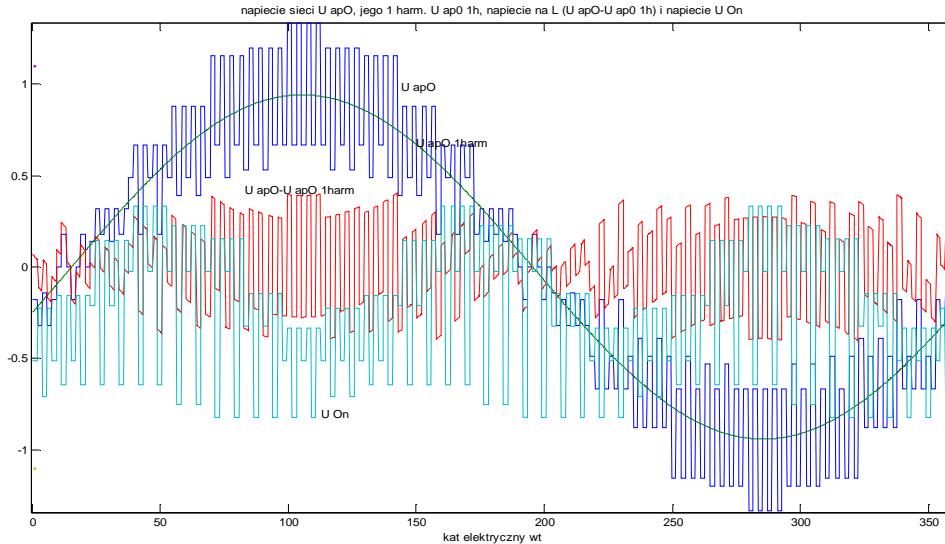
Stosunek zwojów dla pozostałych dławików jest ten sam co dla układu 12-pulsowego z rys. 1., będącego częścią składową rozważanego układu 24-pulsowego, czyli  $wb/wa = 0,366$ . Do zobrazowania uproszczonych przebiegów napięć rozważanego układu 24-pulsowego, przy wyłączonych tranzystorach T1, T2, T3, T4, należy przedstawić występujące w nim zależności na prawo przepływów Ampere'a. Uproszczenie polega na pominięciu indukcyjności rozproszenia dławików. Wyniki przedstawia rys. 6.



Rys. 6. Przebieg napięcia  $U_{ap0}$ , jego pierwszej harmonicznej  $U_{ap0\_1harm}$ , napięcia odkładającego się na dławiku wejściowym L ( $U_{ap0} - U_{ap0\_1harm}$ ) oraz napięcia między węzłem n a punktem zerowym 0, czyli  $U_{On}$  przy wyłączonych tranzystorach (uproszczenie polegało na nieuwzględnieniu indukcyjności rozproszenia dławików)

Zależności na rys. 6. wyprowadzono przy założeniu, że napięcie wyprostowane  $V_0 = 2$  V. Również uproszczone obliczenia, bez uwzględnienia indukcyjności rozproszenia, można zrealizować przy włączonych tranzystorach T1, T2,

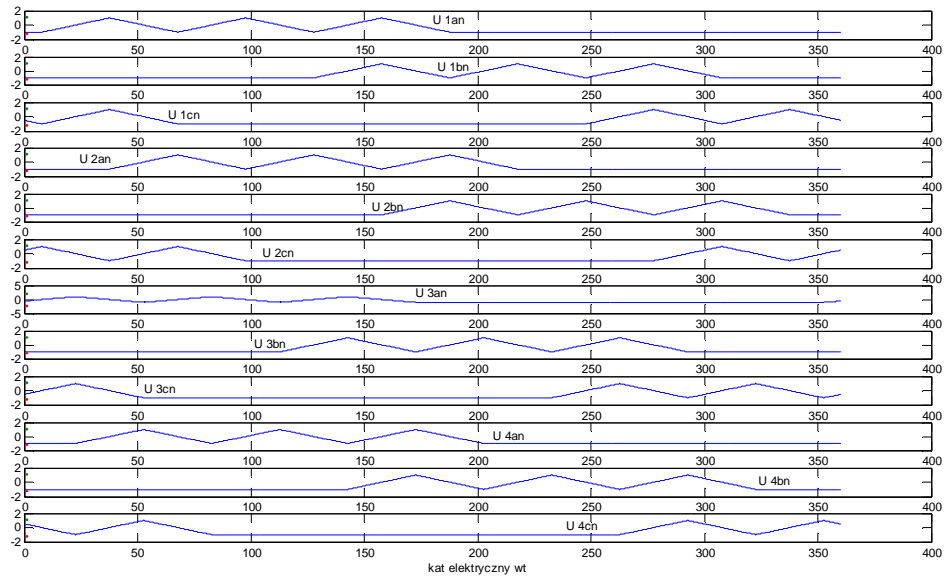
T3, T4. Realizują one cykl łączeniowy z zadaniem wypełnieniem  $D$  (w tym przypadku  $D = 0,25$ ). Cykl pracy tranzystorów następuje z zadaną pulsacją, która jest 48 razy większa od pulsacji podstawowej (rys. 7.).



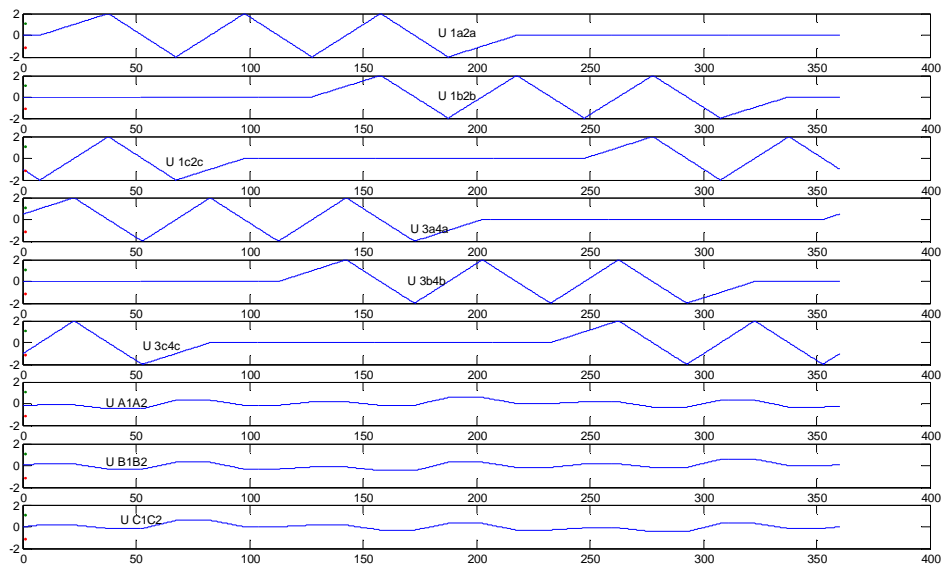
Rys. 7. Przebieg napięcia  $U_{ap0}$ , jego pierwszej harmonicznej  $U_{ap0\_1harm}$ , napięcia odkładającego się na dławiku wejściowym  $L$  ( $U_{ap0} - U_{ap0\_1harm}$ ) oraz napięcia między węzłem  $n$  a punktem zerowym  $0$ , czyli  $U_{0n}$  przy pracy przerywaczy układu z rys. 1. z wypełnieniem  $D = 0,25$  oraz częstotliwością przełączania 48 razy większą od podstawowej

### 3. Sterowanie tranzystorami T1, T2, T3, T4 dla uzyskania jak najmniejszej zawartości wyższych harmonicznych w prądzie sieci (sterowanie według rys. 2.)

Zbadano możliwości pracy rozważanego układu 24-pulsowego z rys. 3. przy takim modelowaniu pracy tranzystorów przerywaczy, aby uzyskać prąd pobierany z sieci zbliżony do sinusoidy. Posłużono się tu sterowaniem przedstawionym na rys. 2. Jest ono właściwe dla układu 12-pulsowego z rys. 1. Kierowano się tym, że na wyjściu rozważanego układu z rys. 3. są dwa współpracujące ze sobą układy z rys. 1. Przebiegi uzyskano, korzystając tylko z prawa przepływu Ampera dla każdego dławika, przy pominięciu indukcyjności rozproszenia układu. Uzyskane przebiegi układu 24-pulsowego, przy trójkątnym sterowaniu tranzystorów, przedstawionym na rys. 2., są pokazane na rys. 8-10.

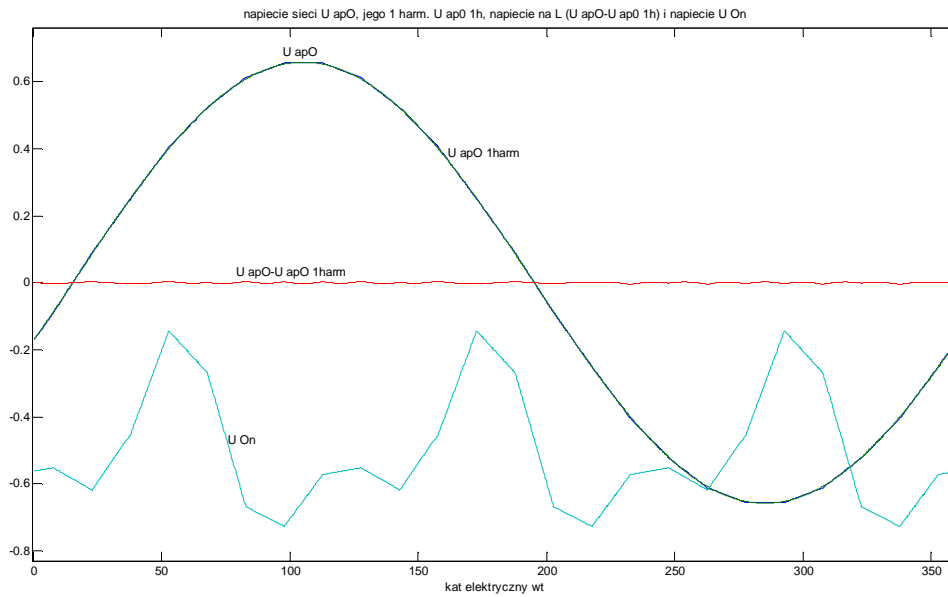


Rys. 8. Przebiegi napięć układu 24-pulsowego z rys. 3. względem węzła n, przy sterowaniu przerywaczy (rys. 2.), dla uzyskania przebiegów sinusoidalnych prądów pobieranych z sieci



Rys. 9. Napięcia na dławikach niesprzężonych układu 24-pulsowego z rys. 3., przy sterowaniu (rys. 2.), dla uzyskania przebiegów prądów sieciowych najbardziej zbliżonych do sinusoidalnych





Rys. 10. Napięcie sieci  $U_{ap0}$ , jego pierwsza harmoniczna  $U_{ap0\_1harm}$ , napięcie na dławiku wejściowym L ( $U_{ap0} - U_{ap0\_1harm}$ ) oraz napięcie węzła n względem uziemionego węzła 0, przy sterowaniu przerywaczy układu 24-pulsowego zgodnie z rys. 2.

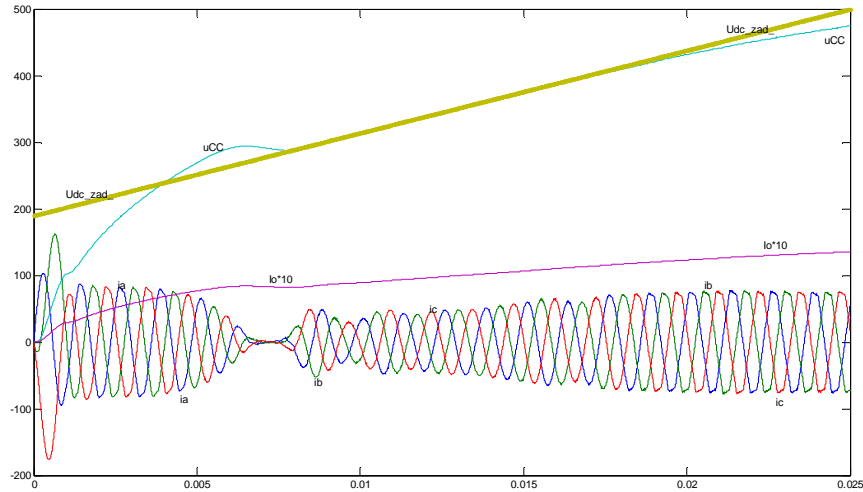
#### 4. Sterowanie wartością napięcia wyprostowanego poprzez bezpośrednie zadanie poziomu załączania tranzystorów techniką PWM (nie według rys. 2.)

W celu dokładnego obliczenia przebiegów prądów w rozważanym układzie z rys. 3., przy uwzględnieniu indukcyjności oraz rezystancji uzwojeń, ułożono układ równań różniczkowych. Zmienne stanu układu w liczbie  $n = 32$  wraz z napięciem  $u_0$  tworzą wektor  $\mathbf{x} = [i_{1a}, i_{1b}, i_{1c}, i_{2a}, i_{2b}, i_{2c}, i_{3a}, i_{3b}, i_{3c}, i_{4a}, i_{4b}, i_{4c}, i_{5a}, i_{5b}, i_{5c}, i_{6a}, i_{6b}, i_{6c}, fi_{1A}, fi_{1B}, fi_{1C}, fi_{2A}, fi_{2B}, fi_{2C}, fi_A, fi_B, fi_C, u_{CC}, i_o, u_0]$ . Wielkości te są zaznaczone na rys. 3.

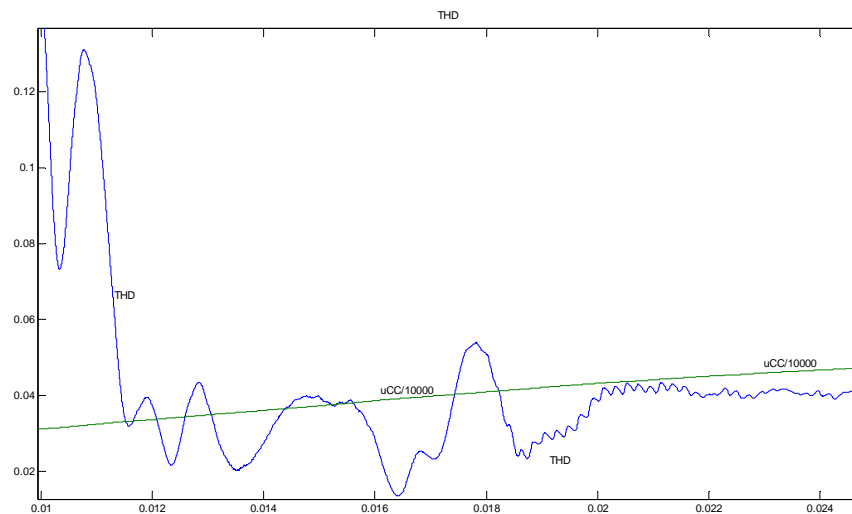
Do sterowania załączaniem tranzystorów stosowano technikę PWM. Właściwe napięcie na wyjściu  $U_{dc\_zad}$  zapewniało ustawienie poziomu załączania tranzystorów: re100, re200, re300, re400. Stosowano tu sprzężenie zwrotne z regulatorem PI. Zabezpieczenie prądowe polegało na niedopuszczeniu do zwiększenia prądu sieciowego powyżej  $I_{\text{max}} = 70$  A. Ten sposób sterowania nie zabezpiecza małego poziomu wyższych harmonicznych prądów sieci THD, różni się od sposobu przedstawionego na rys. 2. Jednak dzięki dużej liczbie pulsów prąd sieci nie zawiera zbyt dużej liczby harmonicznych. Potwierdza to rys. 12.

Prawidłową pracę mostków zabezpieczały zmienne typu: sek\_zer1 = =prg1-prd1, czyli różnice prądów anodowych i katodowych wypływających z poszczególnych mostków. Niezerowa ich wartość wpływała na odpowiednie

wysterowanie tranzystorów, zabezpieczając niezależną pracę mostków. Wyniki obliczeń przy zadanym, zmieniającym się napięciu wyjścia  $U_{dc\_zad}$  przedstawia rys. 11. Przy dużej wartości napięcia  $U_{dc\_zad}$ , zadanego na wyjściu, nie jest ono osiągnięte ze względu na działanie układu zabezpieczającego przed przeciążeniem prądowym.



Rys. 11. Nadążanie napięcia wyjściowego  $u_{CC}$  za zadanym napięciem wyjścia  $U_{dc\_zad}$  po włączeniu układu z rys. 3. w funkcji czasu [s]:  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  – prądy pobierane z sieci,  $i_0 \cdot 10$  – prąd obciążenia (razy 10) przy wartości rezystancji obciążenia  $R_o = 35 \Omega$  (zadawanie poziomu włączania tranzystorów techniką PWM)



Rys. 12. Współczynnik THD prądów sieci oraz napięcie na wyjściu układu z rys. 3. w funkcji czasu [s] (odpowiada rys. 11.) oraz napięcie wyjścia  $u_{CC} (/10000)$ , przy wartości rezystancji obciążenia  $R_o = 35 \Omega$

## 5. Sterowanie tranzystorów dla zapewnienia małego poziomu THD prądów sieciowych

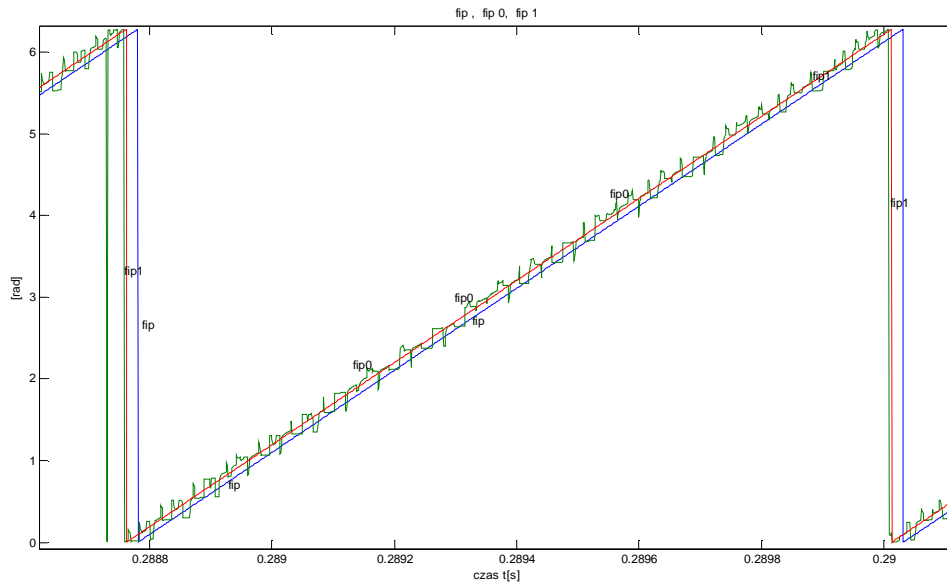
Do uzyskania jak najmniejszego współczynnika THD prądów pobieranych z sieci przez układ 24-pulsowy z rys. 3., sterowanie każdego z dwóch układów mostków (1, 2 oraz 3, 4) następuje jak dla układów 12-pulsowych z rys. 1., według rys. 2. Zgodnie jednak z rys. 2. sterowanie tych dwóch układów mostkowych powinno być wzajemnie przesunięte o 15 stopni. Pozycjonowanie sterowania następuje według kąta elektrycznego układu napięć w węzłach ap, bp, cp, oznaczonego przez fip. Należy ustalić, jaką pozycję fip względem tego kąta winny przybrać sterowania zgodne z rys. 2., dla uzyskania jak najmniejszego współczynnika THD prądów pobieranych z sieci. Dlatego podczas obliczeń zmienia się powoli liniowo tę pozycję fip i oblicza współczynnik prądów THD sieci.

Do określenia kąta elektrycznego fip napięć w węzłach ap, bp, cp stosuje się dwie metody. Gdy zmienna  $z\_rzeczywistych$  przyjmuje wartość 1 (pierwszy sposób obliczeń), wówczas korzysta się z chwilowych wartości napięć w tych węzłach uap, ubp, ucp i sprowadza je do nieruchomego układu odniesienia  $\alpha, \beta$  za pomocą równań:

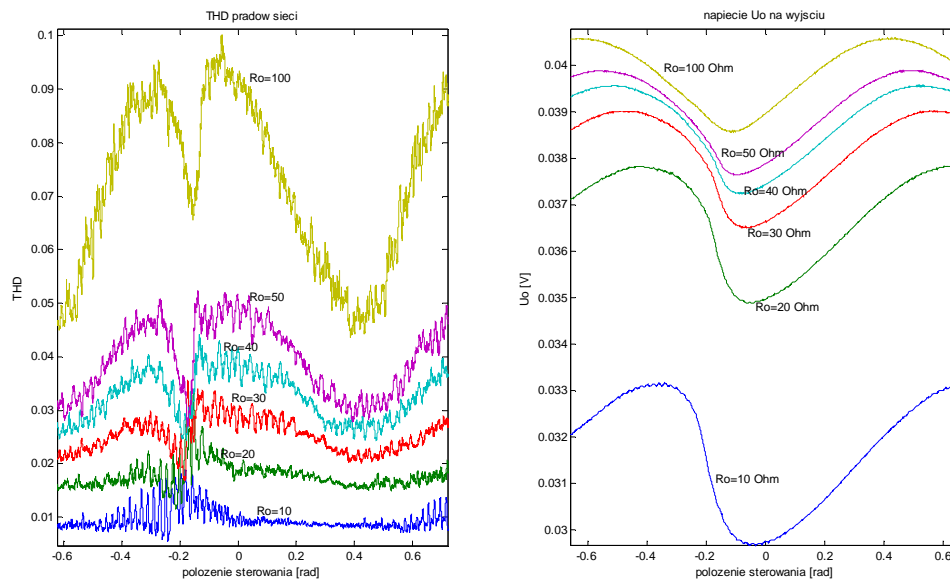
$$\begin{bmatrix} uabcp\_al\_t \\ uabcp\_be\_t \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & +\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} uap \\ ubp \\ ucp \end{bmatrix} \quad (2)$$

Kąt elektryczny fip napięć w węzłach ap, bp, cp odczytujemy jako kąt fazowy liczby zespolonej:  $\text{angle}(uabcp\_al\_t + j \cdot uabcp\_be\_t)$ . Gdy zmienna  $z\_rzeczywistych$  przyjmuje wartość 0 (drugi sposób obliczeń), to liczy się pierwszą harmoniczną napięć w węzłach a, b, c oraz prądów sieci ia, ib, ic. Wykorzystuje się w tym celu metodę Goertzela. Do obliczeń bierze się ostatnie próbki sygnałów z przedziału 1 okresu wstecz, odnośnie każdej chwili czasowej. Można tu też ewentualnie wykorzystać śledzące, szybkie przekształcenie FFT. Pierwszą harmoniczną napięć w węzłach ap, bp, cp oblicza się z pierwszych harmonicznymi napięć w węzłach a, b, c, odejmując spadek napięć na dławiku L pod wpływem pierwszej harmonicznymi prądów sieciowych ia, ib, ic. Kąt elektryczny napięć również w tym przypadku oblicza się jako:  $fipap = \text{angle}(uapp)$ , gdzie uapp to zespolona wartość pierwszej harmonicznymi napięcia w węzle ap. W pierwszym przypadku ( $z\_rzeczywistych = 1$ ) obliczania kąta elektrycznego należy uwzględnić dużą zawartość wyższych harmonicznymi w napięciach. Dlatego stosuje się (w obu przypadkach) filtrację dolnoprzepustową tak otrzymanego kąta poprzez filtrowanie wartości sinusa i kosinusa obliczonej dla tego kąta elektrycznego. Instrukcja  $fip\_wy = \text{atan2}(fip\_wys, fip\_wyc)$  pozwala na uzyskanie nieodkształconej war-

tości tego kąta z odfiltrowanej wartości jego sinusa i cosinusa. Rozważane kąty są przedstawione na rys. 13.



Rys. 13. Kąty przedstawiające kąt elektryczny napięcia w węzłach ap, bp, cp układu z rys. 3.: fip0 (zielony) z chwilowych wartości napięć, fip1 (czerwony) z pierwszej harmonicznej napięć, fip (niebieski) wzięty do obliczeń ( $z_{\text{rzeczywistych}}=0$ ,  $R_o=100$  Ohm)



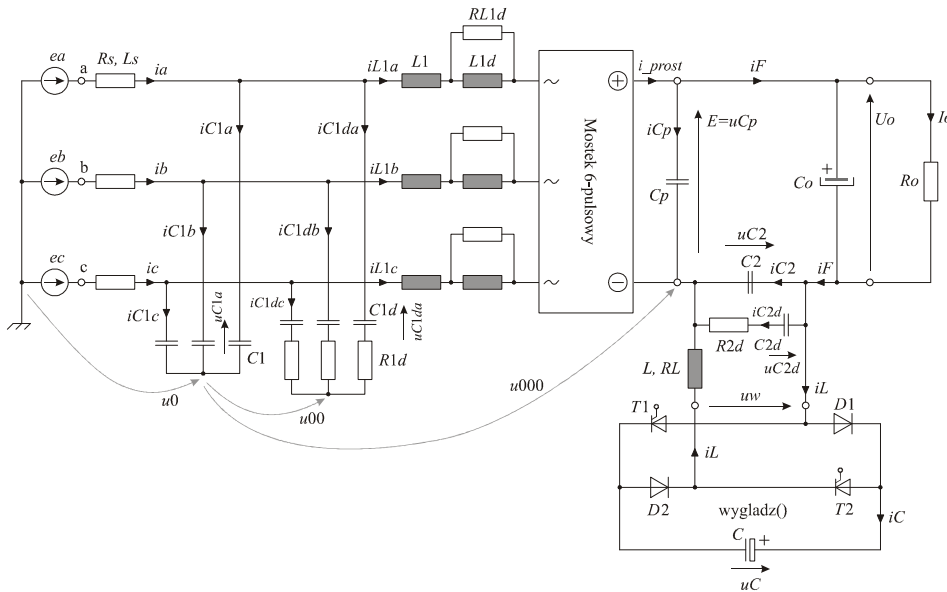
Rys. 14. Współczynnik THD prądów sieci układu z rys. 3. w zależności od położenia sterowania (zgodnie z rys. 2.) względem napięć węzłów ap, bp, cp (a), odpowiadające napięcie  $U_o$  na wyjściu układu (dla różnych obciążeń  $R_o$  układu) (b)

Obliczony kąt  $\text{fip}_0$ , po dodaniu liniowo wolno zmiennego w czasie kąta  $\text{fip} = \text{położenie}$  służy do ustawienia sterowania załączania tranzystorów. Rysunek 14. przedstawia uzyskane wartości współczynnika THD prądów pobieranych z sieci w zależności od tego kąta  $\text{położenie}$ .

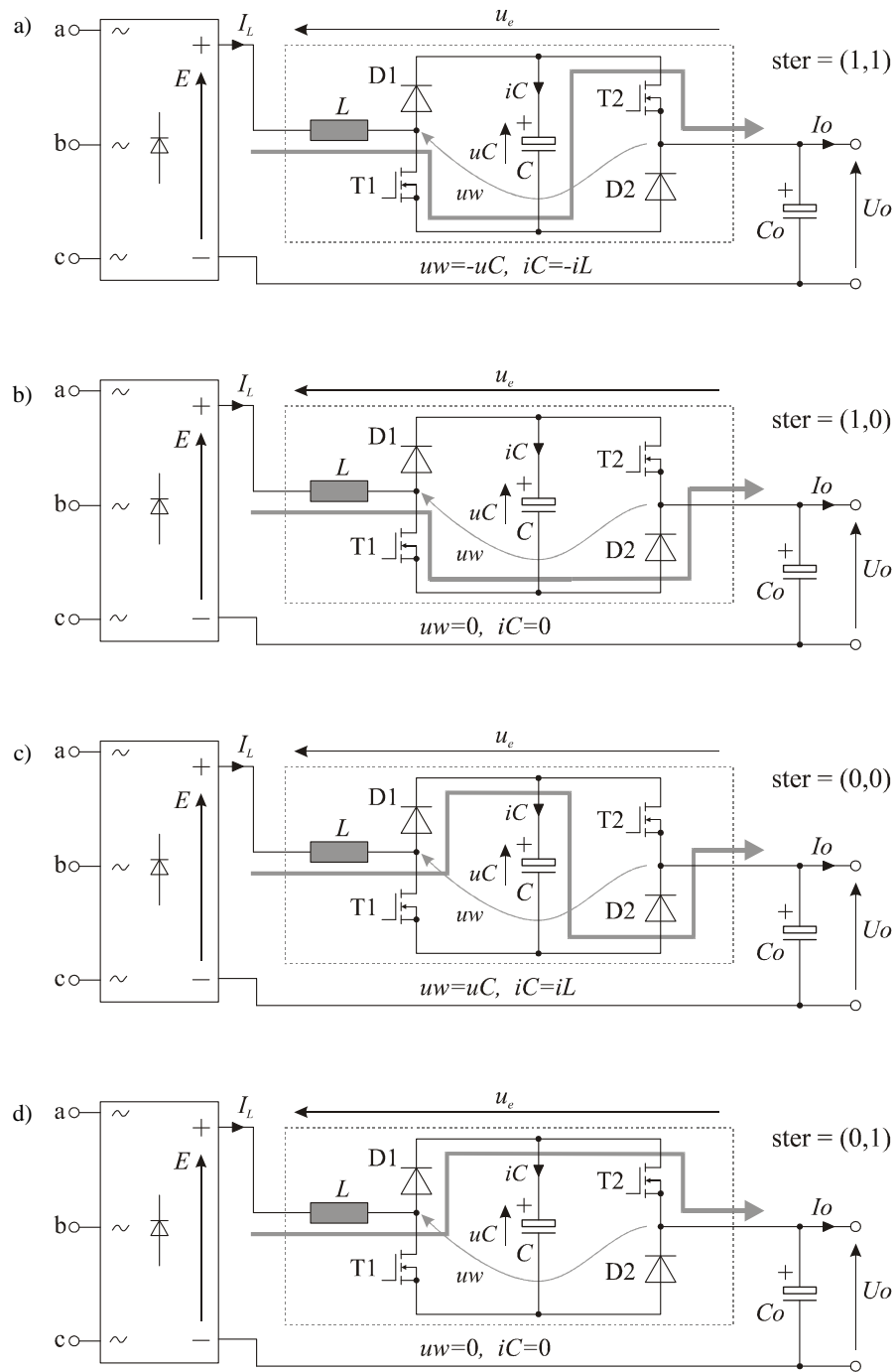
Kąt wysterowania  $\text{położenie} = 0,4$  rad jest najbardziej wskazany ze względu na małą wartość współczynnika THD prądów pobieranych z sieci.

## 6. Sposób pracy układu elektronicznej filtracji prądu wyprostowanego

Wyprostowany przez prostownik prąd zawiera szereg wyższych harmonicznych. Dzieje się tak szczególnie wtedy, gdy prostownik zawiera mniejszą liczbę pulsów. W celu eliminacji tych harmonicznych do obwodu prądu stałego włącza się dławik. Jednak jest to związane ze zwiększeniem kosztów oraz gabarytu prostownika. Wydaje się celowe zastosowanie, zamiast dławika, elektronicznie włączanego w obwód prądu stałego kondensatora C. Poprzez właściwy sposób załączania tego kondensatora do obwodu prądu stałego można osiągnąć dobry poziom wygładzenia prądu stałego. Oprócz układu sterowania włączenia kondensatora C do obwodu prądu stałego, należy przewidzieć też małą indukcyjność L, która współpracuje z pojemnością C. Rozważany układ znajduje szczególnie zastosowanie w układach lotniczych, przy zwiększonej pulsacji sieci ( $f = 400$  Hz lub 800 Hz). Jest on przedstawiony na rys. 15.



Rys. 15. Układ prostownika 6-pulsowego z elektroniczną filtracją prądu wyprostowanego



Rys. 16. Praca układu elektronicznej filtracji prądu stałego przy różnych jego wysterowaniach  $\text{ster} = (tr1, tr2)$ , gdzie  $tr1$  i  $tr2$  to załączenie (1) lub wyłączenie (0) jego tranzystorów

Przedstawiony na rys. 15. układ filtracji składa się z pojemności  $C$ , indukcyjności  $L$  oraz układu przełączającego  $D1, T1, D2, T2$ . Tranzystory tego układu są załączane za pomocą układu sterowania wykorzystującego technikę PWM. Przełączanie następuje z dużą częstotliwością  $f_s = 70$  kHz. Napięcie  $u_C$  na kondensatorze  $C$  powiększa napięcie wyjścia mostka  $E = u_{Cp}$  w chwili, gdy jest ono małe, i przez to daje większą wartość napięcia wyjścia  $U_o$ . Wówczas następuje rozładowanie kondensatora  $C$  prądem  $i_L$  dławika  $L$ . Prąd  $i_L$ , przy pominięciu układów filtrów  $C2, C2d, R2d$  i  $C_o$ , jest w przybliżeniu równy prądowi  $I_F$  oraz prądowi wyjścia układu  $I_o$ . Gdy napięcie wyjścia mostka  $E$  jest chwilowo duże, wówczas napięcie  $u_C$  kondensatora  $C$  jest włączane szeregowo przeciwnie i następuje ładowanie tego kondensatora  $C$  prądem  $i_L$ . Dzięki temu możliwe jest utrzymywanie uśrednionego napięcia na kondensatorze  $u_{C\_f}$ , na zadanym poziomie  $poz\_u_C$ . W związku z tym średni prąd przepływający przez kondensator  $C$  jest równy 0.

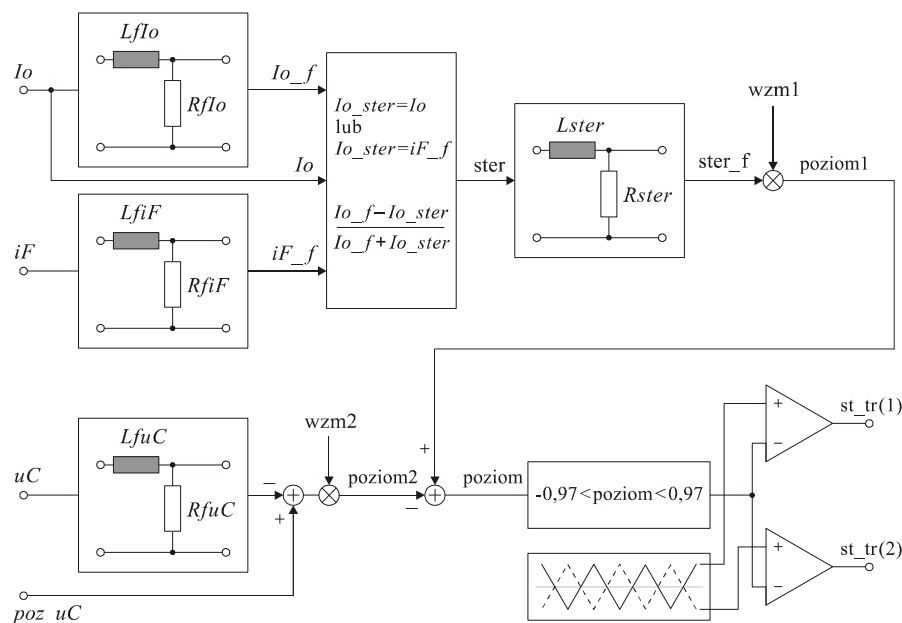
Podany sposób załączania kondensatora  $C$  z napięciem  $u_C$  szeregowo w obwód wyjścia DC mostka zapewnia stabilizację prądu obciążenia  $I_o$ . Dzięki temu dławik  $L$  może mieć małą wartość indukcyjności. Układ na rys. 15. zawiera też filtry, które zapobiegają generowaniu się zbytecznych pulsacji. Okazuje się, że zmniejszeniu tych niepotrzebnych pulsacji w dużym stopniu sprzyja właściwy dobór kondensatora  $C_p$  na wyjściu mostka. Dobłą pracę uzyskiwano już przy wartości tego kondensatora  $C_p = 1$  nF. Opisany sposób pracy układu elektronicznej filtracji prądu jest przedstawiony na rys. 16.

Przez uw oznaczono napięcie, które rozważany układ filtracji, korzystając z napięcia  $u_C$  na kondensatorze  $C$ , wprowadza szeregowo do obwodu dławika  $L$ . Dzięki temu duże zmiany napięcia  $u_e$  między wyjściem mostka i napięciem  $U_o$  na obciążeniu pojawiają się na dławiku  $L$  dużo zmniejszone. Skutkuje to mniejszymi zmianami jego prądu  $i_L$ , a co za tym idzie mniejszymi tętnieniami prądu obciążenia  $I_o$ . W ten sposób częściowo rolę dławika  $L$  przejmuje kondensator  $C$ , a sam dławik może być dużo mniejszy.

## 7. Sterowanie sposobem załączania kondensatora C do obwodu prądu stałego

Zmienne stanu, zgodnie z rys. 15, są zawarte w wektorze  $\mathbf{x} = [i_a, i_b, i_c, u_{C1a}, u_{C1b}, u_{C1c}, u_{C1da}, u_{C1db}, u_{C1dc}, i_{L1a}, i_{L1b}, i_{L1c}, i_{L1da}, i_{L1db}, i_{L1dc}, u_{C2}, u_{C2d}, i_L, u_C, U_o, u_{Cp}]$ . W celu obliczenia pochodnych zmiennych stanu wykorzystuje się twierdzenie Millmana, czyli wzór na napięcie między dwoma węzłami. W ten sposób, wykorzystując gałęzie z elementami  $R_s, L_s$  oraz  $C_1$ , oblicza się napięcie  $u_0$ . Wykorzystując gałęzie z elementami  $C_1$  oraz  $C1d, R1d$ , oblicza się następnie napięcie  $u_{00}$ . Wielkości związane z mostkiem oblicza podprogram, który wykorzystuje wartości prądów zmiennych wpływających do mostka ( $i_{L1a}, i_{L1b}, i_{L1c}$ ) oraz napięcie na wyjściu mostka  $E = u_{Cp}$ . Mając na-

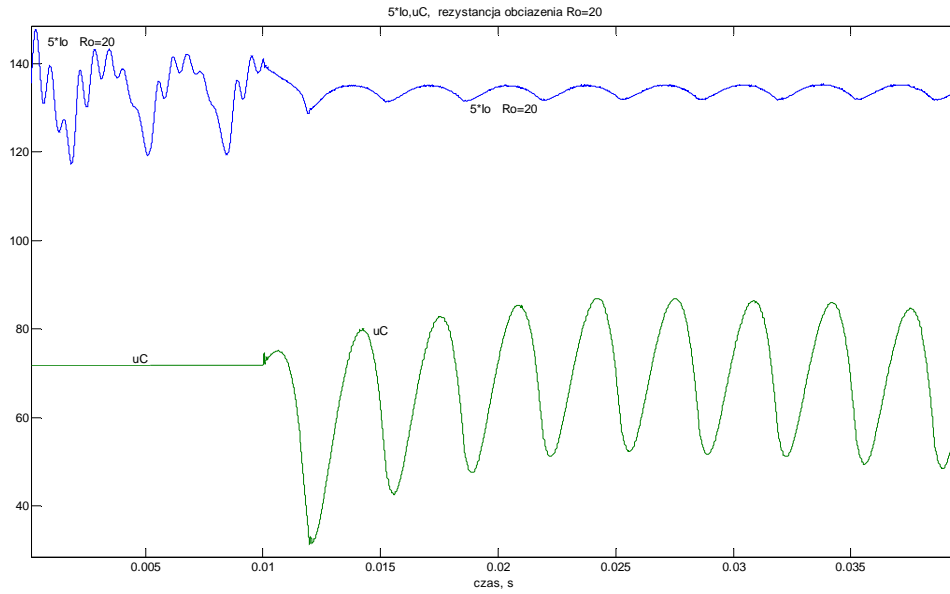
pięcia na dolnych diodach mostka  $u_{g0n(2,1:3)}$  oraz napięcie na pojemnościach  $C1$  i układach  $RL1d$ ,  $L1d$ , oblicza się, za pomocą twierdzenia Millmana, napięcie  $u_{000}$ . Mając prądy  $i_{\_prost}$ ,  $I_o$ ,  $i_{C2d}$  oraz  $i_L$ , z oczka  $C_p$ ,  $C_o$ ,  $C_2$  oblicza się prąd  $i_F$ . Suma napięć w tym oczku musi być równa zero. Obliczając prąd  $i_F$ , realizuje się to w sposób samonaprawiający ewentualne błędne niezerowe wartości tej sumy napięć, związane z zaokrągleniami numerycznymi. Układ rozpatrywanej filtracji jest uwzględniony na dwa możliwe do wyboru sposoby. Sposób uproszczony polega na bezpośrednim zastosowaniu wzorów podanych na rys. 16. w zależności odysterowania tranzystorów  $ster = (st\_tr(1), st\_tr(2))$ . Sposób dokładny polega na wykorzystaniu podprogramu, który w tym celu wykorzystuje charakterystyki diód i tranzystorów przy danych wejściowych w postaci prądu wpływającego  $i_L$  i napięcia na kondensatorze  $u_C$ . Sposób sterowania tranzystorami układu filtracji elektronicznej jest przedstawiony na rys. 17.



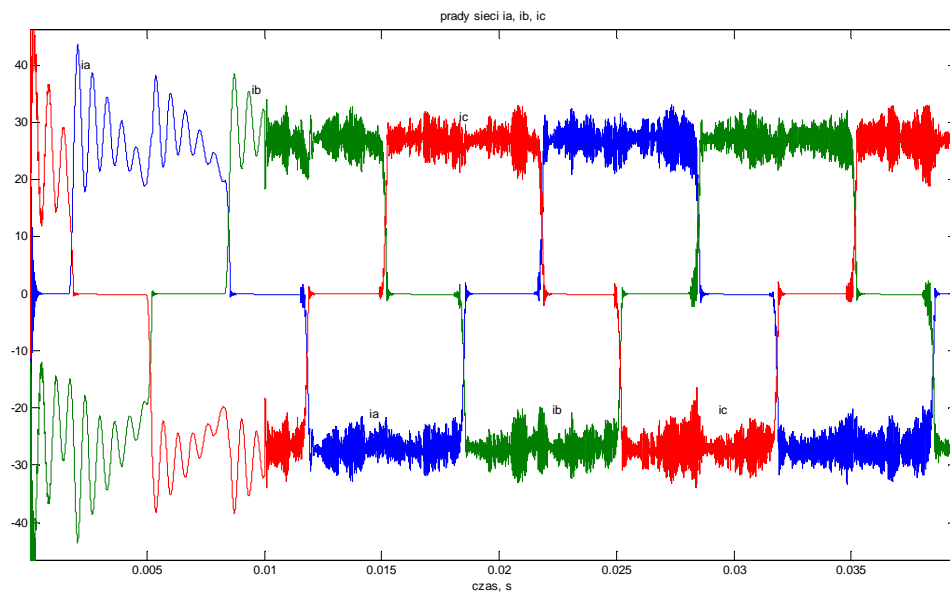
Rys. 17. Układ sterowania do określenia stanów załączenia tranzystorów układu z rys. 15. ( $st\_tr(1:2)$ ) techniką PWM

Przedstawione na rys. 17. układy RL stanowią filtry dolnoprzepustowe. Zadaje się średni poziom napięcia na kondensatorze  $poziom\_uC$  tak, aby był większy od maksymalnego wahanie napięcia wyjściowego z mostka E. Podczas pracy układu filtracji napięcie na kondensatorze  $u_C$  zmienia się wokół tego poziomu  $poziom\_uC$ , chcąc wyrównać zmiany napięcia wyjściowego z mostka E. Za pomocą filtru jest obliczana też średnia wartość prądu obciążenia  $I_{o\_f}$ . Działanie





Rys. 18. Prąd obciążenia  $I_o$  oraz napięcie na kondensatorze  $u_C$  przy obciążeniu  $R_o = 20 \Omega$  i przy włączeniu układu sterowania przy 0,01 s



Rys. 19. Prądy sieci przy  $R_o = 20 \Omega$  i przy włączeniu sterowania przy 0,01 s (odpowiadają rys. 18.)

układu sterowania polega na utrzymywaniu prądu  $iF_f$  (prądu  $iF$  po odfiltrowaniu pulsacji związanych z przełączaniem PWM) na poziomie  $I_{o_f}$ . Możliwe też jest utrzymywanie na poziomie  $I_{o_f}$  samego prądu  $I_o$ , lecz w tym przypadku działanie układu jest mniej efektywne. Parametry układu określają znamionowe jego obciążenie na  $R_o = 50 \Omega$ . Tym niemniej jego działanie wygładzające prądu  $I_o$  utrzymuje się w szerszym zakresie prądów obciążenia.

Na rysunkach 18. i 19. przedstawiono działanie układu przy obciążeniu  $R_o = 20 \Omega$ .

## 8. Wnioski

Przedstawiono zasady pracy układu prostownika 12- oraz 24-pulsowego z dławikami niesprężonymi. Przewidziano dwa sposoby pracy układu: 1) przy zadawanym poziomie włączenia tranzystorów techniką PWM dla uzyskania regulacji napięcia wyprostowanego, 2) przy sterowaniu tranzystorów dla uzyskania trójkątnego przebiegu napięć wyjściowych mostków, zgodnie z rys. 2. Drugi sposób sterowania pozwala dodatkowo zapewnić możliwie najmniejszy poziom wyższych harmonicznych prądów sieciowych pobieranych z sieci.

Przedstawione symulacje wskazują również na efektywną pracę układu elektronicznej filtracji prądu wyprostowanego. Po załączeniu tego układu wahania prądu wyprostowanego (rys. 18.) są dużo mniejsze. Również prąd pobierany z sieci wykazuje mniejszy udział wyższych harmonicznych. Zarówno mniejsze gabaryty układu, jak i jego mniejsze koszty wskazują na celowość jego stosowania w układach prostowniczych w lotnictwie. Duża częstotliwość sieci, którą posiadają układy lotnicze (400 Hz lub 800 Hz), powoduje dużą pulsację napięcia na kondensatorze układu, który zastępuje dławik. Dlatego można liczyć na mniejsze starzenie się kondensatora C w tym układzie.

## Literatura

1. Frąckowiak L., *Energoelektronika*, Wyd. Politechniki Poznańskiej, Poznań 2003.
2. Trzynadlowski A., *Introduction to Modern Power Electronics*, John Wiley & Sons, 1998.
3. Tunia H., Winiarski B., *Podstawy energoelektroniki*, WNT, Warszawa 1975.

## REDUCTION OF THE HIGH HARMONICS CONTENT IN THE CURRENTS OF AC/DC CONVERTERS

### Summary

This paper deals with the problem of reducing high harmonics content in the rectifier mains currents. The operating principle of 12-pulse and 24-pulse AC/DC converters with non-coupled chokes was presented. These types of converters are characterized by low THD factors of mains and DC currents. Transistors, controlled with the PWM method, were used to regulate the value of

DC current. In addition this paper describes the method of such controlling of the transistors, that the mains current of the converter contains the smallest possible higher harmonics content. The method of electronic filtration of the DC current was also presented. Instead of the choke, the capacitor with the control electronic circuit is used for this purpose. The method of controlling the switching of that capacitor in the DC circuit was developed and presented. The simulations shows, that the presented method is effective in reducing the higher harmonics of the rectified current. Presented solution can be used in the aircraft industry.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

**Autorzy:**

*Dr hab. inż. Lesław Gołębiowski, prof. PRz, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: [golebiye@prz.rzeszow.pl](mailto:golebiye@prz.rzeszow.pl)*

*Dr inż. Marek Gołębiowski, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: [yegolebi@prz.rzeszow.pl](mailto:yegolebi@prz.rzeszow.pl)*

*Dr inż. Damian Mazur, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: [mazur@prz.rzeszow.pl](mailto:mazur@prz.rzeszow.pl)*



Marek GOTFRYD  
Politechnika Rzeszowska

## FILTR GAUSSA – WŁAŚCIWOŚCI, REALIZOWALNOŚĆ, ZASTOSOWANIE

Przedstawiono teoretyczne właściwości filtru Gaussa, aproksymację jego charakterystyki częstotliwościowej i syntezę jego transmitancji operatorowej. Pokazano właściwości rzeczywistych filtrów Gaussa i różnice w porównaniu z filtrem idealnym. Przedstawiono przykład zastosowania tego filtru w telekomunikacji.

### 1. Wprowadzenie

Z filtrami elektrycznymi spotykamy się bardzo często. Spośród ich wielu typów w świadomości inżynierów i techników elektroniki czy telekomunikacji utrwały się na pewno nazwy filtrów Butterwortha, Czebyszewa i np. Bessela (eliptyczne). Filtry te mają określone właściwości, specyficzne dla jednego parametru, i ze względu na nie są stosowane. Znacznie rzadziej spotyka się filtr Gaussa, a ma on ciekawe właściwości i jego synteza jest ciekawa, dlatego informacje o nim warte są rozpowszechnienia.

### 2. Teoretyczne właściwości filtru Gaussa

Filtr Gaussa jest określany jako filtr, którego odpowiedź impulsowa (na pobudzenie impulsem Diraca) jest funkcją Gaussa, tzn. funkcją wykładniczą zależną od ujemnego kwadratu czasu [1, 6]:

$$h_g(t) = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} e^{-\alpha t^2} \quad (1)$$

Współczynnik przed funkcją wykładniczą nie jest konieczny, ale przy podanej jego wartości całka z odpowiedzi impulsowej jest równa jedności. Odpowiedź (1) jest określona dla  $t < > 0$ , a więc formalnie filtr Gaussa o takiej definicji jest nierealizowalny, bo jest nieprzyczynowy. Jak można dość łatwo obliczyć, transformata Fouriera odpowiedzi (1) jest równa:

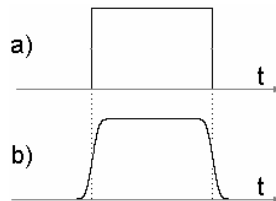
$$H_g(j\omega) = e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha}} \quad (2)$$

Jest ona rzeczywista – argument jej jest równy zeru. Jest to inaczej transmitancja filtru Gaussa przy pobudzeniu sinusoidalnym, zatem niezależnie od częstotliwości filtr ten nie wprowadza żadnego przesunięcia fazowego (!), ale dotyczy to filtru idealnego.

Transformata Fouriera odpowiedzi impulsowej jest też funkcją Gaussa (ale w dziedzinie częstotliwości). Zatem filtr Gaussa można scharakteryzować tym, że i odpowiedź impulsowa, i transmitancja są funkcjami Gaussa – są podobne do siebie; żaden inny znany filtr nie ma takiej właściwości, aby odpowiedź impulsowa i transmitancja wyrażały się podobnymi zależnościami (uwzględniając oczywiście inne argumenty). Przyjmując typowe kryterium ( $-3$  dB) dla częstotliwości granicznej dolnoprzepustowego filtru Gaussa, jego szerokość pasma można na podstawie (2) obliczyć:

$$B_g = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\alpha \ln 2}{2}} \quad (3)$$

Odpowiedź dowolnego filtru na skok jednostkowy jest całką z jego odpowiedzi impulsowej. Odpowiedź (1) jest zawsze dodatnia, wykazuje symetrię i maksimum dla  $t = 0$ , dlatego odpowiedź jednostkowa filtru Gaussa jest monotoniczna i wykazuje punkt przegięcia dla  $t = 0$ . Przy pobudzeniu filtru Gaussa impulsem prostokątnym o większej szerokości na wyjściu filtr otrzymuje „zakrąglony” impuls, z symetrycznymi zboczami narastającymi i opadającymi, bez żadnych tzw. przerzutów i oscylacji (rys. 1.) – jest to cecha pożądana w różnych układach impulsowych.



Rys. 1. Przykładowe pobudzenie prostokątne idealnego filtru Gaussa (a) i jego odpowiedź (b)

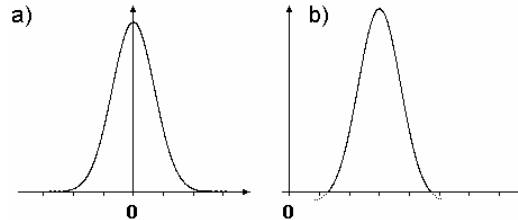
Jest to ponownie jedyny filtr o takim charakterze odpowiedzi jednostkowej. Jak wynika z literatury [6], pod tym względem znacznie podobny jest filtr Bessela, ale jego odpowiedź jednostkowa wykazuje jednak niewielki przerzut, natomiast filtr Gaussa – żadnego, także zapewnia on nieco mniejszy czas narastania niż filtr Bessela [6].

### 3. Realizowalność filtru Gaussa

Odpowiedź impulsowa filtru Gaussa, pokazana na rys. 2a, jest nieprzyczynowa (zaczyna się wcześniej, niż nastąpiło pobudzenie, i do tego jeszcze zaczyna się dla  $t = -\infty$ ), zatem filtr nie może być fizycznie zrealizowany. Dlatego

konieczna jest jakaś aproksymacja takiej charakterystyki czasowej – jej opóźnienie i „ucięcie”, aby była realizowalna; można to także przenieść w dziedzinę częstotliwości, tzn. aproksymacji może podlegać transmitancja filtru, wyrażona wzorem (3).

Rys. 2. Odpowiedź filtru Gaussa: a) idealnego, b) przykładowego filtru rzeczywistego o skończonym czasie trwania odpowiedzi



Realizację dowolnego filtru wykonanego z elementów o stałych skupionych rozpoczyna się od wyrażenia jego transmitancji w postaci operatorowej funkcji wymiernej:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{n_0 + n_1s + n_2s^2 + n_3s^3 + \dots + n_k s^k}{d_0 + d_1s + d_2s^2 + d_3s^3 + \dots + d_m s^m}, \quad k \leq m < \infty \quad (4)$$

gdzie, ze względu na stabilność, wielomian  $D(s)$  musi mieć zera w lewej półpłaszczyźnie zmiennej  $s$ ; metody syntezy takich funkcji transmitancji są znane [1]. Od stopnia wielomianu  $D(s)$  zależy rząd filtru i liczba elementów niezbędnych do jego syntezy.

Z filtrem Gaussa jest „problem” – jego transmitancja w dziedzinie częstotliwości (3) nie wyraża się funkcją wymierną. Czy zatem rząd takiego filtru jest zerowy? Ale można na to spojrzeć wręcz przeciwnie. Znane jest rozwinięcie funkcji wykładniczej w szereg McLaurina [4]:

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{3!}x^3 + \frac{1}{4!}x^4 \dots \quad (5)$$

zatem transmitancję (3) można przedstawić w postaci nieskończonego szeregu:

$$H_g(j\omega) = e^{-\frac{\omega^2}{4\alpha}} = \frac{1}{e^{\frac{\omega^2}{4\alpha}}} = \frac{1}{1 + \frac{\omega^2}{4\alpha} + \frac{1}{2} \left( \frac{\omega^2}{4\alpha} \right)^2 + \dots} \quad (6)$$

Przy takim spojrzeniu na ten problem filtr Gaussa może jawić się jako filtr o rzędzie nieskończonym! Powstaje więc konieczność ograniczenia rozwinięcia potęgowego (6) do skończonej liczby wyrazów (i przejścia następnie do transmitancji operatorowej), ale niestety nie będzie to wtedy idealny filtr Gaussa; jego

charakterystyka i właściwości będą aproxymowane w większym lub mniejszym stopniu.

#### 4. Aproksymacja charakterystyki częstotliwościowej i synteza funkcji transmitancji

Rozważmy teraz problem aproksymacji filtra Gaussa o jednostkowej pulsacji granicznej. Na podstawie (3) i (4) transmitancja  $h$  (i jednocześnie jej moduł) może być wyrażona jako:

$$H(\omega) = e^{-\frac{\ln 2}{2}\omega^2} \cong e^{-0,3466\omega^2} \quad (7)$$

natomiast kwadrat jej modułu (wygodniejszy w dalszych rozważaniach) można wyrazić w postaci:

$$|H(\omega)|^2 = e^{-\ln 2 \cdot \omega^2} \cong e^{-0,6931\omega^2} \quad (8)$$

Zastosowanie do tej ostatniej wielkości rozwinięcia w szereg według (6) da w efekcie:

$$e^{-0,6931\omega^2 \dots} = \frac{1}{1 + 0,6931 \cdot \omega^2 + 0,2402 \cdot \omega^4 + 0,0555 \cdot \omega^6 + 0,0096 \cdot \omega^8 + \dots} \quad (9)$$

Zazwyczaj przy syntezie filtra dana jest jego transmitancja (moduł)  $|H(j\omega)|$  i poszukiwana jest postać operatorowej funkcji wymiernej  $H(s)$ , której moduł dla  $s = j\omega$  byłby równy transmitancji zadanej. Istotne jest więc tu przejście:

$$|H(j\omega)| \xrightarrow{?} H(s)$$

Przejście to, może wbrew oczekiwaniom, nie jest takie oczywiste. Rozważmy bardzo prosty przypadek filtra Butterwortha o module transmitancji:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2}} \quad \text{albo} \quad |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\omega^2}.$$

Jeżeli do tego wyrażenia podstawić „mechanicznie”  $\omega = s/j$ , otrzyma się:

$$|H(s)| = \frac{1}{\sqrt{1-s^2}} \quad \text{albo} \quad |H(s)|^2 = \frac{1}{1-s^2},$$

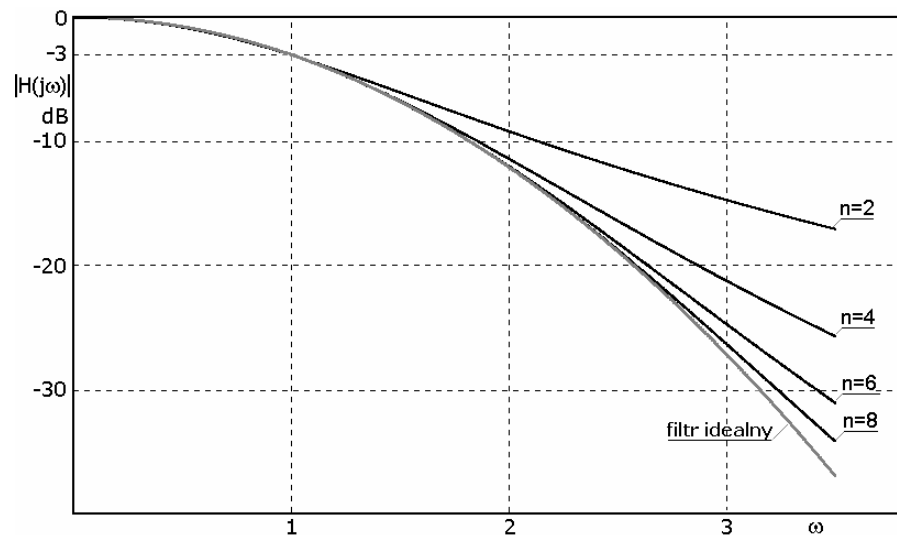
gdzie obecność znaku minus może nas wprowadzić w zakłopotanie. W przypadku bardziej złożonych transmitancji  $|H(j\omega)|$  zgadywanie postaci funkcji  $H(s)$  na



prawdopodobnie się nie powiedzie. Dlatego w takim przypadku postępuje się według poniższej procedury:

- 1) do kwadratu modułu wymaganej transmitancji filtra  $H(j\omega)$  podstawia się  $\omega = s/j$ ,
- 2) w mianowniku otrzymuje się wielomian zmiennej  $s$  o różnych, dodatnich i ujemnych współczynnikach,
- 3) dokonuje się rozkładu tego wielomianu na iloczyn wielomianów  $D(s)$  i  $D(-s)$ ; w tym celu rozkłada się go na elementarne czynniki typu  $s \pm \alpha$  i  $s^2 \pm \beta s + \gamma$ ,
- 4) wszystkie czynniki o zerach leżących w lewej półpłaszczyźnie tworzą szukany wielomian  $D(s)$ , pozostałe tworzą wielomian  $D(-s)$ .

Im więcej wyrazów w rozwinięciu (9) zostanie uwzględnionych, czyli im większy jest rząd filtra, tym dokładniej jest aproksymowana charakterystyka idealnego filtra Gaussa i w szerszym pasmie. Widoczne jest to na rys. 3., gdzie pokazano przebieg modułu transmitancji rzeczywistych filtrów Gaussa rzędów 2, 4, 6 i 8 w porównaniu z charakterystyką filtra idealnego (o rzędzie nieskończonym) [2]. Przy wyższych rzędach aproksymacji występuje dobra zgodność charakterystyk nawet „głęboko” w pasmie zaporowym.

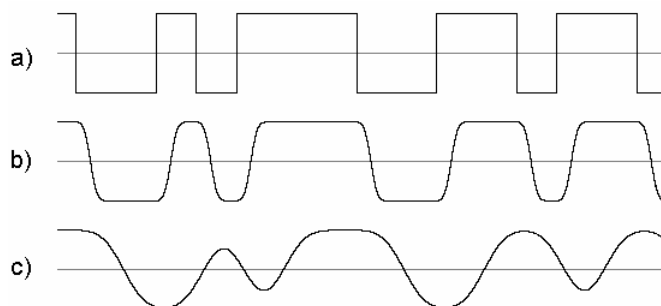


Rys. 3. Transmitancja (moduł) idealnego i rzeczywistego filtra Gaussa dla stopni 2, 4, 6, 8; zastosowano skalę logarytmiczną dla modułu transmitancji

## 5. Zastosowanie

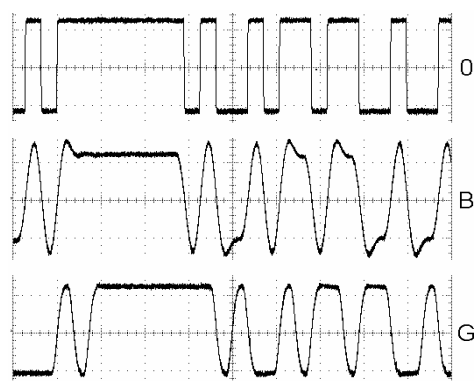
Specyfikacje kilku standardów telekomunikacyjnych zawierają informacje o stosowaniu filtracji filtrem Gaussa. Filtracja taka stosowana jest np. w telefonii komórkowej GSM, w telefonii DECT i w systemie Bluetooth.

Stosowana w systemie GSM modulacja cyfrowa nosi nazwę GMSK (*Gaussian Minimum Shift Keying*) [3, 5]. Polega ona na tym, że dane cyfrowe przepuszczane są przez filtr Gaussa o  $BT = 0,3$  ( $B$  – pasmo filtra,  $T$  – czas trwania jednego bitu) i następnie modulują modulator FSK o indeksie modulacji  $h = 0,5$ . Daje to radykalne zawężenie zajmowanego pasma, ale niestety też tzw. interferencje międzysymbolowe (rys. 4c). Uzyskanie wąskiego pasma jest tu ważniejsze, dlatego te interferencje się toleruje, odpowiednio rozbudowując układy odbiorcze, aby zredukować możliwość błędnego dekodowania tak zniekształconego sygnału cyfrowego.



Rys. 4. Przykładowe przebiegi cyfrowe: a) na wejściu filtru Gaussa, b) na wyjściu filtru o  $BT = 1$ , c) na wyjściu filtru o  $BT = 0,3$

Porównanie tego, jak różni się sygnał cyfrowy przy przechodzeniu przez rzeczywisty filtr Gaussa i Butterwortha, pokazano na rys. 5. Widoczne jest, że ten drugi daje tzw. przerzuty, których pozbawiona jest odpowiedź filtru Gaussa.



Rys. 5. Rezultaty praktycznych pomiarów przechodzenia sygnału cyfrowego (0) przez filtr Butterwortha (B) i filtr Gaussa (G) o tych samych częstotliwościach granicznych

## 6. Podsumowanie

Przedstawiono właściwości, syntezę oraz zastosowanie filtru Gaussa, będącego rzadziej stosowanym i mniej znanym filtrem. Z powodu swoich właściwo-

ści (brak oscylacji i przerzutów w odpowiedzi jednostkowej) filtr Gaussa może znaleźć zastosowanie w technice impulsowej, wszędzie tam gdzie istotne jest, aby impulsy miały symetrycznie ukształtowane zbocza, np. w analogowej technice TV. Filtr Gaussa (oraz Bessela) należy do grupy filtrów, których transmittancje muszą być aproksymowane skończonym wielomianem, gdyż teoretycznie dane są one funkcjami wykładniczymi.

### Literatura

1. Chen W.K., *The Circuits and Filters Handbook*, CRC, 2002.
2. Filter Solutions – portal firmy Nuhertz Technologies: <http://www.nuhertz.com>.
3. Kuchi K., Prabhu V.K., *Power spectral density of GMSK modulation using matrix methods*, „Military Communications Conference Proceedings” 1999, Vol. 1. 45-50.
4. Leja F., *Rachunek różniczkowy i całkowy*, PWN, Warszawa 2008.
5. Murata K., Hirade K., *GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony*, IEEE Trans. Communications 1981, Com-29, No. 7, 1044-1050.
6. Paarmann L.D., *Design and Analysis of Analog Filters – A Signal Processing Perspective* Kluwer Academic Publishers, N.Y., 2003.

### GAUSS FILTER – PROPERTIES, REALIZABILITY, APPLICATION

#### Summary

There are presented theoretical properties of the ideal Gauss filter. There is depicted an approximation of its frequency response. It leads to the real Gauss filter. There are shown its properties and the differences to the ones of the ideal filter. An application of Gauss filter for symmetrical smoothing of a digital pulse train is presented.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

#### Autor:

*Dr hab. inż. Marek Gotfryd, prof. PRz., Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: margot@prz.edu.pl*

Tadeusz KWATER  
Uniwersytet Rzeszowski

## **ESTYMACJA STANU OBIEKTU OPISANEGO RÓWNIANAMI RÓŻNICZKOWYMI CZĄSTKOWYMI TYPU HIPERBOLICZNEGO Z ZASTOSOWANIEM SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH**

W artykule przedstawiono zagadnienia związane z matematycznym modelowaniem zanieczyszczeń organicznych w rzece oraz zagadnienie estymacji stanu rzeki. Zaprezentowane modele bazują na zwyczajnych równaniach różniczkowych, które rozszerza się do równań różniczkowych cząstkowych, opisujących zjawisko transportu i dyfuzji. Nie zmniejszając dokładności rozważań i wykorzystując naturalną specyfikę rzeki, uzyskano opis zjawiska transportu w postaci zbioru równań różniczkowych zwyczajnych z dyskretnymi pomiarami. Zagadnienie estymacji dla takiego opisu, przy podejściu filtru Kalmana, sprowadza się do etapu filtracji i predykcji. Rozwiązanie uzyskano, stosując narzędzie wspomagające w postaci sztucznych sieci neuronowych. Rezultaty badań symulacyjnych potwierdzają możliwość stosowania zaproponowanego systemu monitorującego stan rzeki długiej, funkcjonującego w oparciu o sztuczne sieci neuronowe. System taki realizowałby monitoring, a także sterowanie napowietrzaniem rzeki dla zapewnienia jej warunków ekologicznych.

### **1. Matematyczne modele zanieczyszczonej rzeki**

Modele matematyczne zanieczyszczonej rzeki mogą przyjmować różne postacie – zależnie od celu, do którego mają być zastosowane. Stan zanieczyszczonej rzeki może być zilustrowany modelem reaktora chemicznego z ciągłym mieszaniem, do którego ciągle następuje dopływ i wypływ. Budowanie modelu powinno być oparte na fundamentalnych zjawiskach biologicznych, chemicznych i fizycznych, które rządzą opisywanym obiektem. Często przyjmuje się, że dobrymi wskaźnikami ogólnego stanu sanitarnego środowiska wodnego są: stężenie rozpuszczonego tlenu (RT) i biochemiczne zapotrzebowanie na tlen (BZT), które przede wszystkim charakteryzuje zużycie RT w rzekach. Są to podstawowe wskaźniki określające degradację jakości wody. Podstawą uzyskania modelu matematycznego jest założenie, że bilans tlenowy między stężeniami RT-BZT jest rezultatem napowietrzania wody i zużycia RT w procesie utleniania związków i odbywa się zgodnie z równaniem kinetyki reakcji fizyczno-

-chemicznej pierwszego rzędu. Dla stałej objętości zanieczyszczonej wody równania przyjmują następującą postać odpowiednio dla BZT i RT [2, 7]:

$$\frac{d}{dt}x_1 = -k_1x_1, \quad \frac{d}{dt}x_2 = -k_2x_1 + k_3(x_{2N} - x_2) + a \quad (1)$$

gdzie:  $x_1$  [mg/l] – stężenie zanieczyszczeń organicznych wyrażone wielkością biochemicznego zapotrzebowania na tlen (BZT),  
 $x_2$  [mg/l] – stężenie rozpuszczonego tlenu (RT),  
 $x_{2N}$  [mg/l] – zawartość tlenu w wodzie przy pełnym nasyceniu w danej temperaturze,  
 $t$  [doba] – czas,  
 $k_1$  [doba<sup>-1</sup>] – współczynnik szybkości reakcji,  
 $k_2$  [doba<sup>-1</sup>] – współczynnik szybkości zmniejszania się RT spowodowanego obecnością BZT,  
 $k_3$  [doba<sup>-1</sup>] – współczynnik szybkości pobierania tlenu z atmosfery,  
 $a$  [mg/l\*doba] – intensywność dostarczania tlenu z procesu fotosyntezy lub pobierania go z wody przez osady dennie.

Współczynniki  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  zależą głównie od temperatury, a ich wartości wahają się w granicach od 0.1 do 0.4 dla  $k_1$ ,  $k_2$  oraz od 0.2 do 1.0 dla  $k_3$ . Podobną zależność wykazuje  $x_{2N}$  i przyjmuje wartości od 14.6 do 9.2 mg/l, odpowiednio w temperaturze 0 i 20°C. W celu łatwiejszej interpretacji wizualnej zanieczyszczeń wody zamiast RT bywa stosowany jego deficyt, określany jako różnica pomiędzy aktualną zawartością tlenu a stanem nasycenia.

Adaptacja procesu zmian BZT-RT dla rzeki winna uwzględniać mechanizmy transportu, tj. adwekcji i dyfuzji. Formalny zapis tych wymagań jest możliwy, gdy zostanie wykorzystane twierdzenie Gaussa-Ostrogradskiego. Zatem ogólnie model matematyczny sprowadza się do następującej postaci [8, 10]:

$$\frac{\partial \mathbf{x}}{\partial t} - \text{div}(\mathbf{V}\mathbf{x} - D \text{grad } \mathbf{x}) + \delta - \mathbf{A}\mathbf{x} = 0 \quad (2)$$

gdzie:  $\mathbf{x}$  – reprezentuje wektor stanu (BZT, RT),  
 $\delta$  – gęstość źródła wewnętrznego, która określa intensywność wytwarzania lub pochłaniania przenoszonego czynnika,  
 $D$  – współczynnik dyfuzji w środowisku izotropowym,  
 $\mathbf{V}$  – macierz prędkości strumienia,  
 $\mathbf{A}$  – macierz współczynników reakcji BZT-RT,  
 $\text{div}$  – operator dywergencji,  
 $\text{grad}$  (gradient) – wektorowy operator różniczkowy (innym oznaczeniem gradientu jest operator nabra –  $\nabla$ ).

Równanie (2) opisuje trójwymiarowy przypadek transportu adwekcyjno-dyfuzyjnego w czasie. Proces ten należy rozumieć jako przenoszenie substancji rozpuszczonej w wodzie oraz rozprzestrzenianie się jej (wskaźników BZT i RT) w kierunku zmniejszającej się koncentracji. W praktyce bardzo rzadko dysponuje się znajomością trójwymiarowego pola prędkości, a ponadto w rzekach i zbiornikach głębokości są bardzo małe w porównaniu z pozostałymi wymiarami. Wskutek tego wymieszanie w pionie następuje względnie szybko, co można przyjąć za jego rozkład wyrównany. Przyjmując dodatkowo stały przekrój poprzeczny rzeki w ograniczonych przedziałach długości, otrzymuje się z równania (2) najprostszą formę opisu transportu adwekcyjno-dyfuzyjnego w postaci:

$$\frac{\partial \mathbf{x}}{\partial t} - \left( D \frac{\partial^2 \mathbf{x}}{\partial z_1^2} + D \frac{\partial^2 \mathbf{x}}{\partial z_2^2} \right) + \mathbf{V} \frac{\partial \mathbf{x}}{\partial z_1} + \mathbf{A} \mathbf{x} + \boldsymbol{\delta} = 0 \quad (3)$$

gdzie:  $z_1, z_2$  – współrzędne długości i szerokości.

Równanie (3) należy do równań typu parabolicznego i często jest stosowane do badania schematów numerycznych używanych do rozwiązywania równań migracji zanieczyszczeń, uzupełnione o warunki początkowo-brzegowe typu Dirichleta lub Neumanna.

Dla pewnych wartości prędkości  $\mathbf{V}$  wpływ efektu dyfuzji staje się niewielki, równanie (3) staje się równaniem typu hiperbolicznego. Ponadto, zakładając umowny podział rzeki na odcinki, otrzymuje się dla  $i$ -tego odcinka równania modelu matematycznego zanieczyszczonej rzeki w postaci [6]:

$$\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{x}_i(z, t) + \mathbf{V}_i(z) \frac{\partial}{\partial z} \mathbf{x}_i(z, t) = \mathbf{A}_i(z) \mathbf{x}_i(z, t) + \mathbf{w}_{ri}(z, t) \quad (4a)$$

z warunkami granicznymi:

$$\text{W.B.: } \mathbf{x}_i(0, t) = \mathbf{M}_i \mathbf{x}_{i-1}(1, t) + \mathbf{w}_{bi}(t) + \mathbf{R}_{bi} u_{bi}(t)$$

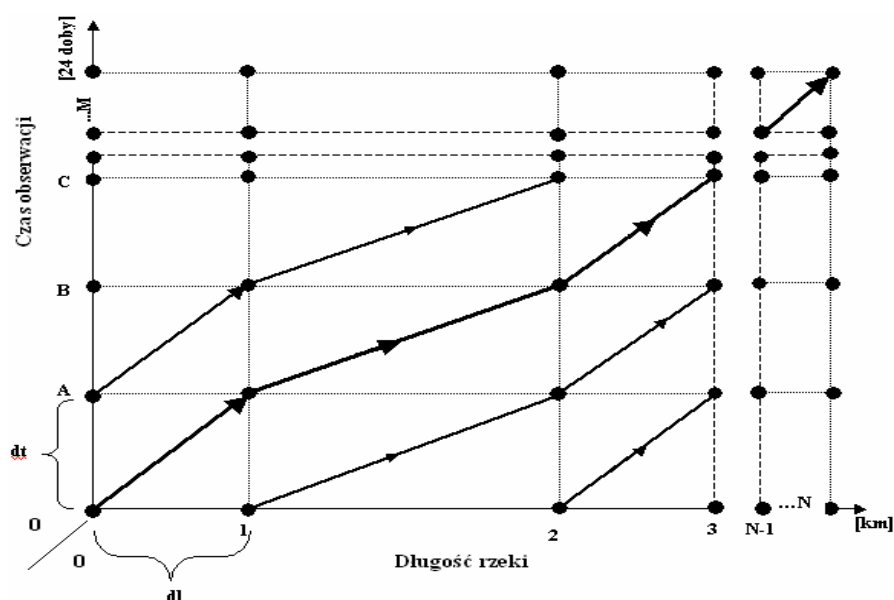
$$\text{W.P.: } \mathbf{x}_i(z, t_0) = \mathbf{x}_{i0}(z), \quad i = 1, \dots, N \quad (4b)$$

Powiązanie między odcinkami rzeki (4a) występuje w warunku brzegowym (4b), gdzie na stan  $\mathbf{x}_i$  wpływa tylko stan z końca poprzedniego odcinka. Zależności (4a, b) dla  $i = 1, \dots, N$  stanowią zbiorczy model całej rzeki. W warunku brzegowym występuje także sterowanie  $u_b$ , które oddziałuje tylko na współrzędną wektora stanu  $\mathbf{x}_2$  i jest zlokalizowane tylko na początku odcinka.

### **Podejście „wzdłuż charakterystyk”, pomiary**

Rozważmy podejście, w którym proces reakcji BZT-RT będzie obserwowany np. z swobodnie przemieszczającej się łodzi. Obserwacja dotyczy tylko

objętości wody wokół łodzi. W domenie przestrzenno-czasowej sprowadza się to do rozważań wzdłuż linii wyznaczonych prędkości przepływu. W przypadku stałej prędkości będą to proste nachylone do osi długości pod stałym kątem (rys. 1.). Tak określone linie, zwane charakterystykami, pokrywają całą domenę rozwiązań, wzdłuż których równania różniczkowe cząstkowe stają się zwyczajnymi równaniami różniczkowymi, a interpretacja powoduje, że opis poszczególnych odcinków rzeki sprowadza się do rozważań dużej liczby charakterystyk [6, 8].



Rys. 1. Charakterystyki w obszarze przestrzenno-czasowym

W  $i$ -tym odcinku charakterystyki zdefiniowane są zależnościami:

$$\frac{d}{dt} z_i(t) = v_i(z_i(t)) \quad (5)$$

Początek charakterystyki będzie wyznaczony na osi długości lub osi czasu, co będzie zależało od przyjętego obszaru rozważań, tj. długości rzeki i czasu obserwacji.

### Realizacja pomiarów

Pomiaru stanu zanieczyszczeń rzeki dokonuje się w stacjach pomiarowych zlokalizowanych wzdłuż jej długości. Przyjmijmy, że w stacjach dokonuje się ciągłych pomiarów, ale liczba stacji jest ograniczona. Ponadto wiadomo z praktyki, że pomiar BZT wymaga długiej obsługi laboratoryjnej, od 5 do 20 dni, co

powoduje obarczenie go dużym opóźnieniem czasowym. Stąd do celów sterowania staje się bezużyteczny. Dlatego korzysta się tylko z pomiarów RT, które przeprowadza się natychmiastowo. Otrzymane w stacjach pomiary są ciągłe w czasie, natomiast dla interpretacji charakterystyk stają się dyskretne. Określa to moment napotkania charakterystyki i stacji pomiarowej. Postać równania pomiarowego jest następująca [1, 6]:

$$\mathbf{y}(t_k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t_k) + \mathbf{v}_p(t_k) \quad (6)$$

gdzie macierz  $\mathbf{C} = [0 \ 1]$ , wektor stanu  $\mathbf{x}(t_k) = \text{col}[x_1(t_k), x_2(t_k)]$  i zakłócenie pomiarowe  $\mathbf{v}_p(t_k)$  są określone w dyskretnym momencie  $t_k$ .

Zatem dysponujemy pomiarami „na charakterystykach” i stanem zanieczyszczonej rzeki, opisanymi równaniami cząstkowymi typu transportowego (4), który da się opisać równaniami różniczkowymi zwyczajnymi, przyjmującymi postać:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(z_i(t), t) &= \mathbf{A}(z_i(t)) \mathbf{x}(z_i(t), t) + \mathbf{D}\mathbf{w}_r(z_i(t), t) \\ \text{W.P.: } \mathbf{x}(z_i(t_0), t_0) &= \mathbf{x}_0(z_{i0}) \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie:  $\mathbf{D}$  – macierz,

$\mathbf{w}_r$  – sygnał szumu zakłócającego.

Przy takim podejściu warunki brzegowe w (4b) znikają, gdyż charakterystyka  $z_i(t)$  może objąć cały obiekt – rzekę. W punktach granicznych mogą wystąpić nagłe zmiany wektora stanu  $\mathbf{x}$ . Zakłócenia obiektowe  $\mathbf{w}_r$  są niezależnym nieskorelowanym sygnałem o rozkładzie gaussowskim i o zerowych wartościach średnich. Dla tak określonego obiektu, opisanego równaniami (7) oraz pomiarami (6), sformułujemy problem estymacji.

## 2. Estymacja stanu zanieczyszczeń rzeki

Zagadnienie estymacji dla układu opisanego równaniami (7) i (6) polega na znalezieniu estymaty  $\hat{\mathbf{x}}(t)$  aktualnego stanu, dla którego spełniony jest warunek minimalizujący odległość między wektorem  $\mathbf{x}(t)$  a jego estymatą  $\hat{\mathbf{x}}(t)$ . Rozwiązanie tak postawionego problemu sprowadza się do dwóch faz, tj. filtracji i predykcji. Przez filtrację rozumiane są operacje generowania estymat w chwili  $t_k$  na podstawie wyników pomiarów wykonanych w tym momencie i poprzednio. Natomiast w predykcji chodzi o uzyskanie estymaty na przyszłość do chwili pomiaru. Równania predykcji i filtracji otrzymuje się wprost z równania filtru Kalmana oraz równań pomiaru, uwzględniając ich nieciągłość poprzez przyjęcie  $\mathbf{V}_p \cdot (t \neq t_k) = \infty$  [9]. ( $\mathbf{V}_p$  jest macierzą kowariancji zakłócenia pomiarowego z równania (6)). Brak pomiaru można bowiem utożsamiać z przypadkiem po-



miaru zakłóconego szumem o nieskończonej kowariancji. W fazach filtracji i predykcji słuszne są następujące zależności [1, 6]:

**1. Filtracja** – obowiązuje dla momentów dokonywania pomiarów  $t_k$

$$\hat{\mathbf{x}}(t_k/t_k) = \hat{\mathbf{x}}(t_k/t_{k-1}) + \mathbf{K}_F(t_k)[\mathbf{y}(t_k) - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t_k/t_{k-1})] \quad (8a)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(t_0/t_{-1}) = \bar{\mathbf{x}}_0$$

$$\mathbf{P}(t_k/t_k) = \mathbf{P}(t_k/t_{k-1}) - \mathbf{K}_F(t_k)\mathbf{C}\mathbf{P}(t_k/t_{k-1}), \quad \mathbf{P}(t_0/t_{-1}) = \mathbf{P}_0 \quad (8b)$$

$$\mathbf{K}_F(t_k) = \mathbf{P}(t_k/t_{k-1}) - \mathbf{C}^T[\mathbf{C}\mathbf{P}(t_k/t_{k-1})\mathbf{C}^T + \mathbf{V}_p(t_k)]^{-1} \quad (8c)$$

gdzie:  $\hat{\mathbf{x}}(t_k/t_k)$  – estymata w chwili  $t_k$  otrzymana na podstawie pomiarów  $\mathbf{y}(t_0), \dots, \mathbf{y}(t_k)$ ,

$\mathbf{P}(t_k/t_k)$  – kowariancja błędu estymacji,

$\mathbf{K}_F(t_k)$  – współczynnik wzmocnienia filtru.

**2. Predykcja** – obowiązuje dla  $t_k + 1 > t > t_k$

$$\frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}}(t/t_k) = \mathbf{A}(t_k)\hat{\mathbf{x}}(t/t_k), \quad \hat{\mathbf{x}}(t_k/t_k) \quad (9a)$$

$$\frac{d}{dt}\mathbf{P}(t/t_k) = \mathbf{P}(t/t_k)\mathbf{A}(t_k)^T + \mathbf{A}(t_k)\mathbf{P}(t/t_k) + \mathbf{W}_r, \quad \mathbf{P}(t_k/t_k) \quad (9b)$$

gdzie:  $\hat{\mathbf{x}}(t_k/t_k)$ ,  $\mathbf{P}(t/t_k)$  – odpowiednio estymata i kowariancja błędu estymacji prognozowana dla  $t > t_k$ ,

$\mathbf{W}_r$  – kowariancja zakłóceń  $\mathbf{w}_r$ .

Osobliwością estymat wyznaczonych z równań (8) i (9) jest nieciągłość w chwilach otrzymywania pomiarów. Spowodowane jest to dostarczaniem najnowszych informacji o obiekcie w postaci pomiarów  $\mathbf{y}(t_k)$ . Wartość estymaty  $\hat{\mathbf{x}}(t_k/t_k)$  jest „poprawiana” nowym pomiarem ze wzmocnieniem  $\mathbf{K}_F(t_k)$  w stosunku do wartości estymaty otrzymanej z poprzednich obliczeń. Wielkość tej „poprawki” oczywiście zależy od różnicy między aktualnym pomiarem a dotychczas określoną wartością estymaty (sprzed momentu pomiaru). Należy podkreślić, że niekiedy może wystąpić sytuacja, gdzie dla dużej różnicy między pomiarem a estymatą „poprawka” będzie niewielka. Wynika to ostatecznie z małej wartości współczynnika wzmocnienia filtru  $\mathbf{K}_F(t_k)$ . Łatwo zauważyć (zob. zależność (8c)), że jego wartość zdecydowanie zależy od jakości pomiarów. Dla słabych pomiarów, tzn. obarczonych dużym błędem pomiarowym,

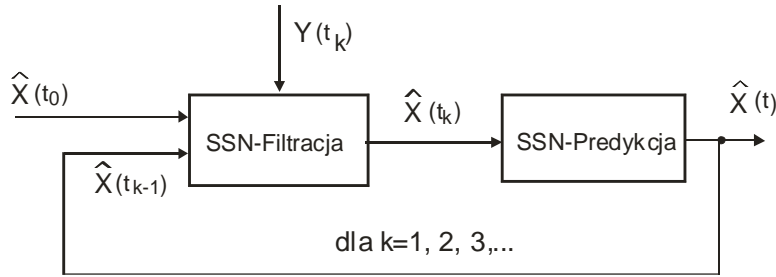
wartość kowariancji błędu pomiarowego  $V_p(t_k)$  (wzór (8b)) przyjmuje duże wartości, a więc wzmocnienie filtru  $K_F(t_k)$  jest małe. Jest to uzasadnione tym, że pomiary o intensywnych zakłóceniach należy traktować z pewną ostrożnością. Natomiast sygnały pomiarów realizowane za pomocą dokładnych przyrządów zawierają wiarygodne informacje o obiekcie, dlatego należy uważać, że zawarta w nich informacja jest istotna. Stanowi to „przełożenie” wartości kowariancji błędu pomiarów  $V_p \cdot (t_k)$ , stąd jej wartości są małe, a wzmocnienie filtru  $K_F(t_k)$  duże.

W czasie gdy nie ma informacji o obiekcie, tzn. między momentami pomiarowymi, estymata  $\hat{x}(t/t_k)$  spełnia równanie (9a) z warunkiem początkowym określonym przez moment pomiaru, czyli wyznaczonym w procesie filtracji. W tym okresie kowariancja błędu estymacji ma najczęściej tendencje do wzrostu, co wynika z różnicy między wektorem stanu a jego estymatą, spowodowanej zakłóceniami. W chwili dokonania pomiaru wprowadza się poprawkę uaktualniającą estymatę stanu. Powoduje to nieciągłość estymat. Istotnym problemem związanym z takim sposobem estymacji jest dokładność otrzymywanych estymat. Czynnikiem wpływającym m.in. na błędy estymacji są zmiany prędkości przepływu wody w rzece (pochylenie charakterystyk na rys. 1.). Prowadzić to może do sytuacji, że otrzyma się estymaty stanu innej charakterystyki. Poza tym jakość estymat zależy, podobnie jak w standardowym filtrze Kalmana, od długości okresu próbkowania.

### Sztuczne sieci neuronowe w procesie estymacji

Proces estymacji filtrem Kalmana wymaga znajomości cech charakterystycznych stochastycznych procesów wymuszeń, jakimi są zakłócenia oddziałujące na system i pomiary. Znajomość tego jest związana zwykle z dużymi nakładami pracy i nie zawsze prowadzi do zadowalających wyników. Dlatego alternatywnym rozwiązaniem wydają się być sztuczne sieci neuronowe, które mogłyby zdecydowanie wspomóc realizację procesu filtracji. Do badań symulacyjnych przyjęto sztuczne sieci neuronowe jednokierunkowe (Feedforward) oraz odmiany uczenia oparte na algorytmie uczenia wstecznej propagacji (Backpropagation). Ze względu na złożoność zagadnień wynikających z zestawienia pomiarów dyskretnych i ciągłego obiektu trudno jest znaleźć jedną taką strukturę sieci neuronowej, generującą estymaty o zadowalającej jakości. Dlatego zagadnienie estymacji podzielono na filtrację i predykcję, projektując oddzielne sieci neuronowe [3, 11]. Oczywiście sieci te wzajemnie współpracują zgodnie z algorytmem estymacji wykorzystującej procesy filtracji i predykcji (rys. 2.).

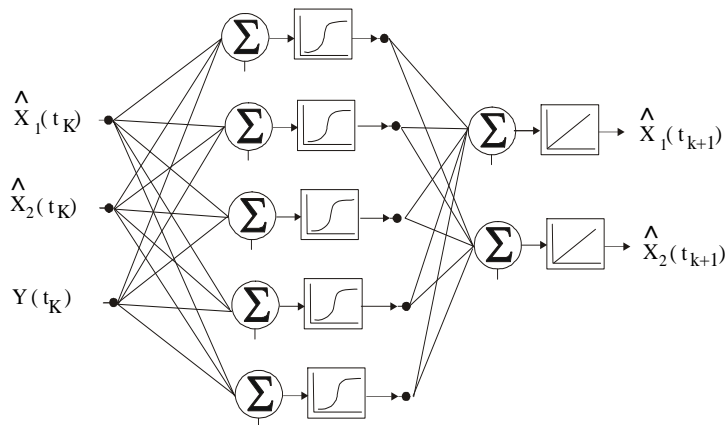
W algorytmie estymacji proces predykcji występuje na przemian z procesem filtracji i generuje estymaty ciągłe w czasie, startując z wartości początkowych otrzymanych z filtracji.



Rys. 2. Schemat połączeń sieci neuronowych realizujących estymację

### Sztuczne sieci neuronowe w procesie filtracji i predykcji

Przyjęto, że struktura sieci neuronowej dla procesu filtracji wynika z natury funkcjonowania tego procesu. Na wyjściu otrzymuje się w tym przypadku estymatę stanu dla BZT i RT w dyskretnych chwilach pomiarowych. Sygnałami wejściowymi są wartości estymat stanu wyznaczone przed momentami pomiarów oraz sygnał pomiarowy. Zatem liczba receptorów w warstwie wejściowej sieci neuronowej wynosi 3 (dwie współrzędne stanu i pomiar), a warstwa wyjściowa zawiera 2 neurony generujące estymaty dla chwil pomiarowych. Liczba neuronów w warstwie ukrytej jest wynikiem badań eksperymentalnych i wymaga pewnego doświadczenia (rys. 3.). Funkcja przejścia dla neuronów w warstwie ukrytej jest sigmoidalna, w warstwie wyjściowej zaś jest liniowa dla zapewnienia nieograniczenia wartości sygnałów wyjściowych otrzymanych z sieci. Należy podkreślić, że taka architektura sieci odpowiada jednej charakterystyce, jednej realizacji procesu filtracji. Jednak w celu otrzymania estymat stanu dla wielu charakterystyk należy na wejście sieci podać aktualny pomiar i odpowiadające wartości estymat związane z daną charakterystyką.



Rys. 3. Sieć neuronowa generująca estymaty w procesie filtracji

Jakość estymat otrzymanych w procesie filtracji czy predykcji istotnie zależy od procesu uczenia sieci. Istotny wpływ mają także wartości sygnałów uczących oraz czas trwania procesu uczenia. Oczywiście jest, że niedokładnie nauczona sieć (duży błąd uczenia sieci – SSE) zdolna jest generować estymaty obciążone względnie dużymi błędami.

Proces predykcji w systemie monitorowania rzeki musi ściśle współpracować z filtracją i dostarczać informacji o stanie rzeki pomiędzy pomiarami. Wynik końcowy filtracji stanowi warunek początkowy dla predykcji. Przyjęto następującą architekturę sieci: w warstwie wyjściowej jest dwa, a w ukrytej trzy neurony.

### 3. Badania symulacyjne

Do badań symulacyjnych przyjęto hipotetyczną rzekę o następujących parametrach:

- długość 720 km,
- średnia prędkość przepływu  $v = 24$  km/dobę,
- trzy duże boczne dopływy, przy czym pierwszy jest zlokalizowany na początku, a pozostałe w odległościach 400 i 530 km, oraz wiele bardzo małych dopływów z zanieczyszczeniami biochemicznymi, rozmieszczonych wzdłuż jej długości,
- współczynniki szybkości reakcji BZT i RT:  $k_1 = 0.2$  mg/s\*1,  $k_2 = 0.185$  mg/s\*1,  $k_3 = 0,71$  mg/s\*1.

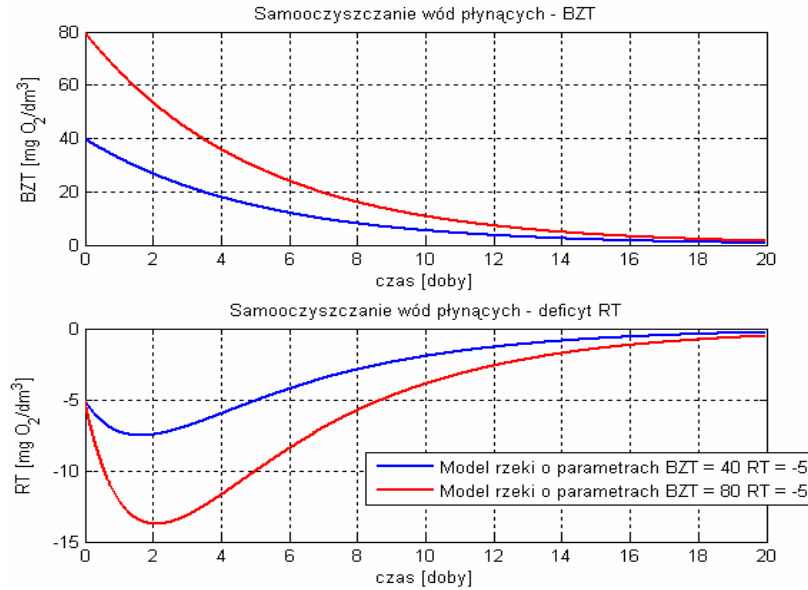
Dla takiej rzeki rozważana partia wody pokonywała jej odległość od początku do końca w ciągu jednego miesiąca. Podobnymi parametrami charakteryzują się rzeki w Polsce, np. Wisła lub Odra.

W badaniach rozważano stan zanieczyszczeń rzeki jednego i wielu odcinków dla różnych warunków początkowych oraz gdy do rzeki dopływają zanieczyszczenia traktowane w modelu jako zakłócenia losowe.

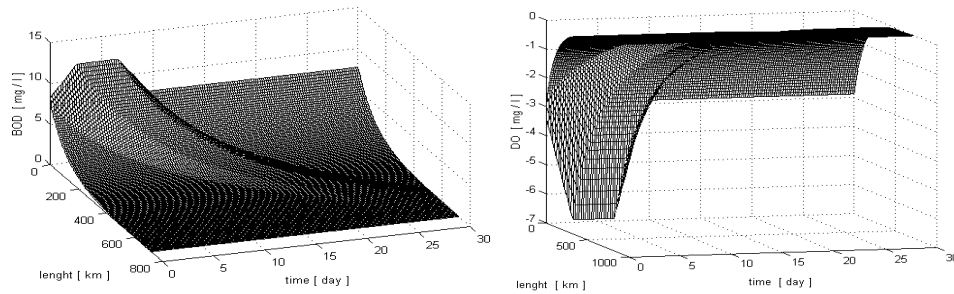
#### Symulacje modelu

Symulacje wykonano, bazując na podejściu „wzdłuż charakterystyk”. Równania opisujące stan rzeki dane są wzorem (7). Rozwiązania ich dokonano metodą Rungego-Kutty 4-go rzędu [4, 5]. Uzyskano następujące rezultaty prezentowane na zamieszczonych rysunkach. Jak łatwo zauważyć, rozważana rzeka ma zdolność do samooczyszczania, tzn. zanieczyszczenia w postaci BZT i deficytu RT zmniejszają się w miarę upływu czasu. Interesująca sytuacja wystąpi, gdy obserwuje się rzekę, do której dopływają zanieczyszczenia BZT osiągające wartości stężenia kilkudziesięciu mg/l, natomiast w rzece występuje zerowy deficyt tlenowy (wartość RT jest równa zeru). Te sytuacje przedstawiają przebiegi BZT i RT na rys. 4. Okazuje się, że dopiero po kilku dniach wystąpi w wodzie największy deficyt tlenowy. Oznacza to, że w rzece pojawiają się najniebezpieczniejsze warunki ekologiczne dopiero po kilkudziesięciu kilometrach od dopływu

zanieczyszczeń. Przypadek, gdy na wejściu rzeki wskaźniki BZT i RT nie są stałe, przedstawia rys. 5.



Rys. 4. Rozkład BZT i RT dla różnych warunków początkowych



Rys. 5. Rozkład BZT i RT dla zmiennych warunków początkowych

Tutaj stężenie zanieczyszczeń wzrasta od pewnej wartości, następnie utrzymuje swą wartość, a potem maleje. Może to przedstawiać chwilową awarię w oczyszczalni ścieków, ewentualnie efekt wystąpienia lokalnych opadów deszczu. W rozważanym obszarze (czas obserwacji i długości rzeki) „grzbiet” BZT i RT zmniejsza się „na przekątnej”, zgodnie z przebiegiem charakterystyk.

### Symulacja filtracji i predykcji Sztucznymi Sieciami Neuronowymi

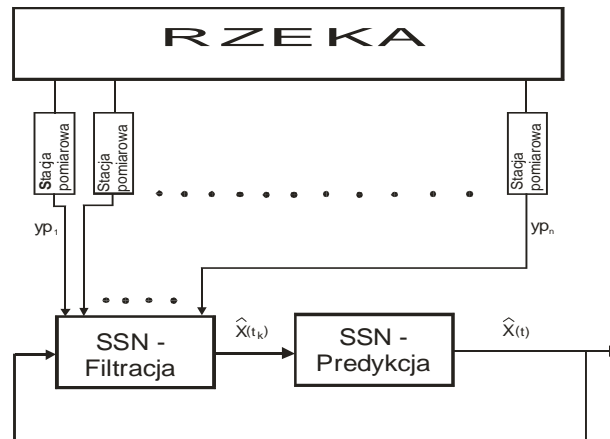
W wyniku eksperymentalnego doboru neuronów w warstwie ukrytej uzyskano poprawnie przybliżony stan rzeki dla pięciu neuronów. Na jakość estyma-

cji stanu zanieczyszczeń rzeki istotny wpływ ma architektura sztucznej sieci neuronowej, a także długość okresu próbkowania, tzn. czas pomiędzy kolejnymi pomiarami dla jednej charakterystyki. Dla rzeki jest to odległość pomiędzy kolejnymi stacjami pomiarowymi rozmieszczonymi wzdłuż rozważanego odcinka rzeki. W naszym rozważanym przypadku czas ten wynosi 1 lub 2 doby, co odpowiada odległości na rzece 24 i 48 kilometrów. Wydłużenie czasu pomiędzy pomiarami powoduje pogorszenie jakości estymacji.

Zadanie realizowane w etapie predykcji polegało na uzyskaniu estymat ciągłych w czasie wskaźników BZT i RT między kolejnymi chwilami pomiarowymi, z warunkami początkowymi otrzymanymi z etapu filtracji.

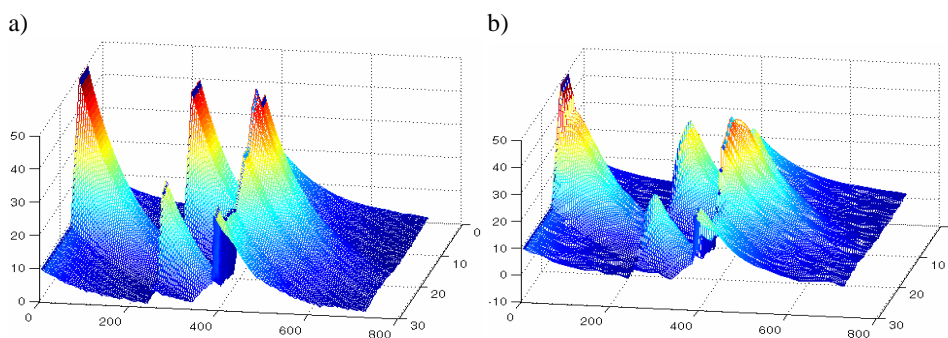
### Symulacja układu monitorującego zanieczyszczenie rzeki

W celu zaprojektowania układu monitorującego zaproponowano rozważanie równań różniczkowych zwyczajnych wraz z ich koordynacją, tzn. należy dla danej charakterystyki „przyporządkować” odpowiadające jej pomiary (rys. 6.). Takie podejście stwarza możliwość uzyskania przestrzenno-czasowego obrazu zanieczyszczeń rzeki. Układ monitorujący na podstawie pomiarów oraz wartości wygenerowanych przez sieci neuronowe w procesie estymacji jest w stanie określić aktualne wartości wskaźników zanieczyszczeń rzeki w dowolnym punkcie obszaru rozważań, a nawet przewidzieć ich zmiany z przyjętym wyprzedzeniem czasowym. Poprawność działania zaproponowanego systemu była testowana z wykorzystaniem rozwiązań otrzymanych z modelu matematycznego. Eksperymenty przeprowadzono dla wielu przypadków pojawiania się zanieczyszczeń w rzece. Badano, czy układ monitorujący jest w stanie wygenerować poprawny obraz zmian zanieczyszczeń rzeki.



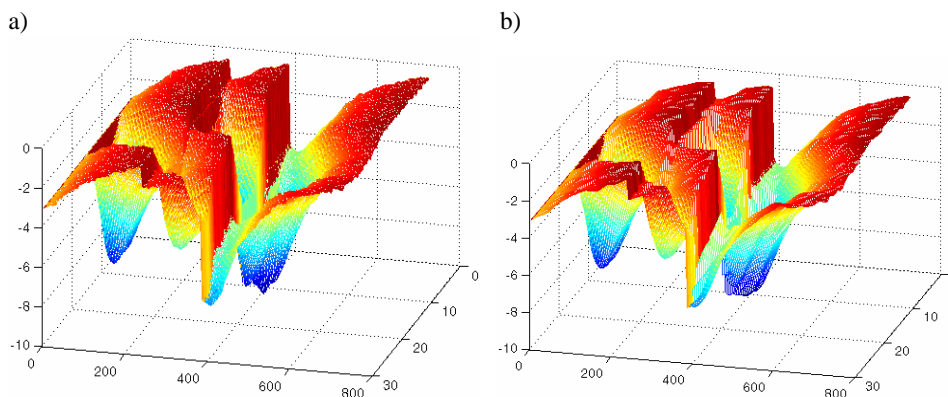
Rys. 6. Układ monitorujący poziom zanieczyszczeń w rzece

Na rysunkach 7a i 8a przedstawiono zamodelowaną “wędrówkę” zanieczyszczeń z trzech dopływów. Jeżeli odległość pomiędzy dopływami jest względnie mała, to powoduje nakładanie się (sumowanie) zanieczyszczeń. W przedstawionej sytuacji widać wyraźnie, że występuje stały dopływ zanieczyszczeń na początku rzeki oraz w okolicach 250. i 400. kilometra długości rzeki. Ponadto, w tych obszarach w czasie około 10. doby pojawiają się kolejne większe dopływy zanieczyszczeń. W miarę upływu czasu, dzięki zdolności rzeki do samooczyszczania, wartość tych zanieczyszczeń ciągle maleje.



Rys. 7. Obraz wskaźnika BZT w rzece uzyskany: a) z modelu, b) z układu monitorującego

Porównując rysunki 7a i 8a z rysunkami 7b i 8b, jednoznacznie można stwierdzić, że układ monitoringu poprawnie estymuje zamodelowany stan zanieczyszczeń w rzece. Oczywiście jest, że pojawienie się dużego zanieczyszczenia (BZT) powoduje wzrost deficytu tlenu (RT). Maksymalny poziom tego deficytu występuje z kilkudniowym (2, 3 dni) opóźnieniem w stosunku do pojawienia się zanieczyszczenia BZT. Szczególnie przydatny jest obraz rozkładu deficytu RT, gdyż bezpośrednio na jego podstawie można określić stan zagrożenia dla życia biologicznego w rzece, zarówno w określonym miejscu, jak i czasie.



Rys. 8. Obraz wskaźnika RT w rzece uzyskany: a) z modelu, b) z układu monitorującego

Na bazie obrazów przestrzenno-czasowych istnieje możliwość wykonania analizy rozkładu wskaźników zanieczyszczeń w rzece wzdłuż długości dla dowolnej chwili czasowej lub dla określonej współrzędnej długości w dowolnym czasie. Takie rozkłady można uzyskać, dokonując „przekrojów poprzecznych” wzdłuż osi czasu albo długości. Pozwala to dokładnie określić zanieczyszczenia graniczne lub krytyczne pod względem ekologicznym.

## Literatura

1. Anderson B.D.O., Moore J.B., *Filtracja optymalna*, PWN, Warszawa 1984.
2. *Annual Book of ASTM Standard*. Section 11. Water and Environmental Technology 1995, Vol. 11.01, Water (I), Vol. 11.02, Water (II), ASTM, Philadelphia, USA.
3. Bishop C.M., *Neural Networks for Pattern Recognition*, Oxford University Press, 1999.
4. Dahlquist G., Bjorck A., *Metody numeryczne*, PWN, Warszawa 1993.
5. Hairer E., Norsett S.P., Wanner G., *Solving Ordinary Differential Equations: Nonstiff problems*, Springer, 2 ed., 2000.
6. Кватер Т., *Нейромережні інформаційні технології контролю та діагностики динамічних об'єктів у умовах невизначеності*, Львів 2005.
7. Kwater T., Pekała R., Krutys P., *Modelowanie numeryczne zjawisk w przepływach zanieczyszczonych z uwzględnieniem dyfuzji*, „Modelowanie i Symulacja” MiS-5, Kościelisko 2008.
8. Szymkiewicz R., *Modelowanie matematyczne przepływów w rzekach i kanałach*, PWN, Warszawa 2000.
9. Welch G., Bishop G., *An Introduction to the Kalman Filter*, Department of Computer Science, University of North Carolina At Chapel Hill, 2006.
10. Zarzycki R., *Wymiana ciepła i ruch masy w inżynierii środowiska*, WNT, Warszawa 2005.
11. Żurada J., Barski M., Jędruch W., *Sztuczne sieci neuronowe*, PWN, Warszawa 1996.

## ESTIMATION OF THE STATE OBJECTS DESCRIBED PARTIAL DIFFERENTIAL EQUATIONS OF HYPERBOLIC TYPE WITH THE USE OF ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS

### Summary

In the article the mathematical modeling of organic pollutants in the river and the problem of state estimating of rivers quality was considered. The presented models are based on ordinary differential equations, which extends to partial differential equations with the phenomenon of transport and diffusion. The considered cases concerned on of transport phenomena using the natural characteristics of the river without loss of the accuracy description. The mathematical model was obtained as a set of ordinary differential equations with discrete measurements. The problem of estimation for such a description, using the approach Kalman filter lead to the two stages ie. filtering and prediction. The solution was obtained using a support tool in the form of



artificial neural networks. The results of simulation confirm the possibility of applying the proposed system to monitoring the quality states of a long river, realized due to using the artificial neural networks. Such a system would further the monitoring and controlling of aeration of the river to ensure its ecological conditions.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

***Autor:***

*Dr hab. inż. Tadeusz Kwater, prof. UR, Uniwersytet Rzeszowski, 35-959 Rzeszów,  
e-mail: tkwater@univ.rzeszow.pl*

Grzegorz MASŁOWSKI

Politechnika Rzeszowska

## ANALIZA WYŁADOWAŃ ATMOSFERYCZNYCH NA POTRZEBY OCHRONY ODGROMOWEJ

W artykule zwrócono uwagę na ważne fakty dotyczące początków badań wyładowań atmosferycznych oraz rozwoju techniki ochrony odgromowej. Zwrócono szczególną uwagę na zasługi ks. Kazimierza Osińskiego w popularyzacji w XVIII wieku ochrony odgromowej w Polsce. Dokonano klasyfikacji wyładowań atmosferycznych doziemnych, przyjmując jako główne kryterium znak neutralizowanego w chmurze i dostarczanego do ziemi wypadkowego ładunku elektrycznego, a nie rodzaj polaryzacji lidera. Omówiono główne fazy wyładowania piorunowego, tj. rozwój lidera odgórnego, pierwsze i kolejne wyładowania główne, prąd długotrwały, składowe typu M oraz procesy strimerowe typu J i K. W przypadku fazy lidera odgórnego i wyładowań głównych podano również ich najważniejsze parametry, które często wykorzystuje się w ochronie odgromowej i przeciwprzepięciowej. Podczas charakterystyki prądu długotrwałego wyróżniono sześć często rejestrowanych kształtów fal tego prądu oraz zwrócono uwagę na możliwość nakładania się na niego tzw. składowych typu M, które mogą w znaczący sposób zwiększyć ilość transportowanego do ziemi ładunku elektrycznego.

### 1. Wstęp

Mechanizm powstawania burz frontowych i termicznych oraz złożony proces elektryzacji chmur burzowych starają się wyjaśnić liczne teorie, przegląd których można znaleźć w pracy [1]. W trakcie burzy mogą wystąpić wyładowania atmosferyczne w chmurach, pomiędzy chmurami, chmurą i jej otoczeniem oraz chmurą i ziemią. Spośród wszystkich wyładowań atmosferycznych tylko jedna czwarta to wyładowania doziemne, przy czym dane z systemów lokalizacji wyładowań atmosferycznych pokazują, że dokładne relacje ilościowe zależą od konkretnych warunków meteorologicznych, jak również od strefy geograficznej. Wyładowania atmosferyczne występujące w chmurach mogą oddziaływać bezpośrednio na samoloty i inne obiekty znajdujące się w pobliżu. Wywołują również zakłócenia elektromagnetyczne w czułych urządzeniach elektronicznych, pracujących na ziemi. Wyładowania doziemne są natomiast przyczyną porażeń ludzi i zwierząt, pożarów lasów i budynków oraz uszkodzeń urządzeń technicznych. W artykule dokonano klasyfikacji wyładowań doziemnych oraz przedstawiono główne fazy wyładowania atmosferycznego wraz z charakterystycznymi

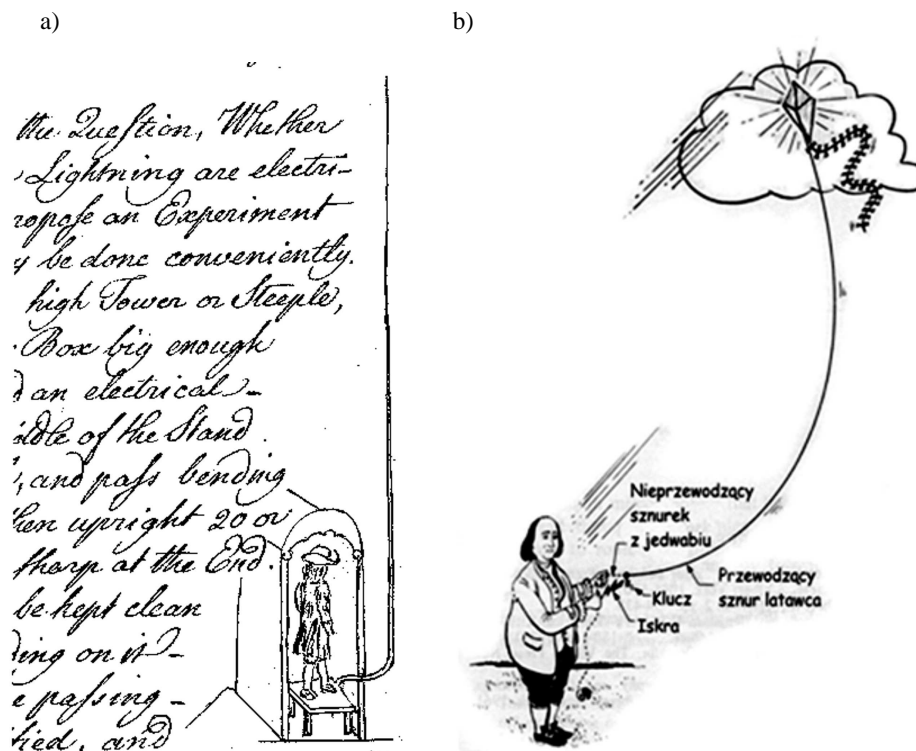
parametrami prądu piorunowego, istotnymi z punktu widzenia ochrony odgromowej i przeciwprzebieciowej.

## 2. Początki badań wyładowań atmosferycznych

Elektryczną naturę wyładowań atmosferycznych potwierdzono w połowie XVIII wieku. W 1750 roku Benjamin Franklin (1706-1790), amerykański uczo-ny i mąż stanu, opisał w liście do Petera Collinsona z Londynu doświadczenie, które miało wykazać istnienie w chmurze burzowej ładunku elektrycznego. Zgodnie z opisem Benjamina Franklina potencjał człowieka stojącego na wysokiej wieży w budce wartowniczej na odizolowanej podłodze z przymocowanym do niej długim prętem metalowym skierowanym w kierunku chmury nie będzie taki sam jak potencjał uziemionych ścian pomieszczenia, co może wywoływać przeskoki iskier (ang. *sentry-box experiment* – rys. 1a). Różnica tych potencjałów powinna zdaniem autora listu wynikać z polaryzacji ładunków różnoimiennych wewnątrz pręta na skutek oddziaływania wypadkowego ładunku elektrycznego chmury [2]. Niestety, brak funduszy uniemożliwił Benjaminowi Franklinowi realizację tego eksperymentu. List jego został jednak rozpowszechniony w Europie i po raz pierwszy doświadczenie tego typu przeprowadzono 10 maja 1752 r. w małej francuskiej miejscowości Marly-la-Ville, położonej nieopodal Paryża [3]. Podczas zbliżającej się burzy długi pręt metalowy umieszczono w szklanej butli, dzięki czemu możliwe było wytworzenie iskier pomiędzy jego końcem a ziemią. Dopiero kilka tygodni później w Pensylwanii Benjamin Franklin przeprowadził swój słynny „niskobudżetowy” eksperyment z latawcem, nic prawdopodobnie nie wiedząc o doświadczeniu w Marly-la-Ville (rys. 1b). Wykazał on wówczas nie tylko elektryczną naturę wyładowań piorunowych, ale również dipolowy rozkład ładunku elektrycznego w chmurze, co w praktyce oznaczało wprowadzenie przełomowego pojęcia ładunku ujemnego i dodatniego. Ładunek ujemny został zlokalizowany w dolnych częściach chmur burzowych, dodatni zaś w ich górnych partiach. Podobne eksperymenty były powtarzane w wielu innych krajach (m. in. w Niemczech, Anglii, Włoszech, Holandii, Rosji i Szwecji). Wszystkie one potwierdziły oczywiście elektryczną naturę wyładowań atmosferycznych.

Równoległe z badaniami wyładowań atmosferycznych zaczęła rozwijać się nowa dziedzina techniki, związana z ochroną odgromową. Ponownie Benjamin Franklin, jako pierwszy, zaproponował w 1753 r. do ochrony przed bezpośrednimi wyładowaniami atmosferycznymi instalowanie uziemionego, metalowego pręta ponad najwyższym punktem obiektu [4]. W przypadku obiektów rozległych zalecał montaż dwóch uziemionych zwodów pionowych połączonych dodatkowo przewodem wzdłuż krawędzi dachu. Jako pierwszy zauważył również w 1780 r., że wymagające szczególnej ochrony magazyny z prochem strzelniczym powinny być otoczone dookoła metalową klatką. Po prawie stu latach, w 1876 r. do koncepcji ekranującej klatki ponownie powrócił James

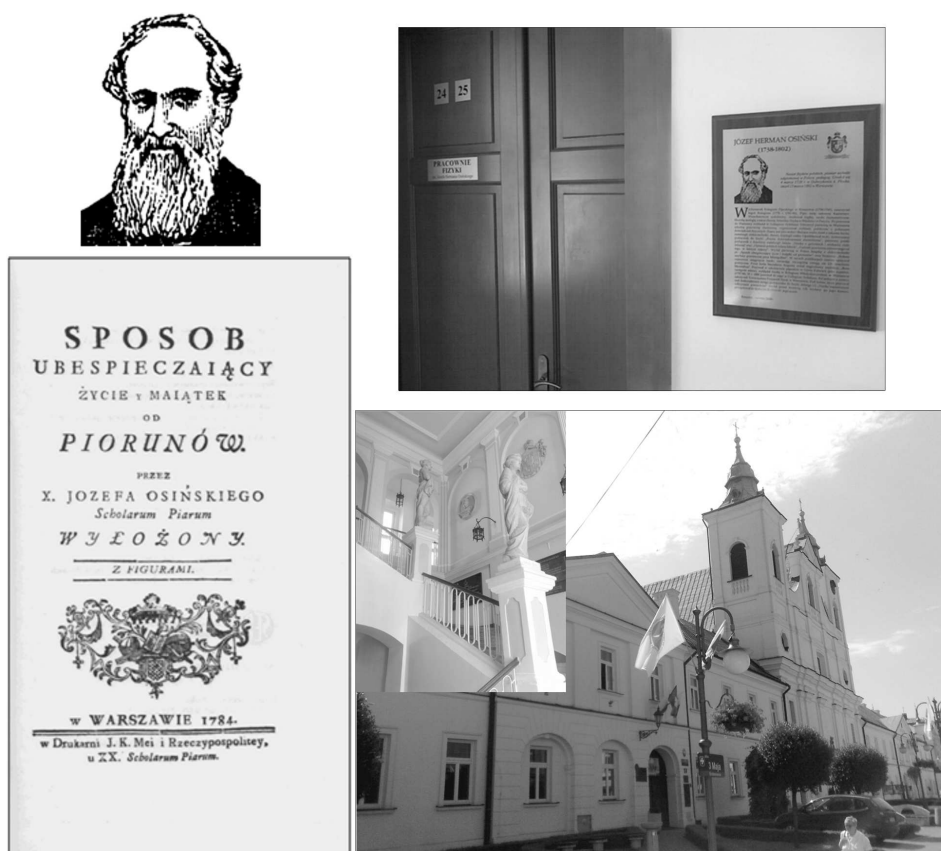
Clerk Maxwell, który prawdopodobnie nie wiedział o nowatorskim pomysle Franklina [5].



Rys. 1. Eksperyment pierwszy (a) zaproponowany przez Benjamina Franklina w liście do Petera Collinsona z Londynu w 1750 roku [2] oraz drugi (b) przeprowadzony przez Franklina w Ameryce z wykorzystaniem latawca [3]

Nowe trendy w ochronie ogromowej przeniknęły również szybko do Polski. Duże zasługi w propagowaniu nowych idei należy przypisać pierwszemu polskiemu elektrykowi ks. Kazimierzowi Osińskiemu (1738-1802), znanemu też jako Józef Herman Osiński. Ukończył on w 1759 r. Kolegium Pijarskie w Rzeszowie (obecnie – I Liceum Ogólnokształcące im. ks. Stanisława Konarskiego – rys. 2.). Studiował początkowo nauki humanistyczne, logikę, filozofię. W Wiedniu i Paryżu zaznajomił się z najnowszymi osiągnięciami fizyki, chemii i botaniki. W 1783 roku powrócił do Rzeszowa [6] na cztery lata, gdzie jako nauczyciel Kolegium Pijarskiego (1783-1786) wydał trzy ważne prace [7-9], w tym jedną pt. *Sposób ubezpieczający życie y majątek od piorunów*, obecnie uznawaną za pierwszy w Polsce podręcznik z dziedziny elektrotechniki. Opisał w niej między innymi budowę oraz zasady instalacji urządzenia piorunochronnego. Ks.

Kazimierz Osiński był także autorem i tłumaczem wielu prac z fizyki, chemii oraz metalurgii.

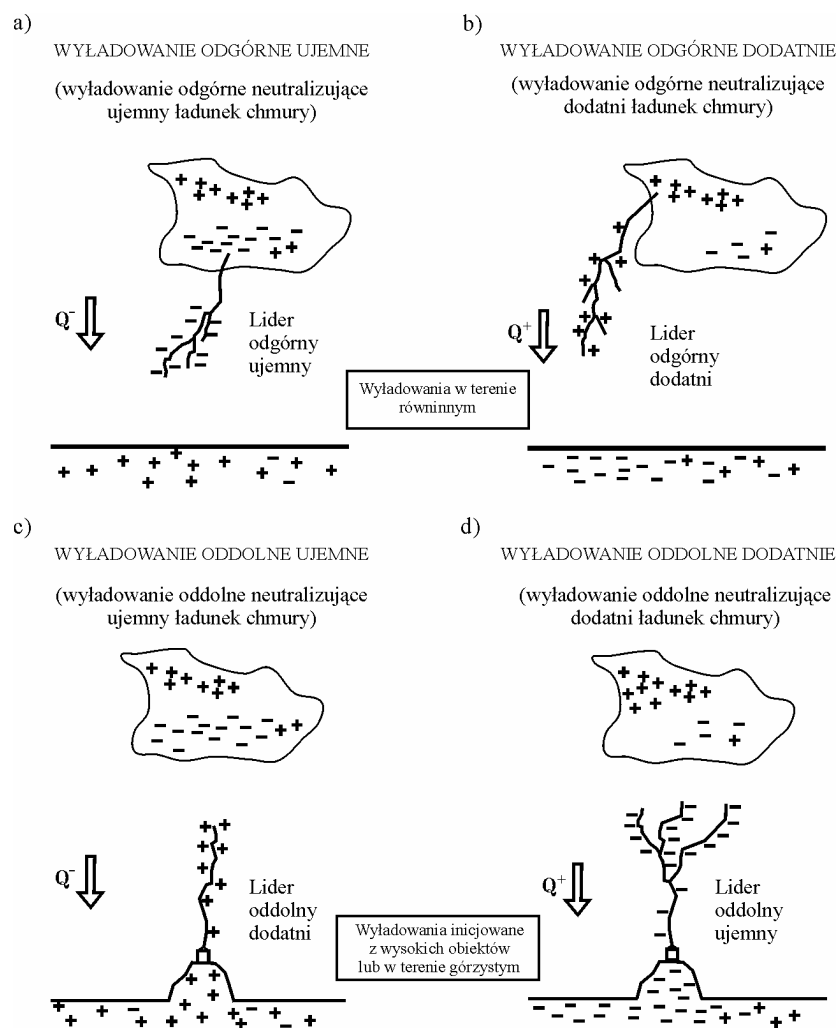


Rys. 2. Okładka pierwszej w Polsce pracy z dziedziny elektrotechniki i popiersie jej autora ks. Kazimierza Osińskiego, wychowanka i nauczyciela Kolegium Pijarów w Rzeszowie [9]. Szkoła, której wykładowcą był też ks. Stanisław Konarski, twórca Collegium Nobilium, założona została w 1658 roku (obecnie I LO – zdjęcia w prawej kolumnie), a jej wychowankami byli między innymi tacy znani Polacy jak gen. Władysław Sikorski, św. Józef Sebastian Pelczar, Julian Przyboś czy też Kazimierz Dejmek [6]

Podsumowując, należy stwierdzić, że zaproponowane w XVIII wieku koncepcje zwołu Franklina i klatki Faradaya nadal z powodzeniem są wykorzystywane do ochrony współczesnych obiektów i urządzeń technicznych przed wyładowaniami atmosferycznymi. Ciekawe ujęcie historii rozwoju ochrony odgromowej w Polsce zawarto również w pracy [10].

### 3. Klasyfikacja wyładowań doziemnych

K. Berger [11] wyróżnił osiem typów wyładowań atmosferycznych. Cztery z nich, pokazane schematycznie na rys. 3., to wyładowania doziemne z ciągłym kanałem pomiędzy chmurą i ziemią. Pozostałe cztery typy dotyczą tzw. wyładowań urwanych (ang. *air discharges*), gdy lider nie dochodzi do ziemi (wyładowania urwane inicjowane odgórnie) lub do chmury (wyładowania urwane inicjowane oddolnie).



Rys. 3. Cztery typy wyładowań doziemnych [12]: a) wyładowanie ujemne inicjowane odgórnie, b) wyładowanie dodatnie inicjowane odgórnie, c) wyładowanie ujemne inicjowane oddolnie, d) wyładowanie dodatnie inicjowane oddolnie

Wyładowania ujemne inicjowane odgórnie liderami o polaryzacji ujemnej występują najczęściej na terenach równinnych (rys. 3a). Wyładowanie ujemne oznacza neutralizację ujemnego ładunku elektrycznego chmury, na skutek przepływu prądu w kanale piorunowym. W rezultacie do ziemi zostaje dostarczony wypadkowy ładunek ujemny, równy ładunkowi neutralizowanemu w chmurze. Znacznie rzadziej występują wyładowania dodatnie inicjowane odgórnie liderami o polaryzacji dodatniej (rys. 3b). Mogą się one rozwijać po serii wyładowań ujemnych, gdy w górnej części chmury pozostaje nieskompensowany ładunek dodatni. Pozostałe dwa typy to wyładowania inicjowane oddolnie, charakterystyczne dla terenów górzystych i tzw. obiektów wysokich. Silne pole elektryczne w pobliżu wyniosłości wywołuje rozwój lidera oddolnego o polaryzacji dodatniej lub ujemnej.

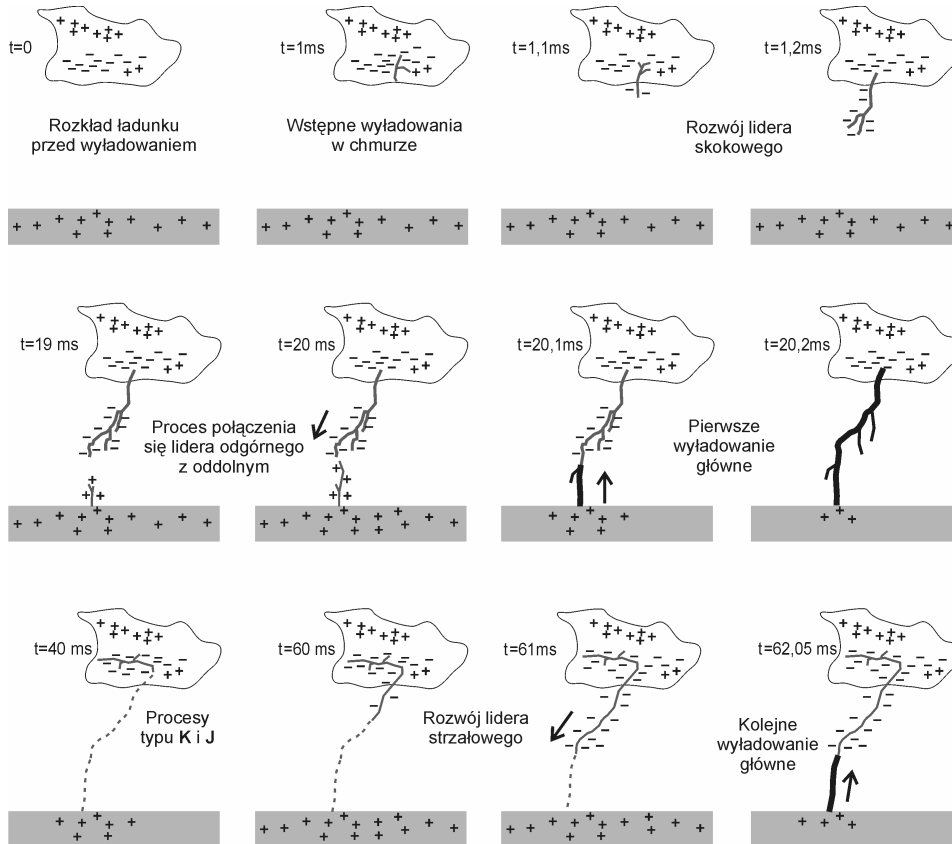
W pierwszym przypadku, znacznie częściej występującym, mamy do czynienia z wyładowaniami ujemnymi inicjowanymi oddolnie liderami o polaryzacji dodatniej (rys. 3c), natomiast w drugim przypadku mamy do czynienia z wyładowaniami dodatnimi inicjowanymi oddolnie liderami o polaryzacji ujemnej (rys. 3d). Przedstawiona klasyfikacja przyjmuje zatem jako główne kryterium znak neutralizowanego w chmurze i dostarczanego do ziemi wypadkowego ładunku elektrycznego, a nie rodzaj polaryzacji lidera [12].

#### 4. Główne fazy doziemnego wyładowania odgórnego

Cały proces wyładowania odgórnego można umownie podzielić na kilka faz obejmujących: wstępne wyładowania w chmurze (ang. *preliminary breakdown*), rozwój lidera skokowego (ang. *stepped leader*) oraz pierwsze wyładowanie główne (ang. *first return stroke*) mające charakter udaru krótkotrwałego (ang. *first short stroke*), którego prąd zanika praktycznie do zera w ciągu 2-4 ms. W przypadku wyładowań ujemnych bardzo często występują również następne wyładowania główne (ang. *subsequent return stroke*). Każde z nich poprzedza lider strzałowy (ang. *dart leader*) lub strzałowo-skokowy (ang. *dart-stepped leader*), który inicjuje z kolei w chmurze tzw. wyładowania strimerowe typu J i K (rys. 4.).

Bezpośrednio po pierwszym lub następnym wielkopiętrowym udarze krótkotrwałym może w kanale piorunowym nastąpić przepływ prądu długotrwałego (ang. *continuing current*), zwanego też udarem długotrwałym (ang. *continuing stroke*), na który mogą nakładać się tzw. składowe prądu pioruna typu M (ang. *M-components*). Prąd udaru krótkotrwałego osiąga największe wartości natężenia i generuje najwyższy poziom zaburzeń elektromagnetycznych. Największy ładunek elektryczny przenoszą z kolei udary długotrwałe, które są przyczyną pożarów lasów i obiektów budowlanych oraz trwałych uszkodzeń urządzeń technicznych na skutek wywoływanych efektów cieplnych. Szybkozmiennie zaburzenia elektromagnetyczne, generowane przez pozostałe składowe wyłado-

wania atmosferycznego, mogą również zakłócać pracę czułych urządzeń elektronicznych.



Rys. 4. Przebieg doziemnego wyładowania ujemnego inicjowanego odgórnie z zaznaczonymi poszczególnymi fazami przepływu prądu w kanale piorunowym wg [13]

Wyładowania odgórne ujemne stanowią ok. 90% wszystkich wyładowań doziemnych występujących w terenie równinnym. Są one najczęściej wielokrotne, tzn. w trakcie ich trwania występuje kilka lub nawet kilkadziesiąt wyładowań głównych [14]. Pierwsze wyładowanie główne poprzedza **lider skokowy** inicjowany wyładowaniami wstępnymi zachodzącymi w dolnych partiach chmury burzowej. Lider skokowy rozwija się od chmury w kierunku ziemi w obszarze niezawierającym ładunku przestrzennego (niezjonizowanym), przez co jego kanał ma skomplikowany kształt i dodatkowo często ulega rozdzieleniu, tworząc charakterystyczne odgałęzienia. Losowy kształt i układ gałęzi widoczny w skali makroskopowej wynika z warunków lokalnych istniejących podczas rozwoju poszczególnych skoków lidera. Długość skoków lidera zmierzona przez B.F.J. Shonlanda zmieniła się w zakresie 10-200 m, natomiast odstępy czasowe po-



między poszczególnymi skokami wynosiły 40-100  $\mu\text{s}$  [15]. Późniejsze badania przeprowadzone na podstawie równoczesnych pomiarów pola elektrycznego i promieniowania świetlnego ograniczyły zakres długości skoku lidera do 50 m, a interwału czasowego do około 50  $\mu\text{s}$  [13].

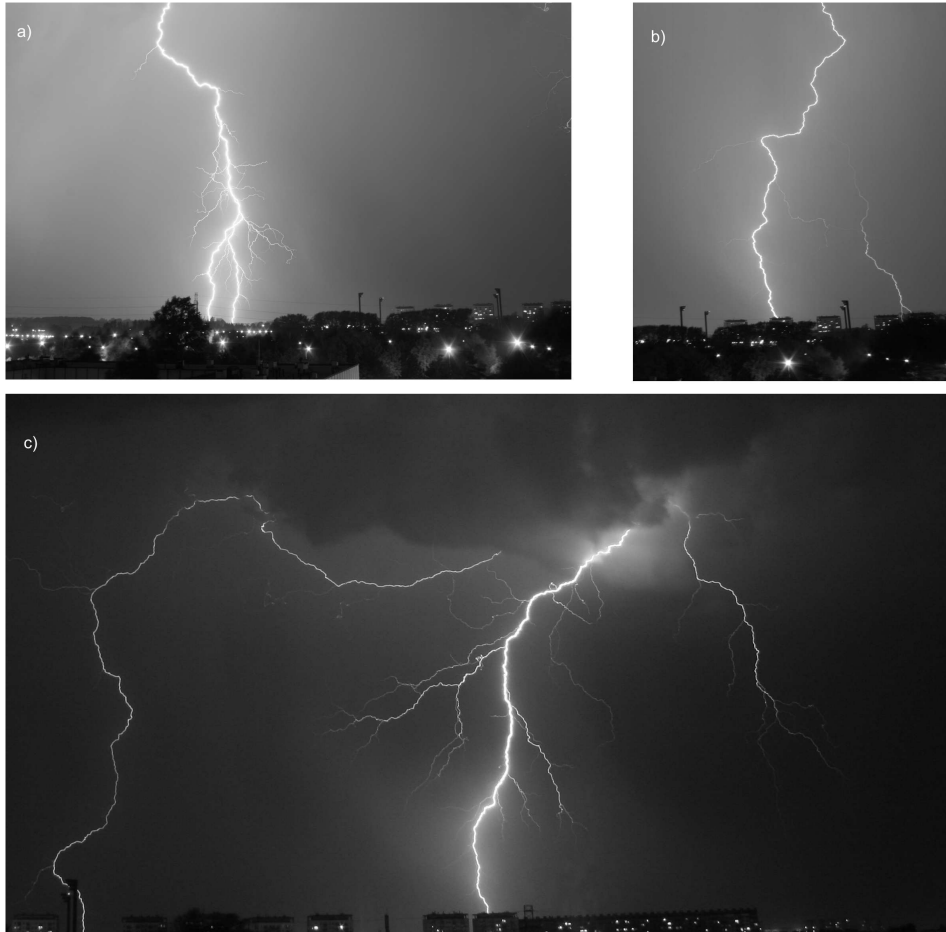
Zarejestrowany czas narastania impulsów pola elektrycznego, wytwarzanych przez prąd płynący w trakcie rozwoju pojedynczego skoku lidera, wynosi około 0,3  $\mu\text{s}$ , a czas do pólsczytu na grzbiecie opadającym około 0,5  $\mu\text{s}$ . Oszacowana na ich podstawie wartość maksymalna prądu w rozwijającym się blisko ziemi kanale zawiera się w przedziale 2-8 kA, a jego stromość narastania w przedziale 6-24 kA/ $\mu\text{s}$  [16]. Średnie wartości prądu w całym kanale są oczywiście dużo niższe i wynoszą 100-200 A. Wartość średnia nie może jednak stanowić w tym przypadku o poziomie ryzyka wystąpienia groźnych zaburzeń elektromagnetycznych. Wytwarzane w pobliżu ziemi, tuż przed pierwszym wyładowaniem głównym, impulsy pola mogą być przyczyną zakłóceń czułych urządzeń elektronicznych. Wyznaczone parametry lidera skokowego przedstawiono w tabeli 1. Wynika z niej, że całkowity czas trwania tego lidera wynosi około 35 ms, a średnia prędkość rozwoju jest równa 0,2 m/ $\mu\text{s}$ , co odpowiada kanałowi o długości 7 km. Przyjmując dodatkowo, że ładunek elektryczny rozłożony wokół rdzenia kanału lidera skokowego wynosi przeciętnie 5 C [17], można oszacować średnią gęstość liniową tego ładunku na około 0,7 mC/m.

Tabela 1. Parametry lidera skokowego wg [12]

Długość pojedynczego skoku lidera [m]	50
Odstęp czasowy pomiędzy skokami [ $\mu\text{s}$ ]	20-50
Prąd w trakcie skoku [kA]	>1
Średni prąd w kanale [kA]	0,1-0,2
Ładunek wzdłuż pojedynczego skoku [mC]	>1
Średnia prędkość rozwoju lidera [m/ $\mu\text{s}$ ]	0,2
Czas rozwoju całego lidera [ms]	35
Ładunek rozłożony wzdłuż kanału [C]	5
Różnica potencjałów elektrycznych [MV]	ok. 50
Temperatura rdzenia kanału [K]	ok. 10000

Po pierwszym wyładowaniu głównym, w odstępach czasu wynoszących średnio 50 ms, dochodzi zwykle do następnych wyładowań głównych. W prze-rwach tych kanał stygnie i nie przewodzi prądu. M.A. Uman i R.E. Voshall [18] wykazali, że jeśli temperatura rdzenia kanału w trakcie wielkopiędowego udaru krótkotrwałego dochodzi do 30 000 K, to tempo stygnięcia umożliwia utrzymanie go w częściowej jonizacji przez okres kilkudziesięciu milisekund, przy czym najszybciej ulega degradacji dolna część kanału piorunowego. Jego nieciągłość w pobliżu ziemi jest właśnie przyczyną zaniku prądu, a zarazem warunkiem koniecznym do rozwoju w tym samym kanale kolejnego lidera. Dzięki zach-

dzącym w chmurze procesom strimerowym typu J i K, które dostarczają nowe porcje ładunku do kanału, pod koniec przerwy inicjowany jest tzw. **lider strzałowy**. Lider ten, nazywany czasami niezbyt trafnie liderem ciągłym (ang. *continuous leader*), rozwija się bez odgałęzień w tym samym kanale co poprzedzający go pierwszy udar krótkotrwały. Typowy czas rozwoju całego lidera strzałowego zawiera się w przedziale 1-2 ms (tab. 1.).



Rys. 5. Wyładowanie piorunowe zarejestrowane w Rzeszowie 30 maja 2005 r.: a) kanał rozdzielił się tuż nad ziemią, lecz na podstawie zdjęcia wykonanego stacjonarnym aparatem fotograficznym nie można stwierdzić, czy miało miejsce bardzo rzadkie wyładowanie dwupunktowe, czy też jedna ze składowych wyładowania rozwijała się wzdłuż kanału lidera strzałowo-skokowego, który utworzył dodatkowe połączenie z ziemią, b) typowe wyładowanie doziemne jednopunktowe, c) dwa wyładowania doziemne mniej więcej z tego samego centrum w chmurze, pierwsze zmierza w przybliżeniu pionowo do ziemi, natomiast kanał drugiego jest początkowo prawie równoległy do powierzchni ziemi (fot. E. Gąsior-Antos)

Szacuje się, że ponad jedna trzecia liderów poprzedzających drugie wyładowanie główne ma nieco odmienny charakter [19]. W pierwszej fazie rozwijają się one podobnie jak typowy lider strzałowy, tzn. w przybliżeniu w sposób ciągły, a następnie skokowo, często zbaczając na wysokościach 0,7-3,4 km z pierwotnie uformowanego kanału piorunowego (rys. 5a). Taki typ lidera zwany jest **strzałowo-skokowym** (ang. *dart-stepped leader*) [20]. Jeśli skokowa faza odbywa się w pierwotnym kanale, to pojedyncze skoki i odstępy czasu pomiędzy nimi są krótsze niż w przypadku, gdy lider tworzy nowe połączenie z ziemią. Typowy czas trwania lidera strzałowo-schodkowego, który utworzył nowe odgałęzienie w pobliżu ziemi, wynosi 15 ms.

Według współczesnych poglądów występowanie tego typu liderów tłumaczy się zbyt długimi odstępami czasowymi pomiędzy kolejnymi wyładowaniami głównymi, co sprzyja degradacji kanału w pobliżu ziemi i rozwijaniu się liderów strzałowo-skokowych dochodzących do różnych miejsc na powierzchni ziemi. Jeśli przerwa jest dłuższa niż 100 ms, to rozwój kolejnego lidera i wielkopądowego udaru krótkotrwałego w tym samym kanale nie jest już możliwy. Może natomiast rozwinąć się w pobliżu nowy lider skokowy, zapoczątkowując następne wyładowanie piorunowe. Od wyładowań wielokrotnych, dochodzących do różnych punktów na ziemi w różnym czasie, należy odróżnić bardzo rzadkie wyładowania wielopunktowe, podczas których ten sam lider rozdziela się nad ziemią na dwie lub więcej gałęzi, wzdłuż których równocześnie przepływa udar krótkotrwały. W tabeli 2. zamieszczono typowe parametry lidera strzałowego i lidera strzałowo-skokowego.

Tabela 2. Parametry lidera strzałowego i lidera strzałowo-skokowego wg [14]

<b>Lider strzałowy</b>	
Średnia prędkość lidera [m/ $\mu$ s]	10-20
Czas rozwoju całego lidera [ms]	1-2
Ładunek rozłożony wzdłuż kanału [C]	1
Średni prąd w kanale [kA]	1
Różnica potencjałów elektrycznych [MV]	ok. 15
Temperatura rdzenia kanału [K]	ok. 20000
<b>Lider strzałowo-skokowy</b>	
Średnia prędkość rozwoju lidera [m/ $\mu$ s]	1-2
Czas rozwoju całego lidera [ms]	15
Długość pojedynczego skoku [m]	10
Odstęp czasowy pomiędzy skokami [ $\mu$ s]	5-10

W trakcie wyładowań odgórnych zbliżający się do powierzchni ziemi lider skokowy inicjuje rozwój lidera oddolnego. Proces połączenia liderów (ang. *attachment process*), występujący najczęściej na wysokości kilkudziesięciu me-

trów, jest bardzo złożony i jego mechanizm nie jest dotychczas dokładnie zbadany. Czas trwania wielkoprądowego udaru krótkotrwałego do chwili, gdy prąd zanika w kanale praktycznie do zera wynosi z reguły 2-4 ms. Najważniejsze parametry wyładowań głównych wykorzystywane w ochronie odgromowej zostaną szczegółowo przedstawione w następnej sekcji.

Bezpośrednio po pierwszym lub następnym wyładowaniu głównym może w tym samym kanale piorunowym nastąpić przepływ tzw. *prądu długotrwałego*, który ze względu na kształt przebiegu można również określić udarem długo-trwałym. W przypadku wyładowań ujemnych jego wartość szczytowa nie przekracza z reguły kilkuset amperów, a typowy czas jego trwania jest rzędu dziesiątek milisekund. Pomimo niewielkiego natężenia prądu wielkość przeniesionego ładunku elektrycznego może dochodzić do kilkudziesięciu kulombów (tab. 3.), co wywołuje groźne efekty cieplne będące przyczyną między innymi pożarów lasów, obiektów budowlanych, zerwania przewodów napowietrznych, wypalenia dziur w poszyciach metalowych samolotów, uszkodzenia zabezpieczeń transformatorów, jak również przepalenia urządzeń elektrycznych i elektronicznych.

Tabela 3. Parametry prądu długotrwałego i składowych typu M wg [12]

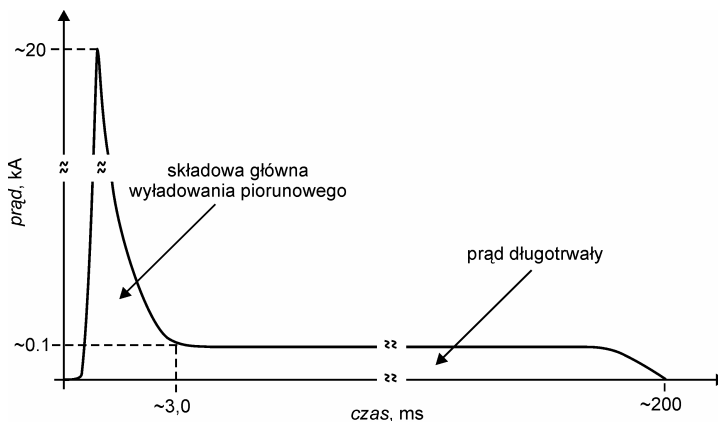
<b>Prąd długotrwały płynący dłużej niż 40 ms</b>	
Średnia wartość prądu [A]	100-200
Czas trwania [ms]	ok. 100
Ładunek przenoszony [C]	10-20
<b>Składowe prądu typu M</b>	
Wartość szczytowa prądu [A]	100-200
Czas narastania czoła fali prądowej [ $\mu$ s]	300-500
Ładunek przenoszony [C]	0.1-0.2

N. Kitagawa i in. [21] oraz M. Brook i in. [22] zdefiniowali prąd długotrwały jako prąd płynący w kanale piorunowym bezpośrednio po wyładowaniu głównym dłużej niż 40 ms (ang. „*long*” *continuing current*). M.A. Uman [23] do prądów długotrwałych zalicza również udary, które zanikają w ciągu 10-40 ms (ang. „*short*” *continuing current*), a nawet prąd płynący dłużej niż 1 ms i krócej niż 10 ms (ang. „*very-short*” *continuing current*). Dla odróżnienia udaru długotrwałego od wielkoprądowego krótkotrwałego M.G. Ballarotti i in. [24] zaproponowali ostatnio, aby dolna granica czasu trwania tego pierwszego nie była mniejsza niż 3 ms. W normie PN-EN 62305-1 [25] przyjęto natomiast, że maksymalny czas trwania udaru krótkotrwałego nie przekracza 2 ms.

W pracy [14] autorzy dokonali analizy dostępnych danych eksperymentalnych, z których wynika, że w przypadku wyładowań odgórnych ujemnych z pojedynczym wyładowaniem głównym prąd długotrwały rejestrowano tylko dla ok. 1% przypadków. Najczęściej prąd występował podczas wyładowań z dwoma wyładowaniami głównymi (ok. 15% przypadków), wśród których tyl-

ko niecałe 40% wyładowań miało go po drugim wyładowaniu głównym, natomiast aż 60% po pierwszym.

W wyładowaniach wielokrotnych, nieprzekraczających ośmiu wyładowań głównych, prąd długotrwały płynął w 10-15% przypadków, lecz tym razem udział wyładowań z prądem długotrwałym występującym na końcu wyładowania piorunowego był większy i wynosił ok. 60%. Gdy liczba wyładowań głównych wynosiła od 9 do 11, to prąd długotrwały występował w 10% przypadków i zaledwie 30% wyładowań miało go na końcu. W wyładowaniach ujemnych, mających jeszcze większą liczbę wyładowań głównych, prąd długotrwały występował już tylko w 3% przypadków. Z podanych danych wynika między innymi wniosek, że prąd długotrwały nie zawsze występuje na końcu wyładowania piorunowego, zawsze jednak towarzyszy mu jedno z wyładowań głównych. M. Brook [22] sugerował, że występuje on często bezpośrednio po wyładowaniu neutralizującym mały ładunek elektryczny, które wystąpiło po stosunkowo krótkiej przerwie po wyładowaniu neutralizującym z kolei duży ładunek elektryczny.

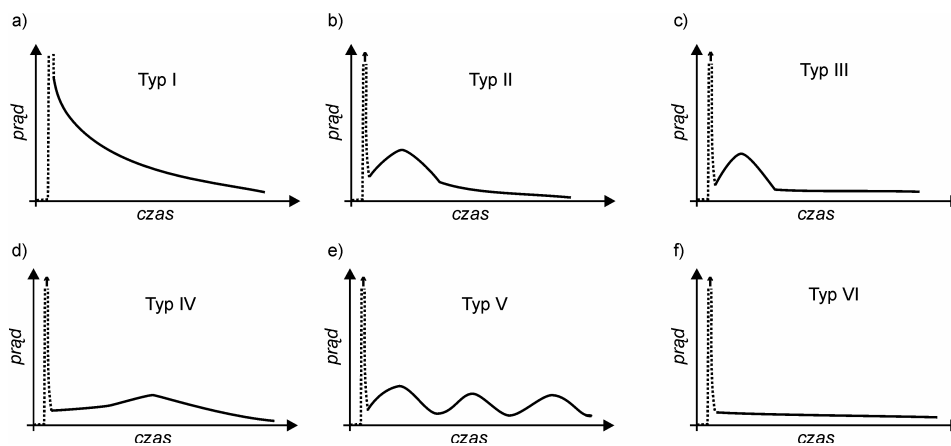


Rys. 6. Uproszczony kształt fali prądowej wyładowania głównego i następującego po nim prądu długotrwałego. Na osi pionowej i poziomej zaznaczono przykładowe wartości mieszczące się w przedziale zmienności prądu i czasu trwania wyróżnionych faz wyładowania piorunowego [12]

Ostatnie badania przeprowadzone w Brazylii pokazały, że istnieje związek pomiędzy wartością szczytową prądu wyładowania głównego poprzedzającego prąd długotrwały i jego czasem trwania. M.M.F. Saba i in. [26] zarejestrowali szybką kamerą wideo 311 wyładowań odgórnych ujemnych zawierających łącznie 1243 wyładowań głównych. Po 454 wielkopiędowych udarach krótkotrwałych (37%) płynął prąd długotrwały dłuższy niż 3 ms. Odnotowano także 16 wyładowań odgórnych dodatnich, głównie pojedynczych, wśród których 9 miało na końcu prąd długotrwały. Rejestracje wideo przeprowadzone równolegle z pomiarami pola elektrycznego zostały uzupełnione danymi z brazylijskiego

systemu lokalizacji wyładowań atmosferycznych RINDAT (*Brazilian Lightning Detection Network*). Analiza danych wykazała, że w przypadku wyładowań ujemnych prąd długotrwały, dłuższy niż 40 ms, nie występuje po wyładowaniach głównych mających wartość szczytową większą niż 20 kA. Zasady tej nie stosuje się jednak do wyładowań dodatnich. Dla celów ochrony odgromowej przyjmuje się często uproszczony kształt prądu długotrwałego w postaci fali prostokątnej, występującej bezpośrednio po udarze krótkotrwałym (rys. 6.).

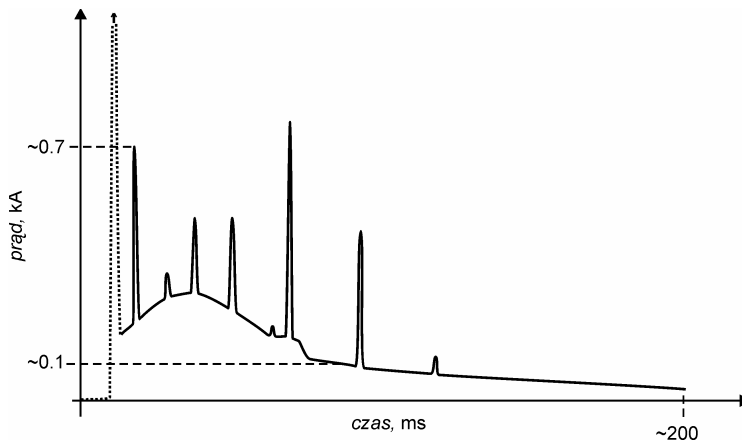
W rzeczywistości kształt ten jest bardziej złożony. R.J. Fisher i in. [27] wyróżnili w trakcie badań wyładowań prowokowanych cztery typy prądu długotrwałego. Po analizie rejestracji wyładowań naturalnych szybką kamerą wideo M.M.F. Saba i in. [28] wyróżnili sześć typów prądu długotrwałego, przy czym cztery z nich pokrywały się z typami opisanymi przez R.J. Fishera. Zakładali oni liniową zależność pomiędzy jasnością pikseli widocznych na poszczególnych klatkach i natężeniem prądu w kanale, co dla prądów nieprzekraczających kilkuset amperów zostało potwierdzone w innych badaniach. Poglądowy rys. 7. pokazuje główne różnice pomiędzy kształtami rejestrowanych udarów długotrwałych.



Rys. 7. Charakterystyczne cechy sześciu typów fal prądu długotrwałego wg [12] opisane w pracy [28] na podstawie badań wyładowań naturalnych: a) typ I – prąd zanika w przybliżeniu wykładniczo, b) typ II – prąd ma wyraźny garb na początku, po którym maleje jednostajnie, c) typ III – podobny do typu II, z tym że po garbie prąd przez dłuższy czas utrzymuje stałą wartość, d) typ IV – w pierwszej fazie prąd rośnie w przybliżeniu jednostajnie, a następnie w podobny sposób maleje, e) typ V – prąd pulsuje, tworząc charakterystyczne garby, f) typ VI – po zakończonym wyładowaniu głównym prąd utrzymuje się bardzo długo na stałym poziomie (linią przerywaną oznaczono część zbocza narastającego i opadającego wyładowania głównego)

W badaniach wyładowań prowokowanych najczęściej występował prąd długotrwały typu I (47% przypadków) i typu II (36% przypadków), rzadziej natomiast typu III (7% przypadków) i typu IV (10% przypadków). Z kolei w przypadku wyładowań naturalnych najczęściej rejestrowano w Brazylii udar

typu VI (35% przypadków), który nie występował w przypadku wyładowań prowokowanych. Prąd długotrwały mający kształt typu I wystąpił natomiast dla 24% przypadków.



Rys. 8. Uproszczony kształt prądu długotrwałego z nałożonymi składowymi typu M. Na osi pionowej i poziomej zaznaczono przykładowe wartości mieszczące się w przedziale zmienności prądu i czasu trwania wyróżnionych faz wyładowania piorunowego (linią przerywaną oznaczono część zbocza narastającego i opadającego wyładowania głównego) [12]

Na udar długotrwały często nakładają się impulsy prądowe, zwane **składowymi typu M**. Oznaczenie to pochodzi od nazwiska D.J. Malana, który wspólnie z H. Collensem po raz pierwszy w 1937 r. zarejestrował i opisał mniej lub bardziej intensywne rozświetlenia kanału piorunowego w trakcie przepływu prądu długotrwałego. R. Thottappillil [29], badając wyładowania prowokowane na Florydzie, także mierzył prąd składowych typu M. Obserwował on wzrost tego prądu do wartości kilkuset amperów w ciągu kilkuset mikrosekund, a następnie jego spadek w tym samym tempie do wartości początkowej. W niektórych przypadkach wartości szczytowe składowych typu M dochodziły nawet do kilku kiloamperów i były porównywalne z wartościami szczytowymi słabych wyładowań głównych. Późniejsze prace oparte na analizie dodatkowych pomiarów wyładowań sztucznie inicjowanych potwierdziły i uściłiły wcześniej sformułowane wnioski [29].

W latach 2003-2005 rejestrowano w Brazylii składowe typu M wyładowań naturalnych z wykorzystaniem szybkiej kamery wideo [28]. Z uzyskanych danych wynika, że ich typowy czas trwania wynosi około 4 ms, czyli jest porównywalny z czasem trwania całego procesu wyładowania głównego. W przypadku wyładowań prowokowanych czas trwania składowych typu M jest prawie dwukrotnie krótszy, co potwierdza nieco odmienną naturę tego rodzaju wyładowań. Przykładowy kształt prądu długotrwałego wraz ze składowymi typu M i poprzedzającym wyładowaniem głównym pokazano w uproszczony sposób na

rys. 8. Wybrane parametry fal prądowych odpowiadających składowym typu M zamieszczono w tabeli 3. razem z parametrami udaru długotrwałego.

Na zakończenie omawiania głównych faz wyładowania piorunowego należy zwrócić uwagę na zjawiska występujące w chmurze burzowej. Otóż dużą rolę podczas inicjacji kolejnych wyładowań głównych przypisuje się tzw. procesom strimerowym typu J (ang. „*junction*”), które są rejestrowane jako wolno zmieniające się pole elektryczne, nieco słabsze w porównaniu z polem elektrycznym prądu długotrwałego. Ocenia się, że są one odpowiedzialne za dostarczanie w okolice kanału piorunowego nowych porcji ładunku ujemnego, rozmieszczonego w dalszych obszarach chmury. Transport tego ładunku odbywa się w czasie rzędu dziesiątek milisekund. Na oscylogramach pola elektrycznego widoczne są także znacznie krótsze impulsy o czasie narastania wynoszącym ok. 3 ms, które nakładają się na zmiany pola typu J. Impulsy te związane są z innymi procesami strimerowymi typu K (niem. „*kleine*”). Ich natura nie jest jeszcze do końca wyjaśniona. Przypuszcza się, że mogą one być wywołane ujemnymi wyładowaniami wewnątrzchmurowymi (ang. *recoil streamer*), powstającymi w trakcie rozwoju dodatniego lidera formującego kanał dla procesów typu J. Według innej hipotezy procesy typu K występują w urwanym liderze odgórnym, który nie zdołał uformować ciągłego kanału pomiędzy chmurą i ziemią. Zmianom pola elektrycznego typu K często towarzyszą ciągi regularnych impulsów (ang. *regular pulse bursts*) widoczne na rejestratorach w skali mikrosekundowej [14].

## 5. Parametry wyładowania piorunowego wykorzystywane w ochronie ogromowej

W tabeli 3. przedstawiono parametry prądu pierwszego i kolejnych wyładowań głównych występujących w trakcie ujemnych wyładowań doziemnych. Zalecenia CIGRE ([30-33]), tylko w przypadku wartości szczytowych i stromości narastania prądu, nieznacznie różnią się od wartości parametrów ustalonych przez K. Bergera ([34-35]). Pozostałe parametry, takie jak czas narastania czoła, czas do półszczytu na grzbiecie opadającym fali, przenoszony ładunek oraz energia właściwa wyładowania, są identyczne. Parametry charakteryzujące cały proces wyładowania odgórnego ujemnego zamieszczono w tabeli 4.

W obydwu tabelach pokazano również typowe wartości parametrów prądu piorunowego uzyskane na podstawie analizy danych eksperymentalnych dotychczas zgromadzonych w Międzynarodowym Centrum Badań Wyładowań Atmosferycznych na Florydzie [14]. Zaproponowane przez V.A. Rakova i M.A. Umana wartości parametrów wyładowań głównych w większości pokrywają się z parametrami wyznaczonymi przez K. Bergera dla kwantyli rzędu 0,5. Wyjątek stanowi czas narastania czoła kolejnego wyładowania głównego oraz jego maksymalna stromość narastania. Dla całego procesu wyładowania piorunowego ujemnego autorzy pracy [14] przewidują dłuższy czas jego trwania, większy



ładunek elektryczny neutralizowany w chmurze oraz nieco dłuższe odstępy czasu pomiędzy kolejnymi wyładowaniami głównymi.

Obecnie za najbardziej wiarygodne uznaje się nadal parametry wyładowań atmosferycznych wyznaczone przez K. Bergera w trakcie pomiarów na górze Szwajcarii. Jak już wspomniano, przyjęto je z drobnymi modyfikacjami w zaleceniach międzynarodowych CIGRE oraz w opracowanych normach ochrony odgromowej serii PN-EN 62305. Obecnie trwają prace związane z uzupełnieniem i uszczegółowieniem parametrów wyładowań atmosferycznych w oparciu o wyniki badań z ostatnich kilkunastu lat, głównie w oparciu o dostępne rejestracje systemów lokalizacji wyładowań doziemnych.

Tabela 4. Wartości parametrów wyładowań głównych ujemnych wraz z prawdopodobieństwem ich przekroczenia (dane wg K. Bergera ([34-35]), zgodne z zaleceniami CIGRE ([30-33]) oraz Rakova i Umana [14])

Źródło danych	Wartość szczytowa prądu [kA]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger <sup>(1)</sup>	14	30	80	4,6	12	30
CIGRE <sup>(2)</sup>	4 (98%)	20 (80%)	90	4,9	11,8	28,6
Rakov i Uman <sup>(3)</sup>	30			10-15		
	Stromość narastania prądu [kA/μs]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger (di/dt) <sub>max</sub>	5,5	12	32	12	40	120
CIGRE (di/dt) <sub>max</sub>	9,1	24,3	65	9,9	39,9	161,5
CIGRE (di/dt) <sup>(4)</sup>	–	–	–	4,1	20,1	98,5
Rakov i Uman (di/dt) <sub>max</sub> <sup>(3)</sup>	10-20			100		
Rakov i Uman (di/dt) <sup>(3),(5)</sup>	–			30-50		
	Czas narastania czoła fali prądowej [μs]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger, CIGRE <sup>(6)</sup>	1,8	5,5	18	0,22	1,1	4,5
Rakov i Uman <sup>(1),(7)</sup>	5			0,3-0,6		
	Czas do półszczytu [μs]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger, CIGRE <sup>(8)</sup>	30	75	200	6,5	32	140
Rakov i Uman <sup>(3)</sup>	70-80			30-40		
	Przenoszony ładunek [C]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger, CIGRE	1,1	4,5	20	0,22	0,95	4
Rakov i Uman <sup>(3),(9)</sup>	5			1		
	Energia właściwa [kJ/Ω]					
	pierwsze wyładowanie główne			kolejne wyładowanie główne		
	95%	50%	5%	95%	50%	5%
Berger, CIGRE	6	55	550	0,55	6	52

**Objaśnienia do tabeli 4.:**

- (1) przy minimalnej wartości prądu 2 kA wynikającej z czułości przyrządów pomiarowych,
- (2) w zaleceniach CIGRE dla pierwszego wyładowania głównego podane wartości szczytowe prądu odpowiadają prawdopodobieństwom 98, 80 i 5%,
- (3) typowe parametry przyjęte na podstawie analizy opublikowanych oraz niepublikowanych danych eksperymentalnych zgromadzonych w Międzynarodowym Centrum Badań Wyładowań Atmosferycznych na Florydzie,
- (4) średnia stromość narastania na czole fali wyznaczona w przedziale zmienności prądu  $[0, 3i_{max}, 0, 9i_{max}]$ ,
- (5) średnia stromość narastania na czole fali wyznaczona w przedziale zmienności prądu  $[0, 1i_{max}, 0, 9i_{max}]$ ,
- (6) czas narastania czoła fali w przedziale  $[2 \text{ kA}, i_{max}]$ ,
- (7) czas narastania czoła fali w przedziale  $[0, 1i_{max}, 0, 9i_{max}]$ ,
- (8) czas trwania wyładowania do półszczytu na grzbiecie fali liczony od momentu, gdy prąd osiągnął wartość 2 kA.

Tabela 5. Parametry pierwszego i następnych uderzeń krótkotrwałych zgodne z zaleceniami CIGRE wraz z wartościami ustalonymi dla pierwszego poziomu ochrony odgromowej (ang. *Lightning Protection Level – LPL*) przyjęte w normie PN-EN 62305 [25]

Parametr	Wartości ustalone dla LPL I	Wartości			Typ uderu
		95%	50%	5%	
$I_p$ (kA)	–	4 (98%)	20 (80%)	90	pierwszy ujemny krótkotrwały <sup>(1)</sup>
	50	4,9	11,8	28,6	następny ujemny krótkotrwały
	200	4,6	35	250	pierwszy dodatni krótkotrwały (pojedynczy)
$Q_{stroke}$ (C)	–	1,1	4,5	20	pierwszy ujemny krótkotrwały
	–	0,22	0,95	4	następny ujemny krótkotrwały
	100	2	16	150	pierwszy dodatni krótkotrwały (pojedynczy)
$W/R$ (kJ/Ω) <sup>(2)</sup>	–	6	55	550	pierwszy ujemny krótkotrwały
	–	0,55	6	52	następny ujemny krótkotrwały
	10 000	25	650	15 000	pierwszy dodatni krótkotrwały
$di/dt_{max}$ (kA/μs)	–	9,1	24,3	65	pierwszy ujemny krótkotrwały
	–	9,9	39,9	161,5	następny ujemny krótkotrwały
	20	0,2	2,4	32	pierwszy dodatni krótkotrwały
$di/dt_{30/90\%}$ (kA/μs)	200	4,1	20,1	98,5	następny ujemny krótkotrwały
Czas trwania czoła (μs) <sup>(3)</sup>	–	1,8	5,5	18	pierwszy ujemny krótkotrwały
	–	0,22	1,1	4,5	następny ujemny krótkotrwały
	–	3,5	22	200	pierwszy dodatni krótkotrwały (pojedynczy)
Czas trwania uderu (μs) <sup>(4)</sup>	–	30	75	200	pierwszy ujemny krótkotrwały
	–	6,5	32	140	następny ujemny krótki
	–	25	230	2 000	pierwszy dodatni krótkotrwały (pojedynczy)
Przedział czasu pomiędzy uderzeniami krótkimi (ms)	–	7	33	150	wyładowanie wielokrotne ujemne
$Q_{flash}$ (C)	–	1,3	7,5	40	wyładowanie ujemne
	300	20	80	350	wyładowanie dodatnie
Czas trwania całego wyładowania (ms)	–	0,15	13	1 100	wyładowanie ujemne (wszystkie)
	–	31	180	900	wyładowanie ujemne (bez pojedynczego)
	–	14	85	500	wyładowanie dodatnie
$Q_{long}$ (C)	200	–	–	–	długotrwały
$t_{long}$ (s)	0,5	–	–	–	długotrwały

Objaśnienia do tabeli 5.:

- (1) w zaleceniach CIGRE dla pierwszego ujemnego udaru krótkiego podane wartości szczytowe prądu odpowiadają prawdopodobieństwom 98, 80 i 5%,
- (2) energia właściwa określona zależnością  $W/R = \int i^2 dt$ ,
- (3) czas narastania czoła udaru w przedziale  $[2 \text{ kA}, i_{\text{max}}]$ ,
- (4) czas trwania udaru do półszczytu na grzbiecie fali liczony od momentu, gdy prąd osiągnął wartość 2 kA.

Przyjęte w dokumentach międzynarodowych parametry prądu pioruna pokazano w tabeli 5. Wyróżniono w niej trzy prawdopodobieństwa przekroczenia określonych wartości parametrów wraz z wymogami odpowiadającymi pierwszemu poziomowi ochrony odgromowej LPL I. Poziom ten oznacza, że wartości parametrów nie będą przekroczone z prawdopodobieństwem 99%. Dla LPL II maksymalne wartości ulegają zredukowaniu do 75%, a dla LPL III i IV do 50%. Wydaje się, że inicjowane w niektórych krajach próby określania dodatkowych poziomów LPL poniżej 50% nie są już celowe z punktu widzenia podstawowej idei stosowania ochrony odgromowej.

## 6. Podsumowanie

Mechanizm powstawania burz frontowych i termicznych jest złożony i obejmuje proces elektryzacji chmur burzowych, z których mogą rozwijać się wyładowania atmosferyczne doziemne neutralizujące ładunek dodatni lub znacznie częściej ładunek ujemny rozłożony w chmurze. Oprócz wyładowań doziemnych odgórnych lub oddolnych inicjowanych z wysokich obiektów, coraz częściej badane są obecnie wyładowania występujące w chmurach lub pomiędzy chmurami, które mogą oddziaływać bezpośrednio na samoloty i inne obiekty znajdujące się w pobliżu, jak również wywoływać zakłócenia elektromagnetyczne w czułych urządzeniach elektronicznych, pracujących na ziemi. Dlatego też w artykule zwrócono między innymi uwagę na procesy strimerowe typu J i K, które są odpowiedzialne za transport ładunku w chmurze pomiędzy kolejnymi wyładowaniami głównymi. Ponadto dokonano klasyfikacji wyładowań doziemnych oraz przedstawiono główne fazy wyładowania atmosferycznego wraz z charakterystycznymi parametrami prądu piorunowego, istotnymi z punktu widzenia ochrony odgromowej i przeciwprzebieciowej. Podczas charakterystyki prądu długotrwałego, który często jest przyczyną pożarów lasów i obiektów budowlanych, wyróżniono sześć często rejestrowanych kształtów fal oraz zwrócono uwagę na możliwość nakładania się na niego tzw. składowych typu M, które w znaczący sposób zwiększają ilość transportowanego do ziemi ładunku elektrycznego. W artykule zwrócono też uwagę na początki badań wyładowań atmosferycznych oraz rozwoju techniki ochrony odgromowej z uwzględnieniem pierwszej pracy ks. Kazimierza Osińskiego opublikowanej w Polsce w XVIII w., dotyczącej metod ochrony obiektów budowlanych przed wyładowaniami atmosferycznymi. Można wnioskować, że obecnie nadal są stosowane z powodze-

niem do ochrony odgromowej obiektów zwody pionowe zaproponowane przez Benamina Franklina w 1752 roku. Obserwowany niewątpliwie dynamiczny rozwój systemów ochrony jest związany głównie z nowymi technologiami wykorzystywanymi do produkcji urządzeń ograniczających przepięcia w instalacji oraz z wprowadzaniem optymalnych konfiguracji systemów ekranujących impulsowe pole elektromagnetyczne LEMP, jak i uziomów efektywnie odprowadzających do ziemi prąd wyładowania atmosferycznego.

## Literatura

- [1] MacGorman D.R., Rust W.D., *The Electrical Nature of Thunderstorms*, Oxford, University Press, New York 1998.
- [2] Franklin B., *Experiments and Observations of Electricity, Made at Philadelphia in America*, 5<sup>th</sup> ed., London, F. Newberry 1774.
- [3] Mazéas A., *Letters to Stephen Hales concerning the success of the late experiments in France*, Philosophical Transactions of the Royal Society, London, 47, 534-552.
- [4] Krider E.P., *Lightning rods in the 18<sup>th</sup> century*, 23<sup>rd</sup> Intern. Conference on Lightning Protection ICLP'96, Florence, Italy, 1996, 1-8.
- [5] Golde R.H., *Lightning*, ed. R.H. Golde, Academic Press, New York 1977.
- [6] Ochendusko T., Jakubowski Z., Kisiel R., *Dzieje I Gimnazjum i Liceum w Rzeszowie. Jego nauczyciele i wychowankowie – kalendarium*, Kollegium COLLEGIUM RESSOVIENSE, Rzeszów 2008.
- [7] Osiński J.H., *Gatunki powietrza odmiennego od tego, w którym żyjemy*, Warszawa 1783.
- [8] Osiński J.H., *Robota maszyny powietrzney p. Mongolfier*, Warszawa 1784.
- [9] Osiński J.H., *Sposób ubezpieczający życie y majątek od piorunów*, Warszawa 1784.
- [10] Chrzan K.L., *History of Lightning Protection in Poland*, 26<sup>th</sup> Intern. Conference on Lightning Protection ICLP'02, Cracow 2002, 695-699.
- [11] Berger K., *The Earth Flash*, In *Lightning*, Vol. 1, Physics of Lightning, ed. R.H. Golde, Academic Press, New York 1977.
- [12] Masłowski G., *Analiza i modelowanie wyładowań atmosferycznych na potrzeby ochrony przed przepięciami*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, seria: Rozprawy, Monografie nr 208, 2010.
- [13] Uman M.A., *Lightning*, Dover Public. Inc., New York 1984.
- [14] Rakov V.A., Uman M.A., *Lightning, Physics and Effects*, Cambridge University Press, New York 2003.
- [15] Schonland B.F.J., *The Lightning Discharge*, Springer-Verlag OHG, 22, Berlin 1956, 576-628.
- [16] Willett J.C., Krider E.P., *Rise times of impulsive high-current processes in cloud-to-ground lightning*, IEEE Trans. Ant. Propag. 2000, 48, 1442-1451.
- [17] Berger K.: *Novel Observations on Lightning Discharges: Results of Research on Mount San Salvatore*, J. Franklin Inst., 283, 1967, 478-525.
- [18] Uman M.A., Voshall R.E., *Time-interval between Lightning Strokes and the Initiation of Dart Leaders*, J. Geophys. Res. 1968, 73, 497-506.

- [19] Rakov V.A., Uman M.A., *Some properties of negative cloud-to-ground lightning flashes versus stroke order*, J. Geophys. Res. 1990, 95, 5447-5453.
- [20] Davis S.M., *Properties of lightning discharges from multiple-station wideband electric field measurements*, Ph.D. dissertation, University of Florida, Gainesville 1999.
- [21] Kitagawa N., Brook M., Workman E.J., *Continuing Currents in Cloud-to-Ground Lightning Discharges*, J. Geophys. Res. 1962, 67, 637-647.
- [22] Brook M., Kitagawa N., Workman E.J., *Quantitative Study of Strokes and Continuing Currents in Lightning Discharges*, J. Geophys. Res. 1962, 67, 649-659.
- [23] Miki M., Shindo T., Rakov V.A., Uman M.A., Diendorfer G., Mair M., Heidler F., Zischank W., Thottappillil R., Wang D., *Characterization of current pulses superimposed on the continuous current in upward lightning initiated from tall objects and in rocket-triggered lightning*, 28<sup>th</sup> Intern. Conference on Lightning Protection ICLP'06, Kanazawa, Japan, 2006, 83-88.
- [24] Ballarotti M.G., Saba M.M.F., Pinto Jr.O., *High-speed camera observations of negative ground flashes on millisecond-scale*, Geophys. Res. Lett., 32, L23802, doi:10.1029/2005GL023889.
- [25] PN-EN 62305-1:2008. Ochrona odgromowa – Część 1: Zasady ogólne.
- [26] Saba M.M.F., Pinto Jr.O., Ballarotti M.G., *Relation between lightning return stroke peak current and following continuing current*, Geophys. Res. Lett. 2006, 33, L23807, doi:10.1029/2006GL027455.
- [27] Fisher R.J., Schnetzer G.H., Thottappillil R., Rakov V.A., Uman M.A., Goldberg J.D., *Parameters of triggered-lightning flashes in Florida and Alabama*, J. Geophys. Res. 1993, 98, 22887-22908.
- [28] Saba M.M.F., Pinto Jr. O., Ballarotti M.G., Campos L.Z.S., *Waveshapes of continuing currents and properties of M-components in natural negative cloud-to-ground lightning from high-speed video observations*, Elsevier, Atmospheric Research 2007, 84, 302-310.
- [29] Rakov V.A., Crawford D.E., Rambo K.J., Schnetzer G.H., Uman M.A., Thottappillil R., *M-component mode of charge transfer to ground in lightning discharges*, J. Geophys. Res. 2001, 106, 22817-22831.
- [30] Anderson R.B., Eriksson A.J., *Lightning parameters for engineering application*, CIGRE Electra 1980, 69, 65-102.
- [31] Anderson R.B., Eriksson A.J., *A summary of lightning parameters for engineering application*, [in:] Proc. CIGRE 1980, Paper No. 33-06.
- [32] *Guide to Procedure for Estimating the Lightning Performance of Transmission Lines*, CIGRE 1991, Brochure 63.
- [33] Eriksson A.J., *Notes on Lightning Parameters for System Performance Estimations*, CIGRE 1986, Rep. 33-86 (WG 33-01) IWD.
- [34] Berger K., Anderson R.B., Kroninger H., *Parameters of lightning flashes*, Electra 1975, Vol. 80, 223-237.
- [35] Berger, K., *Blitzstrom-Parameter von Aufwärtsblitzen*, Bull. Schweiz. Elektrotech. 1978, Ver. 69, 353-360.

## **ANALYSIS OF LIGHTNING DISCHARGES IN LIGHTNING PROTECTION FIELD**

### **S u m m a r y**

First lightning protection concept and lightning research were indicated in the paper. Special attention was focused to Kazimierz Osiński who is of high merits in the popularization of lightning protection in Poland in the eighteenth century. Lightning discharges classification taking into account the sign of neutralized charge in the cloud, instead of the sign of leader polarization, has been defined in the paper. The main stages of lightning discharges, that is, downward stepped leader, the first and subsequent return strokes, continuing current without and with M-components, and streamer processes J and K types was briefly described. In the case of stepped and dart leaders, and also for return strokes, the key parameters of current used in lightning and overvoltage protection was also given. The six recently distinguished waveforms of the continuing current during lightning recordings together with superimposed M-type components has also been discussed.

*Złożono w redakcji w lipcu 2011 r.*

---

### **Autor:**

*Dr hab. inż. Grzegorz Masłowski, prof. PRz., Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektro-techniki i Informatyki, 35-959 Rzeszów, e-mail: maslowski@prz.edu.pl*

