

## SPIS TREŚCI

T. BINKOWSKI: Nadmodulacja w falowniku napięcia sterowanym układem z modulatorami szerokości i fazy impulsu .....	5
T. BINKOWSKI: The fuzzy logic system in voltage inverter control with a distortion reduction .....	15
K. BUCZEK, D. SOBCZYŃSKI: Analiza możliwości stosowania układów napędowych wysokoobrotowych .....	25
M. GRAD: Wybrane wyniki badań laboratoryjnych trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego dla różnych parametrów elementów obwodu balansującego .....	31
J. LEWICKI, Z. KOSTRUBAŁA: Analityczny obraz przebiegów elektromagnetycznych w 3-fazowym autotransformatorze o połączeniu trójkątowym, zasilającym mostkowy układ prostownikowy .....	39
M. ŁATKA, M. GRAD: Zastosowanie środowiska LabVIEW do analizy i wizualizacji zjawisk zachodzących w układach energoelektronicznych .....	49
J. RZAŚA: Przekształtnik matrycowy jako generator mocy biernej w sieci elektroenergetycznej .....	59
S. WYDERKA: Ograniczanie przepięć w instalacjach elektrycznych obiektów budowlanych .....	71

**Tomasz BINKOWSKI**

Politechnika Rzeszowska

## **NADMODULACJA W FALOWNIKU NAPIĘCIA STEROWANYM UKŁADEM Z MODULATORAMI SZEROKOŚCI I FAZY IMPULSU**

W artykule przedstawiono wyniki części badań trójfazowego falownika napięcia sterowanego układem wykorzystującym modulator fazy i szerokości impulsu. Badania odnoszą się do symulacji modelu układu sterowania i przekształtnika. Idea sterowania w układzie z rozważanymi modulatorami została zmodyfikowana w taki sposób, by umożliwić pracę przekształtnika w trybie nadmodulacji. Zachowanie się falownika podczas sterowania z nadmodulacją oraz krótka charakterystyka wpływu trybu nadmodulacji na kształtowane przebiegi zostały zawarte w niniejszym opracowaniu.

### **1. WPROWADZENIE**

Przedmiotem rozważań opisanych w artykule jest układ sterowania falownikiem napięcia. Falownik napięcia jest przekształtnikiem energoelektronicznym, którego zadaniem jest przekształcenie energii źródła napięcia stałego na energię związaną z przepływem prądów zmiennych. W badaniach skupiono się wyłącznie na układzie trójfazowego, trójprzewodowego obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym, co implikowało zastosowanie trójgałęziowego falownika napięcia. Falownik ten, złożony z sześciu łączników półprzewodnikowych mocy w postaci tranzystorów IGBT, jest sterowany za pomocą układu wykorzystującego modulatory fazy impulsu i szerokości impulsu. Modulatory te generują impuls w obrębie taktu sterowania, którego faza lub szerokość zmienia się w relacji do zmian przebiegu modulującego. W dalszej kolejności impuls ten jest przekształcany logicznie do postaci szeregu impulsów załączających odpowiednie tranzystory falownika. Efekt zastosowania rozważanych modulatorów opisano szczegółowo w publikacji [2]. W zależności od stosowanego modulatora, w przebiegach wyjściowych pojawiają się składowe odkształcenia pochodzące nie tylko od częstotliwości taktowania, ale również od przyjętego układu modulacji. Należy nadmienić, że układ sterowania falownikiem napięcia opracowano w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$ -0. Trójgałęziowy falownik i trójprzewodowe obciążenie powodują, że w tym układzie współrzędnych nie

występuje składowa zerowa. W związku z powyższym rozważanie składowych ogranicza się do płaszczyzny. Zastosowanie sterowania w układzie współrzędnych  $\alpha$ - $\beta$  wykorzystującego modulatory szerokości i fazy impulsu powoduje, że moduł wektora przestrzennego napięć wyjściowych jest ograniczony do wartości

$\cos \frac{\pi}{6}$  modułu wektora aktywnego. Wektor aktywny jest rozumiany jako wektor

przestrzenny powstały w wyniku takiego połączenia łączników falownika, że możliwy jest przepływ energii między zasilaniem a obciążeniem. W procesie sterowania jest wykorzystywany także jeden z dwóch wektorów zerowych, będących wektorem przestrzennym dotyczącym sytuacji, gdy wszystkie zaciski wyjściowe falownika są podłączone do jednego z dwóch biegunów napięcia zasilającego. Ograniczenie wzmocnienia napięciowego falownika wynika przede wszystkim z narzuconego widma napięcia wyjściowego, w którym oczekuje się składowej podstawowej i składowych występujących w okolicy częstotliwości taktowania i jej wielokrotności. Wiąże się to z przepływem prądów wyjściowych o kształcie zbliżonym do sinusoidy, przy założeniu charakteru rezystancyjno-indukcyjnego obciążenia. Obciążenie takie stanowi wtedy filtr składowych częstotliwościowych pochodzących od taktu sterowania. W przypadku sterowania falownikiem za pomocą układu z modulatorem fazy impulsu, w widmie przebiegów wyjściowych pojawiają się niepożądane, dodatkowe składowe odkształcenia, stanowiące 5-tą i 7-mą harmoniczną oraz ich wielokrotności. Udział tych składowych w widmie maleje wraz ze wzrostem zadanego współczynnika wzmocnienia napięciowego. Rozważając trajektorie wektora przestrzennego prądów wyjściowych falownika, przy obciążeniu rezystancyjno-indukcyjnym, dla układu sterowania z modulatorem szerokości impulsu, widzimy, że zmiany współczynnika wzmocnienia napięciowego nie powodują zmian kształtu trajektorii. Ma ona kształt koła. W przypadku układu z modulatorem fazy impulsu wzrost wzmocnienia napięciowego powoduje zmianę kształtu trajektorii wektora przestrzennego. Zmiana ta przebiega od kształtu heksagonalnego do kołowego. Kształt koła jest uzyskiwany przy zadanym maksymalnym wzmocnieniu napięciowym [2].

Aby umożliwić pracę falownika przy wzmocnieniu napięciowym większym od maksymalnego wzmocnienia, można zmodyfikować sterowanie tak, aby do widma napięcia wyjściowego wprowadzić składowe dodatkowe. Rezultat takiego działania jest przewidywalny. Składowa podstawowa może wzrosnąć kosztem wzrostu lub pojawienia się innych, dodatkowych składowych. Sposób zwiększania amplitudy składowej podstawowej opisano szczegółowo w niniejszym opracowaniu. Praca falownika w takiej sytuacji jest nazywana nadmodulacją.

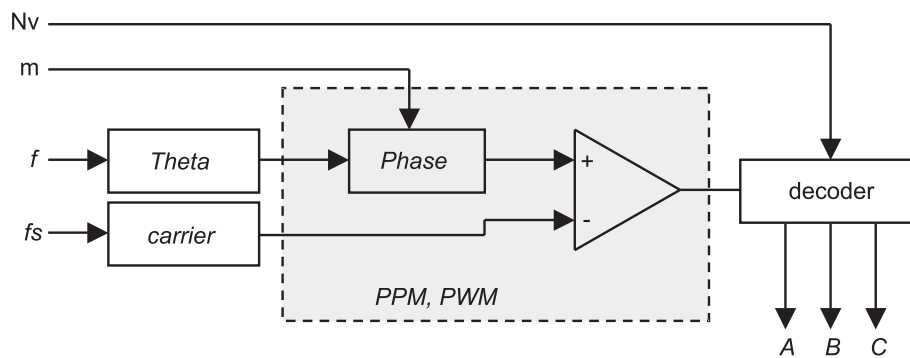
## 2. STEROWANIE FALOWNIKA NAPIĘCIA W ZAKRESIE NADMODULACJI

W pracy rozważono trójgałęziowy falownik napięcia sterowany układem wykorzystującym modulator szerokości impulsu lub modulator fazy impulsu. Schemat blokowy przedstawiający przyjętą ideę sterowania pokazano na rys. 1. Blok „Theta” realizuje funkcję liniową o częstotliwości sześciokrotnie większej od częstotliwości zadanych przebiegów wyjściowych  $f$ . Zadana częstotliwość może przyjmować wartości zarówno dodatnie, jak i ujemne. W zależności od zadanego znaku uzyskuje się różne kierunki wirowania wektora przestrzennego napięć wyjściowych falownika. W konsekwencji działania tego bloku powstaje sygnał związany ze zmianą kąta położenia wektora przestrzennego w obrębie jednego z sześciu sektorów. Funkcja opisująca kąt położenia wektora przestrzennego jest opisana wzorem (1).

$$\text{Theta} = \theta = \frac{1}{3} \arctan \left( \tan \left( 6 * \pi * f * t - \frac{\pi}{2} \right) \right) + \frac{\pi}{6} \quad (1)$$

$$\text{carrier} = \frac{1}{\pi} \arctan \left( \tan \left( \pi * f_c * t - \frac{\pi}{2} \right) \right) + \frac{1}{2} \quad (2)$$

Blok „carrier” z rys. 1. realizuje z kolei funkcję podaną wzorem (2). Funkcja ta stanowi sygnał nośny modulatora szerokości lub fazy impulsu. Przebieg funkcji nośnej jest przebiegiem piłokształtnym, o zadanej zewnętrznie częstotliwości  $f_s$ .



Rys. 1. Schemat blokowy przedstawiający układ sterowania falownikiem z modulatorem PPM lub PWM

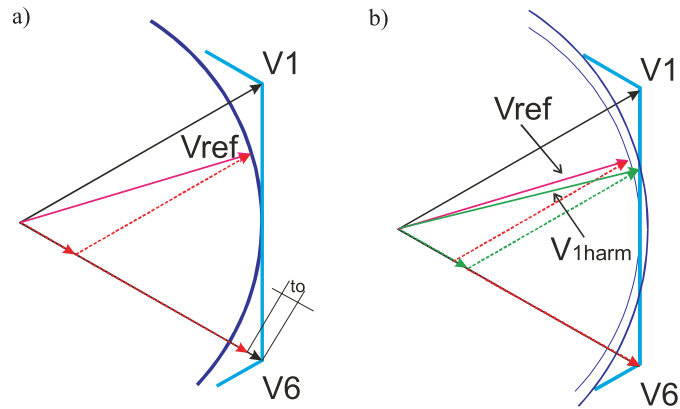
Na omawianym schemacie blokowym można także wyróżnić blok „phase”, współpracujący z komparatorem, który w zależności od przyjętego typu modulacji powoduje zmianę szerokości (*PWM*) lub fazy (*PPM*) impulsu wyjściowego. Zmiany te są bezpośrednio związane z zadanym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego *m*. Sygnał wyjściowy modulatora, w dalszej kolejności, jest wykorzystywany do załączania łączników falownika w taki sposób, by wygenerować właściwe wektory aktywne i wektor zerowy. Za realizację tych zadań jest odpowiedzialny blok o nazwie „decoder”. Szczegółowy opis działania układu sterowania przedstawiono w literaturze [1]. Przedziały czasowe oddziaływania wektorów aktywnych i wektora zerowego są szeroko znane dla modulacji *PWM* [3]. W przypadku wykorzystywania do sterowania falownikiem napięcia modulatora fazy impulsu, jego szerokość określa zadany współczynnik wzmocnienia napięciowego (3), a fazę opisuje funkcja (4).

$$W = m \quad (3)$$

$$P = \cos \theta - \frac{\sin \theta}{\tan \frac{\pi}{3}} = \text{var} \quad (4)$$

Na rysunku 2a przedstawiono przykład syntezy wektora przestrzennego napięć wyjściowych falownika przy zadanym wektorze  $V_{\text{ref}}$ , który powstaje jako uśredniona za okres taktowania suma geometryczna wektorów aktywnych 1. i 6. oraz wektora zerowego. Wektor zerowy (o module równym zero) jest załączany na czas to, po to, aby suma przedziałów czasowych związanych z oddziaływaniem wektorów w okresie taktowania była równa temu okresowi. Z założeń wynika [2], że zadany moduł wektora przestrzennego nie może być większy od promienia koła wpisanego w heksagon powstały z połączenia wierzchołków następujących po sobie wektorów aktywnych.

Aby wprowadzić falownik w tryb nadmodulacji, należy tak zmodyfikować sterowanie, by moduł wektora przestrzennego pierwszych harmonicznych napięć wyjściowych falownika przekroczył maksymalną wartość promienia trajektorii kołowej. Aby do tego doszło, zadana trajektoria wektora przestrzennego powinna mieć kształt odbiegający od koła w kierunku kształtu heksagonalnego. Modyfikacja algorytmu sterowania, prowadząca do uzyskania możliwości pracy falownika w zakresie nadmodulacji, polega na odpowiedniej modyfikacji funkcji opisujących fazę i szerokość impulsu wyjściowego modulatora. Modyfikacja ta ma miejsce poprzez wprowadzenie odpowiednich funkcji parametrycznych opisanych zależnościami (6) i (7). Zależność (6) modyfikuje sposób wyznaczania fazy impulsu wyjściowego modulatora, poprzez obliczenie jej z zależności (5). Zależność (7) modyfikuje sposób wyznaczania szerokości impulsu wyjściowego.



Rys. 2. Ilustracja graficzna syntezy zadanego wektora przestrzennego bez (a) i z nadmodulacją (b)

$$p(t) = \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}(1 - k(m))\right) - \frac{\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}(1 - k(m))\right)}{\tan\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (5)$$

$$k(m) = \begin{cases} \frac{m}{1 - \cos\frac{\pi}{6}} & \text{dla } m \leq 1 - \cos\frac{\pi}{6} \\ 1 & \text{dla } m > 1 - \cos\frac{\pi}{6} \end{cases} \quad (6)$$

$$w(m) = \begin{cases} \frac{m-1}{\cos\frac{\pi}{6}} + 1 & \text{dla } m \geq 1 - \cos\frac{\pi}{6} \\ 0 & \text{dla } m < 1 - \cos\frac{\pi}{6} \end{cases} \quad (7)$$

W opisanym sposobie, umożliwiającym wprowadzenie falownika w zakres nadmodulacji, uzyskuje się liniowość sterowania wzmacnieniem napięciowym w zakresie zmian współczynnika  $m$  od 0 do 1. Ponadto falownik pracujący w nadmodulacji może osiągać o 10% większe wzmacnienie maksymalne, w odniesieniu do pracy bez nadmodulacji. Sytuacja, w której falownik pracuje z maksymalnym wzmacnieniem, odpowiada sterowaniu falownikiem z półkresowym załączeniem. W wyniku realizacji przyjętej strategii sterowania, dla

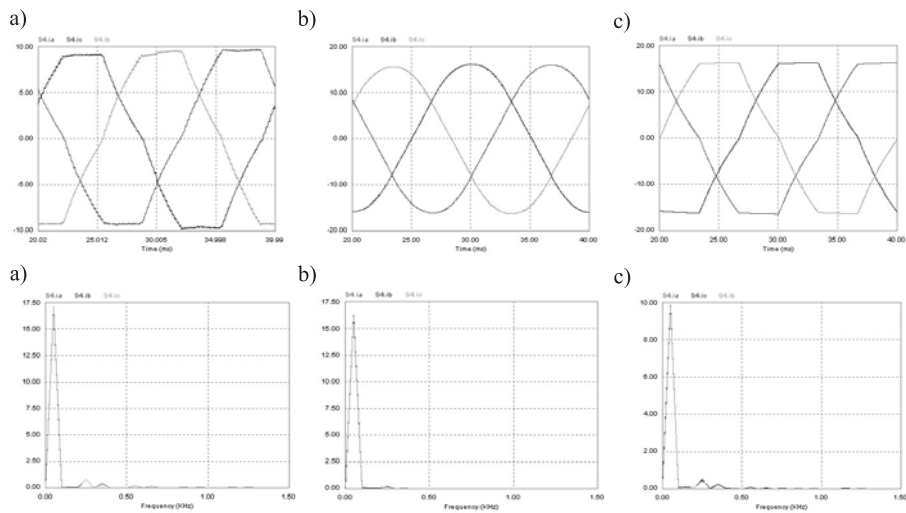
przypadku maksymalnego wzmocnienia napięciowego, wektory zerowe są eliminowane z sekwencji przełączeń. Falownik, wchodząc w stan związany z nadmodulacją, redukuje liczbę przełączeń wraz ze wzrostem wzmocnienia napięciowego, do minimalnie 6-ciu na okres.

### 3. BADANIA SYMULACYJNE

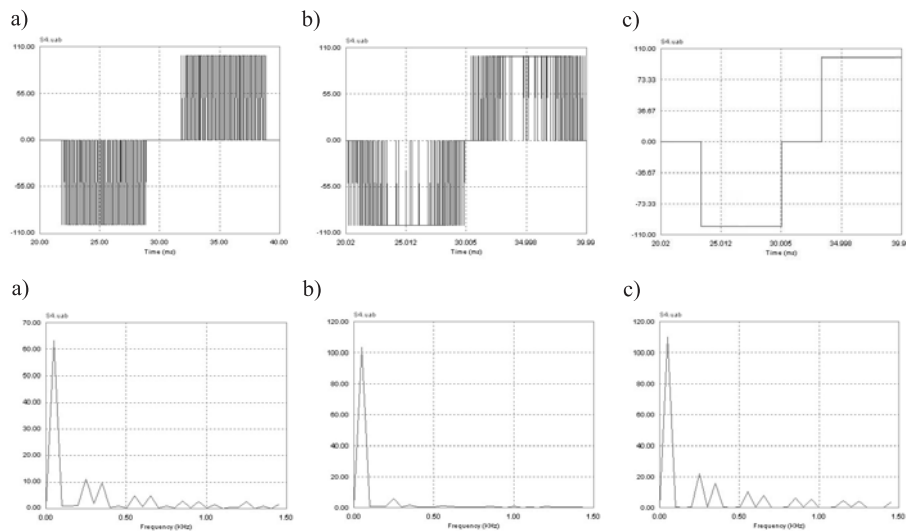
Badania falownika napięcia, sterowanego układem wykorzystującym modulator fazy lub szerokości impulsu, pracującego z możliwością nadmodulacji, przeprowadzono w programie symulacyjnym *PSIM*. Model falownika, obciążenia o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym oraz źródła napięć zasilających zaczerpnięto z bazy gotowych komponentów dostępnych w środowisku symulacyjnym. Model układu sterowania napisano w języku C++ i dołączono do programu *PSIM* w postaci zewnętrznych, dynamicznych bibliotek DLL. Biblioteki te odpowiadały za realizację struktury blokowej podanej na rys. 1. Funkcje opisujące parametry impulsu wyjściowego zrealizowano na podstawie opisanych w rozdziale 2. zależności. Interpretacja działania falownika opiera się na analizie wyjściowych przebiegów prądów i napięć falownika, ich widm, trajektorii wektorów przestrzennych prądów wyjściowych oraz na analizie zmian współczynnika odkształceń *THD*.

Na rysunku 3. przedstawiono przebiegi prądów wyjściowych oraz ich widma dla układu z modulatorem fazy impulsu. Przebiegi dla układu z modulatorem szerokości impulsu pominięto z uwagi na fakt, że w zakresie nadmodulacji wyglądają one tak jak dla układu z modulatorem fazy impulsu. Różnica dotyczy tylko zakresu pracy bez nadmodulacji. Wtedy, w przypadku metody *PWM*, przebiegi wyjściowe mają kształt sinusoidalny. Zakres nadmodulacji dotyczy zmian zadanego współczynnika wzmocnienia napięciowego od wartości  $1-\cos(\pi/6)$  do zera.

Na rysunku 4. przedstawiono wybrane przypadki przebiegów napięć wyjściowych falownika napięcia dla układu sterowania wykorzystującego modulator fazy impulsu. Z przyczyn takich, jak w przypadku rys. 3., pominięto prezentację przebiegów napięć wyjściowych dla układu z modulatorem szerokości impulsu. Szczegółowa prezentacja wyników pracy falownika z modulatorem *PPM* i *PWM* bez nadmodulacji jest zamieszczona w literaturze [1]. Z rysunku 4. wynika, że dla zadanego współczynnika wzmocnienia napięciowego, równego  $1-\cos(\pi/6)$ , wartość nadmodulacji, rozumiana jako stosunek amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego do wartości napięcia stałego na wejściu, wynosi 105%, a dla maksymalnej wartości wzmocnienia napięciowego (dla  $m = 0$ ) wynosi 110% i jest to największe możliwe do uzyskania wzmocnienie w rozpatrywanym falowniku.



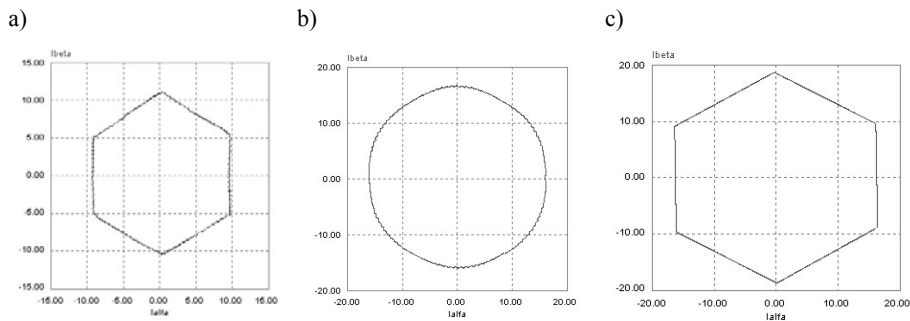
Rys. 3. Przebiegi prądów wyjściowych i ich widm dla układu z modulatorem fazy impulsu przy zadanym współczynniku wzmocnienia napięciowego: a)  $m = 0,5$ , b)  $m = 1 - \cos(\pi/6)$ , c)  $m = 0$  (maksymalne wzmocnienie)



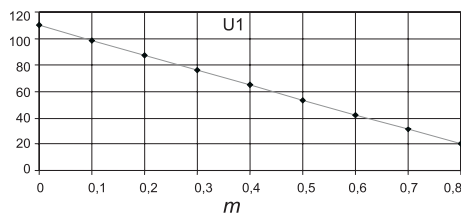
Rys. 4. Przebiegi napięć wyjściowych i ich widm dla układu z modulatorem fazy impulsu przy zadanym współczynniku wzmocnienia napięciowego: a)  $m = 0,5$ , b)  $m = 1 - \cos(\pi/6)$ , c)  $m = 0$  (maksymalne wzmocnienie)



Na rysunku 5. przedstawiono przykładowe trajektorie wektora przestrzennego prądów wyjściowych falownika przy różnych zadanych wartościach współczynnika wzmocnienia napięciowego. Wyniki te odnoszą się do przypadku z układem sterowania wykorzystującym modulator fazy impulsu. W przypadku stosowania układu z modulatorem szerokości impulsu trajektorie w zakresie nadmodulacji wyglądają tak jak dla układu z modulatorem *PPM* (rys. 5b i 5c). W zakresie pracy bez nadmodulacji dla układu z *PWM* trajektorie pozostają kołowe, a dla układu z *PPM* odkształcają się do postaci heksagonu (rys. 5a). Z tego powodu pominięto prezentacje trajektorii dla układu z *PWM*.



Rys. 5. Trajektorie wektora przestrzennego prądów wyjściowych dla układu z *PPM*: a)  $m = 0,5$ , b)  $m = 1 - \cos(\pi/6)$ , c)  $m = 0$  (maksymalne wzmocnienie)



Rys. 6. Zmiany amplitudy składowej podstawowej napięcia wyjściowego falownika przy zasilaniu napięciem stałym 100 V w odniesieniu do zmian współczynnika wzmocnienia napięciowego

Na podstawie przeprowadzonej analizy widmowej wyznaczono amplitudy pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego dla wszystkich badanych przypadków. W oparciu o uzyskane wyniki sporządzono zależność zmian amplitudy składowej podstawowej napięcia wyjściowego, towarzyszących zmianom zadawanego wzmocnienia napięciowego falownika (rys. 6.). Zmiany te pokrywają się dla przypadków układu sterowania z *PPM* i *PWM*. Analizując rys. 6., można dojść do zasadniczego wniosku, że przyjęte strategie sterowania falownikiem napięcia pracującego z nadmodulacją skutkują liniowymi zmianami wzmocnienia napięciowego, przy liniowych zmianach współczynnika wzmocnienia napięciowego, w zakresie zarówno z nadmodulacją, jak i bez niej.

#### 4. PODSUMOWANIE

Falowniki napięcia są wykorzystywane głównie do przekształcania energii źródeł stałoprądowych w energię związaną z przepływem prądów zmiennych. Najszerzej stosowanym zakresem pracy jest taki zakres, który umożliwia uzyskanie przebiegów sinusoidalnych przy zadanym zakresie wzmocnień napięciowych. W niektórych sytuacjach konieczne jest zwiększenie wzmocnienia napięciowego poza zakres zapewniający sinusoidalność przebiegów wyjściowych. W takiej sytuacji wprowadza się falownik w tryb nadmodulacji, który kosztem wprowadzania do przebiegów wyjściowych dodatkowych składowych odkształcenia, umożliwia uzyskanie większego napięcia na wyjściu (składowej podstawowej). W pracy przedstawiono koncepcję oraz wybrane wyniki badań układu sterowania obsługującego nadmodulację dla przypadków z modulatorem *PPM* i *PWM*. Przeprowadzone badania pozwalają stwierdzić, że nadmodulacja w falowniku daje możliwość osiągnięcia podstawowej harmonicznej napięcia międzyfazowego o wartości ok. 110% wartości napięcia stałego  $U_d$  oraz że nie zmienia ona postaci funkcji modulującej, tylko ją parametryzuje funkcją liniową  $k$ . Zarówno układ z modulatorem *PPM*, jak i z *PWM* pracuje w pełnym zakresie z nadmodulacją i bez niej, z liniową charakterystyką sterowania.

#### BIBLIOGRAFIA

- [1] Binkowski T., *Modulatory w układach sterowania trójfazowego falownika napięcia*, Przegląd Elektrotechniczny, luty 2007.
- [2] Binkowski T., *Układy sterowania falownika napięcia z modulatorami szerokości impulsów i fazy*. 10-th International Modelling School of AMSE-UAPL, Alushta September 12-17, 2005.
- [3] Piróg St., *Energoelektronika – układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2006.

#### THE OVERMODULATION IN VOLTAGE INVERTER CONTROLLED BY THE UNIT USING PULSE PHASE AND PULSE WIDTH MODULATORS

##### Summary

In the paper the results of the partial investigations of 3-phase voltage inverter conducted by the unit that uses pulse phase modulator and pulse width modulator were described. The investigations refer to the simulation of both the control unit model and the inverter. The idea of the control in the unit with the considered modulators was modified in such a way so to make the converter operation in the overmodulation mode possible. The behavior of the inverter during the control with overmodulation and the short characteristic of influence of the overmodulation mode on the shaped waves were depicted in this paper.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*

**Tomasz BINKOWSKI**

Rzeszow University of Technology

## **THE FUZZY LOGIC SYSTEM IN VOLTAGE INVERTER CONTROL WITH A DISTORTION REDUCTION**

This paper describes the fuzzy logic system used as a feedback of the module value of the output current space vector. This system affects on the inverter's voltage amplification. The correction of space vector trajectory is its main task. The results of simulation investigations, described in the paper, refer to the voltage inverter system controlled by modulator with the pulse phase modulation.

### **1. INTRODUCTION**

The voltage inverters are the part of the power electronic inverters with a main task such as the conversion of the direct current (DC) energy into alternating current (AC) energy. Using this kind of converters it is very important that the supply was in the voltage sources form and the load was characterized as a current source.

There are many kinds of very well known voltage inverter controls. A choice of this inverter control method is determined by a converter topology and in many cases by an output wave's quality requirement. In general, the high frequency pulsing methods are used in a control strategy. Such a situation refers to the topology of voltage inverters with the power transistors.

A possibility of the transformation of the natural coordinate system into the stationary coordinate system causes the voltage inverter control methods group expansion. The control methods in the stationary coordinate system are called vector methods. The vector control of the voltage inverter refers to the space vector of the output voltages synthesis by vector average during pulsing period using so-called active vectors and one of two zero vectors. The zero and active vectors are made as a practical realization of one of the possible inverter states. The proper state choice is the result of the instantaneous space vector position setting. A modification of the space vector position during control process comes from output wave's frequency settings. As a result of the space vector control method application the output waves are characterized by (to say nothing

of the base component) the distortion components appearance. These distortion components are connected to the inverter switching frequency, of the order of 5 kHz in general. In case of supply with current ripples, it is possible that in the output waves the additional distortion can appear. The space vector modulation method in case of the voltage inverter uses the pulse width modulation. Taking a representation of the output voltages in the space vector form, their synthesis can be performed by the pulse phase modulator application. The control units with pulse phase modulator cause in the additional components appearance (in a 5-th, 7-th and their multiple components form).

There is not much application of the voltage inverters which works without couples. A large majority of the inverter controls refer to the regulation process with one or two stages. This process consists of voltage/speed control and current control. The voltage control can be the proportionality control, if the voltage value requirements are absent. The current control is always with an integral, as a result of its value limitation.

The tasks of control and distortion limitation can be realized in the one inverter control system. Assuming that the active control of the space vector module of the inverter output voltages is possible, these tasks can be executed in the inference system base of the fuzzy logic. A feature of the fuzzy system is the normalized signal production, which comes from the fuzzification of the implication result of the knowledge base sets. This base does not require the knowledge of a mathematical description of the control object. It consists of the fuzzy records of the expert's knowledge, transferred by a linguistic way. The expert's knowledge which refers to the reaction on inverter current error is the proportional regulator equivalent. The knowledge which refers to the reaction on an error change is the integral equivalent.

Taking into account the conspicuous distortion in the output currents - in case of the inverter controlled using the unit with pulse phase modulator - to their reduction the fuzzy knowledge module was used. In order to compare, investigations of the pulse width modulator were performed too. Conducted investigations were performed using *PSIM* simulation system in case of the sinusoidal supply and distorted supply. Distortions of supply voltages were in the module of 3-rd harmonic form, imposed on the sinusoidal voltages. Amplitude of described above distortion was equal to the half of a value of the constant input voltage.

## **2. THE VOLTAGE INVERTER CONTROLLER WITH PULSE PHASE MODULATOR**

The voltage inverter (Fig. 1) enables six different active vectors to obtain. The active vectors refer to the situation, when the output clamps are connected

with the input clamps in such a way, that the energy can flow from input to output clamps. A connection of all output clamps to the one of two input DC pole, produces the zero vector. A number of all possible states is connected with a number of a possible connection of the power electronics switches. The control unit with the phase modulator is described in the stationary coordinate system  $\alpha$ - $\beta$ . It assumes the three phase output voltage as a space vector. The active vectors and space vector control are described in bibliography [1].

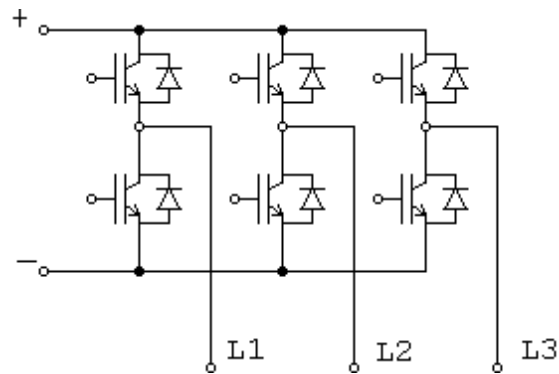


Fig. 1. Structure of the voltage inverter with *IGBT* transistors

A main task of control unit is both the switches state and the time state definition. The state of switches is set in relation to the proper table [2], based on the current sector number, in which the set output vector can be presented. It is realized in the proper logic unit, taking into account the time base signals. The time base signal is produced as a line function repeated with the proper period. The frequency of the time base signal is equal to the six times of the output wave frequency. The period of the control unit operation is constant. During this time the pulse parameters change can be applied. The structure of control unit is shown in figure 2 in a block diagram form.

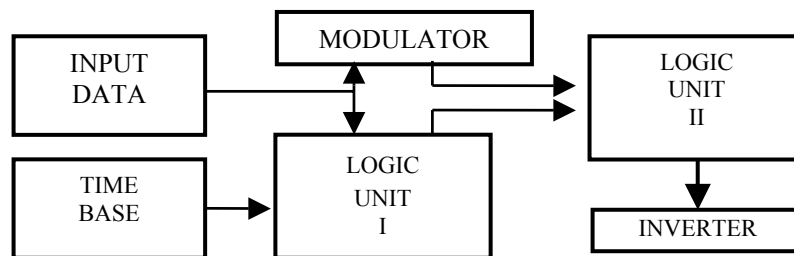


Fig. 2. Block diagram of the inverter controller

The pulse connected with the zero vector was treated as a pulse which parameters were modulated. The other pulses in the period time (pulses referring to the active vectors) were generated in the proper logic modules as a logic complements. In the investigated controller a modulator changes the pulse position in the period range. This pulse causes a connection of switches with a common emitter or collector to the supply pole.

Using the phase modulator, a controller affects only the zero state beginning. A time of this state is always the same during a period time. The time of zero vector (the width of output pulse of the modulator) can be changed only in such a situation, when the operator of controller or the regulator output in the control system, demands the change of an amplitude of first harmonic in output waves.

The pulse phase modulator uses the carrier wave described in equation 1.

$$carrier = \frac{1}{\pi} \arctan \left( \tan \left( \pi * f_c * t - \frac{\pi}{2} \right) \right) + \frac{1}{2} \quad (1)$$

Where: *carrier* – the carrier wave function,  
 $f_c$  – the carrier wave frequency,  
 $t$  – time.

The pulse phase – the beginning of the zero vector – is taken in a comparison way of the carrier wave (equation 1) and the phase modulation wave  $P$  (equation 2).

$$P = \cos \frac{\pi}{6} \left( \frac{\cos \theta - \sin \theta}{\tan \frac{\pi}{3}} \right) \quad (2)$$

The width pulse parameter determines the value of the first harmonic amplitude of output voltage.

### 3. THE FUZZY SYSTEM OF THE ACTIVE DISTORTION REDUCTION

The investigations of the voltage inverter with the pulse phase modulation show the additional distortions in the output voltages and currents, which come not only from pulsing process, but from modulation method too. These distortion components and distortion components of supply source were reduced using the fuzzy inference. In the control process without fuzzy system, distortions grow with the decrease of voltage gain [1]. So, a reaction of the fuzzy system must be

different in case of small gain and big gain. The linguist rules command the space vector module decrease, when it is to big, increase when it is to small or stop the correction when it is correct. Such rules were applied in case of the fuzzy system reaction on the error changes to.

The variables in the inference system were represented as membership functions in the triangle function form, with the linguistic preset as: small, big, medium, very big. In the fuzzy inference can be distinguished:

- Normalization and denormalization modules, which match a value of inputs to the  $-1 \div 1$  range, and output value to the  $0 \div 1$  range;
- Input fuzzy module – singleton;
- Output sharpening module – the center of gravity method;
- Inference module – Mamdani implication;
- Base of rules.

The most important element in an inference system is the base of rules, because this part of fuzzy system contains the whole idea of a fuzzy control. The difference in fuzzy system case refers – in relation to the classical methods – to the knowledge source used that is heuristic knowledge.

The input and output of the inference system are presented as the word sets. The membership functions of an error, error change and output are shown in fig. 3.

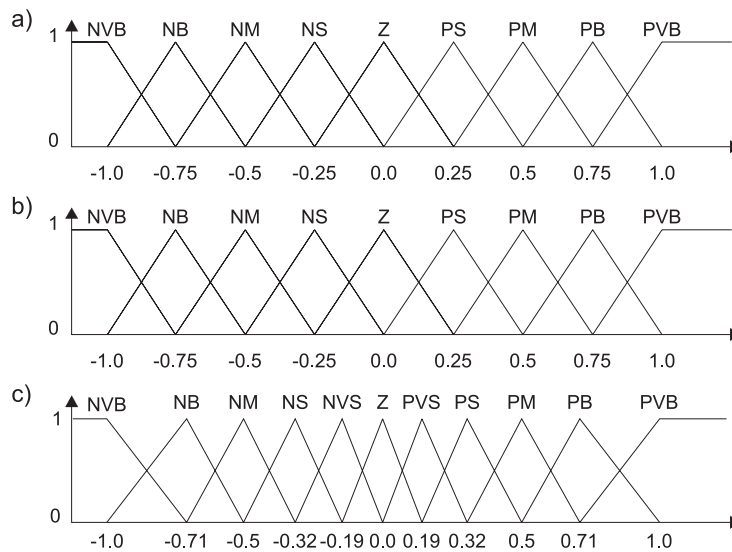


Fig. 3. Membership functions for: a) error, b) change of error, c) control

A result of the inference process is the active voltage amplification of the voltage inverter in relation to an error and his change. A simulation of the active

distortion reduction with a fuzzy system was conducted in the *PSIM* program based on the scheme on figure 4.

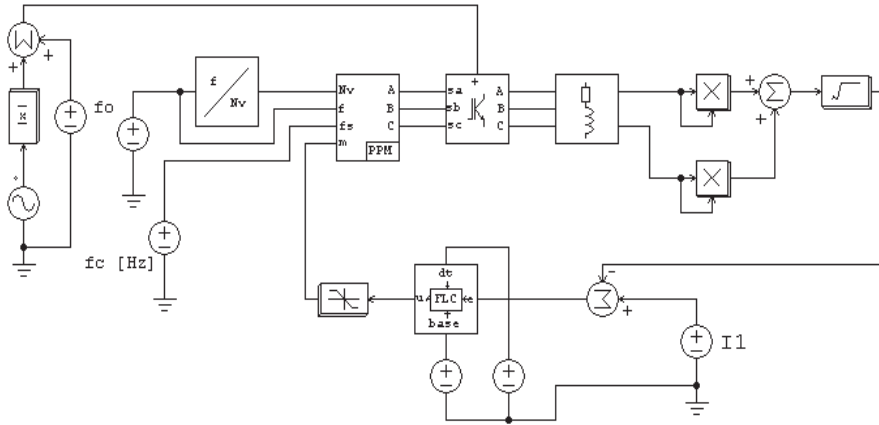


Fig. 4. A fuzzy system of the active distortion reduction

The structure of the modeling system is consists of:

- Voltage DC source supplying the voltage inverter with or without pulsations;
- Inverter model;
- Controller with the pulse phase modulator;
- Load of RL – type with the current signals in the  $\alpha$ - $\beta$  system;
- FLC model;
- Space vector module computation block.

#### 4. RESULTS OF SIMULATIONS

Result of investigations, presented in the paper, refers to the simulation model of the inverter controller with the pulse phase modulator. Figures 5a and 5b show the space vector trajectory for output currents of the voltage inverter in case of different values of the voltage amplification coefficient. Reduction of the base component amplitude causes the distortion increase. This process comes from the modulator type.

A result of investigations which is connected with the fuzzy, active reduction of distortion is shown in figure 6A distortion reduction is apparent both as wave shapes of the output current and as a value of *THD* coefficient reduction.



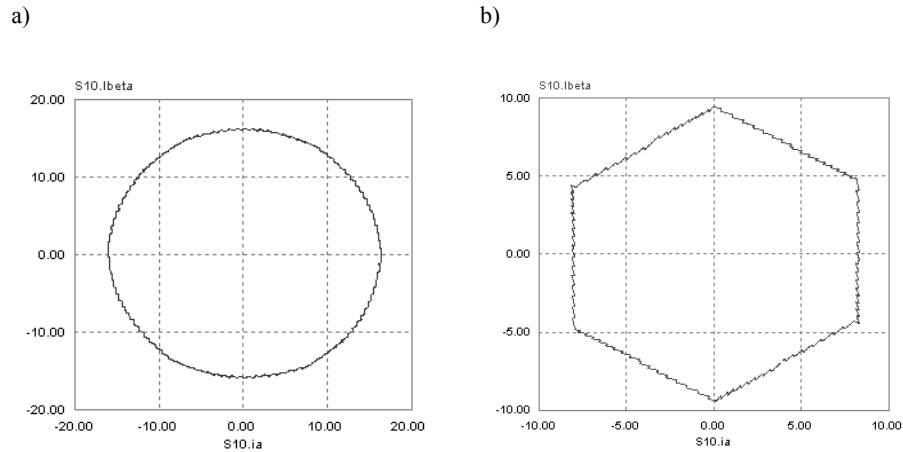


Fig. 5. The space vector trajectory of the inverter output currents for a voltage amplification coefficient: a)  $m = 1$ , b)  $m = 0,5$

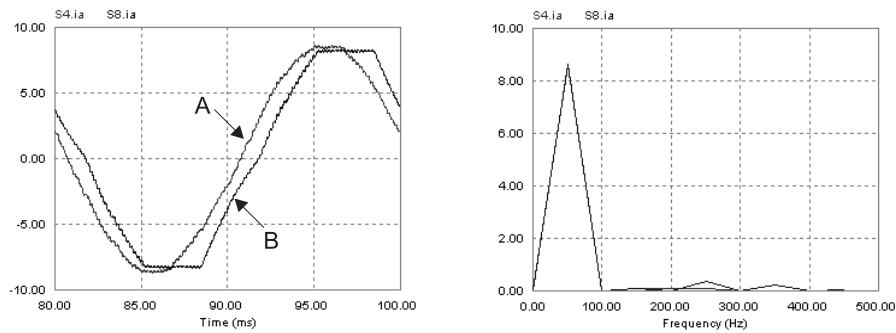


Fig. 6. Output currents and spectrum of the voltage inverter for  $m = 0,5$  with (A) and without (B) fuzzy system

The changes of the *THD* coefficient for the output voltage during the changes of the inverter amplification coefficient were compared in cases of:

- space vector modulator with the pulse width modulation (*PWM*);
- space vector modulator with the pulse phase modulation (*PPM*);
- space vector modulator with the pulse phase modulation and FLC system in case of DC voltage supply (FLC1);
- space vector modulator with the pulse phase modulation and FLC system in case of distorted DC voltage supply (FLC2);

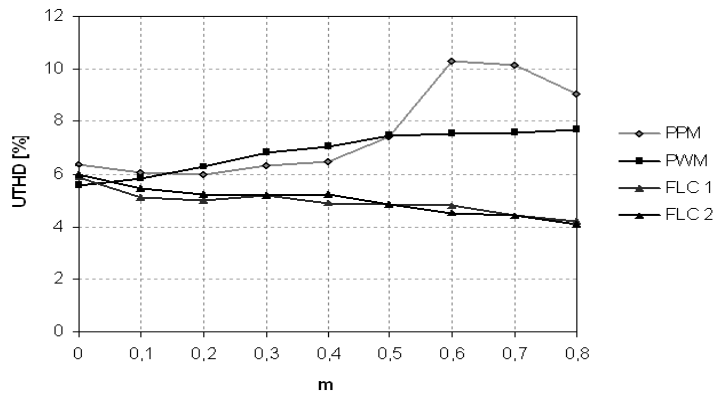


Fig. 7. *THD* coefficients for the output voltage

## 5. CONCLUSION

An application of the fuzzy logic module in control process of the voltage inverter causes the distortion reduction which is formed by the pulse phase modulation method. The output current waves shape was corrected, what is reflected in *THD* coefficient reduction. In case of FLC system, *THD* coefficient was lesser even when the supply was distorted, in relation to the pulse width modulation method.

## BIBLIOGRAPHY

- [1] Binkowski T., *Układy sterowania falownika napięcia z modulatorami szerokości impulsów i fazy*, 10-th International Modelling School of AMSE-UAPL, Alushta, September 12-17, 2005.
- [2] Binkowski T., Buczek K., Rząsa J., *Oprogramowanie umożliwiające komputerowe sterowanie przekształtnika matrycowego przy zastosowaniu metody modulacji wektora przestrzennego*, Modelowanie i Symulacja 2002, Kościelisko, 24-28 czerwca 2002.
- [3] Nomura H., Hayashi I., *A Self-Tuning Method of Fuzzy Control by Descent Method*. Proc. of the IFSA'91, Brussels 1991.
- [4] Piróg S., *Energoelektronika – układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*. Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2006.

## **SYSTEM ROZMYTEJ REDUKCJI ODKSZTAŁCEŃ W STEROWANIU FALOWNIKIEM NAPIĘCIA**

### **Streszczenie**

W artykule przedstawiono system logiki rozmytej wykorzystany jako sprzężenie zwrotne pochodzące od modułu wektora przestrzennego prądów wyjściowych falownika. Działanie tego systemu sprowadza się do aktywnej zmiany współczynnika wzmocnienia napięciowego falownika. Zmiana wzmocnienia napięciowego koryguje trajektorię wektora przestrzennego, co stanowi podstawowe zadanie systemu logicznego. Przedstawione w artykule wyniki badań symulacyjnych odnoszą się do przypadku sterowania falownikiem napięcia układem wykorzystującym modulator fazy impulsu.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*

Kazimierz BUCZEK  
Dariusz SOBCZYŃSKI  
Politechnika Rzeszowska

## ANALIZA MOŻLIWOŚCI STOSOWANIA UKŁADÓW NAPĘDOWYCH WYSOKOOBROTOWYCH

Artykuł przedstawia analizę możliwości zastosowania wysokoobrotowego układu napędowego z silnikiem indukcyjnym, zasilanym z falownika napięcia do napędu obiektów przemysłowych o mocy 630 kW i 60 kW. Dzięki podwyższonej częstotliwości napięcia silnik indukcyjny pracuje z prędkością znamionową dochodzącą do 1900 rad/s. Przedstawiono oraz krótko omówiono wyniki analizy.

### 1. WPROWADZENIE

Zadanie badawcze polegało na określeniu możliwości zastosowania dwóch niezależnych układów napędowych:

- pierwszy o mocy nominalnej 60 kW i prędkości obrotowej 12 500 obr/min;
- drugi o mocy 630 kW i prędkości obrotowej regulowanej w zakresie 1700-7500 obr/min.

Konieczność regulacji prędkości obrotowej oraz przeprowadzenia łagodnego rozruchu (w odniesieniu do obydwu silników) wymaga zastosowania do ich zasilania przekształtników energoelektronicznych. W zależności od mocy układu wymagania te będą się zasadniczo różniły.

Przeprowadzono analizę wad i zalet rozwiązania układu z zastosowaniem wysokoobrotowego silnika indukcyjnego, zasilanego z falownika napięcia. Silnik wysokoobrotowy charakteryzuje się specyficzną konstrukcją, która różni się od silnika standardowego. Przede wszystkim silnik ten wymaga zastosowania:

- specjalnych łożysk wysokoobrotowych;
- dokładnego wykonania powierzchni wirnika;
- zastosowania na obwód magnetyczny blach o zmniejszonych stratach i zmniejszonej grubości.

Wymienione cechy silnika wysokoobrotowego wpływają znacznie na jego cenę. Przedstawione wymagania są stosunkowo proste do spełnienia w odniesieniu do napędów małej mocy, w przypadku napędów dużej mocy wykonanie

jednostki napędowej wymaga zastosowania specjalistycznej technologii produkcji.

## 2. UKŁAD NAPĘDOWY DUŻEJ MOCY

Stając przed zagadnieniem doboru układu napędowego dużej mocy, należy uwzględnić następujące kryteria [2, 4]:

- kryterium techniczne (jakość przebiegów i niezawodność układu);
- kryterium cenowe.

Analiza rynku wykazała, że brak jest ofert producentów europejskich, którzy w założonych terminach realizacji projektu byłiby w stanie wykonać silniki wysokoobrotowe o wymaganych mocach i prędkościach obrotowych. Przedstawione w projekcie wymagania techniczne zadeklarowała spełnić tylko jedna firma amerykańska, która posiada doświadczenie w produkcji silników wysokoobrotowych.

Podstawowym układem napędowy jest układ o prędkości 7500 obr/min. Dalej przedstawiono analizę możliwości zastosowania takiego układu z uwzględnieniem kryterium technicznego oraz ekonomicznego.

Oferent amerykański zaznaczył wyraźnie, że nie posiada gotowego produktu finalnego, w związku z czym przedstawiona oferta ma charakter poglądowy (brak dokładnych informacji na temat momentu obrotowego i sprawności silnika). Kluczową sprawą jest także czas życia łożysk. Producent określił go na 1000 godzin, co w założeniach projektu stoiska AG2D jest niewystarczające. Kolejną kwestią są również warunki gwarancji udzielanej jedynie na rok, co w przypadku silnika prototypowego (producent musi zaprojektować i wykonać egzemplarz o zamawianych parametrach) jest czasem zbyt krótkim. Może się bowiem okazać, że po zadeklarowanym czasie pracy wymiany będą wymagały nie tylko łożyska, ale również uzwojenia (co jest prawdopodobne z tego powodu, że silnik zasilany jest napięciem o częstotliwości podwyższonej w stosunku do napięcia sieciowego). Ostatni punkt to cena produktu finalnego oraz warunki gwarancji i serwisu. Producent podał cenę produktu na rynku amerykańskim. Cena nie obejmowała kosztów transportu i cła. W cenie nie uwzględniono również uruchomienia silnika po zamontowaniu go na stanowisku. Istotny jest również fakt, że brak jest w Polsce czy nawet Europie serwisu, który zapewniłby szybką naprawę w razie awarii.

Wymienione powody, mimo niewątplivej zalety silnika wysokoobrotowego, jaką są małe wymiary, są podstawą do wysunięcia wniosku, że pewniejsze technicznie i korzystniejsze cenowo będzie zastosowanie układu napędowego z silnikiem standardowym (wolnoobrotowym), pracującym z przekładnią podwyższającą prędkość obrotową.

Po określeniu rodzaju silnika napędzanego (wolno- czy wysokoobrotowy) podstawowym zagadnieniem jest wybór napięcia znamionowego silnika. Możemy zastosować silniki na napięcie niskie (440 V, 560 V, 690 V) lub napięcie średnie (2,2 kV, 3,3 kV, 4,16 kV, 6,0 kV, 6,6kV). Silniki na napięcie średnie są stosowane ze względu na zmniejszenie prądów pobieranych przy dużych mocach i łatwość zasilenia bezpośrednio z rozdzielni średniego napięcia. Jednakże wybór napięcia znamionowego silnika determinuje wybór topologii przekształtnika energoelektronicznego zasilającego silnik.

Jeżeli przekształtnik energoelektroniczny ma pracować z napięciem średnim, wówczas jego struktura różni się zasadniczo od struktury wykorzystywanej podczas pracy z napięciem niskim. Ponieważ przyrządy półprzewodnikowe są czułe na przekroczenie dopuszczalnej wartości szczytowej napięcia półprzewodnika, a ponadto są trudności technologiczne związane z wykonaniem przyrządów na wyższe napięcia, w zakresie napięć średnich stosuje się takie topologie przekształtników, które umożliwiają rozłożenie tego napięcia na większą liczbę elementów. Tak więc przykładowo, na wejściu przekształtnika stosuje się prostownik 12-pulsowy w miejsce prostownika 6-pulsowego. Topologia przekształtnika dwunastopulsowego to połączenie szeregowo dwóch układów prostownikowych 6-pulsowych, dzięki czemu na każdy element półprzewodnikowy przypada połowa napięcia zasilającego. Napięcie wyprostowane posiada 12 pulsów, co wpływa na stopień „wygładzenia” tego napięcia. Dodatkową zaletą takiego rozwiązania jest zmniejszenie negatywnego oddziaływania przekształtnika na sieć zasilającą, dzięki małemu współczynnikowi zawartości harmonicznych prądu  $THD_I$  pobieranego z sieci. Przekształtnik taki wymaga jednak transformatora trójzwojeniowego lub zastosowania dwóch niezależnych transformatorów zasilających, co wpływa na koszt takiego rozwiązania.

Wyższe napięcie wymaga zastosowania kondensatorów w obwodzie pośredniczącym na odpowiednio wyższe napięcia znamionowe. Konieczność zmniejszenia wartości napięć oddziaływujących na elementy półprzewodnikowe determinuje również topologię falownika, który znajduje się w stopniu wyjściowym przekształtnika. W miejsce falowników dwupoziomowych są stosowane falowniki 3-poziomowe, o liczbie elementów zależnej od wartości napięcia zasilającego przekształtnik. Liczba ta jest co najmniej dwukrotnie większa od liczby elementów rozwiązania standardowego (układ mostka zawierającego 6 diod i 6 tranzystorów).

Jak wynika z przedstawionych rozważań, rozwiązania przekształtnika energoelektronicznego na napięcie średnie są złożone i wymagają zastosowania większej liczby elementów w odniesieniu do rozwiązania standardowego, a więc i koszt takiego rozwiązania będzie większy. Zastosowanie przekształtnika na napięcie średnie byłoby uzasadnione w przypadku, gdy dysponujemy już silnikiem wykonanym na takie napięcie.

W przypadku projektowania nowego układu napędowego, korzystniejsze kosztowo i pewniejsze technicznie jest rozwiązanie z układem napędowym na

napięcie niskie. Otwarta pozostaje kwestia wyboru układu wejściowego przekształtnika, który wiąże się bezpośrednio z oddziaływaniem tego przekształtnika na sieć zasilającą. Istnieje wiele rozwiązań układów, które charakteryzują się różnym stopniem oddziaływania na sieć zasilającą, w tym rozwiązania z prostownikami 6-pulsowymi, 12-pulsowymi lub prostownikami aktywnymi. Zastosowanie prostownika 6-pulsowego, choć atrakcyjne cenowo, ze względu na znaczne odkształcenia prądu pobieranego z sieci zasilającej, wymaga zastosowania filtra wejściowego, ograniczającego zawartość harmonicznych w prądzie sieci, do poziomu określonego przez odpowiednią normę [1, 3, 5].

Konieczność spełnienia wymagań normy odnośnie poziomu zniekształcenia prądu pobieranego z sieci zasilającej warunkuje rodzaj prostownika na wejściu przekształtnika energoelektronicznego. Jako prostownik należy zastosować prostownik dwunastopulsowy, zasilany z transformatora 3-uzwojeniowego. Układ falownika może być układem 2- lub 3-poziomowym, przy wskazaniu na układ dwupoziomowy jako rozwiązanie tańsze.

### **3. UKŁAD NAPĘDOWY MAŁEJ MOCY**

Przeprowadzona analiza układu napędowego dużej mocy odnosi się również do układu małej mocy. Znaczącą różnicę stanowi jedynie fakt, że silnik napędowy małej mocy jest silnikiem wysokoobrotowym. Należy wybrać silnik o jak najdłuższym czasie pracy. Dodatkowo silnik powinien być wyposażony w układ monitorujący stopień zużycia łożysk, aby zapobiec skutkom ich ewentualnej awarii i odpowiednio wcześniej bezpiecznie wyłączyć. Oczywisty jest fakt, że dla małych mocy napięcie zasilające będzie napięciem niskim. Przekształtnik energoelektroniczny będzie zaś oparty na rozwiązaniu standardowym, tzn. prostownik 6-pulsowy na wejściu układu wraz z filtrem harmonicznych. Na wyjściu układu będzie falownik dwupoziomowy o zakresie częstotliwości napięcia wyjściowego, pozwalającej na uzyskanie przez silnik wysokoobrotowy prędkości znamionowej.

### **4. PODSUMOWANIE**

Zmiana prędkości obrotowej, a także konieczność uzyskania dużych prędkości obrotowych wymaga zastosowania do zasilania silników indukcyjnych przekształtników energoelektronicznych. Zastosowanie układu wysokoobrotowego posiada pewne zalety oraz wady. Główną zaletą wysokoobrotowego układu napędowego jest znaczne zmniejszenie wymiarów geometrycznych maszyny wysokoobrotowej w stosunku do maszyny standardowej. Układ taki też nie wymaga stosowania przekładni podwyższających prędkość obrotową, która wpływa na koszty i straty mocy występujące w układzie napędowym. Analiza

rynku wykazała jednak, że odnośnie podanej w zadaniu badawczym mocy obiektu 630 kW, rozwiązaniem korzystniejszym cenowo i pewniejszym technicznie będzie zastosowanie silnika wolnoobrotowego (o prędkości synchronicznej 3000 obr/min) zasilanego z falownika pozwalającego na zmianę prędkości obrotowej w zadanych granicach. W przypadku obiektu o mocy 60 kW, lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie układu napędowego z silnikiem wysokoobrotowym zasilanym z falownika umożliwiającego uzyskanie wymaganej prędkości.

#### LITERATURA

- [1] Buczek K., Sobczyński D.: *Falownik napięcia zasilający wysokoobrotowy silnik indukcyjny*, „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2005”, t. II, Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki, Łódź, 23-25 listopada 2005, s. 507-513.
- [2] Buczek K., Sobczyński D., *Współpraca falownika podwyższonej częstotliwości z silnikiem indukcyjnym*, Seria wydawnicza „Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki”, Polska Akademia Nauk, Lublin 1999, s. 15-24.
- [3] Sobczyński D., *Wybrane zagadnienia doboru przekształtnika do układu napędowego dużej mocy*, mat. konf. 10-th International Modelling School of AMSE-UAPL, Lviv State Technical University, Alushta, 12-17 September 2005, s. 177-180.
- [4] Sobczyński D., *Wysokoobrotowy układ napędowy z silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika*, Mat. konf. IV Ogólnopolskie Warsztaty Doktoranckie OWD 2002, PTETiS, t. 14, z. 4, Istebna-Zaolzie, 19-22 października, s. 295-300.
- [5] Sobczyński D., *Wysokoobrotowy układ napędowy z silnikiem indukcyjnym zasilanym z falownika*, Przegląd Elektrotechniczny nr 7-8/2006, s. 24-31.

#### ANALYSIS OF CAPABILITY USE OF THE HIGH-SPEED MOTOR DRIVE

##### Summary

The paper treats about analysis of capability use of the high-speed induction motor drive supplied from an voltage inverter to industrial object drive with electrical power of 630 kW and 60 kW. Thanks to higher voltage frequency the induction motor operate up to rated shaft speed of 1900 rad/s. In the paper a short review of analysis has been included.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*



Mieczysław GRAD  
Politechnika Rzeszowska

## WYBRANE WYNIKI BADAŃ LABORATORYJNYCH TRÓJKOMÓRKOWEGO REGULATORA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO DLA RÓŻNYCH PARAMETRÓW ELEMENTÓW OBWODU BALANSUJĄCEGO

W artykule przedstawiono realizację praktyczną oraz wybrane wyniki pomiarów uzyskane w układzie laboratoryjnym trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego dla różnych parametrów elementów obwodu balansującego.

### WSTĘP

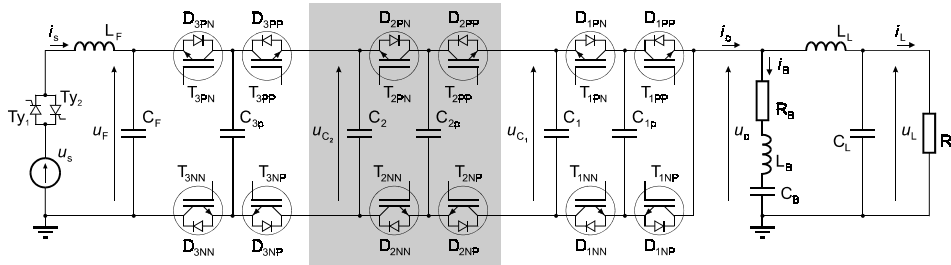
Przekształtniki wielokomórkowe należą do grupy układów energoelektronicznych z kondensatorowym poziomowaniem napięć (*flying capacitors*). Powtarzalna modułowa topologia oraz nieskomplikowany algorytm sterowania umożliwiają konstruowanie regulatorów napięcia stałego i przemiennego, falowników napięcia oraz prostowników. Generowanie napięcia wyjściowego jest oparte na metodzie wielopoziomowej modulacji szerokości impulsu. Liczba poziomów napięcia zależy od liczby komórek, z których jest zbudowany układ. Zastosowanie przekształtników wielokomórkowych rozszerza zakres uzyskiwanych częstotliwości składowej nośnej modulacji *PWM* do wartości  $N$ -krotnie większej niż graniczna częstotliwość łączy zastosowanych elementów półprzewodnikowych ( $N$  – liczba komórek). Z kolei szczytowa wartość składowej zmiennej jest  $N$ -krotnie mniejsza od amplitudy napięcia zasilającego. Układy wielokomórkowe mogą być zasilane napięciem o wartościach nawet  $N$ -krotnie większych niż wytrzymałość napięciowa zastosowanych elementów półprzewodnikowych.

Przedstawione zalety są prawdziwe w przypadku, gdy jest spełniony prawidłowy podział napięć na kondensatorach w poszczególnych komórkach. Układ regulatora napięcia przemiennego stanowi szczególny przypadek, gdyż wartość napięcia zasilającego zmienia się w sposób ciągły, co wymaga również ciągłego i odpowiednio szybkiego samoczynnego korygowania napięć na kondensatorach. Za proces balansowania napięć na kondensatorach odpowiada układ rezonansowy dołączony do wyjścia przekształtnika. Odpowiedni dobór parametrów

elementów tego dwójnika jest jednym z kluczowych warunków prawidłowego działania układów wielokomórkowych, a szczególnie układu regulatora napięcia przemiennego.

## 1. UKŁAD LABORATORYJNY TRÓJKOMÓRKOWEGO REGULATORA NAPIĘCIA PRZEMIENNEGO

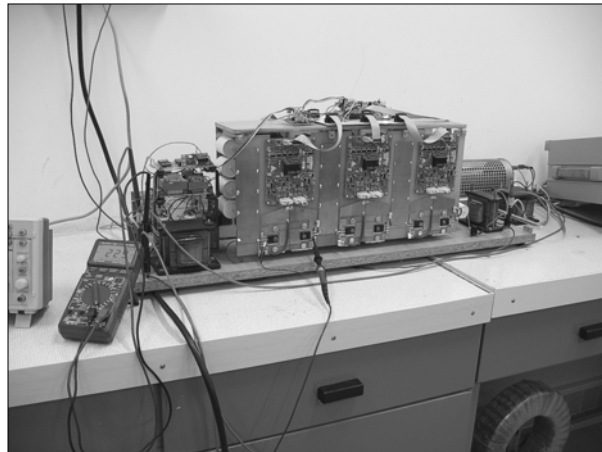
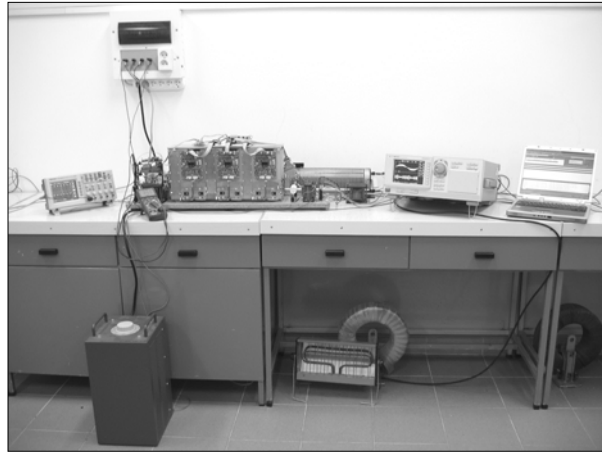
Przekształtniki komórkowe swoją nazwę zawdzięczają modułowej topologii. Są one zbudowane z powtarzalnych elementów zwanych komórkami. W zależności od rodzaju przekształtnika (regulator napięcia, falownik, prostownik), elementarne komórki różnią się między sobą, choć można je utworzyć z podstawowej komórki regulatora napięcia stałego. Na rysunku 1. przedstawiono schemat trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego. Szarym kolorem wyróżniono pojedynczą komórkę. Każda komórka zawiera dynamiczne źródło napięcia w postaci kondensatora oraz dwa łączniki, każdy złożony z dwóch tranzystorów, sterujące drogą przepływu prądu w komórce.



Rys. 1. Schemat trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego

Układ jest zasilany ze źródła napięcia  $u_s = \sqrt{2}U_s \sin \omega_s t$ . Aby ograniczyć przepływ przez linię zasilającą składowych prądów o częstotliwościach związanych z impulsowaniem tranzystorów w poszczególnych komórkach, zastosowano filtr wejściowy  $1\Gamma$  złożony z elementów  $L_F$  i  $C_F$ . Kondensatory  $C_{1p}$ ,  $C_{2p}$ , ...,  $C_{Np}$  kompensują wpływ indukcyjności wewnętrznych komórek i chronią elementy półprzewodnikowe przed przepięciami powstającymi wskutek impulsowania tranzystorów w układzie. Dwójnik  $L_B$ ,  $C_B$  pełni rolę układu samoczynnie utrzymującego napięcie na kondensatorach w komórkach układu. W celu odfiltrowania składowych o wyższych częstotliwościach, związanych z impulsowaniem tranzystorów w poszczególnych komórkach przekształtnika, na wyjściu układu zastosowano filtr dolnoprzepustowy  $1\Gamma$  złożony z elementów  $L_L$  i  $C_L$ . Dwa dodatkowe tyrystory  $Ty_1$  i  $Ty_2$  umożliwiają dołączenie zasilania do układu w momencie, gdy napięcie wejściowe przyjmuje zerową wartość.

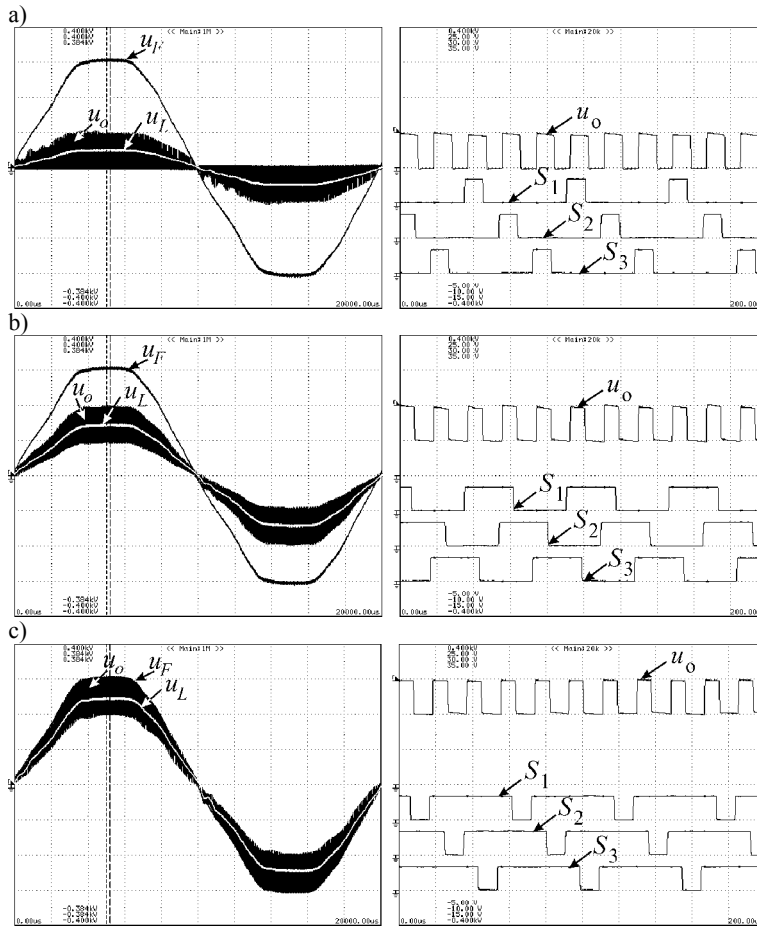
Na rysunku 2. przedstawiono stanowisko laboratoryjne trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego. Układ jest zbudowany na bazie tranzystorów IGBT IRG4PC50UD. Maksymalne dopuszczalne napięcie wynosi  $U_{CE} = 600 \text{ V}$ , zaś maksymalny prąd –  $I_{C(T=25^\circ\text{C})} = 55 \text{ A}$ . W przypadku twardej komutacji częstotliwość łączeń może sięgać 40 kHz. Spadek napięcia na przewodzącym tranzystorze wynosi  $U_{CE(on)} = 1,65 \text{ V}_{(I_C=27\text{A})}$  (max  $U_{CE(on)} = 2,0 \text{ V}_{(I_C=55\text{A})}$ ). Dla układu trójkomórkowego ( $N = 3$ ) sumaryczny spadek napięcia na elementach półprzewodnikowych wynosi  $\Sigma U_{CE(on)} = 2N U_{CE(on)} \approx 10 \text{ V}_{(I_C=27\text{A})}$ . Jako dynamiczne źródła napięciowe zasilające poszczególne komórki wykorzystano baterie kondensatorów typu „snubbers”, o łącznej pojemności w komórce  $C_n = 12 \mu\text{F}/1200 \text{ V}_{\text{DC}}$ .



Rys. 2. Stanowisko laboratoryjne trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego

## 2. WIELOPOZIOMOWA MODULACJA SZEROKOŚCI IMPULSU

Sterowanie łącznikami w poszczególnych komórkach trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego jest oparte na generowaniu przebiegów prostokątnych  $PWM$  ( $S_1, S_2, S_3$ ) o częstotliwości impulsowania  $f_i$  oraz współczynnika wypełnienia  $\varepsilon$ , przesuniętych w fazie kolejno o  $1/3$  okresu impulsowania. Sygnały  $S_1, S_2, S_3$  odpowiadają za sterowanie tranzystorami w poszczególnych komórkach. Składowa zmienna tak generowanego napięcia wyjściowego ma częstotliwość 3 razy większą od częstotliwości impulsowania pojedynczej komórki. Sposób powstawania napięcia wyjściowego w układzie trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego dla  $\varepsilon = 1/6$ ,  $\varepsilon = 1/2$ ,  $\varepsilon = 5/6$  przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Przebiegi napięcia wyjściowego  $u_o$  w trójkomórkowym regulatorze napięcia przemiennego na tle sygnałów sterujących  $S_1, S_2, S_3$  – wyniki uzyskane w układzie laboratoryjnym dla  $f_i = 18$  kHz: a)  $\varepsilon = 1/6$ , b)  $\varepsilon = 1/2$ , c)  $\varepsilon = 5/6$

Głównym zadaniem wielokomórkowego regulatora napięcia przemiennego jest regulacja wartości napięcia  $u_L$  zasilającego odbiornik. Przy założeniu, że napięcie źródła zasilającego jest sinusoidalne i nieodkształcone, wartość składowej sinusoidalnej o częstotliwości  $f_s$  w napięciu wyjściowym zależy liniowo od współczynnika wypełnienia  $\varepsilon$ . Aby charakterystyka sterowania regulatora była liniowa, na wyjściu należy zastosować filtr dolnoprzepustowy, który wyeliminuje składowe o częstotliwościach związanych z impulsowaniem tranzystorów w układzie. Zależność opisująca wartość składowej o częstotliwości źródła zasilającego w generowanym napięciu wyjściowym jest określona następująco:

$$U_{f_s} = \varepsilon U_s .$$

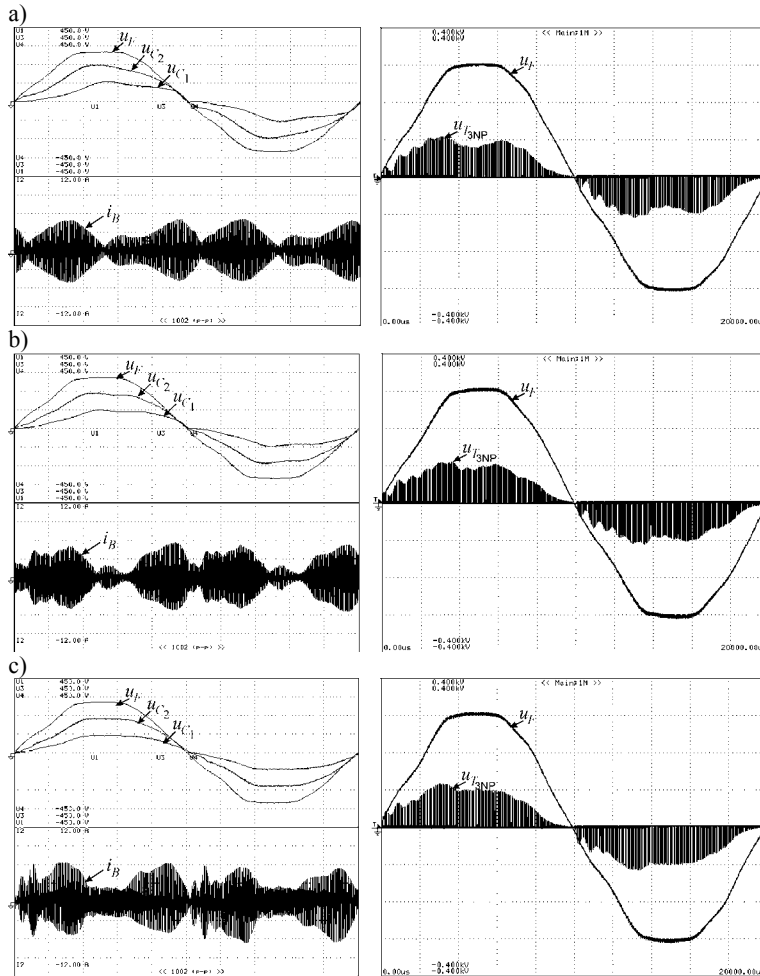
### 3. SKUTECZNOŚĆ DZIAŁANIA UKŁADU BALANSUJĄCEGO

Obwód samoczynnie utrzymujący napięcia na kondensatorach w komórkach jest złożony z elementów  $L_B$  oraz  $C_B$ . Dwójnik ten odpowiada za spełnienie zależności dotyczących wartości chwilowych napięć na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$  w odniesieniu do wartości napięcia źródła zasilającego  $u_s$ :  $u_{C_1} = u_s/3$ ,  $u_{C_2} = 2u_s/3$ . Warunkiem prawidłowego działania obwodu balansującego jest dostrojenie jego częstotliwości rezonansowej do częstotliwości impulsowania elementów półprzewodnikowych pojedynczej komórki. Dobór parametrów elementów tego obwodu nie jest możliwy wyłącznie w oparciu o częstotliwość rezonansową. Iloraz tych parametrów, odnoszący się do oporności falowej  $\rho$ , wpływa na szybkość zmian amplitudy prądu  $i_B$  w odpowiedzi na występowanie składowej o częstotliwości impulsowania w napięciu wyjściowym  $u_o$ . Wpływa to w sposób bezpośredni na szybkość samoczynnego korygowania napięć na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$ . Dla dużych pojemności kondensatorów  $C_1$  i  $C_2$  szybkość narastania prądu w układzie  $L_B C_B$  musi być większa niż dla małych pojemności  $C_1$  i  $C_2$ . Zmniejszenie oporności falowej, które pozytywnie wpływa na proces balansowania napięć na kondensatorach, powoduje przepływ innych składowych przez dwójnik  $L_B C_B$ , co wpływa na zmniejszenie sprawności przekształtnika. Dla  $\varepsilon \rightarrow 0$  i  $\varepsilon \rightarrow 1$  amplituda składowej o częstotliwości impulsowania maleje do zera. Ograniczenie zakresu współczynnika wypełnienia  $\varepsilon$  umożliwia zwiększenie oporności falowej, co wpływa na zwiększenie sprawności przekształtnika [1, 2].

Zwiększenie wartości oporności falowej obwodu rezonansowego  $L_B C_B$  powoduje wzrost napięcia na kondensatorze  $C_B$  oraz indukcyjności  $L_B$ . Wartości tych napięć mogą sięgać poziomu kV, co wymaga stosowania kondensatorów przystosowanych do pracy przy takim napięciu, zaś w odniesieniu do indukcyjności  $L_B$  powoduje wymóg stosowania odpowiedniej izolacji ze względu na wysokie napięcie międzyzwojowe i międzywarstwowe. W odniesieniu do algo-

rytmu sterowania, w obwodzie rezonansowym o dużej dobroci częstotliwości impulsowania łączników półprzewodnikowych musi być precyzyjnie dostrojona do częstotliwości rezonansowej tego obwodu [1], aby obwód poprawnie korygował napięcia na kondensatorach ze względu na wymóg maksymalnego wzmocnienia oraz zgodności fazy prądu o częstotliwości impulsowania z fazą składowej napięcia o tej częstotliwości w napięciu wyjściowym  $u_o$ .

Na rysunku 4. przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych układu trójmórkowego regulatora napięcia przemiennego dla trzech konfiguracji paramet-



Rys. 4. Przebiegi napięcia wejściowego  $u_F$ , napięć kondensatorów  $u_{C_1}$ ,  $u_{C_2}$ , prądu obwodu balansującego  $i_B$  oraz napięcia na tranzystorze  $u_{T3NP}$  na tle napięcia zasilającego  $u_F$  dla układu o parametrach:  $C_1 = C_2 = 12 \mu\text{F}$ ,  $f_i = 16 - 18 \text{ kHz}$ ,  $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $U_s = 230 \text{ V}$ ; a)  $L_B = 1 \text{ mH}$ ,  $C_B = 100 \text{ nF}$ ,  $\rho = 100 \Omega$ , b)  $L_B = 360 \mu\text{H}$ ,  $C_B = 220 \text{ nF}$ ,  $\rho = 40 \Omega$ , c)  $L_B = 100 \mu\text{H}$ ,  $C_B = 940 \text{ nF}$ ,  $\rho = 10 \Omega$

metrów obwodu balansującego  $L_B C_B$ . Prezentowane wyniki dotyczą napięć na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$ , prądu balansującego  $i_B$  oraz napięcia na jednym z tranzystorów przekształtnika.

#### 4. PODSUMOWANIE

Zrealizowany praktycznie wielokomórkowy impulsowy regulator napięcia przemiennego służy do regulacji napięcia przemiennego i może być wykorzystany jako bezpośredni układ obniżający napięcie przemiennie lub też jako stabilizator napięcia przemiennego w układzie z transformatorem dodawczym.

Badania zrealizowano dla kilku konfiguracji obwodu balansującego  $L_B C_B$ , uzyskując lepszą lub gorszą skuteczność działania tego obwodu. Częstotliwość impulsowania  $f_i$  mieściła się w zakresie od 16 kHz do 18 kHz, zaś częstotliwość składowej zmiennej modulacji wielopoziomowej *PWM* napięcia wyjściowego uzyskano w zakresie od 48 kHz do 54 kHz.

Przy poprawnym doborze parametrów elementów obwodu balansującego  $L_B C_B$  oporność falowa powinna mieć możliwie dużą wartość, dla której szybkość korygowania napięć na kondensatorach w poszczególnych komórkach jest wystarczająca do zapewnienia odpowiedniego podziału napięć na kondensatorach (rys. 4b). W przypadku zbyt dużej wartości oporności falowej obwód balansujący działa zbyt wolno, co powoduje znaczne odkształcenie napięć na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$  (rys. 4a). Zmniejszenie oporności falowej obwodu  $L_B C_B$  powoduje obniżenie jego impedancji dla składowych o częstotliwościach innych niż częstotliwość rezonansowa  $f_i$ . Powoduje to wzrost wartości skutecznej prądów płynących w układzie, czego skutkiem jest wzrost strat energii (rys. 4c).

Przebiegi napięcia na tranzystorze  $T_{3NP}$  pokazują, że wartość napięcia oddziałującego na nieprzewodzące łączniki w układzie jest blisko 3-krotnie mniejsza niż wartość napięcia zasilającego nawet przy znacznym odkształceniu napięć na kondensatorach  $C_1$  i  $C_2$ .

Przedstawione wyniki nie uwzględniają badań przy różnych częstotliwościach impulsowania oraz dla różnych parametrów obciążenia układu. Należy zaznaczyć, że również i te parametry wpływają na skuteczność prawidłowego balansowania napięć na kondensatorach w przekształtnikach komórkowych, co będzie analizowane w dalszych badaniach.

#### LITERATURA

- [1] Grad M., *Wielokomórkowy impulsowy regulator napięcia przemiennego*, Przegląd Elektrotechniczny nr 2/2007, s. 15-19.
- [2] Grad M., Łatka M., *Dobór elementów obwodu rezonansowego w 3-komórkowym regulatorze napięcia przemiennego*, mat. konf., VII Krajowa Konferencja Naukowa „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005”, Łódź, 23-25 listopada 2005, s. 131-138.

- [3] Meynard T.A., Foch H., Thomas P., Courault J., Jakob R., Nahrsteadt M., *Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 5, October 2002, pp. 955-964.
- [4] Piróg S., *Przekształtniki wielokomórkowe*, cz. 1 i 2, VI Krajowa Konferencja Naukowa „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2003”, Łódź, 19-21 listopada 2003, s. 429-443.
- [5] Piróg S., *Przekształtniki wielokomórkowe*, Przegląd Elektrotechniczny nr 9/2003, s. 537-543.

Artykuł został opracowany w ramach projektu badawczego promotorskiego Nr N510 001 32/0014.

### **CHOSEN MEASUREMENT RESULTS OF THE THREE-CELL AC VOLTAGE REGULATOR FOR VARIOUS SELF-BALANCING CIRCUIT PARAMETERS**

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

The paper presents a laboratory model of three-cell AC/AC converter, multilevel PWM and chosen measurement results of the three-cell AC voltage regulator for various self-balancing circuit parameters. Presented results show dependence between characteristic impedance of  $L_B C_B$  circuit and keeping voltage on regulator's capacitors on proper values.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*



Małgorzata ŁATKA  
Mieczysław GRAD  
Politechnika Rzeszowska

## ZASTOSOWANIE ŚRODOWISKA LabVIEW DO ANALIZY I WIZUALIZACJI ZJAWISK ZACHODZĄCYCH W UKŁADACH ENERGOELEKTRONICZNYCH

W artykule przedstawiono możliwości, jakie stwarza wykorzystanie środowiska LabVIEW w dziedzinie energoelektroniki. W tej szybko rozwijającej się dziedzinie techniki oprogramowanie to umożliwia wprowadzenie nowoczesnych metod badawczych, takich jak: symulacja, analiza, archiwizacja, a także, bardzo dziś pożądanym, metod wizualizacji zjawisk zachodzących w układach symulowanych i fizycznych.

### WSTĘP

LabVIEW jest środowiskiem programowania, które znalazło szerokie zastosowanie w takich dziedzinach nauki i techniki, jak: fizyka, biologia, chemia, mechanika, a ponadto w telekomunikacji, biomedycynie, przemyśle półprzewodników itp.

Implementacja LabVIEW do energoelektroniki umożliwia realizację tzw. przyrządów wirtualnych *vi* (ang. *virtual instruments*), które z powodzeniem realizują zadania stawiane przed współczesnymi systemami badawczo-kontrolno-pomiarowymi stosowanymi w badaniach układów energoelektronicznych.

### 1. ŚRODOWISKO PROGRAMOWE LabVIEW

Zintegrowane środowisko LabVIEW (ang. *Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench*) jest narzędziem programistycznym firmy National Instruments Corporation, ukierunkowanym na programowanie nowoczesnych systemów pomiarowych.

Charakterystyczną cechą tego środowiska jest język graficzny (nazywany językiem G), który zrewolucjonizował sposób tworzenia programu. Jeszcze do niedawna przygotowanie jakiegokolwiek programu wymagało znajomości za-

awansowanych technik programowania i generowania kodu programu. Rozwój graficznych zintegrowanych języków programowania umożliwił odejście od pisania wspomnianego kodu programu. Programowanie w językach graficznych, oznaczanych symbolem G, ogranicza się do umieszczania bloków wykonujących żądane operacje i logicznego powiązania ich między sobą. Takie przedstawienie funkcjonowania programu jest zbieżne z naturalnym zapisem, opisującym działanie aplikacji, jaką należy zbudować. Nie ma więc tradycyjnego wykonywania kolejnych linijek kodu, ponieważ program składa się z połączonych ze sobą ikon, a wykonywanie programu polega na przepływie danych pomiędzy poszczególnymi blokami (ikonami), [3].

Komputer z oprogramowaniem LabVIEW, wyposażony w karty pomiarowe z przetwornikami A/D, D/A, licznikami i buforami I/O, stanowi wielofunkcyjne urządzenie o ogromnych możliwościach, które można wykorzystać w nowoczesnych systemach badawczo-kontrolno-pomiarowych. Programy napisane w LabVIEW określa się mianem przyrządów wirtualnych *vi*, od których oczekuje się nie tylko funkcji pomiarowych, ale również operacji sterowania oraz zbierania danych, ich analizy, przetwarzania, archiwizacji, a także ich wizualizacji. Przyrządy te są odzwierciedleniem rzeczywistych urządzeń, a ich obsługa jest możliwa za pomocą myszki i klawiatury. Uzyskane wyniki (dane pomiarowe) są wyświetlane użytkownikowi na ekranie lub zapisywane w postaci plików, czy też przesyłane przez sieć do innych komputerów.

Wyposażenie stanowiska laboratoryjnego w taki „przyrząd wirtualny” stwarza możliwość obserwacji działania rzeczywistego układu energoelektronicznego oraz umożliwia jego sterowanie, a także dokonywanie pomiarów. Odpowiednio przygotowane okna programu realizują funkcję wielu oscyloskopów i mierników oraz umożliwiają jednoczesną obserwację wyników pomiarów w wybranych punktach pomiarowych.

Ogromne możliwości stwarza program LabVIEW w dziedzinie wizualizacji. Aplikacje przygotowane z wykorzystaniem LabVIEW umożliwiają pokazanie zasady działania układów energoelektronicznych za pomocą interaktywnego symulatora w czasie rzeczywistym oraz prezentację uzyskanych wyników, takich jak: przebiegi napięć i prądów, charakterystyki, wartości wybranych parametrów itd., w sposób dynamiczny. Możliwe staje się pokazywanie zmian zachodzących w analizowanym układzie, w czasie rzeczywistym, bezzwłocznie, przy zmianie parametrów w dowolnych zakresach. Jest to szczególnie pomocne w procesie nauczania energoelektroniki. Dzięki odpowiednio przygotowanej aplikacji proces przekazu wiedzy staje się łatwiej przyswajalny, a późniejsze badania rzeczywistego układu energoelektronicznego skupiają się na uzyskaniu zadanych rezultatów, a nie na poznawaniu zasady działania.

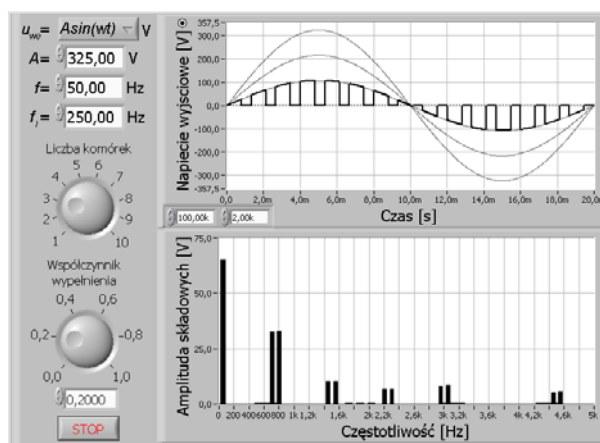
Aplikacje tworzone w środowisku LabVIEW umożliwiają przeprowadzanie badań symulacyjnych układów energoelektronicznych, przy różnych założeniach upraszczających.

Ponadto środowisko LabVIEW, poprzez implementację funkcji sieciowych oraz generowanie stron internetowych, można wykorzystać do realizacji „wirtualnych ćwiczeń laboratoryjnych” z zakresu energoelektroniki w nowych formach nauczania, np. *e-learning*.

## 2. ETAPY PRZYGOTOWANIA APLIKACJI

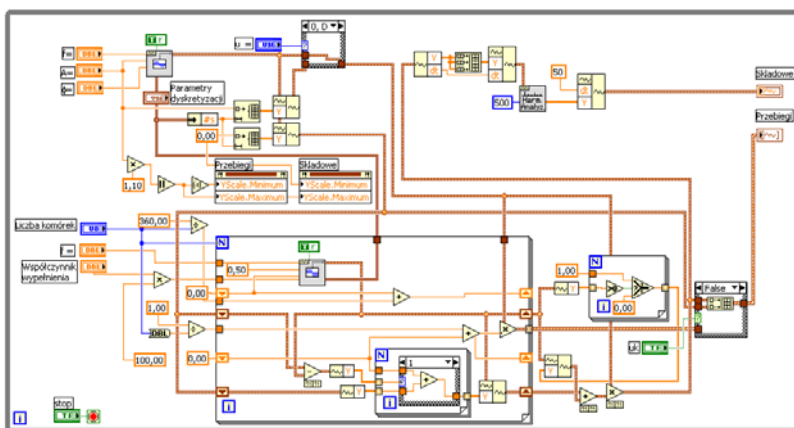
Przygotowanie aplikacji w środowisku LabVIEW można podzielić na dwa główne etapy.

Etap I polega na przygotowaniu interfejsu użytkownika w postaci panelu czołowego z gotowymi lub opracowanymi przez projektanta kontrolkami, służącymi do wyświetlania wyników pomiarów, bądź do sterowania wirtualnym przyrządem (rys. 1.). Sposób prezentowania danych jest zależny od samego użytkownika, dzięki czemu możliwa jest budowa przejrzystego i łatwego w obsłudze interfejsu użytkownika, przewidzianego pod konkretną funkcję, jaką ma spełniać przygotowana aplikacja. Kontrolki są podzielone na grupy odpowiadające różnym funkcjom, jakie pełnią. W większości przypadków obrazek identyfikujący kontrolkę w dużym stopniu określa jej właściwości. Część kontrolek pełni funkcję regulacyjną (np. przyciski, suwaki, pokrętła, pola edycji wartości), inne pełnią funkcję wizualizacyjną (wskaźniki, zegary, wyświetlacze, wykresy, oscyloskopy). Każdej kontrolce znajdującej się na panelu czołowym są przypisane właściwości odpowiadające za wygląd, działanie i inne parametry charakteryzujące dany obiekt. Zmiana tych właściwości może odbywać się podczas budowania panelu czołowego lub w trakcie działania programu z poziomu kodu programu.



Rys. 1. Przykładowy panel czołowy programu

Etap II tworzenia aplikacji w środowisku LabVIEW polega na przygotowaniu kodu programu w postaci diagramu przepływu danych. W skład takiego diagramu wchodzi bloki odwzorowujące kontrolki z panelu czołowego, bloki reprezentujące procedury i funkcje obliczeniowe oraz połączenia między blokami, symbolizujące przepływ danych w programie (rys. 2.). W odróżnieniu od języków programowania, w których należy napisać kod programu w postaci tekstu, LabVIEW bazuje na programowaniu przepływu danych (*dataflow programming*), gdzie strumień danych determinuje wykonywanie programu. W przypadku diagramu blokowego, będącego graficznym kodem programu, wyróżnia się 3 główne bloki: akwizycję lub generowanie danych, przetwarzanie (analiza) sygnałów i przedstawienie wyników na ekranie komputera (*acquire, analyze and present*).



Rys. 2. Przykładowy kod programu w postaci diagramu blokowego

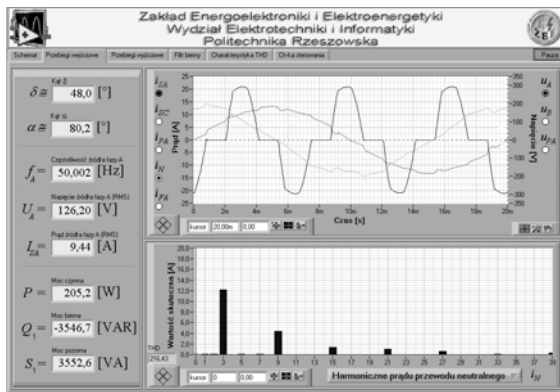
Aby uruchomić program, należy w odpowiedni sposób połączyć ikony obiektów panelu czołowego z elementami odzwierciedlającymi konstrukcje programowe języka graficznego. Podobnie jak w przypadku panelu czołowego, również do budowy diagramu przewidziano specjalną paletę narzędziową, zawierającą elementy programowania, które zostały podzielone na grupy, zależnie od wykonywanej funkcji. Do najważniejszych funkcyj należą: deklaracje zmiennych, pętle, instrukcje warunkowe, operacje matematyczne, operatory logiczne, operacje związane z akwizycją, generowaniem, przetwarzaniem danych, operacje plikowe, funkcje sieciowe i systemu operacyjnego. Kolor i styl linii zależą od reprezentacji danych liczbowych, które uczestniczą w procesie komunikacji poszczególnych elementów programu. Również kształty obiektów, odzwierciedlających kontrolki z panelu czołowego, zależą od rodzaju danych, jakimi operują.

### **3. ANALIZA ZJAWISK ZACHODZĄCYCH W UKŁADACH ENERGOELEKTRONICZNYCH Z WYKORZYSTANIEM PRZYRZĄDÓW WIRTUALNYCH *vi* UTWORZONYCH W ŚRODOWISKU LabVIEW**

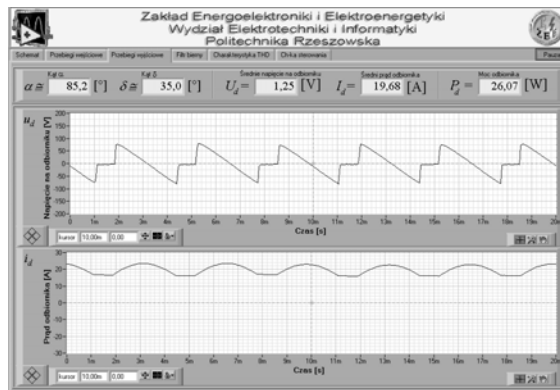
Przykładem przyrządu wirtualnego utworzonego w LabVIEW jest komputerowy system pomiarowy, którego struktura została przedstawiona na rysunku 3. W systemie tym można wyróżnić takie elementy, jak: tory pomiarowe, karta pomiarowa, jednostka centralna, a w niej: odpowiednia platforma sprzętowa oraz oprogramowanie.

Przedstawiony na rys. 3. komputerowy system pomiarowy, oparty na programie LabVIEW, wykorzystano do przeprowadzenia badań laboratoryjnych wybranego układu prostownikowego – trójfazowego tyrystorowego prostownika mostkowego z dwoma dodatkowymi tyrystorami rozładowniczymi 6T+2T. Zrealizowane z wykorzystaniem środowiska LabVIEW stanowisko badawcze prostownika 6T+2T umożliwia pomiar, analizę, archiwizację oraz wizualizację uzyskanych wyników badań eksperymentalnych. Ze względu na szeroki zakres realizowanych zadań pomiarowych, uzyskane wyniki zostały posegregowane i umieszczone na odrębnych polach zakładek programu, których etykiety opisują rodzaj wyników na nich prezentowanych. Na rysunkach 4. i 5. pokazano przykładowe zakładki umożliwiające prezentację wybranych przebiegów napięć i prądów oraz parametrów układu.

Rys. 3. Schemat blokowy wielokanałowego komputerowego systemu pomiarowego, na podstawie [4]

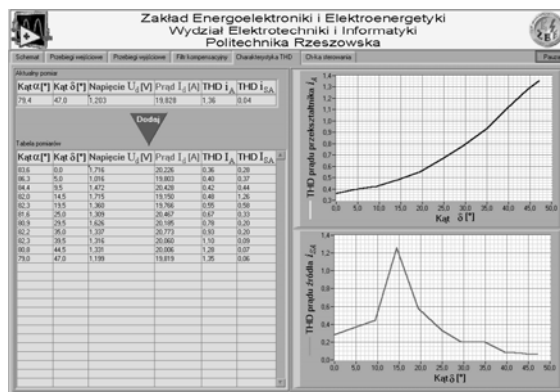


Rys. 4. Wybrane przebiegi i parametry po stronie zasilania w układzie 6T+2T



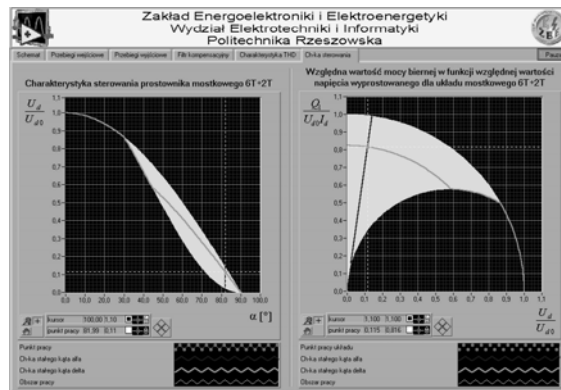
Rys. 5. Wybrane przebiegi i parametry po stronie odbiornika w układzie 6T+2T

Opracowana aplikacja umożliwia określanie na bieżąco wybranych charakterystyk – rys. 6. oraz prezentację wyników pomiarów na tle wyników uzyskanych z analizy teoretycznej z zaznaczeniem aktualnego punktu pracy – rys. 7.



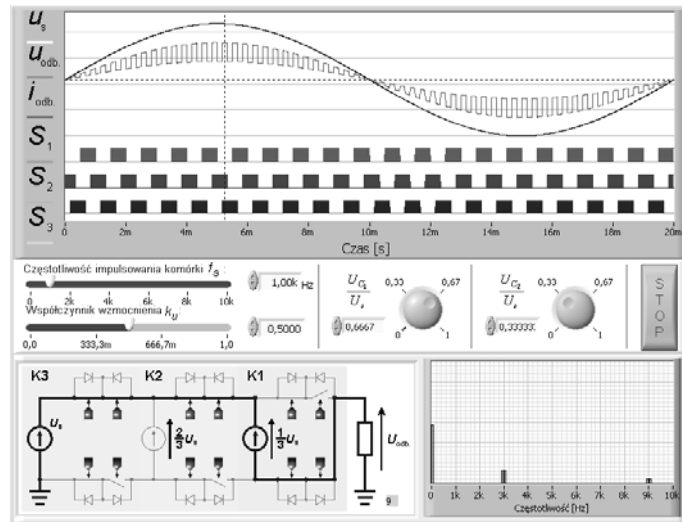
Rys. 6. Przykładowa tabela z wynikami pomiarów oraz charakterystyki wyznaczone w czasie rzeczywistym dla przekształtnika 6T+2T

Rys. 7. Prezentacja aktualnego punktu pracy na tle charakterystyk, będących wynikiem analizy teoretycznej w układzie 6T+2T



#### 4. WIZUALIZACJA ZASADY DZIAŁANIA WYBRANYCH UKŁADÓW ENERGOELEKTRONICZNYCH

Rozwój energoelektroniki wymusza konieczność nauczania topologii oraz mechanizmów działania układów prezentowanych w najnowszej literaturze. Nie zawsze jest możliwe przygotowanie stanowiska laboratoryjnego omawianego układu, bądź ze względów czasowych, bądź finansowych. Układ laboratoryjny można zastąpić przez pokazanie interaktywnej symulacji działania układu. Pokazany na rys. 8. panel czołowy programu dotyczy nowej grupy przekształtników energoelektronicznych – przekształtników wielokomórkowych (*multicell*

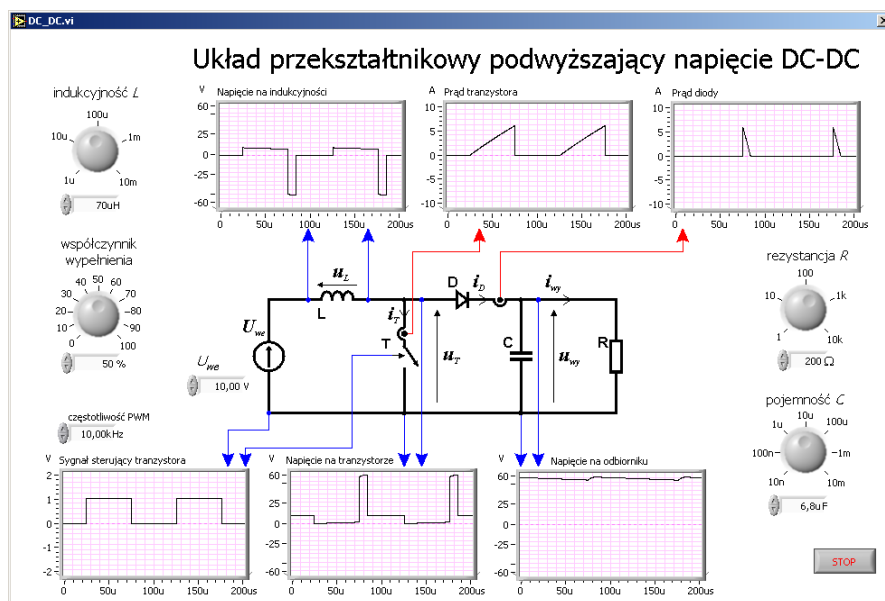


Rys. 8. Wygląd programu służącego wizualizacji działania trójkomórkowego regulatora napięcia przemiennego

converters). Przekształtniki te należą do układów wielopoziomowych z kondensatorowym poziomowaniem napięć (*flying capacitors*). Generowane napięcie wyjściowe powstaje w wyniku wielopoziomowej modulacji szerokości impulsów. Na rysunku 8. przedstawiono program przygotowany w środowisku LabVIEW, ilustrujący sposób generowania napięcia wyjściowego w trójkomórkowym regulatorze napięcia przemiennego oraz analizę składowych częstotliwościowych tego napięcia. Ważną zaletą przygotowanego programu jest możliwość obserwacji drogi przepływu prądu oraz stanów załączenia łączników w układzie w zależności od zaznaczonego punktu na przebiegu [1].

O aplikacje utworzone w LabVIEW, z wizualizacją zasady działania badanych przekształtników, można wzbogacić istniejące stanowiska laboratoryjne. Programy służące wizualizacji zasady działania przekształtników umożliwiają śledzenie drogi przepływu prądów w układzie w zależności od wybranego punktu w układzie. Przygotowane aplikacje spełniają rolę „wirtualnego laboratorium”.

Zaprojektowane aplikacje, służące wizualizacji działania przekształtników, charakteryzują się uproszczeniem w odniesieniu do układu rzeczywistego, ponieważ nie uwzględniają wszystkich zjawisk, jakie zachodzą w rzeczywistym układzie. Podstawową rolą wizualizacji i symulacji, służącą celom dydaktycznym, jest ilustracja wybranych zjawisk i ich opis graficzny. Wówczas badanie układu rzeczywistego ma na celu uzyskanie określonych wyników pomiarów i porównanie ich z wynikami symulacji.



Rys. 9. Panel czołowy programu służącego wizualizacji zasady działania układu podwyższającego napięcie



Przykładowo, dla układu przekształtnikowego DC/DC podwyższającego napięcie zaprojektowano, z wykorzystaniem LabVIEW, aplikację, której panel czołowy pokazano na rys. 9. Przygotowany program umożliwia zestawienie wybranych przebiegów napięć i prądów oraz parametrów układu. Dobór parametrów układu odbywa się przez uruchamianie odpowiednich pokręteł na panelu. Prezentowany panel czołowy umożliwia obserwowanie, w sposób interaktywny, kolejnych stanów układu oraz wpływu parametrów układu na jego pracę. Ustawienie w laboratorium komputera z aplikacjami przygotowanymi w LabVIEW, obok układu rzeczywistego, stwarza możliwość porównania „teorii z praktyką”.

## 5. PODSUMOWANIE

Jest oczywiste, że opracowane aplikacje zrealizowane w środowisku LabVIEW są trudne do „pokazania” w artykule, bowiem ich największą zaletą jest możliwość realizacji dynamicznych zmian w trakcie ich prezentacji. Przydatność tych aplikacji zarówno do analizy, jak i wizualizacji zasady działania układu i wyników badań symulacyjnych jest niezaprzeczalna.

Uniwersalność LabVIEW stwarza okazję do implementacji tego środowiska w innych dziedzinach nauki i techniki, gdzie dotąd program ten nie był wykorzystywany, co zostało pokazane na przykładzie energoelektroniki.

## LITERATURA

- [1] Grad M., Łatka M., *Dobór elementów obwodu rezonansowego w 3-komórkowym regulatorze napięcia przemiennego*, VII Krajowa Konferencja Naukowa „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2005”, t. I, Łódź, 23-25 listopada 2005.
- [2] Łatka M., Grad M., *Stanowisko badawcze trójfazowego tyrystorowego prostownika mostkowego 6T+2T z wykorzystaniem LabVIEW*, Elektrotechnika nr 26, Wybrane zagadnienia elektrotechniki i elektroniki, WZEE 2004, Rzeszów 2004.
- [3] Tłaczała W., *Środowisko LabVIEW w eksperymencie wspomaganym komputerowo*, WNT, Warszawa 2002.
- [4] Winiecki W., Nowak J., Stanik S., *Graficzne zintegrowane środowiska programowe*, MIKOM, Warszawa 2001.
- [5] LabVIEW User Manual, Austin 2000.
- [6] LabVIEW Development Guidelines, Austin 2000.

**THE APPLIANCE OF LABVIEW ENVIRONMENT IN ANALYSIS  
AND VISUALIZATION OF PHYSICAL PHENOMENA IN POWER  
ELECTRONIC SYSTEMS****S u m m a r y**

The paper presents capabilities offering by LabVIEW environment in power electronic. In this fast developing domain of technology, LabVIEW software make possible to implement up-to-date research methods, such as: simulation, analysis, archiving and visualization methods of physical phenomena in simulation and laboratory systems.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*

Jerzy LEWICKI  
Zbigniew KOSTRUBAŁA  
Politechnika Rzeszowska

## **ANALITYCZNY OBRAZ PRZEBIEGÓW ELEKTROMAGNETYCZNYCH W 3-FAZOWYM AUTOTRANSFORMATORZE O POŁĄCZENIU TRÓJKĄTOWYM, ZASILAJĄCYM MOSTKOWY UKŁAD PROSTOWNIKOWY**

W artykule przedstawiono w formie analitycznej sposób obliczania funkcji napięć, prądów i strumieni magnetycznych w 3-fazowym autotransformatorze z uzwojeniami połączonymi w trójkąt, zasilającym 6-cio pulsowy mostkowy układ prostownikowy. Uwzględniono niesinusoidalność i niesymetrie napięć zasilających, niesymetrie prądów i strumieni magnetycznych, a także zlinearyzowany prąd magnesujący.

### **1. WPROWADZENIE**

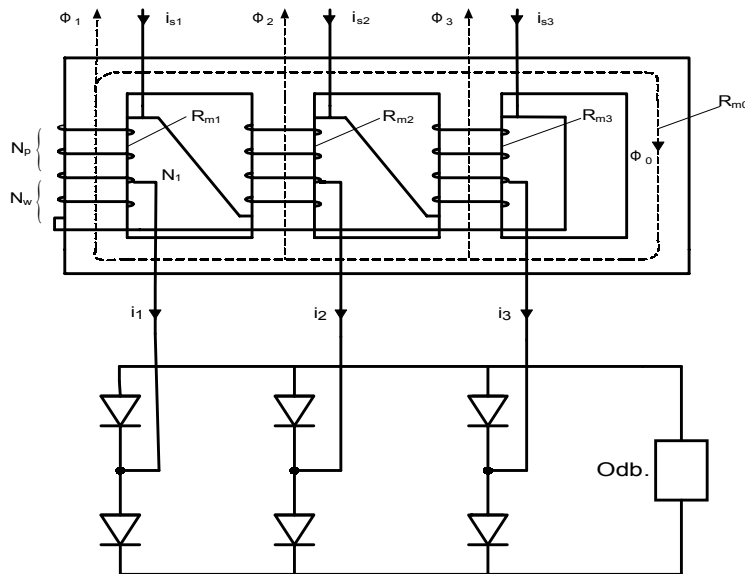
W układach prostownikowych o obniżonej zawartości wyższych harmonicznych w sieciowych prądach zasilających istotną rolę odgrywają autotransformatory z uzwojeniami połączonymi w gwiazdę [3] lub trójkąt.

W autotransformatorze o połączeniu trójkątnym napięcie wyjściowe jest generowane w dwóch częściach uzwojenia „wtórnego”, znajdujących się na dwóch kolumnach rdzenia magnetycznego. Napięcie wyjściowe jest więc sumą dwóch napięć o różnych fazach. W rezultacie regulacja napięcia wyjściowego łączy się ze zmianą jego fazy. Cecha ta nie występuje w autotransformatorach z połączeniem gwiazdowym, gdzie regulacja napięcia odbywa się przy zachowaniu stałego kąta fazowego.

Przedmiotem artykułu jest 3-fazowy autotransformator o połączeniu trójkątnym, zasilający 6-cio pulsowy mostek prostownikowy z idealnymi sterowanymi elementami zaworowymi (rys. 1.). Autotransformator ten można określić jako podstawowy, gdyż nie zawiera dodatkowych uzwojeń.

Celem artykułu jest natomiast:

- Obliczenie i określenie funkcji napięć i prądów we wszystkich uzwojeniach oraz strumieni magnetycznych we wszystkich kolumnach rdzenia i poza rdzeniem, z uwzględnieniem:
  - niesinusoidalności i niesymetrii napięć zasilających autotransformator,
  - niesymetrii prądów i strumieni,
  - przybliżonej wartości podstawowej harmonicznej prądu magnesującego.
- Sformułowanie wniosków, w tym dotyczących wpływu niesymetrii w prądach układu na odkształcenia prądów w autotransformatorze.



Rys. 1. Schemat obwodów magnetycznego i elektrycznego autotransformatora o połączeniu trójkątowym

## 2. ZALEŻNOŚCI MIĘDZY FUNKCJAMI NAPIĘĆ, PRĄDÓW I STRUMIENI MAGNETYCZNYCH W AUTOTRANSFORMATORZE

### Założenia i oznaczenia

Autotransformator jest układem sprzężonych obwodów elektrycznych i magnetycznych (rys. 1.).

Obwód magnetyczny obejmuje 3 kolumny uzwojone, przez które przepływają strumienie magnetyczne  $\Phi_k = \Phi_k(\vartheta)$ , (gdzie  $k = 1, 2, 3$ ,  $\vartheta = \omega t$ ), oraz zastępczą kolumnę nieuzwojoną, przez którą przepływa strumień magnetyczny  $\Phi_0 = \Phi_0(\vartheta)$ , powodowany odkształceniami lub niesymetrią prądów. Strumień ten w autotransformatorze 3-kolumnowym zamyka się poza kolumnami, natomiast w autotransformatorze 5-kolumnowym przez nieuzwojone kolumny boczne. Reluktancje  $R_{mk}$ ,  $k = 1, 2, 3$ , w kolumnach uzwojonych są nieliniowe i zależą od wartości chwilowych strumieni magnetycznych  $\Phi_k(\omega t)$  w kolumnach uzwojonych. Reluktancja  $R_{m0}$  kolumny zastępczej nieuzwojonej może być w ogólnym przypadku nieliniowa i zależna od wartości chwilowej strumienia  $\Phi_0(\omega t)$ .

W każdej kolumnie uzwojonej główny strumień magnetyczny sprzęga się całkowicie z uzwojeniem pierwotnym i wtórnym tej kolumny, pierwotny strumień rozproszenia sprzęga się tylko ze wszystkimi zwojami uzwojenia pierwotnego tej kolumny, a wtórny strumień rozproszenia sprzęga się tylko ze wszystkimi zwojami uzwojenia wtórnego tej kolumny. Obwód elektryczny jest wykonany symetrycznie i jego parametrami są: indukcyjność, rozproszenie uzwojenia pierwotnego  $L_p$ , indukcyjność rozproszenia uzwojenia wtórnego  $L_w$ , indukcyjność sieci zasilającej  $L_s$  oraz analogicznie rezystancje  $R_p$ ,  $R_w$ ,  $R_s$ . Uzwojenie pierwotne ma w każdej kolumnie np.  $N_p$  zwoi, a uzwojenie wtórne  $N_w$  zwoi.

Napięcia zasilające  $e_k = e_k(\vartheta)$  oraz napięcia przewodowe  $v_k = v_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , są funkcjami przemiennymi okresowymi; w ogólnym przypadku odkształconymi i niesymetrycznymi.

Przy oznaczeniu (rys. 2.) prądów pierwotnych jako  $i_{pk} = i_{pk}(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , prądów wtórnych jako  $i_{wk} = i_{wk}(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , prądów wyjściowych (odbiornika) jako  $i_k = i_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , oraz prądów sieciowych  $i_{sk} = i_{sk}(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , jest:

$$i_{wk} = i_k - i_{pk} \quad (1a)$$

$$i_{s1} = i_2 + i_{p1} - i_{p2} \quad (1b)$$

$$i_{s2} = i_3 + i_{p2} - i_{p3} \quad (1c)$$

$$i_{s3} = i_1 + i_{p3} - i_{p1} \quad (1d)$$

Ponadto:

$$N = N_p + N_w \quad (2)$$

oraz

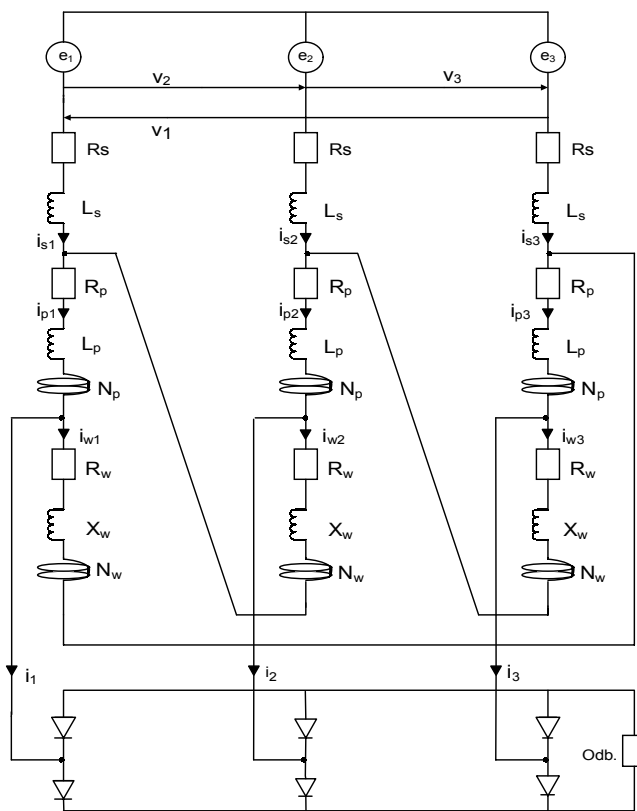
$$\vartheta = \omega t$$

Dla umożliwienia obliczenia przebiegów elektromagnetycznych w postaci analitycznej dokonujemy linearyzacji obwodu magnetycznego autotransformatora, zakładając stałość reluktancji  $R_{mk}$  i  $R_{m0}$  kolumn rdzenia autotransformatora, a więc przyjmując:

$$R_{mk}(\vartheta_k(\vartheta)) = R_{mk} = \text{const} \quad (3a)$$

$$R_{m0}(\vartheta_0(\vartheta)) = R_{m0} = \text{const} \quad (3b)$$

Założenie to jest równoznaczne z przyjęciem prostoliniowej charakterystyki magnesowania i pomijaniem strat w żelazie.



Rys. 2. Schemat obwodu elektrycznego autotransformatora o połączeniu trójkątowym

Z kolei, wyłącznie dla otrzymania czytelnych form wyników, pomijamy:

- niesymetrię obwodu magnetycznego, co wyraża się założeniem równości reluktancji uzwojonych kolumn rdzenia:

$$R_{mk} = R_m = \text{const} \quad (4)$$

- rezystancje uzwojeń pierwotnych  $R_p$  i rezystancje sieci  $R_s$ :

$$R_p = 0, \quad R_s = \text{const} \quad (5)$$

### 3. RÓWNANIA OPISUJĄCE ZWIĄZKI POMIĘDZY PRZEBIEGAMI ELEKTROMAGNETYCZNYMI W AUTOTRANSFORMATORZE

Na podstawie praw Kirchhoffa dla obwodów magnetycznych i elektrycznych związki między przebiegami napięć, prądów i strumieni w rozważanym autotransformatorze, po zlinearyzowaniu jego obwodu magnetycznego wg (3a) i (3b), uwzględnieniu zależności (1a) oraz po eliminacji prądów sieciowych  $i_{sk}$ ,  $k = 1, 2, 3$  według (1b), (1c) i (1d), opisuje następujący zlinearyzowany układ siedmiu równań różniczkowo-algebraicznych:

$$Ni_{p1} - R_m \theta_1 - R_{m0} \theta_0 = N_w i_1 \quad (6a)$$

$$Ni_{p2} - R_m \theta_2 - R_{m0} \theta_0 = N_w i_2 \quad (6b)$$

$$Ni_{p3} - R_m \theta_3 - R_{m0} \theta_0 = N_w i_3 \quad (6c)$$

$$\sum_{k=1}^3 \theta_k = \theta_0 \quad (6d)$$

$$(X_p + X_w + 2X_s) \frac{di_{p1}}{d\vartheta} - X_s \frac{di_{p2}}{d\vartheta} - X_s \frac{di_{p3}}{d\vartheta} + \omega N_1 \frac{d\theta_1}{d\vartheta} = v_1 + (X_w + X_s) \frac{di_1}{d\vartheta} - X_s \frac{di_2}{d\vartheta} \quad (6e)$$

$$-X_s \frac{di_{p1}}{d\vartheta} + (X_p + X_w + 2X_s) \frac{di_{p2}}{d\vartheta} - X_s \frac{di_{p3}}{d\vartheta} + \omega N_1 \frac{d\theta_2}{d\vartheta} = v_2 - X_s \frac{di_3}{d\vartheta} + (X_w + X_s) \frac{di_2}{d\vartheta} \quad (6f)$$

$$(X_p + X_w) \frac{d}{d\vartheta} (i_{p1} + i_{p2} + i_{p3}) + \omega N_1 \frac{d}{d\vartheta} (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) = X_w \frac{d}{d\vartheta} (i_1 + i_2 + i_3) \quad (6g)$$

W podanym układzie jako funkcje znane (zdefiniowane) zakładamy:

- przebiegi napięć przewodowych zasilających autotransformator  $v_k$ ,  $k = 1, 2, 3$ ,
- przebiegi prądów wyjściowych (rys. 2.)  $i_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , przy czym

$$\sum_{k=1}^3 i_k = 0 \dots (6g')$$

Funkcjami szukanymi są:

- przebiegi prądów pierwotnych  $i_{pk}(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ ,
- przebiegi strumieni magnetycznych  $\Phi_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , oraz  $\Phi_0(\vartheta)$ .

#### 4. ROZWIĄZANIE UKŁADU RÓWNAŃ

W rezultacie rozwiązania oznaczonego układu równań (6a)-(6g) otrzymuje się dla stanów ustalonych funkcje prądów pierwotnych i strumieni magnetycznych autotransformatora w zależności od przebiegów prądów wyjściowych  $i_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , oraz napięć zasilających  $v_k$ ,  $k = 1, 2, 3$ .

##### Prądy pierwotne fazowe $i_{pk}(\vartheta)$ , $k = 1, 2, 3$

Otrzymany zapis funkcji prądów pierwotnych (rys. 2.) ma postać :

$$i_{p1}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_1 i_1(\vartheta) + W_2 i_2(\vartheta) + W_3 i_3(\vartheta) + B_1 \quad (7a)$$

$$i_{p2}(\vartheta) = W_0 V_2(\vartheta) + W_3 i_1(\vartheta) + W_1 i_2(\vartheta) + W_2 i_3(\vartheta) + B_2 \quad (7b)$$

$$i_{p3}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_2 i_1(\vartheta) + W_3 i_2(\vartheta) + W_1 i_3(\vartheta) + B_3 \quad (7c)$$

gdzie:  $V_k(\vartheta) = \int v_k(\vartheta) d\vartheta$  – całka nieoznaczona napięcia zasilania  $V_k(\vartheta)$  bez stałej całkowania,  $k = 1, 2, 3$ ,

$B_k$  – stała całkowania w układzie równań (6a)-(6g),

$W_k = W_k(R_m, R_{m0}, X_s, X_p, X_w, N_p, N_w)$  – współczynniki będące funkcjami wymiernymi, utworzonymi z uwzględnianych parametrów układu.

$$W_0 = W_0(R_m, R_{m0}, X_s, X_p, X_w, N_p, N_w) \quad (8)$$

Obliczenie stałej całkowania opiera się na uwzględnieniu braku składowej stałej w prądzie  $i_{pk}(\vartheta)$  w stanie jałowym (tj. w prądzie magnesującym). Stąd wg (7) przy  $i_k(\vartheta) = 0$ ,  $k = 1, 2, 3$ :



$$i_{pk}(\vartheta) = W_0 V_k(\vartheta) + B_k = 0, \quad k = 1, 2, 3 \quad (9a)$$

Ponieważ:  $V_k(\vartheta) = \text{var}$  oraz  $i_{pk}(0) = i_{pk\text{magn}} = \text{var}$ , to warunek (9a) jest spełniony, jeżeli:

$$B_k = 0, \quad k = 1, 2, 3 \quad (9b)$$

Funkcje prądów pierwotnych mają więc postać:

$$i_{p1}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_1 i_1(\vartheta) + W_2 i_2(\vartheta) + W_3 i_3(\vartheta) \quad (10a)$$

$$i_{p2}(\vartheta) = W_0 V_2(\vartheta) + W_3 i_1(\vartheta) + W_1 i_2(\vartheta) + W_2 i_3(\vartheta) \quad (10b)$$

$$i_{p3}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_2 i_1(\vartheta) + W_3 i_2(\vartheta) + W_1 i_3(\vartheta) \quad (10c)$$

W wyrażeniach (10a)-(10c) składnik  $W_0 V_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , zależny wyłącznie od napięć zasilających (będących funkcjami przemiennymi), stanowi zlinearyzowany prąd magnesujący  $i_{mk}(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ :

$$i_{mk}(\vartheta) = W_0 V_k(\vartheta), \quad k = 1, 2, 3 \quad (11)$$

Pozostałe składniki wyrażeń (10a)-(10c) są zależne wyłącznie od prądów obciążenia  $i_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ , autotransformatora. Funkcje tych prądów (spełniających warunek okresowości) mogą zawierać składowe stałe oraz harmoniczne dowolnego rzędu tylko w niesymetrycznych stanach pracy układu mostkowego. Zapisując:

$$i_k(\vartheta) = i_{zmk} + \bar{I}_k, \quad k = 1, 2, 3 \quad (12)$$

gdzie:  $i_{zmk}$  – składowa zmienna w k-tym prądzie obciążenia,

$\bar{I}_k$  – składowa stała w k-tym prądzie obciążenia,

po uwzględnieniu (12) ogólne wyrażenia (10a)-(10c) można przedstawić w postaci:

$$i_{p1}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_1 i_{zm1}(\vartheta) + W_2 i_{zm2}(\vartheta) + W_3 i_{zm3}(\vartheta) + W_1 \bar{I}_1 + W_2 \bar{I}_2 + W_3 \bar{I}_3 \quad (13a)$$

$$i_{p2}(\vartheta) = W_0 V_2(\vartheta) + W_3 i_{zm1}(\vartheta) + W_1 i_{zm2}(\vartheta) + W_2 i_{zm3}(\vartheta) + W_3 \bar{I}_1 + W_1 \bar{I}_2 + W_2 \bar{I}_3 \quad (13b)$$

$$i_{p3}(\vartheta) = W_0 V_1(\vartheta) + W_2 i_{zm1}(\vartheta) + W_3 i_{zm2}(\vartheta) + W_1 i_{zm3}(\vartheta) + W_2 \bar{I}_1 + W_3 \bar{I}_2 + W_1 \bar{I}_3 \quad (13c)$$

Jak wynika z wyrażeń (13a)-(13c), jeżeli:

$$W_1 \bar{I}_k + W_2 \bar{I}_{k+1} + W_3 \bar{I}_{k+2} \neq 0, \quad k = 1, 2, 3 \quad (14)$$

$k$  zmienia się cyklicznie, to wówczas składowe stałe prądu obciążenia  $i_k(\vartheta)$  występują w prądach pierwotnych autotransformatora. W symetrycznych stacjach prądu układu mostkowego warunek (12) nie może być spełniony.

### Strumienie magnetyczne

Z rozwiązania układu równań (6a)-(6g):

- Strumień magnetyczny  $\Phi_0(\vartheta)$  zamykający się poza kolumnami uzwojonymi

$$\Phi_0(\vartheta) = G_0 \cdot \sum_{k=1}^3 i_k(\vartheta) \quad (15)$$

gdzie podobnie jak w przypadku (8):

$$G_0 = G_0(R_{m'}, R_{m0}, X_s', X_p', X_w', N_p', N_w) \quad (16a)$$

Ponieważ w układzie mostkowym:

$$\sum_{k=1}^3 i_k(\vartheta) = 0 \quad (16b)$$

stąd w rozważanym układzie zawsze  $\Phi_0(\vartheta) = 0$ .

- Strumienie magnetyczne w kolumnach uzwojonych  
Na podstawie rozwiązania układu równań (6a)-(6g):

$$\Phi_1(\vartheta) = F_0 \cdot V_1 + F_1 \cdot i_1(\vartheta) + F_2 \cdot i_2(\vartheta) + F_3 \cdot i_3(\vartheta) \quad (17a)$$

$$\Phi_2(\vartheta) = F_0 \cdot V_2 + F_3 \cdot i_1(\vartheta) + F_1 \cdot i_2(\vartheta) + F_2 \cdot i_3(\vartheta) \quad (17b)$$

$$\Phi_3(\vartheta) = F_0 \cdot V_3 + F_2 \cdot i_1(\vartheta) + F_3 \cdot i_2(\vartheta) + F_1 \cdot i_3(\vartheta) \quad (17c)$$

gdzie podobnie jak w przypadku (8):

$$F_k = F_k(R_m, R_{m0}, X_s, X_p, X_w, N_p, N_w), k = 0, 1, 2, 3 \quad (17d)$$

Ponieważ w prądach obciążenia  $i_k(\vartheta)$  w stanach niesymetrycznych mogą wystąpić składowe stałe oraz harmoniczne dowolnych rzędów, dlatego wg (17a)-(17c) składowe stałe i harmoniczne dowolnych rzędów mogą wystąpić w strumieniach kolumn uzwojonych  $\Phi_k(\vartheta)$ ,  $k = 1, 2, 3$ .

## 5. WNIOSKI

1. Przy założeniu liniowości obwodu magnetycznego autotransformatora można określić w postaci analitycznej zależności pomiędzy występującymi tam przebiegami elektromagnetycznymi. Pozwala to m.in. na badanie stanów pracy autotransformatora zasilającego nieliniowy odbiornik, z uwzględnieniem niesymetrii prądów, niesymetrii i odkształceń napięć zasilających i zlinearyzowanego prądu magnesującego.
2. Przy niesymetrii prądów obciążenia  $i_k(\vartheta)$  w prądach pierwotnych autotransformatora mogą wystąpić składowe stałe oraz harmoniczne dowolnych rzędów. Przy symetrii prądów obciążenia w prądach pierwotnych nie występują składowe stałe ani harmoniczne rzędu 3-go.
3. W autotransformatorach zasilających prostownikowe układy mostkowe nie występuje w żadnym stanie pracy strumień  $\Phi_0(\vartheta)$  zamykający się poza kolumnami uzwojonymi rdzenia. W stanach niesymetrii prądów wtórnych w strumieniach  $\Phi_k(\vartheta)$  kolumn uzwojonych mogą wystąpić składowe stałe oraz harmoniczne dodatkowych rzędów, natomiast w stanach symetrii składowe stałe ani harmoniczne rzędu 3-go w strumieniach kolumnowych nie występują.
4. W konsekwencji przyjętych założeń (a zwłaszcza założenia linearyzacji) otrzymane zapisy funkcji nie uwzględniają wszystkich parametrów i zjawisk, w tym strat mocy i in.

## LITERATURA

- [1] Depenbrock M., *A New 18-pulse rectifier circuit with line-side interphase transformer and nearly sinusoidal line currents*, IAS, 1990.
- [2] Jezierski E., *Transformatory*, WNT, Warszawa 1983.
- [3] Lewicki J., *Zlinearyzowany model prądowo-strumieniowy transformatorów zasilających przekształtniki o komutacji naturalnej*, Wyd. Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 1994.
- [4] Mysiak P., *Przekształtnik wielopulsowy o wyjściu stałoprądowym w warunkach zasilania z sieci automatycznej*, rozprawa doktorska, 1995.
- [5] Paice Derek A., *Power Electronic Converter Harmonics*, IEEE Press, 1996.

- [6] Paice Derek A., Harbor P., *Optimized 18-pulse type AC/DC, or DC/AC, converter system*, US Patent, 1992.
- [7] Piróg St., *Energoelektronika – negatywne oddziaływanie układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczenia*, Uczelniane Wydawnictwo AGH, Kraków 1998.
- [8] Plewako J., *Optimise 18-pulse type AC/DC, converter system*, Electrical Drives and Power Electronics EDPE, 1999.
- [9] Posiewała W., *Układy prostowników wielopulsowych o niskiej zawartości wyższych harmonicznych zasilanie z autotransformatorów*, rozprawa doktorska, 2000.
- [10] Tunia H., Winiarski B., *Energoelektronika*, WNT, Warszawa 1994.
- [11] Tunia H., Winiarski B., Barlik R., *Teoria przekształtników*, Wydawnictwo Politechniki Warszawskiej, 1992

### **ANALYTICAL IMAGE OF ELECTROMAGNETIC FUNCTIONS IN 3-PHASE AUTOTRANSFORMER CONNECTED IN TRIANGLE, SUPPLYING A BRIDGE RECTIFIER**

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

The article presents in analytical form the determination of functions of voltages, currents and magnetic fluxes in 3-phase autotransformer with windings in triangle system which is characterized by linearized magnetic circuit and which supply a nonlinear power electronic system. Distortions and asymmetry of supplying voltages, asymmetry of currents and magnetic fluxes, as well as linearized magnetizing current, were taken into consideration (Electromagnetic functions in autotransformer supplying a rectifier system).

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*

Janina RZAŚA

Politechnika Rzeszowska

## PRZEKSZTAŁTNIK MATRYCOWY JAKO GENERATOR MOCY BIERNEJ W SIECI ELEKTROENERGETYCZNEJ

Artykuł składa się dwóch części. Opracowana na podstawie literatury część teoretyczna dotyczy kompensacji równoległej i jej roli w zapewnieniu stabilnej pracy systemu energetycznego. Część druga jest analizą możliwości zastosowania przekształtnika matrycowego jako generatora mocy biernej. Przedstawiono wyniki symulacji pracy układu przekształtnika matrycowego w konfiguracji ze zdwajaniem mocy biernej.

### WPROWADZENIE

Wykorzystanie pełnych możliwości transmisyjnych systemu energetycznego wymaga stosowania sterowania przepływem mocy czynnej i biernej. Istnieje szerokie zastosowanie mikroelektroniki, komputerów i szybkiej komunikacji w urządzeniach zabezpieczających; jednakże gdy sygnały sterujące są przesyłane do obwodów mocy, gdzie odbywa się końcowa operacja sterowania mocą, urządzenia przełączające są mechaniczne, co wiąże się z małą szybkością działania. Innym problemem z urządzeniami mechanicznymi jest to, że przełączanie nie może być inicjowane często, ponieważ urządzenia mechaniczne mają tendencję do zużywania się. Przełączanie mechaniczne musi być uzupełnione o szybką odpowiedź energoelektroniki. Alternatywą jest zastosowanie elementów półprzewodnikowych mocy w postaci urządzeń realizujących technologię FACTS (*Flexible AC Transmission System*), [2]. Urządzenie FACTS nie jest pojedynczym sterownikiem dużej mocy, ale zestawem sterowników, które mogą być zastosowane indywidualnie lub w koordynacji z innymi do sterowania parametrami, które rządzą działaniem systemu transmisyjnego, w tym: szeregową impedancją, impedancją równoległą, prądem, napięciem, kątem fazowym i tłumieniem oscylacji oraz zmianami częstotliwości poniżej częstotliwości znamionowej. Zastosowanie technologii FACTS umożliwia linii ac przenoszenie mocy na poziomie wyznaczonym przez jej termiczne dane znamionowe. Należy podkreślić, że FACTS jest jedną z możliwych technologii i nie zastępuje całkowicie zaworów mechanicznych.

## 1. Sterowanie przepływem mocy w linii przesyłowej

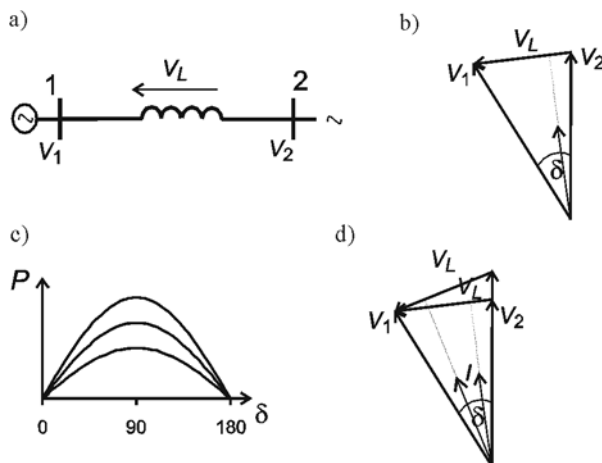
### 1.1. Parametry linii decydujące o jej zdolności transmisyjnej

Możliwości transmisyjne linii ac wynikają z trzech rodzajów ograniczeń: termicznych, dielektrycznych i wymagań zachowania stabilności systemu elektroenergetycznego. W kontekście stabilności pracy systemu, przesyłana moc jest związana z impedancją linii, a szczególnie jej reaktancją indukcyjną, gdyż rezystancja linii w przeważającej liczbie przypadków jest o rząd wielkości mniejsza od reaktancji. Transmitowana moc czynna (1) jest więc funkcją reaktancji indukcyjnej linii  $X$ , napięć  $V_1$  i  $V_2$  odpowiednio na początku i na końcu linii oraz kąta  $\delta$  pomiędzy wskazami tych napięć. Przy założeniu bezstratnej linii moc czynna jest taka sama na jej początku i końcu, czyli w węzle 1 i 2. Moc bierna na początku i końcu linii wyrażona jest odpowiednio wzorami (2) i (3).

$$P = V_1(V_2 \sin \delta) / X \quad (1)$$

$$Q_1 = V_1(V_1 - V_2 \cos \delta) / X \quad (2)$$

$$Q_2 = V_2(V_2 - V_1 \cos \delta) / X \quad (3)$$



Rys. 1. Linia ac łącząca dwie podstacje systemu energetycznego (a), wykres wskazowy napięć w węzłach linii i prądu oraz napięcia na reaktancji linii (b), (d), moc czynna w linii dla różnych wartości reaktancji linii (c)

Zmiana wartości poszczególnych parametrów figurujących we wzorze (1) zapewnia sterowanie możliwą do przesłania mocą czynną w linii. Dla przykładu zwiększenie lub zmniejszenie wartości reaktancji linii  $X$  będzie zwiększać lub zmniejszać wysokość krzywej mocy czynnej na rysunku 1c.

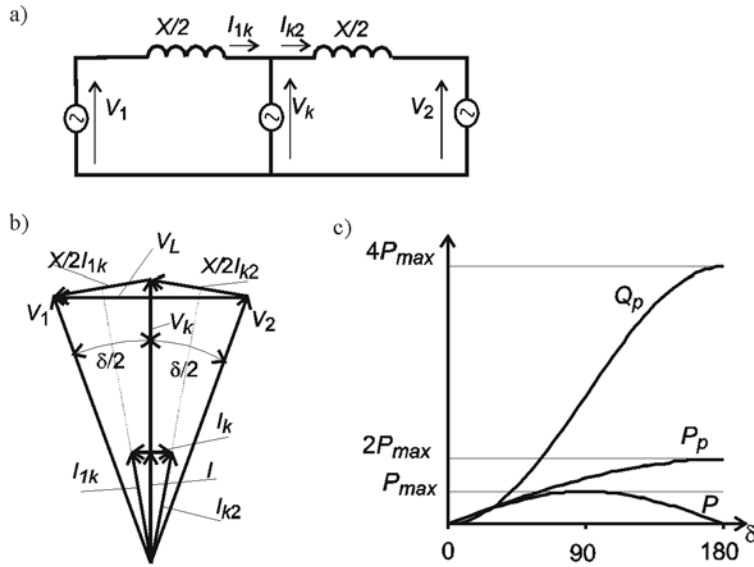
Przepływ prądu, a więc mocy może być także kontrolowany przez regulację amplitudy napięć  $V_1$  i  $V_2$ , co jest realizowane przez zastosowanie kompensacji równoległej. Jednakże, ze zmianą amplitudy  $V_1$  lub  $V_2$  moduł wskazu straty napięcia:  $V_L = V_1 - V_2$  nie zmienia się tak bardzo jak jego faza, czyli zarazem faza prądu  $I$  linii (rys. 1d). Znaczy to, że regulacja napięć  $V_1$  lub  $V_2$  w celu zwiększenia przepływu mocy czynnej musi pociągać za sobą dostarczanie mocy biernej.

Przepływ prądu, a więc przepływ mocy, może także być zmieniany przez wstrzykiwanie napięcia szeregowo z linią. Jeśli wstrzykiwane napięcie jest prostopadłe do prądu linii (czyli jest w przybliżeniu w fazie ze stratą napięcia  $V_L$ ), to bezpośrednio wpływa na amplitudę płynącego prądu i przy małym kącie wpływa znacznie na przepływ mocy czynnej. W ogólnym przypadku, napięcie wstrzykiwane szeregowo może być wskazem o zmiennej amplitudzie i fazie względem napięcia linii, przy czym zmieniając amplitudę i kąt fazowy wstrzykiwanego szeregowo napięcia, można zmieniać zarówno przepływ prądu biernego, jak i czynnego.

## 1.2. Wymagania stawiane przed kompensacją równoległą

Kompensacja równoległa ma za zadanie podwyższanie napięcia linii w punkcie przyłączenia kompensatora. Idealny kompensator równoległy jest źródłem napięciowym, dostarczającym do linii składową bierną prądu. W przypadku linii jednogalęziowej, łączącej dwie podstacje systemu energetycznego, kompensator równoległy jest przyłączony w jej punkcie środkowym, a w przypadku linii promieniowej zasilającej odbiór – na jej końcu.

Rysunek 2. wyjaśnia zasadę kompensacji równoległej poprawiającej rozkład napięcia na linii jednogalęziowej, łączącej dwa węzły systemu o tych samych wartościach napięć (moduły wskazów  $V_1 = V_2 = V_k = V$ ). W przypadku takiej linii, najbardziej odpowiednim punktem przyłączenia kompensatora jest punkt środkowy, dzielący jej długość, a więc jej reaktancję podłużną, na połowę. Jest to punkt, w którym w linii nieskompensowanej występuje największe obniżenie napięcia, spowodowane spadkiem napięcia na reaktancji indukcyjnej linii (rys. 2a). Amplituda napięcia źródła kompensującego  $V_k$  powinna być równa żądanej wartości napięcia w danym punkcie, a wskaz napięcia powinien być prostopadły do wskazu  $V_L$  straty napięcia w linii nieskompensowanej i być w fazie ze wskazem  $I$  prądu linii (rys. 2b).



Rys. 2. Schemat zastępczy kompensowanej linii (a), wykres wskazowy napięć i prądów (b), moc czynna przed i po kompensacji oraz dostarczana moc bierna (c)

Po włączeniu źródła kompensującego, w linii płynie prąd  $I_{1k}$  od węzła 1 do punktu włączenia kompensatora oraz prąd  $I_{k2}$  – od punktu włączenia kompensatora do węzła 2. Prądy te są sumą prądu  $I$  odpowiadającego przesyłanej mocy czynnej  $P$  oraz prądu kompensatora  $I_k$ , który jest prądem biernym. Strata napięcia na podzielonej reaktancji sieci jest teraz sumą napięć, które na wykresie wskazowym są prostopadłe do odpowiadających im wskazów prądów  $I_{1k}$  i  $I_{k2}$ . Największy spadek napięcia linii przypada teraz w połowie odległości od każdego z końców linii do punktu środkowego i jest mniejszy niż przed kompensacją. Maksymalna moc czynna (4), jaka może być przesłana przez linię z kompensacją równoległą w punkcie środkowym, jest dwukrotnie wyższa (rys. 2c) niż w przypadku linii bez takiej kompensacji. Jest to związane z koniecznością dostarczenia przez kompensator składowej biernej prądu  $I_k$ , czyli mocy biernej (5).

$$P = 2 \frac{V^2}{X} \sin \frac{\delta}{2} \quad (4)$$

$$Q = \frac{4V^2}{X} \left( 1 - \cos \frac{\delta}{2} \right) \quad (5)$$



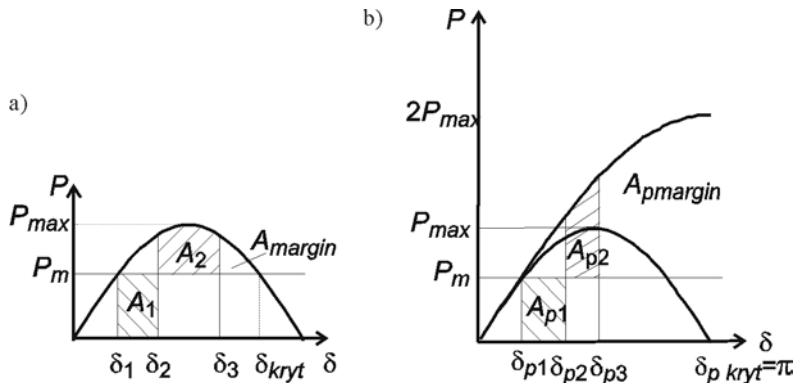
Koncepcja polegająca na segmentacji linii transmisyjnej może być rozszerzona do zastosowania wielu kompensatorów ulokowanych w równych odstępach na linii, w celu osiągnięcia bardziej równomiernego rozkładu napięcia na całej jej długości. Teoretycznie, przesyłana moc czynna powinna się podwajać przy każdym podwajaniu liczby segmentów.

W przypadku linii promieniowej, zasilającej odbiornik pasywny, największy spadek napięcia oraz wahania napięcia wynikające ze zmian obciążenia występują na jej końcu, w miejscu przyłączenia odbiornika. Zastosowanie kompensacji równoległej w tym punkcie sieci ma za zadanie regulowanie napięcia w odpowiedzi na zmiany obciążenia oraz zapewnienie stabilności napięciowej przy zmianach charakteru obciążenia.

Kompensacja równoległa, z właściwym i szybkim sterowaniem, umożliwia zmiany przepływu mocy w systemie podczas i po dynamicznych zakłóceniach, zwiększając limit stabilności przejściowej i zapewniając tłumienie oscylacji. Przejściowa stabilność na danym poziomie transmitowanej mocy i czas likwidacji uszkodzenia są determinowane przez charakterystykę  $P$  w funkcji  $\delta$ . Potencjalna skuteczność kompensacji równoległej w zakresie poprawienia stabilności przejściowej może być wygodnie oceniona za pomocą kryterium równości pól (*equal area criterion* [2]) na wykresie  $P = f(\delta)$ , co pokrótce zostało wyjaśnione na rys. 3.

Wykres  $P = f(\delta)$  na rys. 3a przedstawia zdolność przesyłową linii jednofazowej bez kompensacji równoległej, natomiast wykres na rysunku 3b dotyczy tej samej linii z zastosowaniem kompensacji równoległej. Rozważane jest tu zaistnienie zaburzenia, po którym linia jest wyłączana na czas potrzebny do jego usunięcia. Przed zaistnieniem zaburzenia obydwa systemy transmitują moc  $P_m$  (indeks  $m$  oznacza „mechaniczna”) odpowiednio przy kącie  $\delta_1$  i  $\delta_{p1}$ . Podczas uszkodzenia transmitowana moc elektryczna spada do zera, podczas gdy mechaniczna moc wejściowa do generatora pozostaje stała, równa  $P_m$ . W takiej sytuacji generator zasilający przyspiesza, a kąt przesyłu mocy rośnie od ustalonej wartości  $\delta_1$  i  $\delta_{p1}$  do wartości, odpowiednio,  $\delta_2$  i  $\delta_{p2}$ , kiedy uszkodzenie jest likwidowane. Energie przyspieszenia, reprezentowane przez pola  $A_1$  i  $A_{p1}$ , są absorbowane przez generator zasilający. Po usunięciu uszkodzenia transmitowana moc elektryczna przekracza mechaniczną moc wejściową i generator zasilający zwalnia, jednakże kąt  $\delta$  nadal rośnie z powodu energii kinetycznej, zgromadzonej w maszynie. Maksymalnie kąt przesyłu mocy osiąga wartość  $\delta_3$  w linii nieskompensowanej i  $\delta_{p3}$  w linii z kompensacją równoległą, gdzie energia zwalniania, reprezentowana przez pole  $A_2$  i pole  $A_{p2}$ , staje się równa energii przyspieszenia reprezentowanej przez pole  $A_1$  i pole  $A_{p1}$ . Pola  $A_{margin}$  i  $A_{pmargin}$  pomiędzy krzywą  $P = f(\delta)$  i linią stałej mocy  $P_m$  w przedziałach definiowanych odpowiednio przez kąty  $\delta_3$  i  $\delta_{kryt}$  oraz  $\delta_{p3}$  i  $\delta_{pkryt}$  określają margines przejściowej stabilności i reprezentują niewykorzystaną, ale dostępną energię zwalniania generatora zasilającego. Należy zauważyć, że krytyczna wartość kąta przesyłu

mocy dla linii skompensowanej wynosi  $\delta_{pkryt} = \pi$  i jest większa niż wartość  $\delta_{pkryt}$  dla linii nieskompensowanej.



Rys. 3. Marginesy stabilności przejściowej systemu: a) w linii nieskompensowanej, b) w linii z kompensacją równoległą

Dostarczanie mocy biernej przez kompensator równoległy ma jeszcze dodatkowy cel, polegający na tłumieniu oscylacji kąta przesyłu mocy, a więc oscylacji samej mocy czynnej, wynikający z niewielkich zaburzeń występujących w sieci przesyłowej. Wymaga to oczywiście zastosowania sterowania generowaną mocą bierną kompensatora w odpowiedzi na zmiany przesyłanej mocy czynnej, wynikające z oscylacji kąta  $\delta$  generatora zasilającego. Tak więc, kiedy rotacyjnie oscylujący generator przyspiesza i kąt  $\delta$  rośnie ( $d\delta/dt > 0$ ), transmitowana moc elektryczna musi być zwiększona, by kompensować nadwyżkę mechanicznej mocy wejściowej. Odwrotnie, kiedy generator zwalnia i kąt  $\delta$  maleje ( $d\delta/dt < 0$ ), moc elektryczna musi być zmniejszona, by równoważyć niewystarczającą mechaniczną moc wejściową. Napięcie wyjściowe kompensatora zwiększa napięcie punktu przyłączenia, kiedy  $d\delta/dt > 0$  i zmniejsza to napięcie, kiedy  $d\delta/dt < 0$ .

## 2. PRZEKSZTAŁTNIK MATRYCOWY JAKO GENERATOR MOCY BIERNEJ

Funkcjonalnie, z punktu widzenia generowania mocy biernej, działanie układów przekształtnikowych jest podobne do działania idealnej maszyny synchronicznej, której wyjściowa moc bierna jest zmieniana przez zmianę wzbudzenia. Podobnie jak w mechanicznie obciążonej maszynie, przekształtniki

energoelektroniczne mogą także wymieniać moc czynną z systemem zasilającym.

Przekształtnik jako idealny kompensator mocy biernej dostarcza tylko moc bierną, więc jego napięcie wyjściowe jest sterowane tak, by było w fazie z napięciem linii ac, a wejściowa moc czynna była równa zero. Generowanie mocy biernej przez przekształtnik polega na łączeniu trzech zacisków ac w taki sposób, że prądy bierne mogą swobodnie płynąć pomiędzy nimi. Patrząc na to z zacisków linii zasilającej, można powiedzieć, że przekształtnik ustanawia cyrkulację prądu płynącego pomiędzy fazami z zerową wymianą mocy chwilowej.

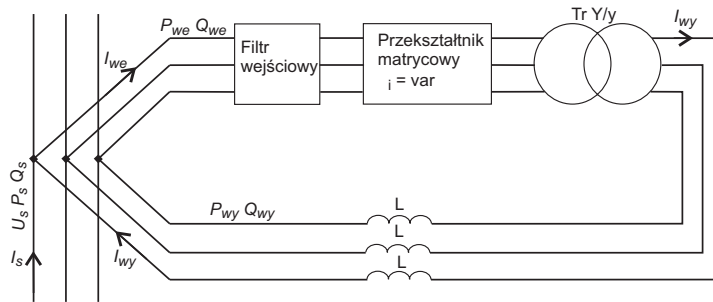
Sterowalna moc bierna może być generowana za pomocą wszystkich typów przekształtników dc/ac i ac/ac. W praktyce jednak są stosowane przekształtniki dc/ac, a dokładnie – układy zasilane napięciowo. Zaletą tych układów, istotną dla zastosowania w energetyce, jest możliwość zastosowania tranzystorów IGBT o stosunkowo wysokich parametrach napięciowych i prądowych, rozwój konstrukcji wielopoziomowych tych układów, poprawiającej kształt przebiegów wyjściowych, oraz wykorzystanie indukcyjności transformatora sprzęgającego jako filtra prądu.

Zastosowanie przekształtników ac/ac, w tym głównie przekształtnika matrycowego, wymaga dopracowania konstrukcji wielopoziomowej, a przede wszystkim postępu technologicznego w zakresie wytwarzania zintegrowanych modułów mocy zawierających układy dwukierunkowych elementów przełączających. W chwili obecnej moduły takie są produkowane dla potrzeb ośrodków badawczych. Przykładem jest moduł mocy FM35R12KE3, zawierający dziewięć dwukierunkowych półprzewodnikowych łączników mocy o parametrach: 35 A, 1200 V, produkcji EUPEC. Innym przykładem jest najnowsza informacja [3] o produkcji rynkowej modułów SML150MAT06 i SML150MAT12 firmy SEMELAB, przy czym moduły te zawierają po trzy dwukierunkowe łączniki. Deklarowane parametry, decydujące o mocy przekształtnika, to: 300 A, 600 V i 100 A, 1200 V.

Zastosowanie przekształtnika matrycowego w miejsce falownika napięcia wydaje się być korzystniejsze ze względu na to, że jego działanie nie wymaga zastosowania elementu gromadzącego energię, jakim jest kondensator dc. Następnym atutem przekształtnika matrycowego jest możliwość przyłączenia do sieci ac, zarówno wejścia, jak i wyjścia. Pozwala to na wykorzystanie przekształtnika matrycowego w kompensacji równoległej i szeregowej, a przede wszystkim w kompensacji szeregowo-równoległej, która pozwala na regulację przepływu mocy w najbardziej uniwersalny sposób.

W kompensacji równoległej, jako generator mocy biernej, przekształtnik matrycowy jest proponowany w układzie ze zdwajaniem mocy biernej (rys. 4.). Układ ten jest analogiczny do układu bezpośredniego przemiennika częstotliwości UFC ze zdwajaniem mocy biernej, omawianego w [1] w latach siedemdziesiątych ubiegłego wieku. Z założenia, przekształtnik matrycowy jest bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości sterowanym z zastosowaniem modulacji

szerokości impulsów. Zasilany jest napięciem przemiennym i współpracuje z odbiornikiem o charakterze indukcyjnym. Koncepcja wykorzystania prze-miennika częstotliwości w kompensacji równoległej opiera się na możliwości realizacji sterowania dwukierunkowymi łącznikami przekształtnika, w sposób pozwalający na regulację wejściowego kąta przesunięcia fazowego podstawowej harmonicznej prądu fazowego względem odpowiedniego napięcia zasilającego. Na wejściu przekształtnika matrycowego może być uzyskiwane zarówno indukcyjne, jak i pojemnościowe przesunięcie fazowe prądu względem napięcia zasilającego. Jednocześnie, przy założeniu, że przekształtnik pracuje z częstotliwością wyjściową równą częstotliwości zasilania, jest możliwe przyłączenie do tej samej sieci zasilającej zacisków wyjściowych. Wyjście przekształtnika jest wówczas dla sieci źródłem mocy bierniej indukcyjnej pod warunkiem, że jest ona odbiornikiem mocy, czyli napięcie wyjściowe przekształtnika matrycowego jest wyższe od napięcia sieci. Regulacja amplitudy napięcia wyjściowego pozwala na sterowanie dostarczaną mocą bierną. Moc bierna sieci jest równa sumie mocy wejściowej i wyjściowej przekształtnika.

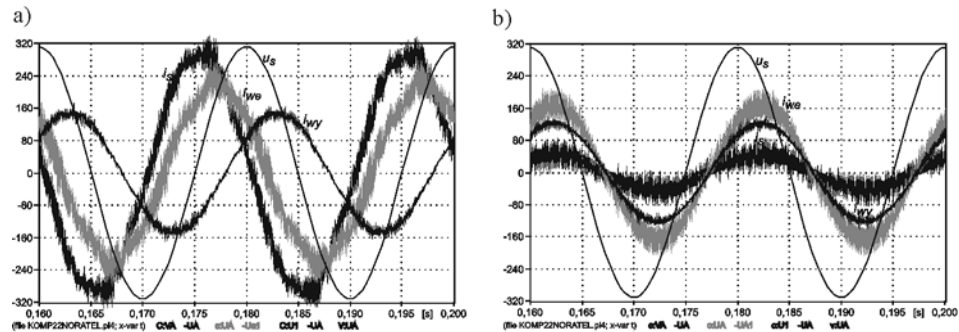


Rys. 4. Schemat przekształtnika matrycowego w układzie ze zdwajaniem mocy biernej

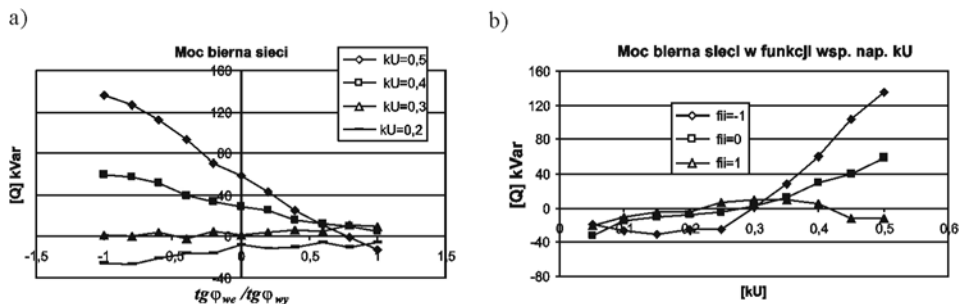
Obciążony indukcyjnie przekształtnik matrycowy, którego dwukierunkowe łączniki są przełączane z wysoką częstotliwością, charakteryzuje się sinusoidalnym przebiegiem prądu wyjściowego. Natomiast napięcie wyjściowe i prąd wejściowy są odkształcone składowymi o częstotliwościach związanych z wielokrotnością częstotliwości przełączania zaworów. Możliwe jest eliminowanie niektórych grup składowych odkształcenia napięcia wyjściowego oraz zwiększenie napięcia pracy przekształtnika w relacji do parametrów napięciowych użytych elementów półprzewodnikowych przez zastosowanie konstrukcji wielopoziomowej [5]. Poprawienie kształtu prądu wejściowego jest w przekształtniku matrycowym realizowane przez zastosowanie dolnoprzepustowego filtra. Ze względu na to, że największa możliwa wartość kształtowanego napięcia wyjściowego jest w przekształtniku matrycowym zawsze mniejsza od odpowiadają-

cej jej wartości napięcia zasilania, układ ze zdwajaniem mocy biernej zawiera transformator podwyższający napięcie wyjściowe.

Wyniki badań symulacyjnych, otrzymane w programie ATP EMTP w postaci przebiegów czasowych prądów przekształtnika oraz prądu i napięcia sieci (rys. 5), pokazują, że zarówno zmiana wejściowego przesunięcia fazowego (parametr  $tg\varphi_{we} / tg\varphi_{wy}$ ), jak i zmiana wartości napięcia wyjściowego (parametr  $k_U$ ) może być sposobem na regulowanie generowanej mocy biernej. Moc dodatnia na wykresach (rys. 6.) to moc bierna indukcyjna oddawana do sieci, natomiast ujemna to moc bierna indukcyjna absorbowana przez przekształtnik. Przekładnia napięciowa transformatora sprzęgającego zaciski wyjściowe przekształtnika z linią zasilającą została tak dobrana, że dla współczynnika napięciowego  $k_U$  równego w przybliżeniu 0,3 napięcie wyjściowe przekształtnika jest równe napięciu sieci i tylko dla  $k_U$  większych od tej wartości wyjście przekształtnika dostarcza do sieci moc bierną.

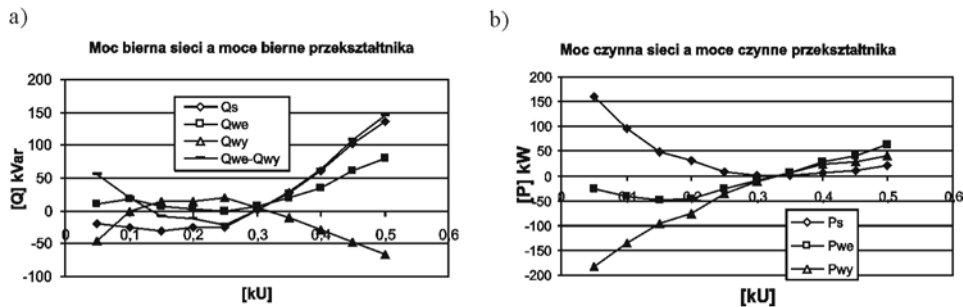


Rys. 5. Przebiegi napięcia sieci  $u_s$ , prądu sieci  $i_s$  oraz prądów wejściowego  $i_{we}$  i wyjściowego  $i_{wy}$  przekształtnika, gdy: a)  $tg\varphi_{we} = -tg\varphi_{wy}$ , b)  $tg\varphi_{we} = tg\varphi_{wy}$



Rys. 6. Zmiany mocy biernej generowanej przez przekształtnik matrycowy w zależności od założonego napięcia wyjściowego (parametr  $k_U$ ) i zadawanego względnego przesunięcia fazowego na wejściu (parametr  $tg\varphi_{we} / tg\varphi_{wy}$ )

Dostarczana moc bierna jest sumą algebraiczną biernej mocy wejściowej i wyjściowej przekształtnika (rys. 7a). Zależność ta nie jest spełniona dla przypadku, gdy napięcie wyjściowe przekształtnika jest mniejsze od napięcia linii zasilającej ( $k_U < 0,3$ ). Jest to sytuacja, kiedy energia przepływa przez przekształtnik matrycowy w kierunku od zacisków wyjściowych do wejściowych, co pokazuje rysunek 7b, gdzie moce czynne: wejściowa i wyjściowa przekształtnika są ujemne, a moc bierna jest absorbowana przez przekształtnik niezależnie od wartości wejściowego przesunięcia fazowego (rys. 6a).



Rys. 7. Rozpływ mocy biernej i czynnej w przekształtniku oraz sieci ac

Praktycznie użytecznym przedziałem sterowania przekształtnika jest oczywiście ten, w którym amplituda napięcia strony wtórnej transformatora sprzęgającego jest wyższa niż amplituda napięcia linii zasilającej ( $k_U > 0,3$ ). Pobierana z sieci moc czynna pokrywa straty na elementach przekształtnika i transformatora.

### 3. WNIOSKI

Przeprowadzone badania symulacyjne dowodzą, że przekształtnik matrycowy może być wykorzystany jako generator mocy biernej w kompensacji równoległej, przy czym składowa bierna prądu linii zasilającej jest sumą składowych biernych prądu wejściowego i wyjściowego.

Następnym etapem powinny być badania przekształtnika w układzie zamkniętej regulacji, w którym zostaną ustalone reguły wykorzystania dwóch stopni swobody, jakimi są: regulacja amplitudy napięcia wyjściowego i zmiana wejściowego przesunięcia fazowego. Obwód regulacji musi również zapewnić minimalizację mocy czynnej pobieranej z sieci, do wartości niezbędnej dla pokrycia strat.

**LITERATURA**

- [1] Gyugyi L., Pelly B.R., *Static Power Frequency Changers*. John Wiley & Sons, New York 1976.
- [2] Hingorani N.G., Gyugyi L., *Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. IEEE Press, New York 2000.
- [3] [http://www.semelab.co.uk/power/matrix\\_intro.shtml](http://www.semelab.co.uk/power/matrix_intro.shtml)
- [4] Rząsa J., *Badania symulacyjne przekształtnika matrycowego pracującego w układzie ze zdwajaniem mocy biernej*. „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2007”, 21-23 listopada 2007, Łódź.
- [5] Rząsa J., *Dwupoziomowy przekształtnik matrycowy z kondensatorami zaciskowymi sterowany metodą Venturiniiego*. Przegląd Elektrotechniczny Nr 2, 2007.

**MATRIX CONVERTER AS VAR GENERATOR  
IN ELECTRICAL NETWORK****S u m m a r y**

The article consists of two parts. Worked out on the base of literature theoretical part deals with shunt compensation and stability of work of the ac transmission system. The second part analyse the possibility of implementation of the matrix converter as var generator. Results of work simulations of the matrix converter in power-doubling connection are presented.

*Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.*

Stanisław WYDERKA

Politechnika Rzeszowska

## OGRANICZANIE PRZEPIĘĆ W INSTALACJACH ELEKTRYCZNYCH OBIEKTÓW BUDOWLANYCH

W pierwszej części artykułu przedstawiono podstawowe wymagania i zalecenia aktualnych norm dotyczących ochrony odgromowej i przeciwprzepięciowej urządzeń elektrycznych i elektronicznych zasilanych z instalacji elektrycznych w obiektach budowlanych. Drugą część stanowi analiza rozwiązań konstrukcyjnych i technologicznych ograniczników stosowanych do ochrony instalacji elektrycznej i przyłączonych do niej odbiorników przed prądem piorunowym oraz przed przepięciami przychodzącymi z sieci zasilającej i instalacji ochrony odgromowej. Analizę przeprowadzono na podstawie najnowszych publikacji Międzynarodowej Konferencji Ochrony Odgromowej (ICLP). Warty podkreślenia jest fakt szybkiego rozwoju i doskonalenia technologii wytwarzania ograniczników na bazie ZnO, które, ze względu na swoje zalety w zastosowaniu jako ograniczniki w złączu instalacji elektrycznych (typ 1), w coraz większym stopniu stanowią istotną alternatywę dla ograniczników iskiernikowych.

### 1. WSTĘP

Ciągły wzrost liczby urządzeń elektrycznych i elektronicznych, spełniających coraz więcej ważnych funkcji w gospodarstwach domowych, instytucjach, przedsiębiorstwach itp., powoduje, że istotnym problemem staje się zapewnienie ciągłości dostarczania do tych urządzeń energii elektrycznej o odpowiedniej jakości. Spośród wielu przyczyn przerw w zasilaniu oraz uszkodzeń urządzeń do najważniejszych należą wyładowania atmosferyczne, powodowane przez nie przepięcia, a także przepięcia łączeniowe. Szczególnie duże zagrożenie stanowią wyładowania piorunowe bezpośrednio do obiektów budowlanych lub chroniących je urządzeń odgromowych, a także wyładowania do sieci zasilających te obiekty.

Ze względu na wymienione zagrożenia, urządzenia chroniące instalację elektryczną obiektu budowlanego oraz przyłączone do niej odbiorniki powinny być umieszczone przede wszystkim w miejscu połączenia zewnętrznej sieci zasilającej z tą instalacją. Istotnym argumentem na rzecz takiej lokalizacji ograniczników przepięć jest to, że instalacja odgromowa jest zwykle połączona z instalacją elektryczną obiektu w miejscu jej zasilania.



Ograniczniki przepięć, instalowane w złączu liniowym lub kablowym, powinny przede wszystkim niezawodnie odprowadzać do ziemi tę część prądu piorunowego, która do nich dopływa, a także ograniczać przepięcia wchodzące do instalacji elektrycznej obiektu, do wymaganego przez normy poziomu. Ograniczniki przepięć, znajdujące się wewnątrz instalacji elektrycznej, stanowiące kolejne stopnie ochrony przeciwprzepięciowej, mają za zadanie dalsze obniżanie przepięć, których energia ma już niewielkie wartości.

## 2. WYMAGANIA I ZALECENIA NORM

Przystępując do opracowania i wykonania systemu ochrony przeciwprzepięciowej obiektu budowlanego, należy uwzględnić wymagania i zalecenia aktualnych norm, których zakres dotyczy następujących zagadnień odniesionych do instalacji elektrycznych:

- wytrzymałość urządzeń elektrycznych i elektronicznych na udary napięciowe i prądowe,
- koordynacja izolacji urządzeń w instalacjach elektrycznych,
- ochrona odgromowa i przeciwprzepięciowa,
- ograniczniki przepięć.

W jednej z kilku części normy z zakresu kompatybilności elektromagnetycznej [1] zawarto podstawowe zalecenia dotyczące badań odporności urządzeń elektrycznych i elektronicznych na udary napięciowe i prądowe. Zgodnie z tą normą zaleca się stosować udary napięciowe o kształcie  $1,2/50 \mu\text{s}$  i wartości szczytowej od 0,5 do 4 kV oraz udary prądowe o kształcie  $8/20 \mu\text{s}$  i wartości szczytowej od 0,25 do 2 kA. Do badań należy wybrać wartości szczytowe udarów zależnie od kategorii instalacji, w której ma pracować lub z której ma być zasilane badane urządzenie. W innej normie [2] podano wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia urządzeń elektrycznych w różnych środowiskach. Z kolei, w kilku normach (m.in. [3, 4, 5]) podano zalecane poziomy odporności udarowej różnych urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Dla większości urządzeń zasilanych z sieci niskiego napięcia poziom ten powinien wynosić 2 kV.

W normie dotyczącej koordynacji izolacji urządzeń elektrycznych w układach niskonapięciowych [6] podzielono urządzenia obwodów zasilających oraz odbiorniki energii elektrycznej na cztery kategorie:

- kategoria IV – urządzenia w złączu lub bezpośrednio za złączem instalacji,
- kategoria III – urządzenia rozdzielcze i obwody odbiorcze,
- kategoria II – odbiorniki energii elektrycznej,
- kategoria I – odbiorniki i urządzenia specjalnie chronione.

W normie, której przedmiotem są instalacje elektryczne w obiektach budowlanych [7], podano wymagane poziomy odporności udarowej dla poszczególnych kategorii urządzeń elektrycznych. W tabeli 1. przedstawiono wybrane spośród tych poziomów.

Tabela 1. Wymagane poziomy odporności udarowej napięciowej urządzeń elektrycznych zależnie od kategorii instalacji

Napięcie sieci zasilającej	Wymagana odporność w kV			
	kategoria IV	kategoria III	kategoria II	kategoria I
230/400 V	6	4	2,5	1,5
400/690 V	8	6	4	2,5

Zagadnienia dotyczące ochrony odgromowej obiektów budowlanych są zawarte w normach krajowych serii PN-.../E-05003, np. [8], oraz w normach PN-IEC, np. [9, 10, 11, 12]. Istotne zalecenia tych norm można przedstawić w następujących punktach:

- 1) Wszystkie instalacje elektryczne i telekomunikacyjne wchodzące do obiektu budowlanego oraz instalacje wewnątrz obiektu powinny być ekwipotencjalizowane za pomocą połączeń wyrównawczych przewodowych lub z zastosowaniem ograniczników przepięć. Ekwipotencjalizacją powinny być objęte także elementy metalowe obiektu (konstrukcyjne i elewacyjne) oraz pozostałe instalacje (wodne, centralnego ogrzewania, gazowe itp.).
- 2) W instalacjach elektrycznych w obiektach budowlanych wyposażonych w urządzenie piorunochronne należy stosować ograniczniki przepięć do połączenia przewodów czynnych z szyną wyrównywania potencjałów.
- 3) Połączenia wyrównawcze instalacji elektrycznej powinny znajdować się możliwie blisko wejścia sieci zasilającej do obiektu.
- 4) W instalacjach elektrycznych w obiektach budowlanych niewyposażonych w urządzenie piorunochronne należy stosować ograniczniki przepięć przy złączu instalacji, jeżeli istnieje zagrożenie przepływu prądu piorunowego pomiędzy siecią zasilającą a instalacją.

Uzupełnienie przedstawionych zaleceń można znaleźć w normach dotyczących ochrony przeciwprzepięciowej w instalacjach elektrycznych [7, 13, 14]. Do najważniejszych ustaleń tych norm należy rozgraniczenie między sposobami zasilania instalacji. W przypadku zasilania za pomocą linii kablowej niskiego napięcia niepołączonej z liniami napowietrznymi, nie jest potrzebna ochrona przed przepięciami atmosferycznymi. W przypadku linii zasilającej napowietrznej wymagane jest stosowanie ograniczników przepięć instalowanych w złączu lub w jego pobliżu. Ponadto, wymienione normy zalecają, aby instalacja zasila-

jąca była oddalona od potencjalnych źródeł zakłóceń oraz od linii przesyłu sygnałów i od przewodów urządzenia piorunochronnego.

Zgodnie z ustaleniami zawartymi w normach [15, 16], ograniczniki przepięć do sieci i instalacji elektrycznych niskiego napięcia można podzielić na kilka grup (tab. 2.). Miejsca ich instalacji w przykładowej sieci pokazano na rys. 1.

Tabela 2. Podział ograniczników przepięć stosowanych w sieciach i instalacjach niskiego napięcia

Określenie	Typ *	Przeznaczenie	Miejsce montażu
Ograniczniki przepięć stosowane w liniach napowietrznych	(A)	ochrona przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi	linie elektroenergetyczne niskiego napięcia
Ograniczniki przepięć chroniące przed prądami piorunowymi	1 (B)	ochrona przed prądami piorunowymi (wyrównywanie potencjałów w budynkach), ochrona przed przepięciami atmosferycznymi oraz przepięciami łączeniowymi	miejsce wprowadzania instalacji do obiektu budowlanego – złącze, skrzynka obok złącza, rozdzielnica główna
Ograniczniki przepięć	2 (C)	ochrona przed przepięciami atmosferycznymi indukowanymi, przepięciami łączeniowymi i przepięciami przepuszczonymi przez ograniczniki typu 1	rozgałęzienia instalacji elektrycznej w obiekcie budowlanym – rozdzielnica główna, rozdzielnica oddziałowa, tablica rozdzielcza
	3 (D)	ochrona przed przepięciami atmosferycznymi indukowanymi i łączeniowymi	gniazda wtykowe lub puszki w instalacji oraz bezpośrednio w urządzeniach odbiorczych

\* Termin „typ” przyjęto zgodnie z normą [17]. We wcześniejszych normach, np. [15], stosowano określenie „ograniczniki badane zgodnie z wymaganiami klasy I, II i III”, co w tabeli odpowiada typom 1, 2 i 3. Oznaczenia literowe w nawiasach odpowiadają klasom zgodnie z DIN [16].

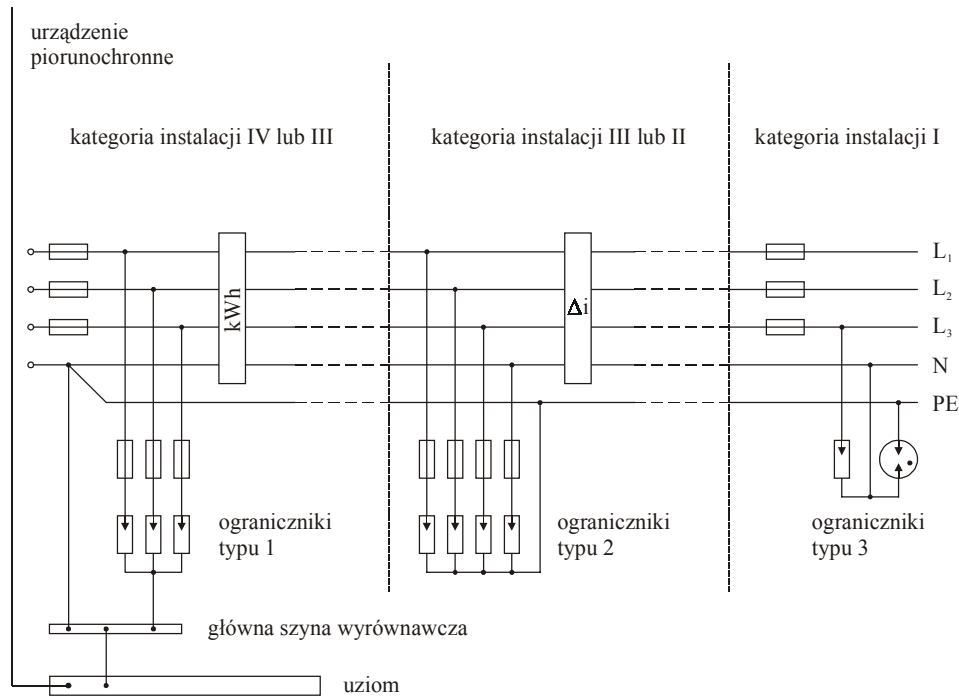
Właściwości ochronne ograniczników typu 1 charakteryzują m.in. następujące wielkości:

- napięcie znamionowe (wartość, rodzaj),
- maksymalne napięcie pracy ciągłej,
- częstotliwość znamionowa,
- napięcie obniżone (napięciowy poziom ochrony),
- największa wartość prądu zabezpieczenia (jeśli jest wymagane),
- wytrzymałość zwarciowa.

Napięciowy poziom ochrony nie powinien przekraczać 6 kV. Zalecane poziomy zawierają się w zakresie od 0,6 do 6 kV. Produkowane ograniczniki typu 1 charakteryzują się poziomem ochrony najczęściej nieprzekraczającym 4 kV.

Ograniczniki typu 1 podlegają następującym próbom (próby zgodnie z wymaganiami klasy 1):

- próba prądem uderowym, symulującym prąd piorunowy, o kształcie 10/350  $\mu$ s i wartości szczytowej wybranej z szeregu: 20, 10, 5, 2, 1 kA [17] lub: 50, 20, 10, 5, 2, 1, 0,5 kA [16],
- próba znamionowym prądem wyładowczym o kształcie 8/20  $\mu$ s,
- próba znamionowym napięciem uderowym o kształcie 1,2/50  $\mu$ s.



Rys. 1. Przykładowy uproszczony schemat ochrony przeciwprzepięciowej instalacji elektrycznej

### 3. WŁAŚCIWOŚCI EKSPLOATACYJNE OGRANICZNIKÓW ISKIERNIKOWYCH

Ogranicznikom przepięć typu 1 (odpowiadającym klasie prób 1), instalowanym przy wejściach sieci zasilających do obiektów budowlanych, poświęca się w ostatnich latach wiele uwagi. W większości przypadków ograniczniki te stanowią ochronę przed prądem piorunowym przepływającym przez złącze instalacji w czasie wyładowań atmosferycznych do sieci zasilającej lub do urządzenia piorunochronnego obiektu. Do tej ochrony stosuje się najczęściej ogra-

niczki iskiernikowe ze względu na ich wystarczająco dużą wytrzymałość udarową i zwarciovą.

Ograniczniki iskiernikowe mają istotne wady w porównaniu z ogranicznikami beziskiernikowymi, np. z ogranicznikami ZnO. Jedną z nich są trudności z uzyskaniem odpowiednio niskiego napięcia obniżonego, spowodowane opóźnieniem zapłonu wyładowania w iskierniku. Inną wadą są trudności z przerywaniem lub ograniczaniem prądu następczego, który, wymuszony przez napięcie robocze sieci, płynie przez ogranicznik bezpośrednio po przepływie prądu udarowego.

Słabo ograniczony prąd następczy może powodować otwarcie wyłączników lub przepalenie bezpieczników topikowych od strony sieci zasilającej. W celu uniknięcia takiej sytuacji stosuje się dodatkowe bezpieczniki topikowe, włączone szeregowo do ograniczników iskiernikowych. Nie zapewnia to jednak w każdym przypadku właściwego działania ochrony instalacji w obiekcie budowlanym przed prądem piorunowym. Przepalenie się bezpiecznika topikowego w czasie przepływu prądu następczego o wartości rzędu kilku kiloamperów powoduje przepięcie, które generalnie jest skutecznie ograniczane przez drugi stopień zabezpieczeń przepięciowych instalacji, tzn. przez ograniczniki typu 2.

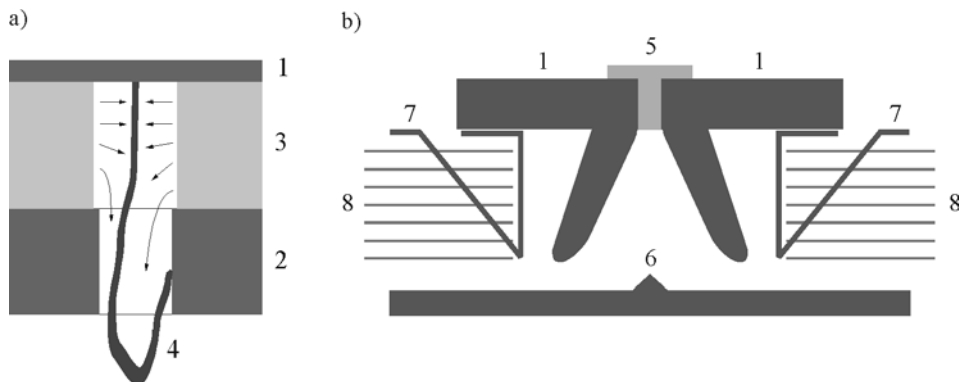
Nieporównywalnie groźniejsza sytuacja ma miejsce, kiedy bezpiecznik topikowy szeregowy do ogranicznika przepala się w czasie przepływu prądu piorunowego lub jego części o kształcie zbliżonym do udaru probierczego 10/350  $\mu$ s. Zgodnie z wynikami badań przedstawionymi w [18] może to nastąpić po 60...100  $\mu$ s od początku udaru piorunowego. Wystarczą umiarkowane wartości szczytowe udarów 10/350  $\mu$ s, aby spowodować zadziałanie bezpiecznika topikowego. Na przykład bezpiecznik o prądzie znamionowym 100 A przepali się już przy wartości szczytowej udaru 10 kA [18]. Przerwanie przepływu prądu udarowego przez ogranicznik iskiernikowy spowoduje jego przepływ przez najbliższy ogranicznik w chronionej instalacji, tzn. przez ogranicznik ZnO (typ 2). Ograniczniki ZnO chronią instalację przed udarami napięciowymi i krótkimi udarami prądowymi. Większość z nich ma niewielką odporność na udary o kształcie 10/350  $\mu$ s. Ponadto, przez ten ogranicznik przepłyną także udary prądowe ewentualnych kolejnych wyładowań pioruna wielokrotnego. W takiej sytuacji ogranicznik zostanie uszkodzony, a przeciwprzepięciowa ochrona urządzeń instalacji i odbiorników energii elektrycznej nie będzie skuteczna.

Przedstawione wady ograniczników iskiernikowych stały się powodem intensywnych badań. W zakresie ograniczania wartości prądu następczego można wymienić kilka kierunków poszukiwań, które zakończyły się opracowaniem nowych konstrukcji ograniczników iskiernikowych.

#### 4. OGRANICZNIKI ISKIERNIKOWE OGRANICZAJĄCE PRĄD NASTĘPCZY

Jako jedne z pierwszych zostały opracowane ograniczniki samowydmuchowe [18]. Ideę ich konstrukcji pokazano na rys. 2a. Elektrody iskiernika są rozdzielone materiałem izolacyjnym gazującym w obecności łuku elektrycznego. Uwolniony gaz ściska kolumnę łuku, a jego osiowy wypływ przez elektrodę-dyszę intensywnie chłodzi i wydłuża łuk. Głównym składnikiem gazu jest wodór mający bardzo dobre własności gaszące. Ponad 96% energii traconej przez łuk jest odbierana przez gaz. Z charakterystyki ograniczenia prądu następczego przez ograniczniki takiej konstrukcji w porównaniu z charakterystykami bezpieczników topikowych [18] wynika, że ograniczniki samowydmuchowe mogą być instalowane bez bezpieczników szeregowych. Istotną wadą tych ograniczników jest konieczność zapewnienia strefy ochronnej w ich sąsiedztwie, w której gorący zjonizowany gaz mógłby być bezpiecznie rozpraszany.

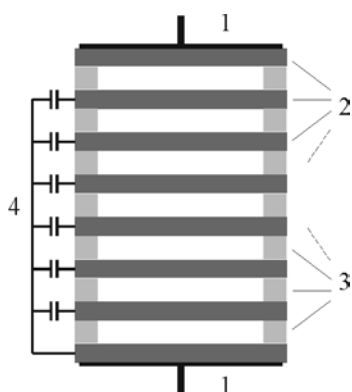
Rozwiązaniem pozbawionym tej wady, a charakteryzującym się także skutecznym ograniczeniem prądu następczego, jest ogranicznik iskiernikowy (rys. 2b), w którym wykorzystano sposób gaszenia łuku podobny do stosowanego w wyłącznikach prądu stałego. Łuk jest szybko rozciągany, chłodzony i dejonizowany na specjalnych płytkach gaszących. Wyniki badań przedstawione w [19] wskazują, że prąd następczy o spodziewanej wartości szczytowej około 70 kA jest tłumiony przez taki ogranicznik do wartości nieprzekraczającej 2 kA, a czas jego przepływu wynosi zaledwie 1...2 ms.



Rys. 2. Szcik ograniczników: a) samowydmuchowego, b) rozciągającego łuk; 1 – elektroda, 2 – elektroda-dysza, 3 – materiał izolacyjny gazujący, 4 – łuk elektryczny, 5 – wkładka izolacyjna, 6 – elektroda rozdzielająca łuk, 7 – elektroda rozciągająca łuk, 8 – płytki gaszące

Wadami obydwóch przedstawionych rozwiązań jest mała zdolność przerywania prądu następczego, mimo silnego jego ograniczania, oraz brak stabilności

napięcia przeskoku iskry spowodowany erozją metalowych elektrod przez odparowanie ich warstw powierzchniowych. Wobec tego, cała uwaga w dalszych badaniach została skupiona na opracowaniu ogranicznika iskiernikowego zamkniętej konstrukcji, o większej zdolności tłumienia i przerywania prądu następczego oraz o elektrodach odpornych na działanie łuku elektrycznego. Na rys. 3. przedstawiono takie rozwiązanie [20]. Jest to ogranicznik o budowie zamkniętej z iskiernikiem wieloprzerwowym, którego elektrody są wykonane z grafitu. W czasie badań okazało się, że odporność tego materiału na działanie łuku elektrycznego jest trudna do przecenienia. Po 10000 zadziałań generatora udarów prądowych, załączanego iskiernikiem grafitowym i generującego udary o wartości szczytowej 100 kA i kształcie 10/350  $\mu$ s, elektrody tego iskiernika pozostały gładkie.



Rys. 3. Szkic ogranicznika iskiernikowego wieloprzerwowego: 1 – elektrody główne, 2 – elektrody grafitowe, 3 – pierścienie izolacyjne, 4 – pojemności sterujące rozkładem napięcia

Oprócz odporności na działanie łuku elektrycznego, elektrody grafitowe charakteryzują się dobrym odprowadzaniem ciepła oraz stabilnym anodowym i katodowym spadkiem napięcia łuku elektrycznego. Pozwala to dopasować sumaryczny spadek napięcia na podzielonym łuku w iskierniku wieloprzerwowym do napięcia roboczego w złączu instalacji, w którym ogranicznik ma pracować. W ten sposób można ograniczyć prąd następczy praktycznie do zera. Ze względu na zastosowanie płaskich elektrod grafitowych o dużych powierzchniach, zostało wyraźnie zmniejszone opóźnienie zapłonu łuku elektrycznego w tym ograniczniku w porównaniu z ogranicznikami opisanymi wcześniej. Uzyskane opóźnienia są rzędu 1  $\mu$ s i krótsze. Warunkują one uzyskiwanie niskich wartości napięcia obniżonego, które dla omawianego ogranicznika są już nie większe niż 2 kV, w porównaniu z 3...4 kV dla jednoprzerwowego ogranicznika zamkniętego z elektrodami metalowymi.

## 5. OGRANICZNIKI KOMBINOWANE

W poszukiwaniu lepszych rozwiązań są prowadzone badania nad układami kombinowanymi. Podejmowane są próby przystosowania do współpracy równoległej różniących się technologią wytwarzania i zasadą działania ograniczników iskiernikowych z ogranicznikami ZnO. Podstawowe zalety i wady obu rodzajów ograniczników, jako ograniczników prądu piorunowego (typ 1), przedstawiono w tab. 3.

Tabela 3. Porównanie ograniczników iskiernikowych z ogranicznikami ZnO

	Ograniczniki iskiernikowe	Ograniczniki ZnO
Zalety	wielka odporność udarowa	niski poziom napięcia obniżonego
	wielka odporność na przepięcia dorywcze	całkowita eliminacja prądu następczego
Wady	wysoki poziom napięcia obniżonego	mała odporność udarowa
	prąd następczy znacznej wartości	mała odporność na przepięcia dorywcze

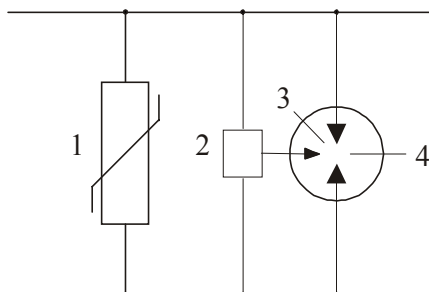
Koordinacja ograniczników do pracy równoległej polega na doborze takiej wartości najwyższego napięcia pracy ciągłej ogranicznika ZnO, aby przy pewnej wartości jego napięcia obniżonego nastąpił zapłon łuku w ograniczniku iskiernikowym. Niestety, nie można liczyć na samoczynną koordynację energetyczną takiego układu. Udary prądowe o małej energii, tzn. krótkie impulsy prądowe o dużej wartości szczytowej, będą niepotrzebnie przejmowane przez ogranicznik iskiernikowy, którego każde zadziałanie pogarsza jakość energii w instalacji elektrycznej i zasilającej ją sieci. Natomiast udary prądowe o dużej energii, tzn. długie impulsy o małej wartości szczytowej, przepływając tylko przez ogranicznik ZnO, mogą powodować jego uszkodzenie. Ponadto, w takim układzie ogranicznik ZnO nie jest chroniony przed przepięciami dorywczymi, jeżeli jego najwyższe napięcie pracy ciągłej nie jest odpowiednio wyższe od napięcia sieci, w której jest zainstalowany.

Jednoczesne spełnienie wymagań dotyczących ochrony instalacji i zasilającej ją sieci elektrycznej przed piorunowym udarem prądowym oraz wymagań dotyczących pewności zasilania i jakości energii okazało się możliwe dzięki zastosowaniu sterowania zapłonem łuku w ograniczniku iskiernikowym, połączonym równoległe z ogranicznikiem ZnO (rys. 4.).

W działaniu takiego układu można wyróżnić kilka faz [21]. Układ sterujący monitoruje napięcie sieci zasilającej. Po osiągnięciu przez to napięcie określonego poziomu, spowodowanego przepływającym udarem prądowym, układ sterujący wysyła impuls zapalający wyładowanie niezupełne w iskierniku pomocniczym 3. Zapłon iskry w iskierniku głównym 4 ogranicznika zależy od intensywności wyładowania w iskierniku pomocniczym. Układ sterujący całkuje energię udaru, który przepływa przez ogranicznik ZnO. Kiedy wartość tej ener-



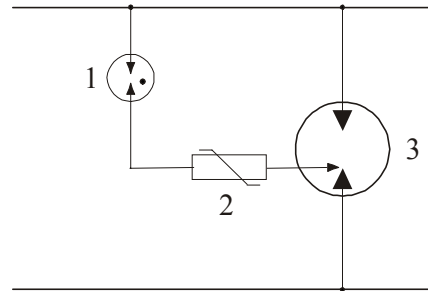
gii zbliży się do granicy wytrzymałości energetycznej ogranicznika, intensywność wyładowania w iskierniku 3 zostaje nagle zwiększona, powodując bez opóźnienia zapłon łuku w iskierniku głównym 4.



Rys. 4. Schemat ogranicznika typu 1, kombinowanego: 1 – ogranicznik ZnO, 2 – układ sterujący, 3 – iskiernik pomocniczy, 4 – iskiernik główny

Przedstawione rozwiązanie zapewnia optymalną koordynację współpracy obu ograniczników. Pozwala także na osiągnięcie pożądanego poziomu ochrony. Uzyskiwane napięcie obniżone ma wartość nieprzekraczającą 1,5 kV. Problem prądu następczego został także w znacznej mierze rozwiązany. Prąd ten występuje tylko wtedy, kiedy działa ogranicznik iskiernikowy. Przypadki takie są dość rzadkie, występują przy silnych wyładowaniach piorunowych do urządzenia piorunochronnego obiektu budowlanego lub do sieci zasilającej w pobliżu tego obiektu. Znaczenie ma także faza napięcia sieci, przy której pojawia się udar prądowy. Tylko w niewielkiej części okresu tego napięcia występuje mierzalny prąd następczy. Największe wartości nie przekraczają 1,5 % jego spodziewanej wartości szczytowej [21]. Tak silne ograniczenie prądu następczego jest spowodowane natychmiastowym wzrostem napięcia łuku w iskierniku sterowanym, do poziomu zbliżonego do wartości chwilowej napięcia sieci.

Jeszcze silniejsze ograniczenie, a praktycznie eliminację prądu następczego uzyskuje się w iskiernikach sterowanych o zwiększonej głównej przerwie iskrowej [22, 23]. Uzyskuje się w nich przy prądzie następczym wartości napięcia łuku nie mniejsze niż wartość napięcia sieci. Po przejściu udaru łuk nie może być podtrzymany – prąd następczy nie płynie. Większą wartość ma także napięcie łuku w czasie przepływu prądu udarowego. Jest to niekorzystne. Wartość energii, którą wydziela się w ograniczniku w czasie jego działania ochronnego jest większa. Specjalna konstrukcja iskiernika pomocniczego, umieszczonego przy jednej z elektrod iskiernika głównego ogranicznika (rys. 5.), pozwala zapalić łuk przy udarach powodujących przepięcia niewiele większe od napięcia sieci. Można więc uzyskać bardzo niskie napięcie obniżone. Układ zapłonowy jest niezwykle prosty. Do działania iskiernika pomocniczego potrzeba niewielkiej energii.



Rys. 5. Schemat ogranicznika iskiernikowego sterowanego o zwiększonym odstępnie elektrod: 1 – iskiernik pomocniczy, 2 – warystor, 3 – iskiernik główny

## 6. OGRANICZNIKI ZnO O WYSOKIEJ WYTRZYMAŁOŚCI ENERGETYCZNEJ

W ostatnich latach opracowano nowe technologie wytwarzania warystorów na bazie ZnO, o zdolności pochłaniania energii pozwalającej na ich zastosowanie jako samodzielnych ograniczników typu 1. Opracowane w Japonii ograniczniki ZnO [24] charakteryzują się prądem wyładowczym o kształcie 10/350  $\mu$ s, przekraczającym 25 kA, oraz napięciem obniżonym, niższym niż 1,5 kV. Zdolność pochłaniania energii tych ograniczników jest 2,5 razy większa w porównaniu z konwencjonalnymi ogranicznikami ZnO o tych samych wymiarach. Postęp technologiczny w tym przypadku polegał na doskonaleniu przygotowania sproszkowanych materiałów wyjściowych oraz odpowiedniej obróbce termicznej po ich zmieszaniu i sprasowaniu, pozwalających uzyskać możliwie niskie jednostkowe napięcie stałe warystora, przy którym prąd upływu jest równy 1 mA. Najniższe uzyskane napięcie wynosiło 90 V na 1 mm grubości warystora, w porównaniu z 200 V/mm dla ograniczników konwencjonalnych.

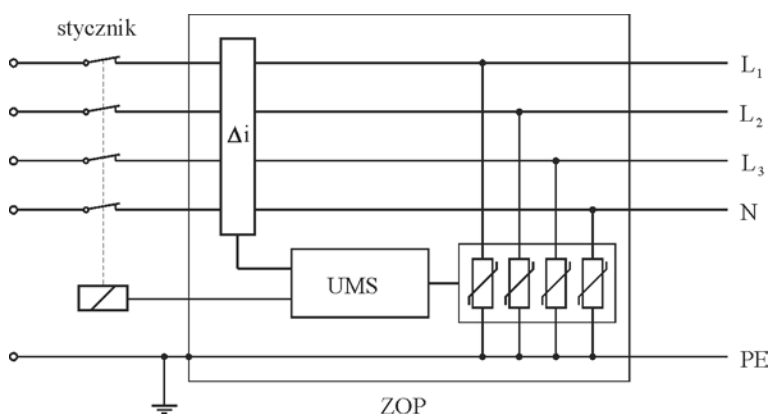
Innym przykładem ulepszonych ograniczników ZnO są opracowane i wytwarzane w Słowenii ograniczniki [25], których największe wartości znamionowego prądu wyładowczego o kształcie 10/350  $\mu$ s są wielokrotnie większe (wartości wyróżnione w tab. 4.) od wartości tego prądu dla ograniczników konwencjonalnych, np. S40 w tab. 4. Do podobnego wniosku prowadzi porównanie zdolności pochłaniania energii tych ograniczników. Dalszy rozwój ich konstrukcji umożliwił wykonanie układu dwóch ograniczników oznaczonych symbolem P75/4, charakteryzującego się znamionowym prądem wyładowczym (o kształcie 10/350  $\mu$ s) równym 100 kA [25].

Tabela 4. Wybrane parametry znamionowe nowych ograniczników ZnO, na podstawie [25]

Parametr ogranicznika	Jednostka	Oznaczenia ograniczników ZnO			
		S40	P75/1	P75/2	P75/3
Najwyższe napięcie pracy ciągłej $U_C$	[V]	275	275	275	275
Napięcie znamionowe $U_R$ (przy 1 mA DC)	[V]	433,5	455,8	427,5	399,6
Znamionowy prąd wyładowczy $I_N$ o kształcie 10/350 $\mu$ s	[kA]	7,2	<b>14,1</b>	<b>24,0</b>	<b>37,9</b>
Napięcie obniżone przy $I_N$ (wartość szczytowa)	[V]	868	924	868	888
Zdolność pochłaniania energii	[kJ]	2,3	<b>4,8</b>	<b>8,0</b>	<b>12,9</b>

## 7. ZESPÓŁ OGRANICZAJĄCY PRZEPIĘCIA NA BAZIE OGRANICZNIKÓW ZnO

Jednym z najnowszych rozwiązań układów do ograniczania udarów prądowych i napięciowych na wejściu instalacji elektrycznej do obiektu budowlanego jest zastosowanie zespołu złożonego z ograniczników ZnO, przekaźnika różnicowoprądowego  $\Delta i$  oraz elektronicznego układu monitorująco-sterującego UMS [26], rys. 6.



Rys. 6. Schemat zespołu ograniczania przepięć (ZOP): UMS – układ monitorująco-sterujący

Zalety przedstawionego zespołu wynikają głównie z zastosowania ograniczników ZnO, które w porównaniu z ogranicznikami iskiernikowymi ograniczają przepięcia praktycznie bez opóźnienia, mogą mieć dowolnie niskie napię-

cia obniżone oraz uniemożliwiają przepływ prądu następczego. Ze względu na skuteczne ograniczanie przepięć dochodzących do instalacji w obiekcie budowlanym, przy zastosowanym odpowiednio niskim poziomie ochrony, mogą być niepotrzebne dalsze stopnie ochrony przeciwprzepięciowej pod warunkiem, że obwody odbiorcze są krótkie, a obiekt jest ekranowany.

Postęp technologiczny w zakresie ograniczników ZnO, którego przykłady podano w poprzednim rozdziale, spowodował, że ich odporność na udary o kształcie 10/350  $\mu$ s przekroczyła już poziom 25 kA. Zagrożenia instalacji elektrycznych mogą być wyższe od tego poziomu tylko w pomijalnie małym procencie. Takie zagrożenie może być spowodowane wyładowaniem atmosferycznym do niskonapięciowej, napowietrznej linii zasilającej w pobliżu jej połączenia z instalacją elektryczną obiektu.

Przełącznik różnicowoprądowy  $\Delta i$  jest częścią zespołu ograniczającego przepięcia (rys. 6.) oraz jednocześnie współpracuje z wyłącznikiem w systemie ochrony przeciwporażeniowej lub przeciwpożarowej. Wyłącznik powinien mieć możliwie wysoką wytrzymałość udarową. Produkowane wyłączniki o prądzie znamionowym 100 A mają wytrzymałość udarową dochodzącą do 100 kA. Jedynym istotnym zagrożeniem dla wyłącznika jest pojawienie się przepięcia przychodzącego z sieci zasilającej w czasie, kiedy jest otwarty.

Układ elektroniczny UMS, zabezpieczony wewnątrz przed przepięciami, monitoruje w sposób ciągły prądy ograniczników oraz prąd różnicowy w instalacji i reaguje odpowiednio do ich wartości. Kiedy prąd różnicowy przekroczy np. 30 mA, UMS spowoduje otwarcie wyłącznika w czasie krótszym niż 40 ms. Natomiast, kiedy będzie przepływał udar piorunowy, powodując o kilka rzędów większą wartość prądu różnicowego, UMS zablokuje otwarcie wyłącznika, mimo pobudzenia przełącznika  $\Delta i$ .

## 8. PODSUMOWANIE

Przedstawione określenia, zalecenia i wymagania zawarte w normach dotyczących ochrony przeciwprzepięciowej podlegają ciągłym zmianom. Wynika to z konieczności dostosowania zawartych w nich postanowień do szybkiego rozwoju techniki i technologii w zakresie instalacji elektrycznych, zasilanych z nich odbiorników oraz urządzeń ograniczających przepięcia. W razie potrzeby skorzystania z przepisów określonych norm należy upewnić się o ich aktualności.

Ograniczniki przepięć typu 1, których właściwości zostały w skrócie przedstawione w poprzednich rozdziałach, są produkowane i stosowane w układach ochronnych instalacji elektrycznych w obiektach budowlanych. Zakres zastosowania najnowszych rozwiązań jest jeszcze niewielki, ale ze względu na ich zalety będzie z pewnością szybko rozszerzał się z upływem czasu. Trwają intensywne badania nad nowymi rozwiązaniami technicznymi ograniczników i złożonych

z nich układów [27]. Postęp technologiczny w zakresie ograniczników ZnO, głównie w zakresie ich wytrzymałości energetycznej, będzie powodował stopniową eliminację ograniczników iskiernikowych. Integracja urządzeń ochrony przeciwprzepięciowej i odgromowej, zapewniających kompatybilność elektromagnetyczną z urządzeniami elektroenergetycznej automatyki zabezpieczeniowej i ochrony przeciwporażeniowej, staje się coraz bardziej widoczna.

#### LITERATURA

- [1] PN-EN 61000-4-5:1998. Kompatybilność elektromagnetyczna. Metody badań i pomiarów. Badanie odporności na udary.
- [2] PN-EN 50082-1:1996. Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania ogólne dotyczące odporności na zakłócenia. Środowisko mieszkalne, handlowe i lekko uprzemysłowione.
- [3] PN-EN 55014-2:1999. Kompatybilność elektromagnetyczna. Wymagania dotyczące przyrządów powszechnego użytku, narzędzi elektrycznych i podobnych urządzeń. Odporność na zakłócenia elektromagnetyczne. Norma grupy wyborów.
- [4] PN-EN 55024:2000. Kompatybilność elektromagnetyczna. Urządzenia informatyczne. Charakterystyki odporności. Metody pomiaru i dopuszczalne poziomy.
- [5] PN-T 83101:1996. Urządzenia zasilające w telekomunikacji. Określenia, wymagania i badania.
- [6] PN-IEC 60664-1:2003U. Koordynacja izolacji urządzeń elektrycznych w układach niskiego napięcia. Zasady, wymagania i badania.
- [7] PN-IEC 60364-4-443:199. Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona zapewniająca bezpieczeństwo. Ochrona przed przepięciami. Ochrona przed przepięciami atmosferycznymi i łączeniowymi.
- [8] PN-86/E-05003/01. Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Wymagania ogólne.
- [9] PN-IEC 61024-1:2001. Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne.
- [10] PN-IEC 61024-1-1:2001. Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne. Wybór poziomów ochrony dla urządzeń piorunochronnych.
- [11] PN-IEC 61024-1-2:2001. Ochrona odgromowa obiektów budowlanych. Zasady ogólne. Przewodnik B – Projektowanie, montaż, konserwacja i sprawdzanie urządzeń piorunochronnych.
- [12] PN-IEC 61312-1:2001. Ochrona przed piorunowym impulsem elektromagnetycznym. Zasady ogólne.
- [13] PN-IEC 60364-4-442:1999. Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona instalacji niskiego napięcia przed przejściowymi przepięciami i uszkodzeniami przy doziemieniach w sieciach wysokiego napięcia.
- [14] PN-IEC 60364-4-444:2001. Instalacje elektryczne w obiektach budowlanych. Ochrona dla zapewnienia bezpieczeństwa. Ochrona przed przepięciami. Ochrona przed zakłóceniami elektromagnetycznymi (EMI) w instalacjach obiektów budowlanych.
- [15] PN-IEC 61643-1:2001. Urządzenia do ograniczania przepięć w sieciach rozdzielczych niskiego napięcia. Część I: Wymagania techniczne i metody badań.

- [16] DIN VDE 0675 Teil 6:1989-11. Überspannungs-Ableiter zur Verwendung in Wechselstromnetzen mit Nennspannungen zwischen 100 V und 1000 V.
- [17] PN-EN 61643-11:2003U. Niskonapięciowe urządzenia ograniczające przepięcia – Część II: Urządzenia do ograniczania przepięć w sieciach rozdzielczych niskiego napięcia. Wymagania i próby.
- [18] Pospiech J., Noack F., Brocke R., Hasse P., Zahlmann P., *Self-blast spark gaps: a new solution for lightning current arresters in low-voltage mains*. 24<sup>th</sup> ICLP, Birmingham 1998, pp. 746-751.
- [19] Scheibe K., Schimanski J., *Practical experiences with surge protection devices*. 24<sup>th</sup> ICLP, Birmingham 1998, pp. 801-807.
- [20] Meppelink J., Drilling C., Droidner M., Jordan E.G., Trinkwald J., *Lightning arresters with spark gaps. Requirements and future trends of development and application*. 25<sup>th</sup> ICLP, Rhodes 2000, pp. 660-665.
- [21] Brocke R., Noack F., Hasse P., Zahlmann P., *Spark gap based lightning current arresters without mains follow currents*. 25<sup>th</sup> ICLP, Rhodes 2000, pp. 654-659.
- [22] Wetter M., Wosgien J., Durth R., *A new technology of triggered lightning current arresters*. 26<sup>th</sup> ICLP, Kraków 2002, pp. 615-618.
- [23] Wetter M., Schimanski J., Scheibe K., *High Performance Triggered Lightning Current Arresters*. 27<sup>th</sup> ICLP, Avignon 2004.
- [24] Tsukamoto N., Wakahata Y., *Development of ZnO Disks with High Energy Withstand Capability for Low Voltage Surge Protective Devices*. 28<sup>th</sup> ICLP, Kanazawa 2006, pp. 1101-1104.
- [25] Štagoj A., Murko V., Pirih A., *High Energy lightning impulse discharge capability Metal Oxide Varistors*. 28<sup>th</sup> ICLP, Kanazawa 2006, pp. 1097-1100.
- [26] Kaelin A.W., Bosshard W., *Smart surge protector (SSP) combined with a residual current circuit breaker (RCCB)*. 26<sup>th</sup> ICLP, Kraków 2002, pp. 550-555.
- [27] Avendaño C., Ibáñez H., Ortiz H., *Design of SPDs class I for low voltage electric systems, using combination of metal oxide varistors*. 28<sup>th</sup> ICLP, Kanazawa 2006, pp. 1165-1168.

## LIMITATION OF OVERVOLTAGES IN ELECTRICAL SYSTEMS IN BUILDINGS

### Summary

The first part of the paper concerns fundamental requirements and recommendations of actual standards concerning lightning and overvoltage protection of electric and electronic appliances powered from electrical systems in buildings. The second part includes an analysis of constructional and technological solutions of arresters used for protection of electrical system and loads connected to it, against lightning currents and overvoltages incoming from supplying network and lightning protection system. The analysis was carried out basing on up-to-date publications of the International Conference on Lightning Protection (ICLP). The fact of quick development and improvement of ZnO arresters manufacturing technology is worth to underline. These arresters, regarding their advantages in application in electrical system junction (type 1), determine in larger and larger rate a significant alternative for spark gap arresters.

Wpłynęło do Oficyny Wydawniczej w listopadzie 2007 r.