

# SYMULACJA KOMPUTEROWA STATYCZNEGO TYRYSTOROWEGO KOMPENSATORA FC/TCR W SYSTEMIE ZASILANIA NIESPOKOJNYCH ODBIORNIKÓW

## *Computer-Aided Simulation of a Static Thyristor Compensator in the Fluctuating Loads Supply System*

Jurij WARECKI, Aleksander RAWLYK,  
Politechnika Lwowska

Ryszard KOZIOŁ, Zbigniew BIERNAT  
Akademia Górniczo-Hutnicza

**Streszczenie:** Artykuł przedstawia zasady modelowania i rezultaty badań symulacyjnych statycznego kompensatora (FC/TCR), stosowanego do kompensacji wahań napięcia w systemie zasilającym niespokojny odbiornik przemysłowy. Badano wpływ struktury układu sterowania kompensatora na skuteczność redukcji wahań napięcia. Przedstawiono zależność współczynnika redukcji wahań napięcia od częstotliwości zmian sygnału sterującego kompensatora dla różnych struktur układów sterowania.

**Summary:** The paper presents digital simulation of a static thyristor compensator (SVC) used for voltage fluctuation compensation in power supplies for industrial loads. Relationship between SVC control scheme structures and efficiency of voltage compensation fluctuations have been researched. Relationships between control modes applied and SVC frequency characteristics have been confirmed.

### 1. WPROWADZENIE

Statyczne kompensatory mocy biernej są obecnie powszechnie stosowane do szybkiej kompensacji negatywnego oddziaływania na sieć zasilającą niespokojnych<sup>1</sup>, nieliniowych oraz niesymetrycznych odbiorników. Wskaźniki liczbowe charakteryzujące wpływ tych odbiorników są oceniane w relacji do wartości dopuszczalnych, określonych w normach i odpowiednich przepisach. W przypadku ich przekroczenia powstaje konieczność stosowania odpowiednich środków zaradczych, np. kompensatorów. Przy ich projektowaniu konieczna jest analiza ekonomiczna i techniczna (części „siłowej” i układu regulacyjnego tej instalacji) pod kątem potrzeb kompensowanego odbiornika oraz warunków dostawy energii elektrycznej określonych przez energetykę zawodową.

Osiągnięcie pożądaných skutków działania kompensatora zależne jest w znacznym stopniu od jego układu pomiarowo-regulacyjnego — jego struktury, rodzaju mierzonych sygnałów sterujących (prądów, napięć, mocy) oraz sposobu ich pomiaru. Dotychczasowe badania skuteczności działania kompensatorów prowadzone były na

podstawie uproszczonych schematów blokowych, w których każdy oddzielny element/blok funkcjonalny opisany był odpowiednią zastępczą funkcją lub transmitancją [2,3,4]. W przypadku szybkozmiennych, nieliniowych i niesymetrycznych odbiorników sposób ten nie umożliwia oceny wpływu zastosowanej metody pomiaru i błędów pomiarowych sygnałów sterujących oraz konfiguracji układu sterowania na skuteczność działania systemu kompensacji jako całości w zdefiniowanych warunkach zasilania.

Niniejsza praca dotyczy badań symulacyjnych statycznego kompensatora, współpracującego w ogólnym przypadku z niespokojnymi, nieliniowymi i niesymetrycznymi odbiornikami. Opracowany model symulacyjny, działający w dziedzinie czasu, daje możliwość odtworzenia rzeczywistej struktury zarówno układu sterowania, jak i części „siłowej” instalacji, gwarantując równocześnie wysoki poziom zgodności wyników symulacji z rzeczywistymi przebiegami wielkości fizycznych. Jako obiekt analizy wybrano piec łukowy mający ekstremalnie niekorzystny wpływ na sieć zasilającą i wymagający od systemu kompensacji najbardziej wszechstronnych cech funkcjonal-

1) Odbiornik niespokojny charakteryzuje się zmiennym w czasie poborem mocy czynnej i biernej.

nych, a w szczególności odpowiednich właściwości dynamicznych.

W przyjętym przykładowo systemie zasilania badano różne układy pomiarowo-regulacyjne kompensatora, przyjmując za kryterium jakości ich działania skuteczność redukcji wahań napięcia. Wyniki badań przedstawiono w formie charakterystyk częstotliwościowych, co umożliwiło porównanie otrzymanych rezultatów z wynikami badań przeprowadzonych na modelach uproszczonych. Wyniki te mogą być również wykorzystane do przybliżonej oceny skuteczności redukcji wahań napięcia realizowanej za pomocą wybranego układu kompensacji.

## 2. OPIS MODELU

Do badań symulacyjnych wykorzystano oryginalny program komputerowy, opisany szczegółowo w pracy [6]. Model matematyczny części siłowej układu kompensatora, będący podstawą analiz, można przedstawić w formie równań macierzowych (1). Zapis oparty jest na metodzie oczkowej stosowanej do rozwiązywania obwodów elektrycznych [1,5].

$$[\mathbf{A}] [\mathbf{L}] [\mathbf{A}]^T \frac{d}{dt} [\mathbf{i}_0] = [\mathbf{A}] ([\mathbf{e}] - [\mathbf{r}] [\mathbf{i}] - [\mathbf{u}_C])$$

$$[\mathbf{i}] = [\mathbf{A}]^T [\mathbf{i}_0] \quad (1)$$

$$[\mathbf{C}] \frac{d}{dt} [\mathbf{u}_C] = [\mathbf{i}]$$

gdzie:

- $[\mathbf{A}], [\mathbf{A}]^T$  — podstawowa i transponowana macierz wybranych obwodów/oczek;
- $[\mathbf{i}]$  — macierz prądów gałęziowych;
- $[\mathbf{i}_0]$  — macierz prądów oczkowych;
- $[\mathbf{e}]$  — macierz napięć źródłowych;
- $[\mathbf{u}_C]$  — macierz napięć kondensatorów;
- $[\mathbf{r}], [\mathbf{L}], [\mathbf{C}]$  — macierze, odpowiednio, rezystancji, indukcyjności i pojemności zastępczych rozważanego układu.

Stosując do rozwiązania zależności (1) niejawną metodę całkowania wstecz (MCW) (ang. *implicit backward differentiation formulas* [1]), otrzymuje się następujący układ równań:

$$[\mathbf{A}] ([\mathbf{r}]_{n+1} + h^{-1} a_0 [\mathbf{L}] + h a_0^{-1} [\mathbf{C}]^{-1}) [\mathbf{A}]^T [\mathbf{i}_0]_{n+1} =$$

$$= [\mathbf{A}] ([\mathbf{e}]_{n+1} + [\mathbf{e}_L]_{n+1} + [\mathbf{e}_C]_{n+1}) \quad (2)$$

gdzie:

$$[\mathbf{e}_L]_{n+1} = -h^{-1} [\mathbf{L}] [\mathbf{A}]^T \sum_{s=1}^p a_s [\mathbf{i}_0]_{n+1-s}$$

$$[\mathbf{e}_C]_{n+1} = a_0^{-1} \sum_{s=1}^p a_s [\mathbf{u}_C]_{n+1-s}$$

$$[\mathbf{u}_C]_{n+1} = h a_0^{-1} [\mathbf{C}]^{-1} [\mathbf{A}]^T [\mathbf{i}_0]_{n+1} - [\mathbf{e}_C]_{n+1} \quad (3)$$

Indeks  $n$  oznacza krok całkowania równań modelu, natomiast  $a_0, a_1, \dots, a_s, \dots, a_p$  są współczynnikami przyjętej metody MCW.

Układ (2) przedstawiono w formie nieliniowych równań algebraicznych (4) w  $(n+1)$  kroku całkowania:

$$\mathbf{f}([\mathbf{i}_0]_{n+1}, [\mathbf{g}]_{n+1}, t_{n+1}) = 0 \quad (4)$$

gdzie:

$[\mathbf{g}]_{n+1} = [\mathbf{A}]([\mathbf{e}]_{n+1} + [\mathbf{e}_L]_{n+1} + [\mathbf{e}_C]_{n+1})$  jest funkcją zależną od wektora prądów  $[\mathbf{i}_0]$  w poprzednich krokach całkowania tj.  $[\mathbf{i}_0]_n, [\mathbf{i}_0]_{n-1}, [\mathbf{i}_0]_{n-2}, \dots, [\mathbf{i}_0]_{n+1-s}$ .

Zgodnie z [1], stosując do równań (4) algorytm Newtona-Raphsona otrzymuje się następującą formułę dla iteracyjnego wyznaczania prądów oczkowych schematu:

$$[\mathbf{i}_0]_{n+1}^{(j+1)} = [\mathbf{i}_0]_{n+1}^{(j)} - [\mathbf{J}]_{n+1}^{-1} \mathbf{f}([\mathbf{i}_0]_{n+1}^{(j)}, [\mathbf{g}]_{n+1}^{(j)}, t_{n+1}) \quad (5)$$

gdzie:

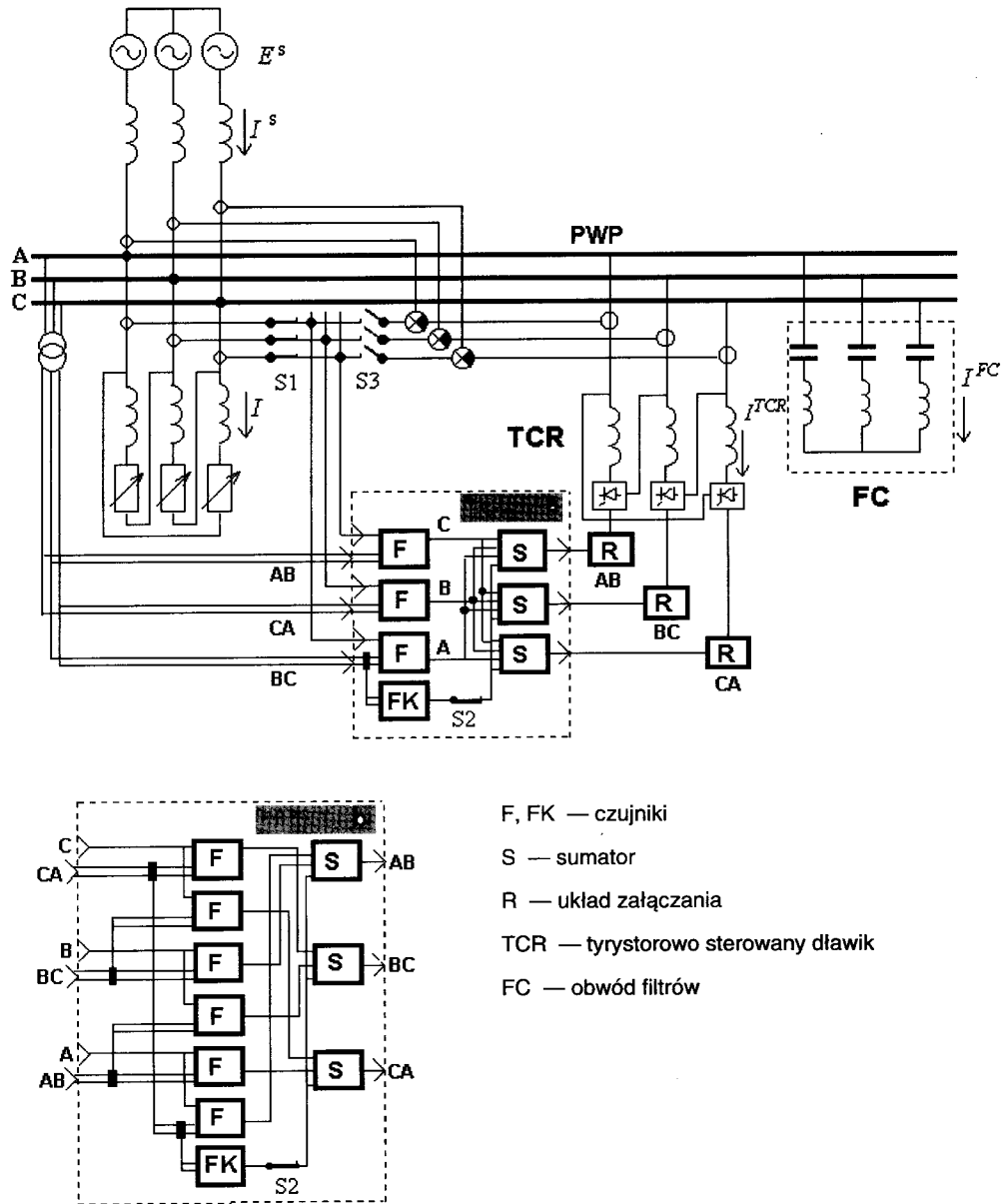
- $[\mathbf{J}]_{n+1}^{-1}$  — macierz Jacobiego w  $(n+1)$  kroku całkowania,
- $j$  — krok iteracji algorytmu Newtona-Raphsona.

Funkcje logiczne układu pomiarowo-regulacyjnego są synchronizowane przebiegiem czasowym napięcia w punkcie wspólnego przyłączenia (PWP). Wartości sygnałów w tym układzie są wyznaczane w każdym kroku całkowania równań modelu (2) zgodnie z aktualnymi wartościami sygnałów wejściowych.

Rysunek 1 przedstawia schemat ideowy układu zasilania niesymetrycznego, niespokojnego odbiornika współpracującego ze statycznym kompensatorem FC/TCR. Założono, że w stanach statycznych układ kompensatora całkowicie symetryzuje i kompensuje moc bierną odbiornika. Założenie takie przyjęto w celu przeprowadzenia analizy porównawczej charakterystyk częstotliwościowych kompensatora wyposażonego w różne układy pomiarowo-regulacyjne wyszczególnione i opisane w tabeli 1. Analiza prowadzona jest przy założeniu, że zmiany prądów fazowych odbiornika są spowodowane niejednakowymi zmianami jego zastępczych rezystancji, z częstotliwościami zmian 1–25 Hz. Odpowiada to najbardziej istotnemu, z punktu widzenia skutków wahań napięcia, przedziałowi częstotliwości. Przyjęto, że zastępcze rezystancje fazowe zmieniają się w czasie zgodnie z zależnością:

$$r_f = R_0 + \sum_{m=1}^{25} R_m \sin(2\pi m t + \psi_m) \quad (6)$$

Współczynniki  $R_0, R_1, \dots, R_{25}$  otrzymano na podstawie analizy Fouriera typowych wahań mocy biernej pieca łukowego, przy założeniu stałej wartości indukcyjności zastępczej obwodu zasilania. Wyznaczone na podstawie zależności (6) fazowe rezystancje schematu zastępczego odbiornika w każdym kroku całkowania równań (2), jako wielkości zmienne, powodują zmianę wartości odpowiednich elementów macierzy rezystancji  $[\mathbf{r}]$  w modelu układu. W efekcie otrzymywane są zmodulowane, 50 Hz przebiegi czasowe prądów fazowych odbiornika. Dzięki temu funkcja modulująca zawiera składowe o częstotli-



Rys. 1. Schemat ideowy badanego systemu

wościach i względnych amplitudach typowych dla rzeczywistych warunków pracy pieca łukowego.

Wyniki badań, otrzymane w dziedzinie czasu, zostały następnie przekształcone do postaci częstotliwościowej. Umożliwia to ich porównanie z opublikowanymi wynikami podobnych analiz przeprowadzonych za pomocą innych metod badawczych [3, 4].

Na rysunku 1 przedstawiono trzy rozważane struktury układu sterowania.

**Struktura 1:**  
**łączniki S1, S2 — włączone, łącznik S3 — wyłączony**

W systemie formowania sygnałów sterujących przyłączony jest układ (a). Prądy lub moce biernie (w zależności od rodzaju czujników pomiarowych) dla poszczególnych faz stopnia dławikowego kompensatora (TCR) określane są odpowiednio związkami:

$$\begin{aligned}
 I_{AB}^{TCR} &= I_{AB}^{FC} - (I_A^q + I_B^q - I_C^q) / \sqrt{3} \\
 I_{BC}^{TCR} &= I_{BC}^{FC} - (I_B^q + I_C^q - I_A^q) / \sqrt{3} \\
 I_{CA}^{TCR} &= I_{CA}^{FC} - (I_C^q + I_A^q - I_B^q) / \sqrt{3}
 \end{aligned} \quad (7)$$

lub

$$\begin{aligned}
 Q_{AB}^{TCR} &= Q_{AB}^{FC} - (Q_A + Q_B - Q_C) \\
 Q_{BC}^{TCR} &= Q_{BC}^{FC} - (Q_B + Q_C - Q_A) \\
 Q_{CA}^{TCR} &= Q_{CA}^{FC} - (Q_C + Q_A - Q_B)
 \end{aligned} \quad (8)$$

Indeks górny  $TCR$  oznacza wielkości stopnia dławikowego, indeks górny  $FC$  oznacza wielkości stopnia kondensatorowego, natomiast indeksy dolne  $A, B, C$  oznaczają poszczególne fazy układu. Indeks  $(q)$  oznacza składową bierną prądu.

Tabela 1. Układy sterowania SVC oraz zasady działania czujników

Lp.	Typ czujnika, struktura układu sterowania	Logika formowania sygnału wyjściowego czujników F, FK
1	Czujnik chwilowego prądu (CZ-IP), 1	$F: = \frac{1}{\sqrt{3}} i * \text{sign}(u) * L1 + F_0 * \text{not}(L1)$ $FK: = \text{abs}(u/3z_{FC}) * L1 + FK_0 * \text{not}(L1)$
2	Czujnik czynnego prądu całkującego typu (CZ-IPI), 1	$G: = (G_0 + \frac{(i + i_0) * (t - t_0)}{2} \text{sign}(u)) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = \frac{G}{2\sqrt{3}} * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$ $FK: = \text{abs}(u/3z_{FC}) * L1 + FK_0 * \text{not}(L1)$
3	Czujnik mocy czynnej (CZ-P), 1	$G: = (G_0 + \frac{(u * i + u_0 * i_0) * (t - t_0)}{2}) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = \frac{2G}{\pi\sqrt{3}} * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$ $FK: = \text{abs}(u * u/3z_{FC}) * L1 + FK_0 * \text{not}(L1)$
4	Czujnik chwilowego prądu (CZ-IP), 2	$F: = \frac{1}{\sqrt{3}} i * \text{sign}(u) * L1 + F_0 * \text{not}(L1)$
5	Czujnik czynnego prądu całkującego typu (CZ-IPI), 1	$G: = (G_0 + \frac{(i + i_0) * (t - t_0)}{2} \text{sign}(u)) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = \frac{G}{2\sqrt{3}} * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$
6	Czujnik mocy czynnej (CZ-P), 2	$G: = (G_0 + \frac{(u * i + u_0 * i_0) * (t - t_0)}{2}) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = \frac{2G}{\pi\sqrt{3}} * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$
7	Czujnik czynnego prądu całkującego typu (CZ-IPI), $k = 0,4$ 2	$G: = (G_0 + \frac{(i + i_0) * (t - t_0)}{2} \text{sign}(u)) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = [\frac{G}{2\sqrt{3}} * (1-k) + F_0 * k] * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$
8	Czujnik mocy czynnej (CZ-P), $k = 0,4$ 2	$G: = (G_0 + \frac{(u * i + u_0 * i_0) * (t - t_0)}{2}) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = [\frac{2G}{\pi\sqrt{3}} * (1-k) + F_0 * k] * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$
9	Czujnik czynnego prądu całkującego typu (CZ-IPI), 3	$G: = (G_0 + \frac{(i + i_0) * (t - t_0)}{2} \text{sign}(u)) * \text{not}(L2) + G_0 * L2$ $F: = \frac{G}{2\sqrt{3}} * L2 + F_0 * \text{not}(L2)$ $FK: = \text{abs}(u/3z_{FC}) * L1 + FK_0 * \text{not}(L1)$

Uwagi:

$F, FK, u, i$  — sygnały wyjściowe czujników oraz wartości napięcia i prądu dla aktualnego kroku całkowania  $t$ ;

$F_0, FK_0, u_0, i_0$  — sygnały wyjściowe czujników oraz wartości napięcia i prądu dla poprzedniego kroku całkowania  $t_0 = t - \Delta t$ ;

$G, G_0$  — pośrednie sygnały pomiarowe czujników;

$\Delta t$  — bieżący krok obliczeń przy całkowaniu równań modelu (2);

$T = 1/f$  — okres napięcia zasilającego;

$L1, L2$  — zmienne logiczne wartości których są zależne od czasu  $t$ :

IF  $u = 0$  THEN  $L2 = 1$  ELSE  $L2 = 0$ ;

$t1 = t * L2$ ;

IF  $t = t1 + T/4$  THEN  $L1 = 1$  ELSE  $L1 = 0$ ;

## Struktura 2:

łączniki S1, S2 — wyłączone, łącznik S3 — włączony

W systemie formowania sygnałów sterujących przyłączony jest układ (a). Prądy lub moce bierne (w zależności od rodzaju czujników pomiarowych) dla poszczególnych faz stopnia dławikowego kompensatora (TCR) określane są odpowiednio związkami (przykładowo dla faz A i B):

$$I_{AB}^{TCR} = [(I_A^{sq} - I_A^{TCR}) + (I_B^{sq} - I_B^{TCR}) - (I_C^{sq} - I_C^{TCR})] / \sqrt{3} \quad (9)$$

lub

$$Q_{AB}^{TCR} = (Q_A^s - Q_A^{TCR}) + (Q_B^s - Q_B^{TCR}) - (Q_C^s - Q_C^{TCR}) \quad (10)$$

Zależności dla pozostałych faz układu można uzyskać na podstawie (9) i (10) zgodnie z zasadą następstwa indeksów w układzie trójfazowym. Indeks górny (s) oznacza sieć zasilającą.

## Struktura 3:

łączniki S1, S2 — włączone, łącznik S3 — wyłączony

W systemie formowania sygnałów sterujących przyłączony jest układ (b). Prądy dla poszczególnych faz stopnia dławikowego kompensatora (TCR) określane są odpowiednio związkami:

$$\begin{aligned} I_{AB}^{TCR} &= I_{AB}^{FC} + (I_B^{BC} + I_C^{CA}) / \sqrt{3} \\ I_{BC}^{TCR} &= I_{BC}^{FC} + (I_A^{CA} + I_B^{AB}) / \sqrt{3} \\ I_{CA}^{TCR} &= I_{CA}^{FC} + (I_A^{AB} + I_C^{BC}) / \sqrt{3} \end{aligned} \quad (11)$$

W zależnościach (11)  $I_A^{CA}$  oznacza składową prądu odbiornika —  $I_A$  — współfazową z napięciem  $U_{CA}$  (analogicznie dla prądów  $I_B$  i  $I_C$ ). W strukturach sterowania 1 i 3 prądy (moce)  $I_{AB}^{FC}$ ,  $I_{BC}^{FC}$ ,  $I_{CA}^{FC}$  ( $Q_{AB}^{FC}$ ,  $Q_{BC}^{FC}$ ,  $Q_{CA}^{FC}$ ) wyznaczane są w torze pomiarowym FK na podstawie napięcia międzyfazowego i zastępczej reaktancji stopnia kondensatorowego FC. W strukturze 2 zrealizowane jest sterowanie uwzględniające z jednej strony błędy kompensacji, z drugiej — pozwalające kompensować wpływ procesów przejściowych występujących często w okresie pracy pieca łukowego. W tym układzie sterowania uwzględniane są różnice pomiędzy wartościami wyznaczonych sygnałów, występujących w kolejnych półokresach napięcia zasilającego zgodnie z zależnością (12) (na podstawie (9)):

$$I_{AB=}^{TCR} = I_{AB=}^{TCR} + \Delta I_{AB=}^{TCR} \quad (12)$$

gdzie składowa symetryzacji i kompensacji jest określana jako:

$$I_{AB=}^{TCR} = (I_{\delta Ai}^q + I_{\delta Bi}^q - I_{\delta Ci}^q) / \sqrt{3} \quad (13)$$

a składowa korekcji:

$$\begin{aligned} \Delta I_{AB=}^{TCR} &= k [(I_{\delta Ai}^q - I_{\delta Ai-1}^q) + (I_{\delta Bi}^q - I_{\delta Bi-1}^q) - \\ &- (I_{\delta Ci}^q - I_{\delta Ci-1}^q)] / \sqrt{3} \end{aligned} \quad (14)$$

gdzie:

$$I_{\delta} = I^s - I^{TCR};$$

$i, (i-1)$  — numery porządkowe punktów pomiarowych,

$k$  — współczynnik korekcji.

Analogiczną postać mają zależności, w których jako wielkości sterujące stosowane są wartości mocy biernych. Badania reakcji modelu kompensatora FC/TCR, wyposażonego w opisany układ sterowania, na pulsowe zmiany obciążenia pozwoliły określić optymalne, z punktu widzenia skuteczności dynamicznej kompensacji i skuteczności tłumienia składowych stałych, wartości współczynnika  $k$ . Są one zawarte w przedziale 0,4 ... 0,8. Zwiększenie tego współczynnika prowadzi do istotnego pogorszenia właściwości dynamicznych kompensatora, których miarą jest szybkość i dokładność realizacji procesu kompensacji.

W układach sterowania badanego kompensatora założono następujące czujniki pomiarowe:

— czujnik chwilowej składowej czynnej prądu (CZ-IP):

$$I_{IP} = I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin (n \frac{\pi}{2} - \varphi_n) = I_{IP_0} + I_{IP_d} \quad (15)$$

— czujnik składowej czynnej prądu typu całkującego (CZ-IPI):

$$\begin{aligned} I_{IPI} &= \int_0^{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin (n\omega t - \varphi_n) d(\omega t) = \\ &= 2 (I_1 \cos \varphi_1 + \sum_{n=2}^{\infty} \frac{I_n}{2n-1} \cos \varphi_{2n-1}) = I_{IPI_0} + I_{IPI_d} \end{aligned} \quad (16)$$

— czujnik mocy czynnej (CZ-P):

$$\begin{aligned} I_P &= \int_0^{\pi} ui d(\omega t) = \int_0^{\pi} U \sin \omega t \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin (n\omega t - \varphi_n) d(\omega t) = \\ &= \frac{\pi}{2} UI_1 \cos \varphi_1 = I_{P_0} \end{aligned} \quad (17)$$

W przedstawionych rozważaniach przebiegi czasowe napięcia i prądu opisane są zależnościami (18) i (19):

$$u = U \sin \omega t \quad (18)$$

$$\begin{aligned} i &= I_1 \sin (\omega t - \varphi_1) + I_2 \sin (2\omega t - \varphi_2) + \dots + \\ &+ I_n \sin (n\omega t - \varphi_n) \end{aligned} \quad (19)$$

W czasie półokresu przebiegu napięcia zasilającego wartość sygnału wyjściowego czujnika pomiarowego (mierzącego wyżej opisane rodzaje sygnałów) pozostaje niezmienna i równa wyliczonej w poprzednim półokresie. W tym samym czasie wyznaczana jest kolejna wartość tego sygnału, która będzie obowiązywać w następnym półokresie. Innymi słowy oznacza to, że w chwili, gdy wejściowe napięcie przekracza wartość zero, sygnał

wyjściowy przyjmuje wartość wyznaczoną w czasie zakończonego półokresu, zgodnie z jednym z opisanych wcześniej algorytmów. Wartość ta pozostanie nie zmieniona aż do następnego przejścia przez zero napięcia wejściowego. Ta logika działania została opisana w tabeli 1 dla badanych układów sterowania kompensatora. Zmienne logiczne  $L1$ ,  $L2$  „sterują” tym procesem. Przedstawione w tabeli wartości sygnałów: wejściowych — napięcia  $u$  i prądu  $i$ , wyjściowych —  $F$  i  $FK$ , oraz pośredniego, pomocniczego sygnału  $G$  dotyczą bieżącego kroku całkowania  $n$ . Wartości tych wielkości w poprzednim kroku całkowania —  $(n-1)$  — są oznaczone indeksem „0”. Istnieje dzięki temu możliwość prostego opisu algorytmu działania czujników w prezentowanym modelu (tabela 1).

Oznacza to, że w przyjętym modelu uwzględnia się rzeczywisty charakter napięcia, nie uproszczony, jak w przypadku zależności (18). Stwarza to możliwość uwzględnienia sposobów próbkowania sygnałów sterowania, schematów układu sterowania oraz przebiegów czasowych napięć i prądów.

### 3. WYNIKI BADAŃ

Porównano skuteczność działania kompensatorów wyposażonych w różne układy pomiarowo-regulacyjne (tabela 1) pod względem częstotliwości. Jako kryterium jakości działania kompensatora przyjęto względną wartość wahań napięcia, występujących w układzie z kompensatorem, a odniesionych do wahań napięcia występujących w układzie z wyłączonym kompensatorem dla poszczególnych częstotliwości, zdefiniowanych w warunkach zasilania i dla przyjętego sposobu zmian obciążenia:

$$\delta U_{Rf} = \delta U_{SVCf} / \delta U_f \quad (20)$$

gdzie:

$\delta U_f$  — wahania napięcia o częstotliwości  $f$  w PWP przy wyłączonym kompensatorze;

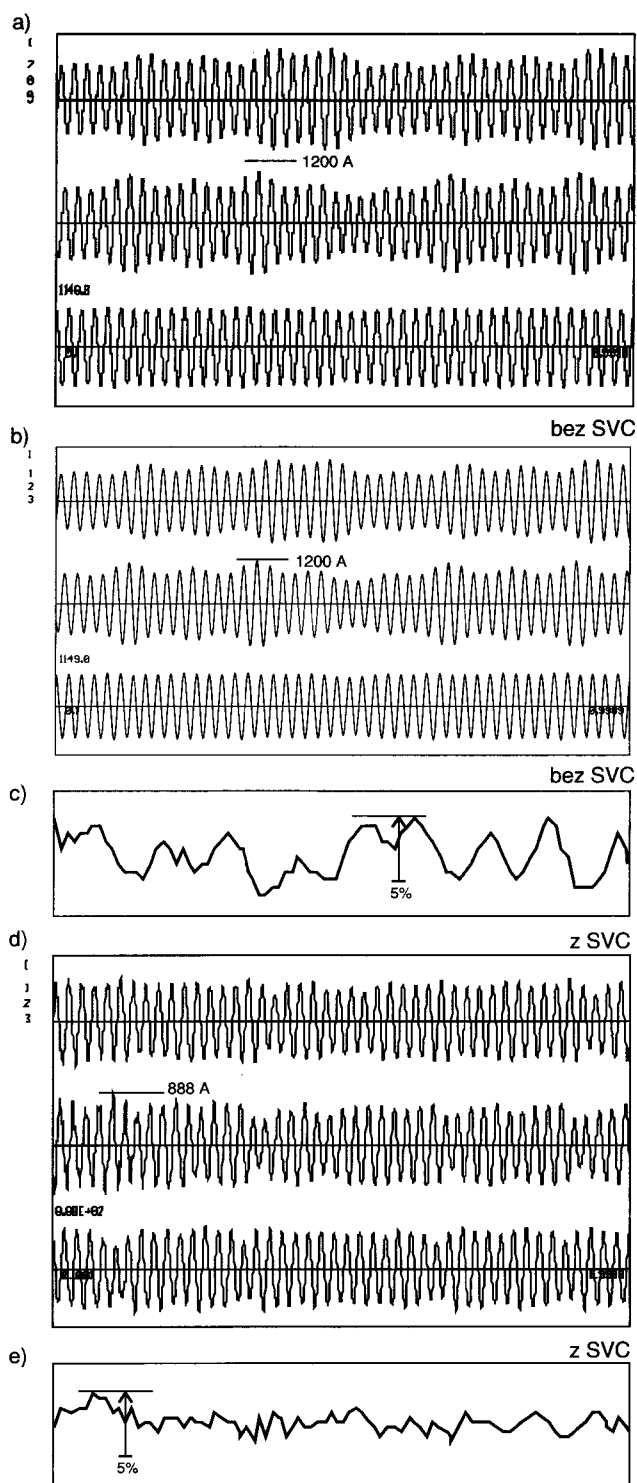
$\delta U_{SVCf}$  — odpowiednio, wahania po załączeniu kompensatora.

Pomiar dokonywany był dla każdego napięcia międzyfazowego w PWP. Przebieg modulujący 50Hz sygnał nośny napięcia międzyfazowego, wywołany w badanym układzie zasilania zmianą rezystancji w czasie (zgodnie z (6)), poddano analizie Fouriera w przedziale czasu 1 s. Otrzymane w ten sposób amplitudy poszczególnych składowych, występujących w przebiegu modulującym (obwiedni przebiegu czasowego) napięcia zasilającego —  $U_f$ , określają poziom wahań napięcia, zdefiniowany dla poszczególnych częstotliwości zależnością:

$$\delta U_f = 2U_f / \sqrt{2} \quad (21)$$

Na podstawie metody najmniejszych kwadratów otrzymano aproksymację zależności charakterystyk częstotliwościowych dla nieskompensowanych wahań napięcia w przypadku pracy kompensatorów wyposażonych w różne układy sterowania (tabela 1).

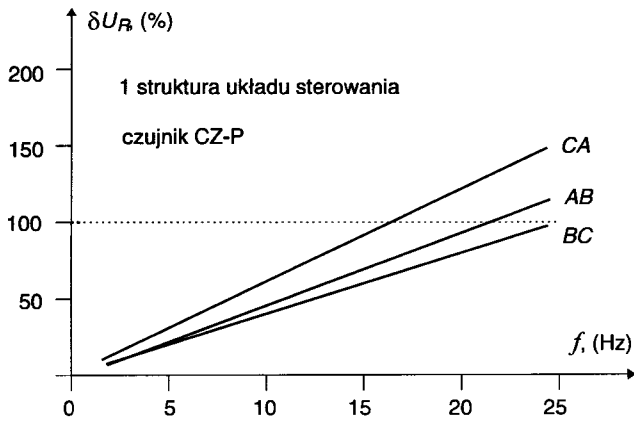
Rysunek 2 przedstawia przebiegi czasowe prądów sieci zasilającej (rys. 2b i d) oraz wartości skutecznej przykładowo wybranego napięcia międzyfazowego  $U_{AB}$  dla



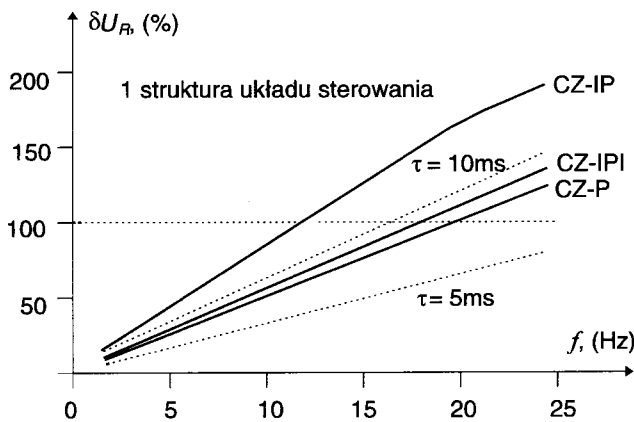
Rys. 2. Przebiegi czasowe prądów faz odbiornika (a), sieci zasilającej (b, d) oraz amplitudy napięcia  $u_{AB}$  w PWP (c, e)

układu z kompensatorem i bez niego, przy założeniu takiego samego przebiegu czasowego prądu odbiornika (rys. 2a). Układ pomiarowo-regulacyjny modelowanego kompensatora realizuje algorytm (8).

Na rysunku 3 przedstawiono zależność nieskompensowanych, względnych amplitud wahań napięcia w PWP dla poszczególnych napięć międzyfazowych w funkcji częstotliwości zmian tego napięcia, występujących w ba-



Rys. 3. Charakterystyki częstotliwościowe dla różnych faz w modelowanym systemie



Rys. 4. Porównawcze charakterystyki częstotliwościowe w układzie sterowania 1

danym systemie dla przebiegów jak na rysunku 2. W celu określenia skuteczności działania kompensatora, wyposażonego w badany system sterowania, zdefiniowano uogólnioną charakterystykę częstotliwościową, będącą wartością średnią z trzech faz. Takie ujęcie daje możliwość porównania otrzymanych wyników z rezultatami uzyskanymi na podstawie podobnych analiz przeprowadzonych dla jednofazowych schematów zastępczych lub transmisyjnych schematów blokowych.

Rysunek 4 przedstawia zestawienie porównawcze częstotliwościowych, uogólnionych charakterystyk kompensatora wyposażonego w różne czujniki pomiarowe, stosowane w układzie sterowania o strukturze 1.

Przyjmując uproszczony, jednofazowy schemat układu kompensacji oraz zastępczy czas reakcji kompensatora  $\tau$ , nieskompensowane wahania mocy biernej odbiornika dla częstotliwości  $f$  można opisać zależnością:

$$Q_{Rf} = Q_f - Q_{kf} e^{-j2\pi f \tau} \quad (22)$$

gdzie  $Q_f$ ,  $Q_{kf}$  są amplitudami wahań mocy biernej odbiornika i kompensatora o częstotliwości  $f$ .

Przy założeniu  $Q_f = Q_{kf}$  zależność (22) przyjmuje postać:

$$Q_{Rf} = Q_f (1 - e^{-j2\pi f \tau}) \quad (23)$$

Uwzględniając (23) oraz uproszczoną zależność opisującą amplitudę wahań napięcia:

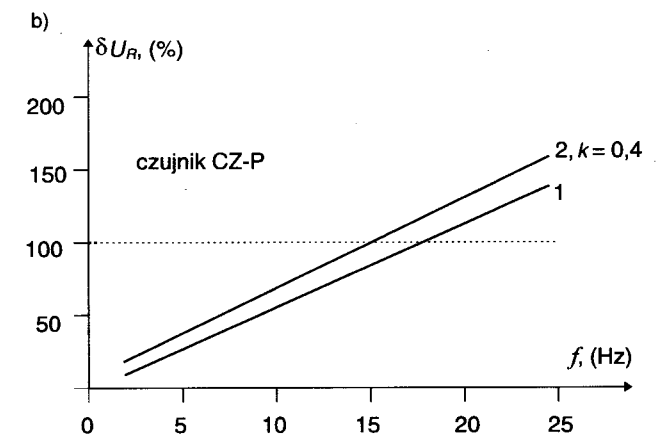
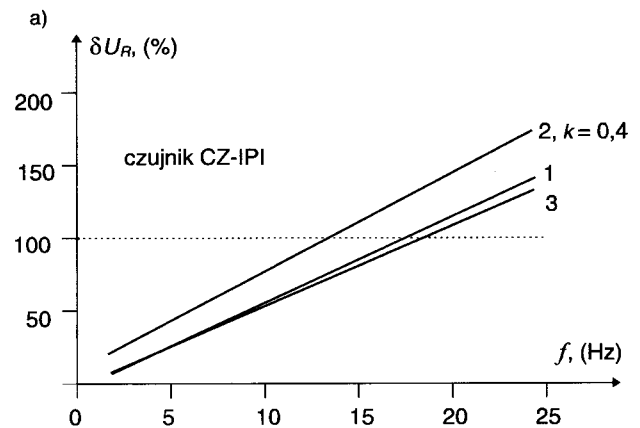
$$\delta U_{Rf} = Q_f / S \quad (24)$$

gdzie  $S$  jest mocą zwarcia w PWP, można oszacować względne nieskompensowane wahania napięcia:

$$\delta U_{Rf} = \sqrt{2} \sqrt{1 - \cos 2\pi f \tau} \quad (25)$$

Zgodnie z (25) na rysunku 4 przedstawiono również charakterystyki częstotliwościowe dla stałych czasowych  $\tau = 5$  ms i  $\tau = 10$  ms. Daje to możliwość porównania charakterystyk częstotliwościowych, otrzymanych zgodnie z przybliżoną zależnością (25), z rezultatami badań symulacyjnych dla kompensatora wyposażonego w różne rodzaje czujników pomiarowych, pracujących w strukturze 1 układu sterowania.

Nieskompensowane wahania napięcia w PWP dla kompensatora wyposażonego w czujnik mierzący składową czynną prądu CZ-IPI (zależność (16)), współpracujący z opisanymi strukturami układu sterowania, przedstawiono na rysunku 5a. Rysunek 5b przedstawia natomiast porównanie charakterystyk częstotliwościowych kompensatora dla układów sterowania o strukturach 1 i 2, dla czujnika mocy czynnej CZ-P (zależność (17)). Widać wyraźnie, że stosowanie układu sterowania o strukturze 2, uwzględniającej obecność składowej stałej w mierzo-



Rys. 5. Charakterystyki częstotliwościowe dla różnych układów sterowania z czujnikami CZ-IPI (a) oraz CZ-P (b)

nym sygnale, pogarsza właściwości dynamiczne kompensatora. Struktury sterowania 1 i 3 posiadają praktycznie jednakowe charakterystyki dynamiczne, lecz struktura sterowania 3 wymaga dwukrotnie większej liczby czujników pomiarowych.

Na rysunkach 3–5 wartość  $\delta U_R = 100\%$  jest oznaczona jako granica skutecznego działania kompensatora. Jej przekroczenie w pewnym przedziale częstotliwości oznacza wzmocnianie wahań napięcia w następstwie pracy kompensatora.

Badania wykazały, że system sterowania o strukturze 2, z czujnikami pomiarowymi mierzącymi wartość chwilową czynnej składowej prądu, jest nieskuteczny, prowadzi bowiem do wzmocnienia wahań napięcia w całym przedziale badanych częstotliwości.

#### 4. PODSUMOWANIE

Opracowany model kompensatora wraz z układem pomiarowo-regulacyjnym oraz model systemu zasilającego dają możliwość symulacji i uzyskania wiarygodnych przebiegów czasowych napięć i prądów. Stwarza to możliwość komputerowego wspomagania procesu projektowania układu kompensacji oraz prognozowania skuteczności jego działania.

Przedstawiony sposób analizy pozwala uzyskać uogólnione częstotliwościowe charakterystyki skuteczności działania kompensatora (przykładowo rys. 4 i 5). Mogą być one wykorzystane do szybkiej oceny rezultatów pracy kompensatora.

Właściwości dynamiczne kompensatorów są silnie zależne od rodzaju zastosowanych czujników pomiarowych. W systemach zasilania nieliniowych, niesymetrycznych i niespokojnych odbiorników najbardziej skuteczne w działaniu okazały się kompensatory, których układy sterujące były wyposażone w czujniki pomiarowe (prądu lub mocy) typu całkującego.

#### PODZIĘKOWANIE

Dr Jurij Warecki dziękuje Fundacji Popierania Nauki (Kasa im. J. Mianowskiego) za przyznane stypendium, które umożliwiło realizację części niniejszej pracy.

#### LITERATURA

1. Chya L.O., Lin P.M.: *Computer aided analysis of electronic circuits*. Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1975, 640.
2. Gyugyi L., Otto R.A., Putman T.H.: *Principles and applications of static, thyristor-controlled shunt compensators*. IEEE Trans. Power App. Syst. 1997, 5, 1978, 1935–1945.
3. Hanzelka Z.: *Skuteczność statycznej kompensacji oddziaływania odbiorników niespokojnych na sieć zasilającą*. AGH, Kraków 1994, 141.
4. Kawamura A.: *An optimal control method applied for the compensation the fundamental VAR fluctuations in the arc furnace*. Proceedings of the 1982 Power Engineering Society Conference, 205–214.
5. Perchacz W.S.: *Matematyczne problemy w elektroenergetyce*. Wyższa Szkoła, Lwów 1982, 380.
6. Ravlyk A., Gretchyn T.: *Digital complex for modelling of transient processes in electric circuits*. Materiały Międzynarodowego Symposium „Metody matematyczne w elektroenergetyce”, Zakopane 1993, 17–20.



#### Dr inż. Juri Vareski

Urodził się we Lwowie, na Ukrainie, w 1952 r. Studia techniczne ukończył w 1974 r. na Politechnice Lwowskiej, gdzie został zatrudniony w Katedrze Sieci i Systemów Elektroenergetycznych. Stopień doktora otrzymał w 1982 r. w Instytucie Badawczym Elektroenergetyki w Moskwie. Obecnie jest zatrudniony jako profesor Politechniki Lwowskiej w Katedrze Sieci i Systemów Elektroenergetycznych. Zajmuje się

badaniami i rozwojem urządzeń kompensacyjnych dla przemysłu i innych zastosowań, analizami komputerowymi niestabilnych stanów sieci i jakością energii elektrycznej. Napisał ponad 40 artykułów i jest autorem 12 patentów i świadectw autorskich.



#### Dr inż. Aleksander Rawlyk

Urodził się w 1956 r. Studia wyższe ukończył na wydziale elektrycznym Politechniki Lwowskiej w roku 1978. W roku 1990 obronił pracę doktorską na Politechnice Leningradzkiej. Pracuje obecnie jako docent na Politechnice Lwowskiej w Katedrze Sieci i Systemów Elektrycznych. Zajmuje się opracowywaniem algorytmów i programów komputerowych do badań procesów w systemach elektroenergetycznych. Jest autorem 26 artykułów.



#### Prof. dr hab. inż. Ryszard Koziol

Urodzony w 1930 r., ukończył Wydział Elektrotechniki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1957 r. W latach 1957–1962 pracował w Przedsiębiorstwie Robót Elektrycznych „Elektromontaż” w Nowej Hucie. Od 1962 r. zaczął pracować na Akademii Górniczo-Hutniczej i w 1967 roku uzyskał stopień doktora nauk technicznych, a w 1977 tytuł doktora habilitowanego. Przedmiotem jego zainteresowań są zagadnienia związane z automatyką napędu elektrycznego i teorią sterowania. Jest profesorem zwyczajnym i kierownikiem Katedry Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych AGH. Jest wiceprzewodniczącym Komisji Elektrotechniki, Automatyki i Informatyki PAN Oddziału Krakowskiego. Autor ponad 200 artykułów i referatów oraz 15 książek. Jest równocześnie profesorem Akademii Wychowania Fizycznego w Krakowie, w Zakładzie Teorii Sportu.



#### Mgr inż. Zbigniew Biernat

Urodzony w 1944 r., ukończył Wydział Elektrotechniki G. i H. Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie w 1968 r. i w tym samym roku podjął pracę w Katedrze Automatyki Napędu i Urządzeń Przemysłowych gdzie pracuje do dziś. Brał udział w wielu wdrożeniach nowatorskich rozwiązań w przemyśle hutniczym. Autor i współautor 10 udzielonych patentów, wielu publikacji i referatów.