

## Hybrydowy układ kompensacji mocy biernej w systemie zasilania maszyny wyciągowej w kopalni węgla kamiennego

**Streszczenie.** Artykuł opisuje system zasilania maszyny wyciągowej z układem kompensacji mocy biernej przesunięcia, zawierającym baterię kondensatorów oraz kompensator aktywny – opracowane dla kopalni węgla kamiennego. Układ sterowania kompensatora aktywnego umożliwia kompensację sumy mocy biernej pobieranej poprzez obciążenie, którym jest 12-pulsowy przekształtnik tyrystorowy oraz bateria kondensatorów. Poprawność działania układu kompensacji została potwierdzona komputerowymi badaniami symulacyjnymi oraz badaniami zainstalowanego układu.

**Abstract.** The article describes the power system of the hoisting machine in the coal mines with reactive power compensation circuit comprising a capacitor bank offset and active compensator. The control system of the active compensator allows for compensation of the sum of the reactive power drawn by the load in the form of 12-pulse SCR converter and the passive power of the capacitor banks. The correctness of operation of the compensation system was confirmed by computer simulation study and research on the real system in the mine. **(Hybrid system for power factor passive power compensation for supply system of hoisting machine in coal mine)**

**Słowa kluczowe:** Kompensator aktywny, filtr pasywny, moc bierna, współczynnik mocy przesunięcia

**Keywords:** Parallel Active Compensator, Passive Filter, Reactive Power, Displacement Power Factor

doi:10.12915/pe.2014.10.56

### Wstęp

Kompensacja mocy biernej przesunięcia – pobieranej w sieciach energetycznych przez odbiorniki nieliniowe niestacjonarne (np. wielopulsowe przekształtniki tyrystorowe) – przy wykorzystaniu równoległych kompensatorów aktywnych, pozwala na utrzymanie współczynnika mocy przesunięcia (DPF) o wartości bliskiej jedności, nawet w stanach dynamicznej zmiany kąta wysterowania tyrystorów przekształtnika. Kompensator aktywny bardzo dobrze współpracuje z filtrami pasywnymi LC lub/i baterią kondensatorów, którą cechują dyskretne wartości kompensowanej mocy biernej [1], [2], [3], [4], [5]. Stosowanie baterii kondensatorów współpracujących z kompensatorem aktywnym pozwala na wykorzystanie pełnego zakresu regulacji kompensatora zarówno dla generowanych dodatnich jak i ujemnych mocy biernych.

### Opis systemu zasilania z kompensacją mocy biernej przesunięcia

Rysunek 1 przedstawia schemat analizowanego układu zasilającego średniego napięcia (6 kV). Tyrystorowy przekształtnik 12-pulsowy jest zasilany za pośrednictwem transformatora Tr2 o grupie połączeń Dd0y5, natomiast kompensator aktywny jest dołączony do sieci średniego napięcia za pośrednictwem transformatora Tr1 o grupie połączeń Dy5. Zadaniem kompensatora aktywnego i baterii kondensatorów jest utrzymanie zerowej mocy biernej pobieranej przez sieć zasilającą, której głównym obciążeniem jest układ „przekształtnik 12T- silnik prądu stałego”. W kompensatorze aktywnym są zastosowane dwa dwupoziomowe falowniki z modułami FF1400R12KIE4. Bateria kondensatorów  $C_{ps}$  podłączona jest za pośrednictwem indukcyjności  $L_{ps}$  do sieci średniego napięcia. Wszystkie wartości indukcyjności i pojemności podane w artykule zostały odniesione do napięcia po stronie zacisków przemiennoprądowych kompensatora.

Przedstawiony na rys. 2 układ sterowania z regulatorem napięcia w obwodzie DC realizuje algorytm opisany w literaturze [6], [7], [8], [9]. Nadrzędny regulator napięcia  $U_{DC}$  stabilizuje je na zadanej wartości, proporcjonalnej do  $U_{DC}$ . Sygnały o jednostkowej amplitudzie  $U_{A\_sin}$ ,  $U_{B\_sin}$ ,  $U_{C\_sin}$  są zgodne w fazie z napięciami fazowymi  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$  co powoduje, że sygnał wyjściowy regulatora  $u_n$  wyznacza amplitudę i fazę (0 lub  $\pi$  rad) składowej czynnej wyjściowych prądów falownika. Kompensator aktywny pracuje w układzie otwartym co wynika z faktu, że układ

sterowania wykorzystuje sygnały pomiarowe prądów obciążenia (włącznie z prądami baterii kondensatorów) do wyznaczenia przebiegów ( $i_1^*$ ,  $i_2^*$ ,  $i_3^*$ ) zadających prądy wyjściowe falownika.

Opisane sterowanie zapewnia bardzo szybkie odtwarzanie sygnałów  $i_1^*$ ,  $i_2^*$ ,  $i_3^*$  przy zmianach mocy biernej odbiornika. Jest to równoznaczne z bardzo dobrymi właściwościami dynamicznymi w odniesieniu do regulacji napięcia w obwodzie DC filtru aktywnego. Współczynniki  $k_{io}$ ,  $k_{if}$  są stałymi przekładników prądów sieci oraz kompensatora.

Do realizacji układu sterowania filtru wybrano popularny w zastosowaniach energoelektronicznych procesor DSP TMS320F28335.

### Równania opisujące algorytm sterowania kompensatora

Moc bierną przesunięcia pobieraną z fazy sieci zasilającej  $Q$  można wyznaczyć ze wzoru [10]:

$$(1) \quad Q = -\frac{1}{\omega_s T} \int_{t_o}^{t_o+T} i(\tau) \frac{du(\tau)}{d\tau} d\tau$$

gdzie  $\omega_s$ ,  $T$  są odpowiednio pulsacją oraz okresem napięcia  $u(t)$  oraz prądu  $i(t)$  sieci zasilającej.

W układzie przedstawionym na rys. 1 fazowe napięcia zasilające opisują zależności:

$$(2) \quad u_{s1} = U_{1m} \sin \omega_s t$$

$$(3) \quad u_{s2} = U_{2m} \sin(\omega_s t - 2\pi/3)$$

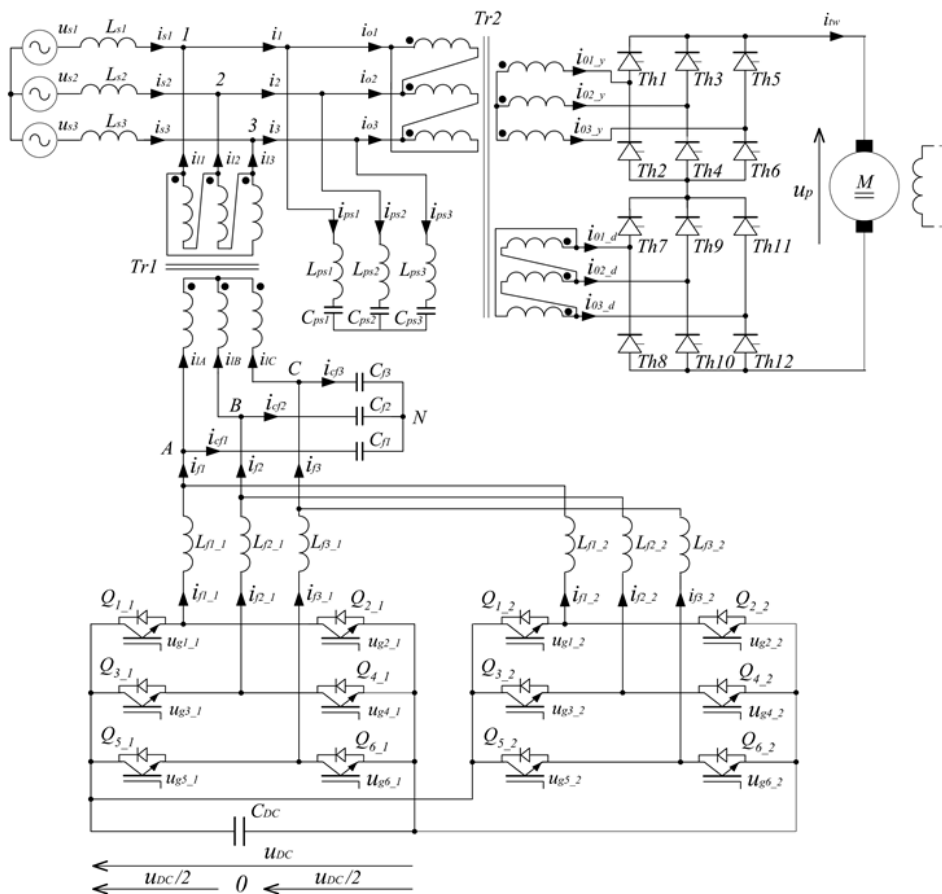
$$(4) \quad u_{s3} = U_{3m} \sin(\omega_s t + 2\pi/3)$$

Dla fazy pierwszej otrzymujemy zależność opisującą sumaryczną moc bierną  $Q_{ops1}$  pobieraną przez obciążenie i baterię kondensatorów:

$$(5) \quad Q_{ops1} = -\frac{U_{1m}}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} i_1(\tau) \cos \omega_s \tau d\tau$$

Po zdefiniowaniu napięcia cosinusoidalnego o jednostkowej amplitudzie  $u_{1\_cos}$ :

$$(6) \quad u_{1\_cos}^* = 1 \cos \omega_s t$$



Rys. 1. Schemat analizowanego układu z filtrem aktywnym

i uwzględnieniu (6) w (5) otrzymujemy:

$$(7) \quad Q_{ops1} = -\frac{U_{1m}}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} u_{1\_cos}^* i_1(\tau) d\tau$$

Zgodnie z twierdzeniem Parsevala tylko całka za okres iloczynów tych samych harmonicznich napięć i prądu przyjmuje niezerowe wartości. Harmoniczną fundamentalną sumarycznego prądu pobieranego przez obciążenie i baterię kondensatorów w fazie pierwszej opisuje wyrażenie trygonometryczne:

$$(8) \quad i_{1fund}(t) = I_{1m} \sin(\omega t - \varphi)$$

Po podstawieniu (8) do (7) otrzymamy:

$$(9) \quad Q_{ops1} = \frac{U_{1m} I_{1m}}{2} \sin \varphi$$

Amplitudę składowej biernej prądu, czyli składowej wyprzedzającej napięcia o  $\pi/2$  rd opisuje wzór:

$$(10) \quad I_{1m\_cos} = I_{1m} \sin \varphi$$

Zatem wzór (9) przyjmie postać:

$$(11) \quad Q_{ops1} = \frac{U_{1m} I_{1m\_cos}}{2}$$

Wartość amplitudy składowej biernej  $I_{1m\_cos}$  można wyznaczyć z zależności:

$$(12) \quad I_{1m\_cos} = \frac{2Q_{ops1}}{U_{1m}}$$

Po podstawieniu (5) do (12) otrzymujemy:

$$(13) \quad I_{1m\_cos} = -\frac{2}{T} \int_{t_o}^{t_o+T} i_1(\tau) \cos \omega_s \tau d\tau$$

Przy całkowaniu za pół okresu wzór (13) przyjmie postać:

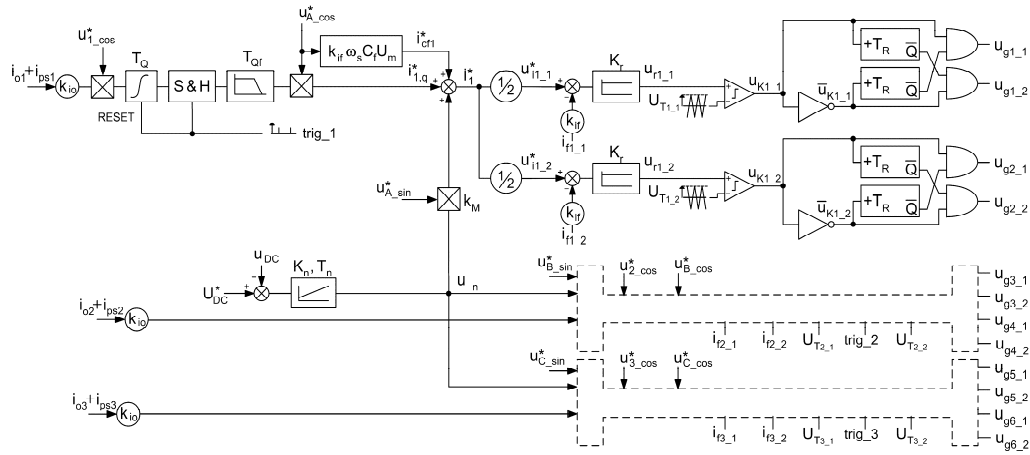
$$(14) \quad I_{1m\_cos} = -\frac{4}{T} \int_{t_o}^{t_o+\frac{T}{2}} i_1(\tau) \cos \omega_s \tau d\tau$$

Moc bierną generowaną przez kompensator aktywny opisuje zależność:

$$(15) \quad Q_{LA} = \frac{U_{Am} I_{Am\_cos}}{2}$$

gdzie  $I_{Am\_cos}$  oznacza wartość amplitudy składowej biernej prądu wyjściowego fazy A kompensatora (kompensator pobiera również składową czynną na pokrycie strat cieplnych w urządzeniu).

Pełną kompensację mocy biernej przesunięcia w fazie pierwszej sieci zasilającej (przy pominięciu prądu magnesującego transformatora  $Tr1$ ) osiąga się gdy zachodzi równość:



Rys. 2. Schemat zastępczy układu sterowania filtra aktywnego

$$(16) \quad Q_{LA} = Q_{ops1}$$

Dla transformatora o grupie połączeń Dy5 spełniona jest zależność:

$$(17) \quad \frac{U_{1m}}{U_{Am}} = \frac{u_z}{\sqrt{3}}$$

gdzie  $u_z$  oznacza przekładnię zwojową transformatora,  $U_{Am}$  wartość skuteczną napięcia fazowego  $u_{AN}$ .

Z zależności (11), (15), (16) i (17) wynika wzór opisujący  $I_{Am\_cos}$ :

$$(18) \quad I_{Am\_cos} = -\frac{4g_z}{\sqrt{3}T} \int_{t_o}^{t_o + \frac{T}{2}} i_1(\tau) \cos \omega_s \tau d\tau$$

W celu otrzymania przebiegu czasowego zadającego składową bierną prądu wymuszonego na wyjściu kompensatora dla fazy A należy wartość  $I_{Am\_cos}$  pomnożyć przez jednostkowe napięcie opisane zależnością:

$$(19) \quad u_{A\_cos}^* = 1 \cos(\omega_s t - 5\pi/6)$$

Przesunięcie fazowe  $5\pi/6$  wynika z przesunięcia jakie wnosi transformator o grupie połączeń Dy5. Przebieg czasowy składowej referencyjnej dla prądu biernego na wyjściu falownika kompensatora ma postać:

$$(20) \quad i_{1,q}^* = k_{if} I_{Am\_cos} \cos(\omega_s t - 5\pi/6)$$

Dla pozostałych faz otrzymujemy:

$$(21) \quad I_{Bm\_cos} = -\frac{4g_z}{\sqrt{3}T} \int_{t_o}^{t_o + \frac{T}{2}} i_2(\tau) \cos\left(\omega_s \tau - \frac{2\pi}{3}\right) d\tau$$

$$(22) \quad u_{B\_cos}^* = 1 \cos(\omega_s t + \pi/2)$$

$$(23) \quad i_{2,q}^* = k_{if} I_{Bm\_cos} \cos(\omega_s t + \pi/2)$$

$$(24) \quad I_{Cm\_cos} = -\frac{4g_z}{\sqrt{3}T} \int_{t_o}^{t_o + \frac{T}{2}} i_3(\tau) \cos\left(\omega_s \tau + \frac{2\pi}{3}\right) d\tau$$

$$(25) \quad u_{C\_cos}^* = 1 \cos(\omega_s t - \pi/6)$$

$$(26) \quad i_{3,q}^* = k_{if} I_{Cm\_cos} \cos(\omega_s t - \pi/6)$$

W układzie rzeczywistym napięcia  $u_{A\_cos}^*$ ,  $u_{B\_cos}^*$ ,  $u_{C\_cos}^*$  mogą być zsynchronizowane bezpośrednio z napięciem przemiennym na zaciskach kompensatora. Wartość stałej zdwojenia  $T_Q$  układu całkującego pokazanego na rys. 2 wyznacza się ze wzoru:

$$(27) \quad T_Q = \frac{\sqrt{3}T k_{io}}{4g_z k_{if}}$$

Na wyjściu układu S&H zastosowano filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu o stałej czasowej  $T_{Qf}$  i o wzmacnieniu dla zerowej pulsacji równym jeden. Sygnał referencyjny  $i_{cf}^*$  zadaje składową prądu kompensującą moc bierną kondensatorów na wyjściu kompensatora  $C_{f1}$ ,  $C_{f2}$ ,  $C_{f3}$ . Do wyznaczenia tej składowej przyjęto symetrię sieci zasilającej co oznacza spełnienie równości:  $U_{Am} = U_{Bm} = U_{Cm} = U_m$ .

### Podstawowe zależności projektowe kompensatora aktywnego z falownikiem dwupoziomowym.

W układzie sterowania zastosowano proporcjonalny regulator prądu i modulator PWM z trójkątnym przebiegiem pomocniczym o wartości maksymalnej  $U_T$  i częstotliwości powtarzania  $f_c$ . Dla falownika dwupoziomowego, kształtującego na wyjściu prąd w obciążeniu o charakterze indukcyjnym, krytyczne wzmacnienie regulatora  $K_r$  można wyznaczyć porównując stromość wyjściowego sygnału regulatora  $u_r$  ze stromością trójkątnego sygnału pomocniczego  $u_T$ .

$$(28) \quad \left| \frac{du_r}{dt} \right| \leq \left| \frac{du_T}{dt} \right|$$

Jeśli warunek ten nie jest spełniony, następuje wielokrotna zmiana stanu wyjściowego komparatora w okresie trójkątnego napięcia pomocniczego  $T_c$ , co prowadzi do niestabilnej pracy systemu regulacji.

Szybkość zmian napięcia  $u_T$  w czasie jest zależna od wartości maksymalnej  $U_T$  oraz okresu  $T_c$  wg. zależności:

$$(29) \quad \frac{du_T}{dt} = \frac{4U_T}{T_c}$$

Jeśli do analizy przyjmijemy stały sygnał  $u_i^*$  zadający prąd, wówczas możemy napisać:

$$(30) \quad \frac{du_r}{dt} = -k_{if} K_r \frac{di_f}{dt}$$

Maksymalna wartość pochodnej prądu  $i_f$  względem czasu występuje wtedy gdy napięcie na indukcyjności przyjmuje wartość bliską  $U_{DC}$  (przyjmuje się  $U_m + U_{DC}/2 \approx U_{DC}$ ):

$$(31) \quad \left( \frac{di_f}{dt} \right)_{\max} = \frac{U_{DC}}{L_f}$$

Przyjmuje się  $L_f = L_{f1-1} = L_{f2-1} = L_{f3-1} = L_{f1-2} = L_{f2-2} = L_{f3-2}$   
Po uwzględnieniu zależności (28) ÷ (31) otrzymujemy:

$$(32) \quad K_r < \frac{4U_T f_c L_f}{k_{if} U_{DC}}$$

Maksymalną wartość indukcyjności  $L_f$  wyznacza się z kryterium, które określa minimalną (zapewnioną przez falownik) wartość stromości jego prądu wyjściowego:

$$(33) \quad \left( \frac{di_f}{dt} \right)_{cr} < \frac{U_{DC} - U_{Xm}}{2 L_f}$$

gdzie  $U_{Xm}$  oznacza amplitudę napięć fazowych  $U_{Am}$ ,  $U_{Bm}$  lub  $U_{Cm}$ .

Maksymalna stromość składowej cosinusoidalnej wyjściowego prądu falownika  $i_{f\_cos}$  występuje w chwili, kiedy fazowe napięcie na zaciskach wyjściowych A, B, C przyjmuje wartość minimalną lub maksymalną.

$$(34) \quad \left( \frac{di_{f\_cos}}{dt} \right)_{\max} = \omega_s I_{Xm\_cos}$$

gdzie  $I_{Xm\_cos}$  jest amplitudą składowej cosinusoidalnej prądu wyjściowego fazy kompensatora  $I_{Am\_cos}$ ,  $I_{Bm\_cos}$  lub  $I_{Cm\_cos}$ .

### Badania symulacyjne

Do badań symulacyjnych wykorzystano model obcowzbudnego silnika opisanego poniższymi równaniami. Moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik  $m_e$  jest proporcjonalny do prądu twornika  $i_{tw}$ :

$$(35) \quad m_e = k_e i_{tw}$$

Prędkość kątową wału silnika  $\omega_o$  wynika z momentu bezwładności całego układu  $J$ , wymuszonego momentu elektromagnetycznego  $m_e$  oraz zewnętrznego momentu obciążenia  $M_o$  zgodnie z równaniem:

$$(36) \quad \omega_o = \omega_p + \frac{1}{J} \int_{t_p}^t (m_e - M_o) d\tau$$

gdzie  $\omega_p$  jest wartością początkową prędkości kątowej.

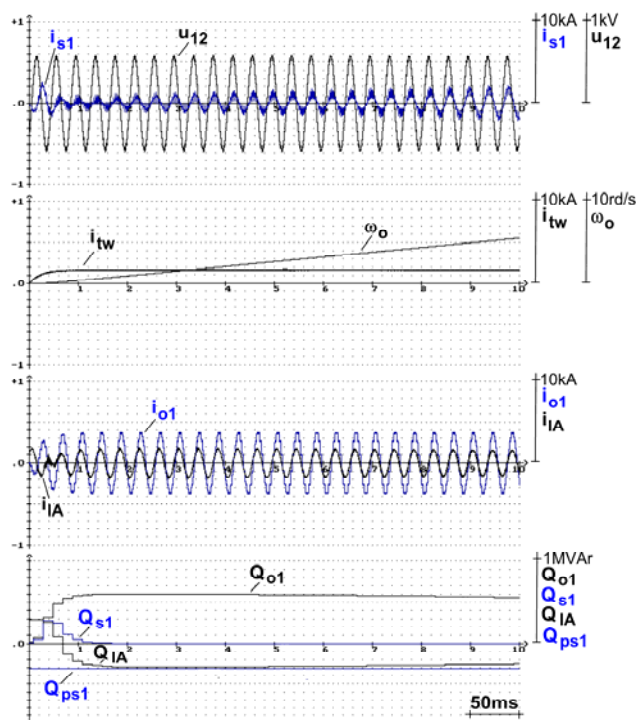
Napięcie indukowane twornika  $u_{tw}$  i prędkość kątową  $\omega_o$  wiąże stała  $k_\omega$ :

$$(37) \quad u_{tw} = k_\omega \omega_o$$

Napięcie na zaciskach silnika opisuje równanie różniczkowe:

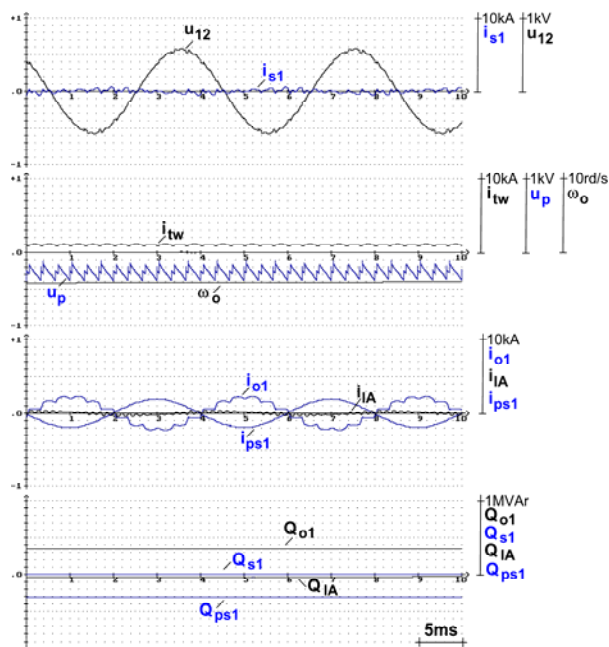
$$(38) \quad u_p = u_{tw} + R_{tw} i_{tw} + L_{tw} \frac{di_{tw}}{dt}$$

gdzie  $R_{tw}$ ,  $L_{tw}$  są odpowiednio rezystancją i indukcyjnością twornika silnika.



Rys. 3. Przebiegi prądów  $i_{s1}$ ,  $i_{o1}$ ,  $i_{IA}$  (10 kA/dz), napięcia  $u_{12}$  (1 kV/dz), prędkości kątowej  $\omega_o$  (10 rds<sup>-1</sup>/dz), mocy biernych  $Q_{o1}$ ,  $Q_{ps1}$ ,  $Q_{IA}$  oraz  $Q_{s1}$  (1 MVA/dz) dla stałej wartości prądu twornika  $i_{tw}$  (10 kA/dz).

Badania symulacyjne wykonano dla:  $U_{1m} = U_{2m} = U_{3m} = 325V$ ,  $U_{DC} = 700V$ , indukcyjności rozproszenia  $Tr1$  i sieci widzianych od strony zacisków niskiego napięcia odpowiednio  $L_f = 20\mu H$ ,  $L_s = 3\mu H$ , indukcyjności rozproszenia transformatora  $Tr2$  widzianej od strony wejścia przekształtników tyrystorowych i odniesionej do niskiego napięcia  $L_\sigma = 80\mu H$ .



Rys. 4. Przebiegi prądów  $i_{s1}$ ,  $i_{o1}$ ,  $i_{IA}$ ,  $i_{ps1}$  (10 kA/dz), napięć  $u_{12}$ ,  $u_p$  (1 kV/dz), prędkości kątowej  $\omega_o$  (10 rds<sup>-1</sup>/dz), mocy biernych  $Q_{o1}$ ,  $Q_{ps1}$ ,  $Q_{IA}$  oraz  $Q_{s1}$  (1 MVA/dz) dla stałego prądu twornika  $i_{tw}$  (10 kA/dz).

Przyjęte wartości innych parametrów:  $U_T=5V$ ,  $k_{i0}=1$ ,  $k_{if}=1$ ,  $K_r=0.02$ ,  $L_{ps}=33\mu H$ ,  $R_{ps}=30m\Omega$ ,  $C_{ps}=18mF$ ,  $L_{tw}=300\mu H$ ,  $k_M=600$ ,  $K_n=0.44$ ,  $T_n=12.5ms$ ,  $k_e=64Nm/A$ ,  $J=5kNms^2/rad$ ,  $T_{Qr}=2ms$ .

Rys. 3 pokazuje przebiegi fazowe prądów sieci  $i_{s1}$ , obciążenia  $i_{o1}$ , kompensatora aktywnego  $i_{IA}$ , napięcia  $u_{12}$ , prędkości kątowej wału silnika  $\omega_o$ , mocy biernej pobieranej przez pierwszą fazę obciążenia  $Q_{o1}$ , mocy biernej pierwszej fazy baterii kondensatorów  $Q_{ps1}$ , mocy biernej pierwszej fazy kompensatora aktywnego  $Q_{IA}$  oraz mocy biernej pobieranej przez pierwszą fazę sieci  $Q_{s1}$  dla wartości zadanej prądu twornika  $i_{tw}^*=1,7$  kA i momentu obciążenia  $M_o=50$  kNm (podnoszenie ciężaru).

Rys. 4 pokazuje dodatkowo sumę prądów pobieranych przez obciążenie i baterii kondensatorów  $i_{ps1}$  oraz napięcia na zaciskach silnika  $u_p$  dla wartości zadanej prądu twornika  $i_{tw}^*=1$  kA i momentu obciążenia  $M_o=100$  kNm (opuszczanie ciężaru).

### Badania eksperymentalne

W układzie rzeczywistym zainstalowano przekładniki prądu mierzące  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$ ,  $i_{s3}$ . W celu wyznaczenia prądów  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  zainstalowano przekładniki prądu na wyjściu kompensatora do pomiaru prądów  $i_{IA}$ ,  $i_{IB}$ ,  $i_{IC}$ . Prądy liniowe sprowadzone do strony napięcia przemiennego kompensatora (zaciski A,B,C transformatora Tr1 o grupie połączeń Dy5)  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$ ,  $i_{s3}$  opisują wzory:

$$(39) \quad i_{s1}' = v_z (i_{s1} - i_{s2}) / 3$$

$$(40) \quad i_{s2}' = v_z (i_{s2} - i_{s3}) / 3$$

$$(41) \quad i_{s3}' = v_z (i_{s3} - i_{s1}) / 3$$

Powyższe zależności zostały wyznaczone przy pominięciu prądów magnesujących transformatora.

Prądy obciążenia włącznie z prądami baterii kondensatorów odniesione do strony (A,B,C)  $i_1'$ ,  $i_2'$ ,  $i_3'$  opisują zależności:

$$(42) \quad i_1' = i_{s1}' - i_{IA}$$

$$(43) \quad i_2' = i_{s2}' - i_{IB}$$

$$(44) \quad i_3' = i_{s3}' - i_{IC}$$

W układzie rzeczywistym do wyznaczenia składowych  $i_{1,q}^*$ ,  $i_{2,q}^*$ ,  $i_{3,q}^*$ , wykorzystano prądy  $i_1'$ ,  $i_2'$ ,  $i_3'$  oraz napięcia zasilające  $u_{s1}$ ,  $u_{s2}$ ,  $u_{s3}$  również sprowadzone do strony (A,B,C).

$$(45) \quad u_{s1}' = -(u_{s1} - u_{s2}) / v_z$$

$$(46) \quad u_{s2}' = -(u_{s2} - u_{s3}) / v_z$$

$$(47) \quad u_{s3}' = -(u_{s3} - u_{s1}) / v_z$$

Napięcia  $u_{s1}'$ ,  $u_{s2}'$ ,  $u_{s3}'$  są w przybliżeniu równe napięciom fazowym  $u_{AN}$ ,  $u_{BN}$ ,  $u_{CN}$ :

$$(48) \quad u_{s1}' \approx u_{AN}$$

$$(49) \quad u_{s2}' \approx u_{BN}$$

$$(50) \quad u_{s3}' \approx u_{CN}$$

Przybliżenie wynika ze spadków napięcia na indukcyjnościach rozproszenia transformatora. Spadki napięć na impedancji zwarciowej Tr1 są również przyczyną dodatkowego przesunięcia fazowego pomiędzy napięciami strony SN oraz NN transformatora. Dlatego w celu wyznaczenia  $i_{1,q}^*$ ,  $i_{2,q}^*$ ,  $i_{3,q}^*$ , celowy jest pomiar napięć zasilających z pomocą przekładników napięciowych.

Oscylogramy wykonane w kopalni zawierają przebiegi napięć zmierzonych na wyprowadzeniach kompensatora A,B,C oraz prądu sieci odniesionego do strony NN transformatora  $i_{s1}$ , sumy prądów baterii kondensatorów i obciążenia odniesionej do strony NN transformatora  $i_1$  oraz prądu kompensatora  $i_{IA}$ .

W celu weryfikacji poprawności zastosowanego algorytmu przeprowadzono badania kompensatora aktywnego FA3-850k-400 wyprodukowanego w firmie MEDCOM Sp. z o.o.

Parametry znamionowe obcowzbudnego silnika prądu stałego mają wartości:  $P_n=2400$  kW,  $U_{twn}=650$  V,  $I_{twn}=4000$  A,  $n_n=90$  obr/min, napięcie wzbudzenia 220/110 V, prąd wzbudzenia 75/150 A.

Poniżej są przedstawione przykładowe oscylogramy wykonane w układzie z kompensatorem aktywnym, kompensującym sumaryczną moc bierną przesunięcia baterii kondensatorów i przekształtnika tyrystorowego zasilającego maszynę wyciągową.

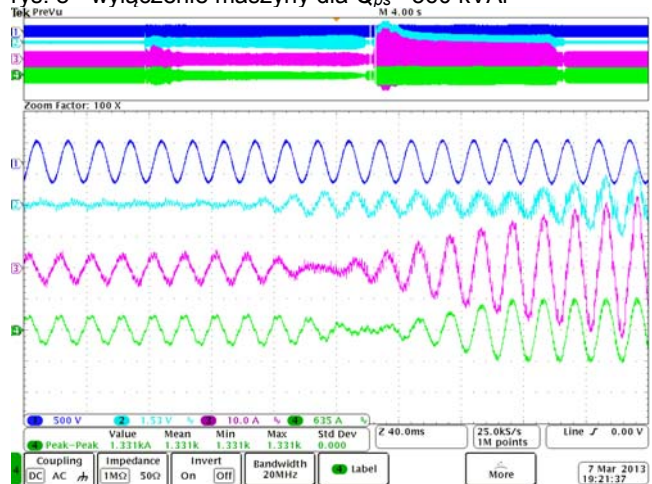
Oscylogramy zostały wykonane dla następujących przypadków:

rys. 5. - włączenie maszyny przy mocy baterii kondensatorów  $Q_{ps}=750$  kVAr,

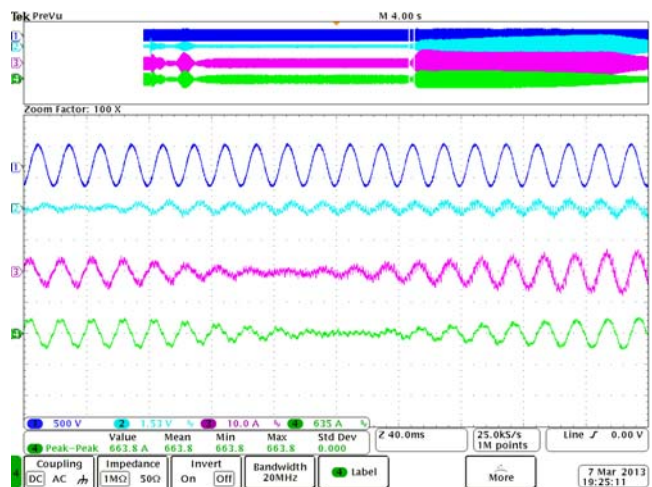
rys. 6 - włączenie maszyny dla  $Q_{ps}=620$  kVAr

rys. 7 - wyłączenie maszyny dla  $Q_{ps}=620$  kVAr

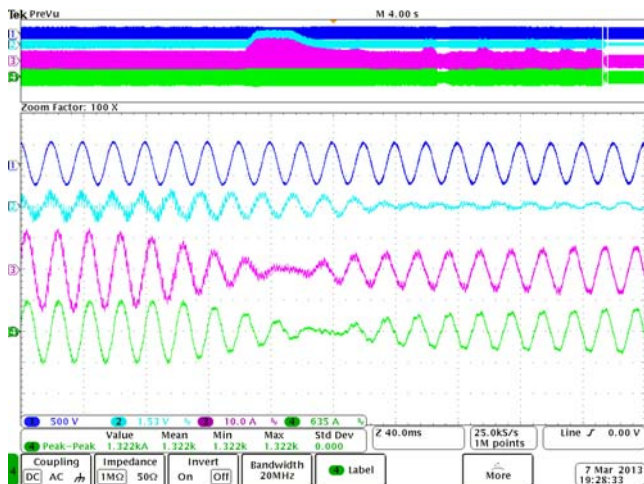
rys. 8 - wyłączenie maszyny dla  $Q_{ps}=560$  kVAr



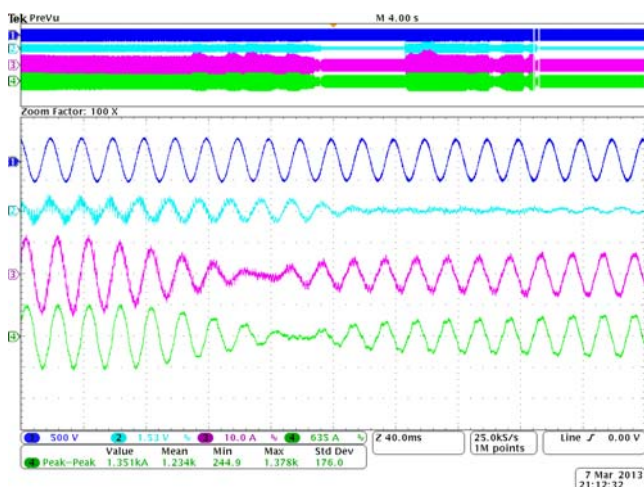
Rys. 5. Oscylogram napięcia  $u_{AN}$  (CH1:500 V/dz), prądu sieci  $i_{s1}$  (CH2:6 kA/dz), sumy prądów baterii kondensatorów i obciążenia  $i_1$  (CH3:6 kA/dz) oraz prądu kompensatora  $i_{IA}$  (CH4:6 kA/dz).



Rys. 6. Oscylogram napięcia  $u_{AN}$  (CH1:500 V/dz), prądu sieci  $i_{s1}$  (CH2:6 kA/dz), sumy prądów baterii kondensatorów i obciążenia  $i_1$  (CH3:6 kA/dz) oraz prądu kompensatora  $i_{IA}$  (CH4:6 kA/dz).



Rys. 7. Oscylogram napięcia  $u_{AN}$  (CH1:500 V/dz), prądu sieci  $i_{s1}$  (CH2:6 kA/dz), sumy prądów baterii kondensatorów i obciążenia  $i_1$  (CH3:6 kA/dz) oraz prądu kompensatora  $i_A$  (CH4:6 kA/dz).



Rys. 8. Oscylogram napięcia  $u_{AN}$  (CH1:500 V/dz), prądu sieci  $i_{s1}$  (CH2:6 kA/dz), sumy prądów baterii kondensatorów i obciążenia  $i_1$  (CH3:6 kA/dz) oraz prądu kompensatora  $i_A$  (CH4:6 kA/dz).

## Wnioski

Wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych pokazują dobre właściwości dynamiczne kompensatora aktywnego. Cecha ta pozwala na utrzymanie współczynnika mocy (DPF) bliskiego jedności zarówno w ustalonym stanie pracy maszyny wyciągowej jak i w stanach zmiany prędkości kątowej maszyny, która wiąże się ze zmianą mocy biernej pobieranej przez przekształtnik. Zastosowanie układu hybrydowego pozwala na minimalizację mocy kompensatora przy jednoczesnym zapobieganiu stanów

przekompensowania sieci przy dynamicznie zmieniającym się obciążeniu.

Autorzy dziękują firmom MEDCOM Sp. z o.o. i Inter-Consulting za umożliwienie przeprowadzenia badań w obiekcie przemysłowym weryfikujących wyniki analizy teoretycznej, przedstawionej w niniejszym artykule.

## LITERATURA

- [1] Hongliang Liu ; Yupeng Tang. Research on a hybrid system for dynamic reactive power and harmonic compensation. *Intelligent Control and Automation, 2008. 7<sup>th</sup> World Congress on. Digital Object Identifier: 10.1109/WCICA.2008.4592887* Publication Year: 2008 , Page(s): 6521 - 6526 IEEE Conference Publications
- [2] Chen, Z.; Blaabjerg, F.; Pedersen, J.K. "Harmonic resonance damping with a hybrid compensation system in power systems with dispersed generation", *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, On page(s): 3070 - 3076 Vol.4 Volume: 4, 2004
- [3] Świątek B., Klempka R., Kosiorowski S., Minimization of the source current distortion in systems with single-phase active power filters and additional passive filter designed by genetic algorithms, *11th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE2005*, 11-14 September 2005, Dresden
- [4] Adrikowski T., Buła D., Pasko M., Współpraca energetycznego filtru aktywnego z filtrem hybrydowym w przypadku symetrii obciążenia, *Przegląd Elektrotechniczny* 05/2011, 25-28
- [5] Marian Pasko, Dawid Buła, Hybrydowy energetyczny filtr aktywny w układzie z filtrem pasywnym dla jednej harmonicznej, *Przegląd Elektrotechniczny* 03/2010, 205-210
- [6] Machmoum M., Bruyant N., Siala s., Le Doeuff R. A Practical Approach to Harmonic Current Compensation by a Single-Phase Active Filter. *Epe;95* Sevilla.
- [7] Akagi H., Watanabe E H., Aredes M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. IEEE PRESS, Wiley-Interscience 2007
- [8] Lascu C., Asiminoaei L., Boldea A. Blaabjerg F., "Frequency response analysis of current controllers for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 337-347, Feb. 2009
- [9] Ben-Sheng C. and Yuan-Yih H., "A minimal harmonic controller for a STATCOM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 2, pp. 655-664, Feb. 2008.
- [10] Strzelecki R., Supronowicz H. Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy. *Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej*. Warszawa 2000.

**Autorzy:** dr inż. Tadeusz Płatek, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [platek@isep.pw.edu.pl](mailto:platek@isep.pw.edu.pl)  
mgr inż. Paweł Cichomski, MEDCOM Sp. z o.o., ul. Jutrzenki 78A, 02-230 Warszawa, E-mail: [pawelc@medcom.com.pl](mailto:pawelc@medcom.com.pl)  
dr inż. Andrzej Baranecki, MEDCOM Sp. z o.o., ul. Jutrzenki 78A, 02-230 Warszawa, E-mail: [andrzejb@medcom.com.pl](mailto:andrzejb@medcom.com.pl)  
mgr inż. Tomasz Biernacik Inter-Consulting Namysłowska 13/503-454 Warszawa, E-mail: [tomasz.biernacik@icpower.pl](mailto:tomasz.biernacik@icpower.pl)