

## Zastosowanie układu UPQC do poprawy jakości energii elektrycznej

**Streszczenie.** W artykule opisano model cyfrowy i rzeczywisty zintegrowanego układu do poprawy jakości energii elektrycznej UPQC (ang. Unified Power Quality Conditioner). Budowa układu UPQC oraz sposób dołączenia jego do sieci zasilającej umożliwiają skuteczną kompensację niepożądanych zakłóceń występujących zarówno w przebiegach napięć zasilających odbiorniki jak i prądach pobieranych przez nieliniowe odbiorniki. W artykule przedstawiono sposób doboru wartości elementów filtrów pasywnych LC w oparciu o charakterystyki częstotliwościowe układu falownika z dołączonym filtrem LC oraz uwzględnieniem algorytmu sterowania.

**Abstract.** In paper described model of Unified Power Quality Conditioner. Design and topology this device enables compensation of influences in voltage waveforms which supply loads and also in current waveforms of non-linear loads. In papers described design of passive filters LC based on frequency characteristics and algorithm of control. (Unified Power Quality Conditioner).

**Słowa kluczowe:** jakość energii elektrycznej, wyższe harmoniczne, moc czynna, moc bierna, filtr pasywny, filtr aktywny, układ do poprawy jakości energii elektrycznej UPQC.

**Keywords:** power quality, higher harmonics, active power, reactive power, passive filter, active filter, Unified Power Quality Conditioner.

doi:10.12915/pe.2014.02.49

### Wstęp

Urządzenia energoelektroniczne dużej i średniej mocy takie jak układy prostownikowe, tyrystorowe układy regulacyjne, tranzystorowe układy mocy, które są powszechnie stosowane w przemyśle, niekorzystnie wpływają na parametry sieci zasilającej. Pogarszają one jakość energii elektrycznej dostarczanej do odbiorcy.

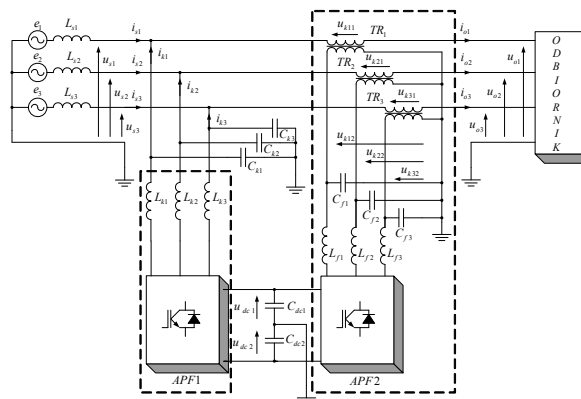
Nieliniowe odbiorniki powodują odkształcenie przebiegów prądów w linii zasilającej (generując wyższe harmoniczne prądu). Wyższe harmoniczne w prądach odbiornika wywołują dodatkowe spadki napięć na impedancjach sieci zasilającej, a zatem odkształcenie sinusoidalnych przebiegów napięć w sieci zasilającej (generując wyższe harmoniczne napięcia). Ponadto pierwsza harmoniczna w prądach fazowych odbiorników zasilanych przez przekształtniki jest przesunięta w fazie względem pierwszej harmonicznej napięcia. Odbiorniki te oprócz energii związanej z mocą czynną pobierają dodatkową energię związaną z mocą bierną.

Jednocześnie wzrasta liczba procesów przemysłowych wymagających energii elektrycznej o wysokich parametrach jakościowych. Dlatego jest konieczne stosowanie układów do poprawy jakości energii elektrycznej takich jak kompensatory mocy biernej, filtry pasywne oraz filtry aktywne szeregowe i równoległe oraz układy zintegrowanych filtrów aktywnych. Wszystkie te nowe, zaawansowane technicznie rozwiązania są źródłem innowacyjności w systemach przesyłowych i liniach zasilania.

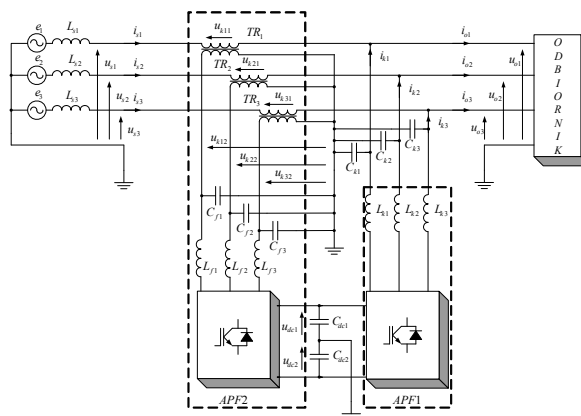
W artykule przedstawiono zintegrowany układ do poprawy jakości energii elektrycznej UPQC (ang. Unified Power Quality Conditioner) [1], [2]. Układ ten umożliwia stabilizację i symetryzację napięć na odbiorniku, kompensację harmonicznym i subharmonicznym w napięciu sieci zasilającej, symetryzację prądu odbiornika, kompensację harmonicznym w prądzie odbiornika, kompensację mocy biernej oraz szybkozmiennych wahań mocy czynnej odbiornika.

### Zintegrowany układu do poprawy jakości energii elektrycznej UPQC

Układ UPQC dołączony jest do trójfazowej czteroprzewodowej sieci zasilającej prądu przemiennego. Zbudowany jest on z dwóch trójfazowych falowników napięcia połączonych ze sobą obwodem prądu stałego z dwoma kondensatorami z wyprowadzonym przewodem zerowym. W układzie UPQC falowniki wraz z układami pasywnych dolnoprzepustowych filtrów LC pełnią rolę filtrów aktywnych APF (ang. Active Power Filter).



Rys.1. Układ UPQC-L



Rys.2. Układ UPQC-R

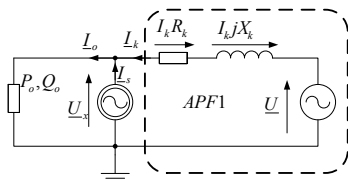
W zależności od charakteru pracy i sposobu dołączenia do linii zasilającej jeden z układów APF2 jest nazywany filtrem szeregowym (ang. Series Filter) a APF1 filtrem równoległym (ang. Shunt Filter). Filtr szeregowy dołączony jest do sieci zasilającej zawsze poprzez szeregowy transformator dodawczy (ang. Series Injection Transformer). Filtr równoległy może być dołączony do sieci poprzez transformator lub dławik sprzęgający  $L_k$ . W przypadku układu, w którym filtr szeregowy znajduje się od strony odbiornika stosuje się akronim UPQC-L [2]. Na rysunku 1 pokazano układ o topologii UPQC-L. Układ, w którym od strony odbiornika znajduje się filtr równoległy opisuje akronim UPQC-R [2]. Na rysunku 2 pokazano układ o topologii UPQC-R.

Aktywny filtr równoległy odgrywa główną rolę w poprawnym działaniu układu UPQC zapewniając odpowiedni poziom oraz stabilizację napięcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. W celu kompensacji mocy bierniej oraz wyższych harmonicznych w prądzie odbiornika układ musi generować przebieg chwilowy prądu dodatkowego  $i_k(\omega t)$  spełniający równanie:

$$(1) \quad i_k(\omega t) = i_s^*(\omega t) - i_o(\omega t)$$

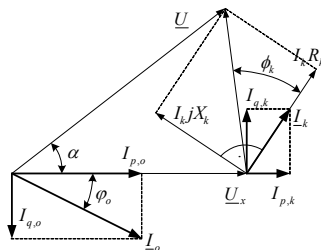
gdzie:  $i_s^*(\omega t)$  – wzorcowy przebieg prądu,  $i_o(\omega t)$  – przebieg prądu odbiornika.

Schemat zastępczy jednej fazy równoległego filtra aktywnego pokazano na rysunku 3.



Rys.3. Schemat zastępczy układu APF1 dołączonego do sieci zasilającej  $\underline{U}_x$  i do odbiornika o mocy  $P_o, Q_o$

Równoległy filtr aktywny APF1 reprezentowany jest przez źródło napięcia  $\underline{U}$  oraz dławik sprzęgający o reaktancji  $X_k$  i rezystancji  $R_k$ . Schemat zastępczy odpowiada określonemu stanowi pracy układu, przy którym prąd sieci jest równy  $I_s$  a napięcie sieci jest równe  $\underline{U}_x$ . Model nie uwzględnia impedancji sieci zasilającej i odpowiada pracy ustalonej układu, gdy wartość średnia napięcia kondensatorów w obwodzie pośredniczącym falownika liczona w przedziale równym okresie napięcia sieci jest stała. Na rysunku 4 pokazano wykres wektorowy prądów i napięć dla schematu zastępczego z rysunku 3.



Rys.4. Wykres wektorowy dla jednej fazy aktywnego filtra równoległego z odbiornikiem mocy  $P_o > 0$  i  $Q_o > 0$

Na rysunku 4 przyjęto następujące oznaczenia:  $\underline{U}$  - wartość skuteczna zespolona wektora napięcia wyjściowego falownika,  $\underline{U}_x$  - wartość skuteczna zespolona wektora napięcia sieci zasilającej w miejscu dołączenia odbiornika i układu APF1,  $\underline{I}_o$  - wartość skuteczna zespolona wektora prądu fazowego odbiornika,  $I_{p,o}$  - składowa czynna prądu fazowego odbiornika,  $I_{q,o}$  - składowa bierna prądu fazowego odbiornika,  $\varphi_o$  - kąt fazowy odbiornika,  $\underline{I}_k$  - wartość skuteczna zespolona wektora kompensacyjnego prądu fazowego układu APF1,  $I_{p,k}$  - składowa czynna kompensacyjnego prądu fazowego układu APF1,  $I_{q,k}$  - składowa czynna kompensacyjnego prądu fazowego układu APF1,  $\varphi_k$  - kąt pomiędzy wektorem prądu kompensacyjnego  $\underline{I}_k$  a wektorem napięcia będącym różnicą wektorów  $\underline{U}$  i  $\underline{U}_x$ .

Dławik sprzęgający  $L_k$  w układzie aktywnego filtra równoległego APF1 ma za zadanie przebiegu prądu dodatkowych  $i_k$  na podstawie zadanych przebiegów wzorcowych  $i_s^*$ . Dobierając indukcyjność dławika  $L_k$

sprzęgającego falownik z siecią zasilającą należy uwzględnić przede wszystkim zadany poziom tętnień prądu  $i_k$ , oraz dynamikę układu. Wartość indukcyjności dławika sprzęgającego  $L_k$  spełniająca wymagania sformułowane powyżej zawierać się w granicach:

$$(2) \quad \frac{U_{dc}}{2f_{kg}\Delta I_k} \leq L_k \leq \frac{U_{dc} - U_x}{\left(\frac{di_k}{dt}\right)_{\max}}$$

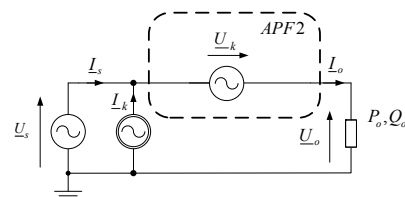
gdzie:  $U_{dc}$  - wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym,  $f_{kg}$  - maksymalna częstotliwość łączeń,  $\Delta I_k$  - amplituda pulsacji prądu dodatkowego,  $U_x$  - maksymalna wartość napięcia w punkcie przyłączenia układu APF1,  $(di_k/dt)_{\max}$  - maksymalna szybkość narastania prądu dodatkowego  $i_k$ .

Podobne jak filtr równoległy APF1 tak i filtr szeregowy APF2 w celu kompensacji wyższych harmonicznych oraz niepożądanych składowych zgodnych i przeciwnych w przebiegu chwilowym napięcia zasilającego musi generować przebieg chwilowy napięcia dodatkowego  $u_k(\omega t)$  spełniający równanie:

$$(3) \quad u_k(\omega t) = u_o^*(\omega t) - u_s(\omega t)$$

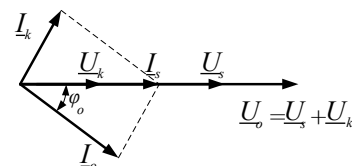
gdzie:  $u_o^*(\omega t)$  - wzorcowy przebieg napięcia,  $u_s(\omega t)$  - przebieg napięcia zasilającego.

Schemat zastępczy jednej fazy układu UPQC-L pokazano na rysunku 5. Na schemacie zaznaczono szeregowy filtr aktywny APF2.



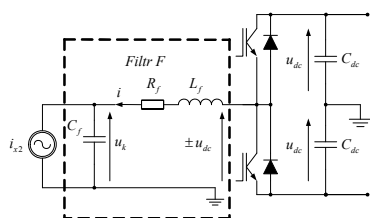
Rys.5. wykres wektorowy dla jednej fazy aktywnego filtra szeregowego z odbiornikiem mocy  $P_o > 0$  i  $Q_o > 0$

Szeregowy filtr aktywny APF2 reprezentowany jest przez źródło napięcia  $\underline{U}_k$ , prąd sieci zasilającej jest równy  $I_s$ , prąd odbiornika  $\underline{I}_o$  a układ równoległego filtra aktywnego jest reprezentowany przez źródło prądowe  $\underline{I}_k$ . Napięcie sieci zasilającej jest równe  $\underline{U}_x$ . Model nie uwzględnia impedancji sieci zasilającej oraz impedancji uzwojeń transformatora dodatkowego.



Rys.6. Wykres wektorowy dla jednej fazy aktywnego filtra szeregowego z odbiornikiem mocy  $P_o > 0$  i  $Q_o > 0$

Na rysunku 6 pokazano wykres wektorowy dla układu UPQC-L z rysunku 5 z uwzględnieniem kompensacji mocy bierniej odbiornika przez filtr równoległy oraz kompensację spadku napięcia sieci zasilającej przez filtr szeregowy APF2. W celu skompensowania składowej przeciwniej w napięciu zasilającym  $\underline{U}_x$  zastosowano metodę opartą na mocy czynnej. W metodzie tej wektor napięcia dodatkowego  $\underline{U}_k$  jest zawsze w fazie z wektorem napięcia sieci zasilającej  $\underline{U}_x$ . Dla metody tej stosuje się akronim UPQC-P [3].



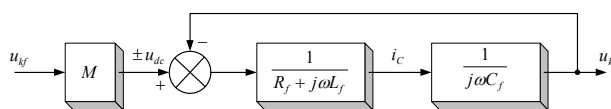
Rys.7. Schemat zastępczy jednej fazy szeregowego filtra APF2

Kształtowanie odpowiedniego przebiegu napięcia dodatkowego  $u_k$  oraz eliminowanie składowych wysokiej częstotliwości (np. o pulsacji modulacji  $\omega_m$ ), które są skutkiem łączeń półprzewodnikowych łączników IGBT, możliwe jest dzięki zastosowaniu pasywnego filtra  $L_f C_f$  w obwodzie układu filtra szeregowego APF2 po stronie wtórnej transformatora dodatkowego. Na rysunku 7 pokazano schemat zastępczy układu APF2 dla jednej fazy. W czasie pracy normalnej układu UPQC przez uzwojenia transformatora płynie prąd odbiornika, który jest transformowany na stronę wtórną transformatora dodatkowego w zależności od sposobu połączeń uzwojeń transformatora. Na rysunku 7 prąd ten jest reprezentowany przez źródło prądu  $i_{x2}$ .

Pasywny filtr F powinien spełniać następujące wymagania: częstotliwościowa charakterystyka amplitudowa dla  $\omega \leq \omega_g$ , powinna przebiegać poziomo ( $\omega_g$  – pulsacja graniczna filtra), tłumienie dla pulsacji rezonansowej  $\omega_o$  powinno być tak dobrane, żeby na kondensatorze  $C_f$  praktycznie nie występowało podbicie napięcia.

Ze względu na dużą dobroć  $Q$  filtra, w samym filtrze nie można uzyskać dużego tłumienia dla pulsacji rezonansowej  $\omega_o$ . Dlatego należy dodatkowo w układzie falownika zastosować odpowiedni algorytm sterowania.

Zakładając, że zmiany napięcia  $u_k$  zachodzą znacznie szybciej niż zmiany prądu  $i_{x2}$ , można te dwa przebiegi w krótkich przedziałach czasu analizować niezależnie. Badając skuteczność dolnoprzepustowego filtra pasywnego  $L_f C_f$  można pominąć wpływ harmonicznych prądu  $i_{x2}$  na składowe wysokiej częstotliwości występujące w napięciu  $u_k$ . W przebiegu prądu  $i_{x2}$  zawarte są harmoniczne o częstotliwościach dużo mniejszych niż częstotliwość harmonicznych występujące w napięciu  $u_k$ , a pochodzące od częstotliwości nośnej modulatora.



Rys.8. Schemat blokowy układu APF2

Na rysunku 8 pokazano schemat blokowy układu z rysunku 7. Przy założeniu, że blok modulatora M jest członem proporcjonalnym o wzmacnieniu  $k_u = 1$ , transmitancja widmowa tego układu opisana jest zależnością:

$$(4) \quad G(j\omega) = \frac{U_k(j\omega)}{U_{kf}(j\omega)} = \frac{\omega_o^2}{(j\omega)^2 + 2\xi\omega_o j\omega + \omega_o^2}$$

gdzie:  $U_{kf}(j\omega)$  – zespolone wzorcowe napięcie dodatkowe  $u_{kf}$ ,  $U_k(j\omega)$  – zespolone napięcie dodatkowe  $u_k$ ,  $\omega_o$  – pulsacja rezonansowa,  $\xi$  – współczynnik tłumienia:

$$(5) \quad \xi = R_f \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$$

Dobroć  $Q$  filtra  $L_f C_f$  opisuje zależność:

$$(6) \quad Q = \frac{\omega_o L_f}{R_f}$$

Dla pulsacji rezonansowej  $\omega_o$  na kondensatorze  $C_f$  filtra praktycznie nie wystąpi przepięcie, kiedy współczynnik tłumienia  $\xi$  będzie większy bądź równy 1.

W celu wyznaczenia zależności elementów  $L_f$ ,  $C_f$ ,  $R_f$  w funkcji pulsacji granicznej  $\omega_g$  filtra, należy przekształcić równanie 3 do postaci:

$$(7) \quad G(S) = \frac{1}{S^2 L_f C_f \omega_g^2 + S R_f C_f \omega_g + 1}$$

Równanie 7 jest równaniem dolnoprzepustowego filtra Butterwortha drugiego rzędu, który w ogólnej postaci jest opisany przez zależność:

$$(8) \quad G(S) = \frac{K}{S^2 b_1 + S a_1 + 1}$$

gdzie:  $K$  – wzmacnienie filtra,

$$a_1 = 2 \cos \frac{\pi}{4} = 1,4142 \text{ i } b_1 = 1 \text{ – współczynniki.}$$

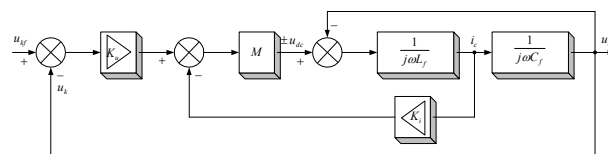
Na podstawie zależności 7 i 8 wartości elementów  $R_f$  i  $L_f$  w funkcji pulsacji granicznej  $\omega_g$  i pojemności kondensatora  $C_f$  opisane są równaniami:

$$(9) \quad R_f(\omega_g, C_f) = \frac{a_1}{\omega_g C_f}$$

$$(10) \quad L_f(\omega_g, C_f) = \frac{b_1}{\omega_g^2 C_f}$$

Z zależności 4 wynika, że spełnienie warunku na współczynnik tłumienia  $\xi$  większy bądź równy 1 wymaga zastosowania w obwodzie filtra dodatkowego rezystora  $R$ , który połączony szeregowo z rezystancją  $R_f$  dławika  $L_f$  zwiększa wypadkową rezystancję obwodu. Zwiększenie wypadkowej rezystancji obwodu powoduje zmniejszenie dobroci  $Q$  filtra, zmniejszenie pulsacji granicznej  $\omega_g$  oraz wzrost mocy strat (dodatkowe straty na rezystancji  $R$ ).

Zaproponowany w pracy [4] układ sterowania z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym od napięcia dodatkowego  $u_k$  i prądu ładowania kondensatora  $i_c$  umożliwi utrzymanie współczynnika tłumienia  $\xi$  na odpowiednim poziomie bez konieczności stosowania dodatkowego rezystora  $R$  tłumiącego obwód. Na rysunku 9 pokazano schemat blokowy układu przedstawionego na rysunku 7 z uwzględnieniem wymienionych wyżej pętli sprzężenia zwrotnego.



Rys.9. Schemat blokowy układu APF2 z dodatkowymi sprzężeniami zwrotnymi w układzie sterowania

Ponieważ współczynnik tłumienia  $\xi$  w tym układzie może być dobierany współczynnikami wzmacnienia  $k_u$  oraz  $k_i$  w modelu pominięto rezystancję uzwojeń dławika  $R_f$ . Transmitancja widmowa tego układu jest opisana wzorem 11.

$$(11) \quad G(j\omega) = \frac{U_S(j\omega)}{U_f(j\omega)} = \frac{K_u \omega_o^2}{(j\omega)^2 + \left(\frac{1}{L_f}\right) K_i j\omega + K_u \omega_o^2}$$

gdzie:  $K_i$  – wzmacnienie członu proporcjonalnego w pętli sprzężenia zwrotnego od prądu  $i_C$ ,  $K_u$  – wzmacnienie członu proporcjonalnego w pętli sprzężenia zwrotnego od napięcia dodatkowego  $u_k$ .

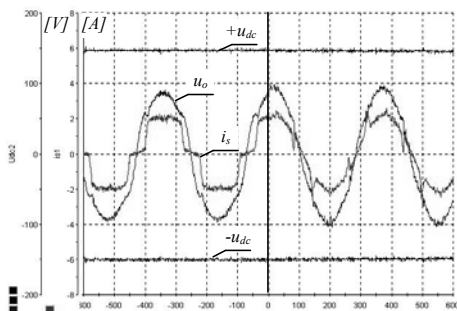
Z porównania zależności 4 i 11 wynika, że pulsacja rezonansowa układu z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym  $\omega_{ok}$  wzrasta  $\sqrt{K_u}$  razy względem pulsacji rezonansowej  $\omega_o$  układu z pojedynczym sprzężeniem z rysunku 8. Współczynnik tłumienia  $\zeta_k$  układu z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym maleje  $\sqrt{K_u}$  razy w porównaniu ze współczynnikiem  $\zeta$  układu z pojedynczym sprzężeniem. Ponieważ współczynnik tłumienia  $\zeta_k$  musi być równy bądź większy od 1 stąd po przekształceniach otrzymuje się warunek na pulsację graniczną  $\omega_g$  w zależności od wartości parametrów  $L_f$  i  $C_f$ :

$$(12) \quad \omega_g = 1,4142 \frac{K_u}{K_i C_f}$$

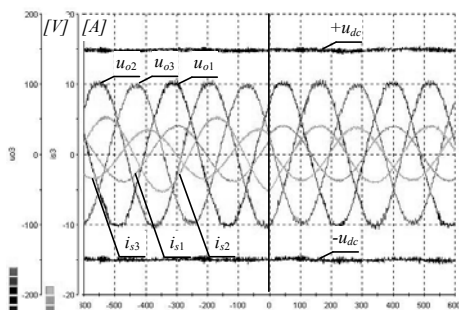
$$(13) \quad \omega_g^2 = \frac{L_f C_f}{K_u}$$

Dobór parametrów w zmodyfikowanym układzie sterowania z wielokrotnym sprzężeniem zwrotnym ogranicza się zatem do doboru wzmacnień  $K_i$  i  $K_u$ . Wartości tych wzmacnień należy dobrać w zależności od założonych wartości parametrów  $L_f$  i  $C_f$ , oraz zadanej wartości pulsacji granicznej  $\omega_g$ , aby częstotliwościowa charakterystyka amplitudowa szeregowego filtra aktywnego APF2 była liniowa w przyjętym paśmie częstotliwości.

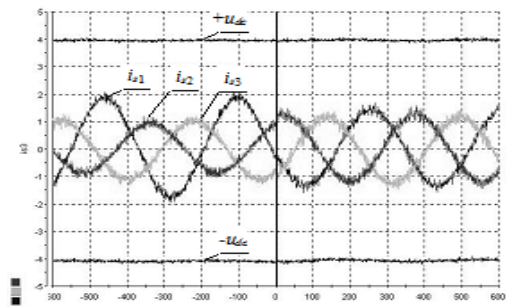
### Wyniki badań laboratoryjnych



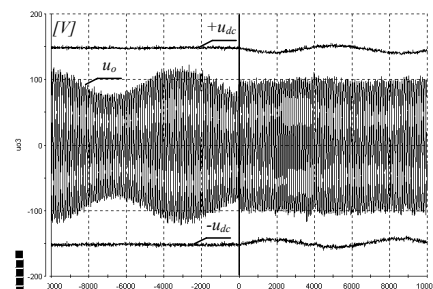
Rys.10. Kompensacja wyższych harmonicznych w napięciu sieci zasilającej  $u_s$  i w prądzie odbiornika  $i_o$ . Przed kompensacją  $THD_u=11,36\%$ ,  $THD_i=27\%$ ; po komp.  $THD_u=1,89\%$ ,  $THD_i=2,38\%$



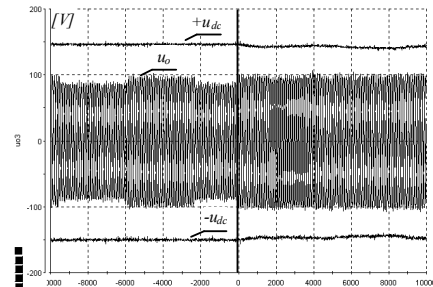
Rys.11. Kompensacja mocy biernej odbiornika



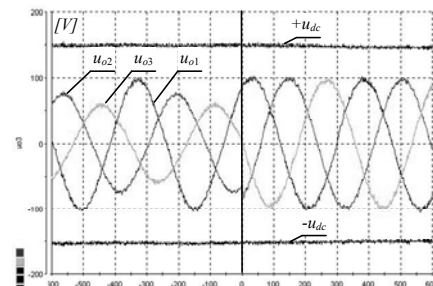
Rys.12. Kompensacja asymetrii prądów odbiornika  $i_o$



Rys.13. Kompensacja kompensacja kołysania napięcia sieci zasilającej  $u_s$



Rys.14. Kompensacja składowej przeciwnej w napięciu sieci zasilającej  $u_s$



Rys.15. Kompensacja asymetrii napięcia zasilającego  $u_s$

### LITERATURA

- [1] Khadkikar V., Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview, *IEEE Trans. Magn.* 27 (2012), n. 5, 2284-2297
- [2] Ghosh A., Ledwich G., Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices, Boston, MA: Kluwer, 2002
- [3] Rajasree R., Premalatha S., Unified power quality conditioner(UPQC) control using feed forward (FF)/ feedback (FB) controller, *In Proc. Int. Conf. Comput., Commun. Electr. Technol. Conf.*, 03.18-19, 2011, 364-369
- [4] Strzelecki R., Supronowicz H., Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy, *Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej*, Warszawa 2000

**Autor:** dr inż. Piotr Fabijański, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: [Piotr.Fabijanski@ee.pw.edu.pl](mailto:Piotr.Fabijanski@ee.pw.edu.pl)