

doi:10.15199/48.2020.06.15

Wpływ uwarunkowań rzeczywistych na pracę równoległego filtra aktywnego sterowanego ze sprzężeniem od prądu zasilającego

Streszczenie. W artykule przedstawiono wpływ uwarunkowań rzeczywistych na pracę równoległego filtra aktywnego i zdolność kompensacji prądów harmonicznym. Zbadano wpływ opóźnień czasowych wynikających z implementacji cyfrowej sterowania, wpływ impedancji zwarciowej sieci zasilającej oraz błędów generowania napięcia przekształtnika na jakość kompensacji filtra. Badania symulacyjne przeprowadzono dla trzech układów sterowania: zamkniętego, otwartego i łączącego cechy obydwóch z nich.

Abstract. The article presents the impact of real determinants on the operation of parallel active filter and the ability of harmonic currents compensation. The article examines the influence of time delays resulting from the implementation of the digital control, the influence of the short-circuit impedance of the power supply network and errors in generating the inverter voltage on the quality of the compensating effectiveness. Simulation tests were carried out for three control strategies: closed loop control, open loop control and control strategy combining features of both of them. (The impact of real determinants on closed loop control of shunt active power filter).

Słowa kluczowe: równoległy energetyczny filtr aktywny, predykcja, czasy martwe, kompensacja prądów harmonicznym.

Keywords: shunt active power filter, prediction, dead time, current harmonic compensation.

Wstęp

Równoległe energetyczne filtry aktywne (EFA), poprzez ograniczanie w sieciach zasilających prądów harmonicznym pobieranych przez odbiorniki o nieliniowej charakterystyce prądowo-napięciowej, są skutecznym narzędziem do poprawy jakości energii elektrycznej. Aktualność problematyki jakości energii elektrycznej jest powodem prowadzenia wielu badań w tematyce filtracji aktywnej, których wyniki są przedstawione w licznych publikacjach [1-16]. Równoległe EFA stanowią sterowane źródło prądu, które generując prądy harmoniczne pobierane przez odbiornik nieliniowy, kompensują odkształcenia prądów, a w konsekwencji i napięć, w punkcie wspólnego przyłączenia (PCC).

Istnieją dwie główne strategie sterowania równoległymi EFA, które związane są z mierzonym prądem, na podstawie którego wyznaczany jest prąd referencyjny EFA. Pierwsza, to sterowanie oparte na informacji o prądzie odbioru (układ otwarty), drugie natomiast jest sterowaniem ze sprzężeniem od prądu zasilającego (układ zamknięty). Badania symulacyjne opisane w tym artykule przeprowadzono również dla układu, który łączy zalety obydwóch powyższych układów w jednym algorytmie (dalej w artykule będzie on nazywany układem zintegrowanym). Jest to nowatorskie podejście, którego właściwości oraz działanie przedstawiono bardziej szczegółowo w [13].

Jakość kompensacji wyższych harmonicznym prądów i napięć realizowanej przez EFA zależy nie tylko od zastosowanego algorytmu sterowania, ale również od uwarunkowań rzeczywistych, wynikających z parametrów obwodów zewnętrznych jak i samego przekształtnika oraz implementacji sterowania. Realizacja cyfrowa sterowania powoduje powstawanie opóźnień między sprzężeniami a sterowaniem, które są konsekwencją czasu trwania konwersji analogowo-cyfrowej oraz obliczeń.

Uwarunkowaniem wynikającym z parametrów obwodu jest wartość impedancji zwarciowej sieci, gdyż determinuje ona podatność sieci na odkształcenie napięcia [9].

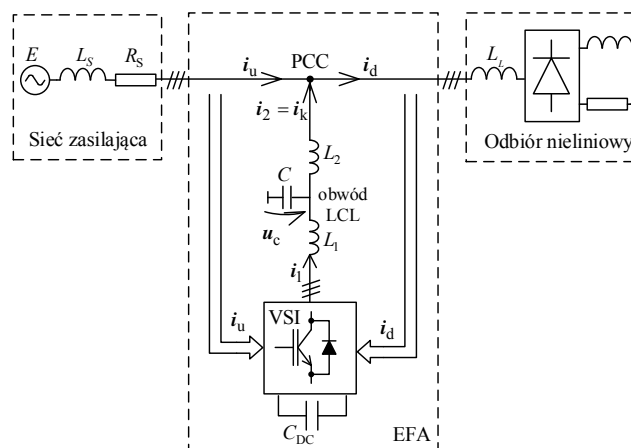
Zniekształcenia napięć wyjściowych przekształtnika wywołane są spadkami napięć na półprzewodnikach oraz wprowadzonymi w sterowaniu czasami martwymi [11, 12].

Przedmiotem badań symulacyjnych była ocena wpływu wymienionych uwarunkowań rzeczywistych na pracę równoległego EFA w zamkniętym układzie sterowania oraz porównanie wyników z rezultatami otrzymanymi dla przypadku sterowania EFA w układzie otwartym

i zintegrowanym. Zbadano wpływ opóźnień wynikających z cyfrowej realizacji układu sterowania, wpływ wartości impedancji zwarciowej sieci oraz błędów generowania napięcia przekształtnika na jakość kompensacji EFA. Poziom kompensacji oceniono na podstawie wartości współczynnika THD dla napięć i prądów sieci zasilającej.

Analiza zawarta w artykule obejmuje porównanie wpływu na każdy układ sterowania poszczególnych uwarunkowań rzeczywistych występujących samodzielnie, jak również ich kombinacji.

Schemat ideowy badanego układu został przedstawiony na rysunku 1.



Założenia badań symulacyjnych

Symulacje przeprowadzono w programie PLECS z zaimplementowanym układem sterowania w postaci procedury napisanej w języku C. Badany układ to trójfazowa sieć energetyczna niskiego napięcia (400 V, 50 Hz) z nieliniowym odbiornikiem energii w postaci sześciopulsowego prostownika diodowego z obciążeniem RL (0,7 Ω, 1 mH) podłączonym do sieci poprzez dławiki L_L o indukcyjności równej 40 μH. Filtr aktywny w postaci dwupoziomowego falownika napięcia o mocy znamionowej 120 kVA został podłączony równoległe między sieć zasilającą a odbiornik za pomocą obwodu sprzęgającego LCL o następujących parametrach: L₁=150 μH, L₂=75 μH, C=100 μF. Przyjęta częstotliwość modulacji impulsowej PWM wynosi 8 kHz, a częstotliwość próbkowania - 16 kHz.

Rozwiązaniem, mającym na celu eliminację błędów fazowych składowych prądu kompensującego, jest zastosowanie predykcyjnego regulatora prądu, który zapewnia korekcję opóźnień między sprzężeniami i sterowaniem. Ponadto, zasadność stosowania predykcji wynika z rzędu obwodu sprzęgającego zastosowanego w układzie EFA. Obwód LCL jest obwodem 3. rzędu, w związku z czym uzyskanie zerowego uchybu prądu zadanego EFA w dyskretnym układzie sterowania jest możliwe w trzech krokach sterowania, co odpowiada trzem okresom próbkowania T_s . Przyjęty horyzont predykcji nie może być więc mniejszy niż trzy okresy próbkowania w odniesieniu do chwili pomiaru sygnałów. Zastosowanie predykcyjnej regulacji prądu w układzie sterowania narzuca konieczność zastosowania predykcji napięcia zasilającego oraz wyznaczanego prądu referencyjnego.

Algorytm predykcji określony w dziedzinie czasu wykorzystany w układzie otwartym oparty jest na buforze cyklicznym. Zakładając niezmiennosc częstotliwości napięcia zasilającego można przyjąć stałą wartość długości bufora cyklicznego l wynikającą z ilorazu okresu napięcia zasilania T_e i okresu próbkowania T_s . Algorytm predykcji określony w dziedzinie częstotliwości zastosowany w układzie zamkniętym realizowany jest poprzez wykonanie przekształcenia Fouriera sygnału, a następnie zmianę faz poszczególnych harmonicznych o wartość wynikającą z rzędu harmonicznej n oraz horyzontu predykcji r , zgodnie z zależnością:

$$(2) \quad \Delta\varphi_{n,e,pred} = n \cdot r \cdot \Delta\varphi_{1,e}$$

gdzie $\Delta\varphi_{1,e}$ jest przyrostem kąta podstawowej harmonicznej podczas jednego okresu próbkowania T_s .

W celu otrzymania przyszłych próbek sygnału, dokonywane jest odwrotne przekształcenie Fouriera.

Autorski, predykcyjny regulator prądu [10] zapewnia maksymalne wykorzystanie właściwości kompensacyjnych EFA i jest zdefiniowany następującą macierzą transmitancji dyskretnych:

$$(3) \quad G_C(z) = \begin{bmatrix} G_{c,i_1 \rightarrow u(z)} \\ G_{c,i_2 \rightarrow u(z)} \\ G_{c,u_c \rightarrow u(z)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-3L_1^2L_2C^2 + (L_1^2C + 4L_1L_2C)T_s^2 - (L_1 + L_2)T_s^4}{2L_1L_2C^2T_s - L_2CT_s^3 + C^2L_1L_2T_s \cdot z} \\ \frac{2L_1^2L_2C^2 - (L_1^2C + 4L_1L_2C)T_s^2 + (L_1 + L_2)T_s^4}{2L_1L_2C^2T_s - L_2CT_s^3 + C^2L_1L_2T_s \cdot z} \\ \frac{L_1^2L_2C^2 - (CL_1^2C + 3L_1L_2C)T_s^2 + (L_1 + L_2)T_s^4}{(L_2T_s^4 - 2CL_1L_2T_s^2)z - CL_1L_2T_s^2 \cdot z^2} \end{bmatrix}$$

Macierz ta została wyznaczona na podstawie równań, które przy pominięciu ograniczenia prądu i_1 , mają postać:

$$(4) \quad \hat{u}_c = T_{\text{sampl}} \frac{i_1 - i_2}{C} + u_c \cdot z^{-1}$$

$$(5) \quad \hat{i}_1 = \left(T_{\text{sampl}} \frac{u^{\text{zad}} - \hat{u}_c}{L_1} + i_1 \right) z^{-1}$$

$$(6) \quad \hat{i}_2 = \left(T_{\text{sampl}} \frac{\hat{u}_c - \tilde{e}_{\text{PCC}}}{L_2} + i_2 \right) z^{-1}$$

$$(7) \quad \hat{u}_c = T_{\text{sampl}} \frac{\hat{i}_1 - \hat{i}_2}{C} + \hat{u}_c \cdot z^{-1}$$

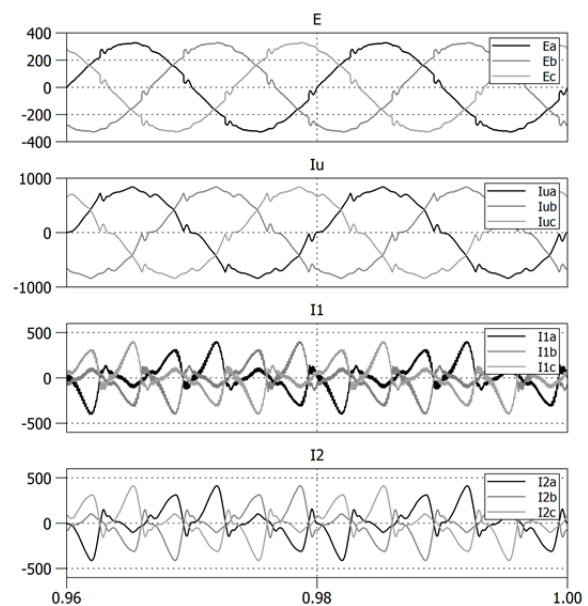
$$(8) \quad \hat{u}_c = L_2 \frac{i_2^{\text{zad}}(z-1)}{T_{\text{sampl}}} + \tilde{e}_{\text{PCC}}$$

$$(9) \quad \hat{i}_1 = C \frac{\hat{u}_c - \hat{u}_c \cdot z^{-1}}{T_{\text{sampl}}} + i_2^{\text{zad}}$$

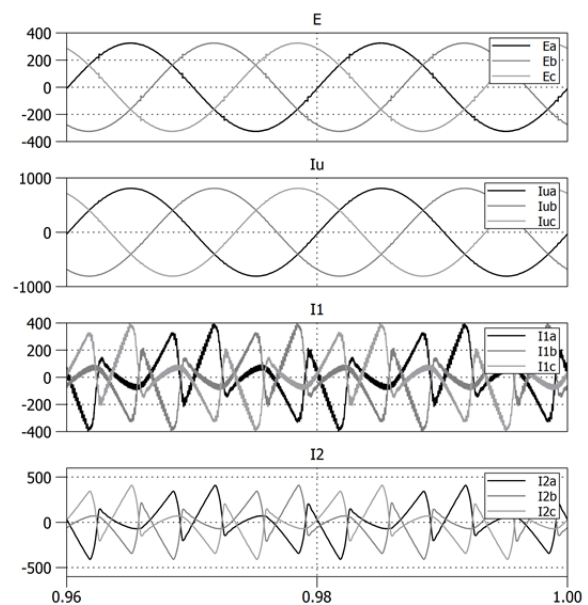
$$(10) \quad u^{\text{zad}} = L_1 \frac{\hat{i}_1 \cdot (z-1)}{T_{\text{sampl}}} + \hat{u}_c$$

gdzie łukiem oznaczono wielkości obliczane, daszkiem – wielkości predykowane, natomiast tyldą – predykowane napięcie zasilające e_{PCC} obliczane w osobnym algorytmie. Symbole użyte we wzorach 3-10 są zgodne z oznaczeniami na rysunku 1.

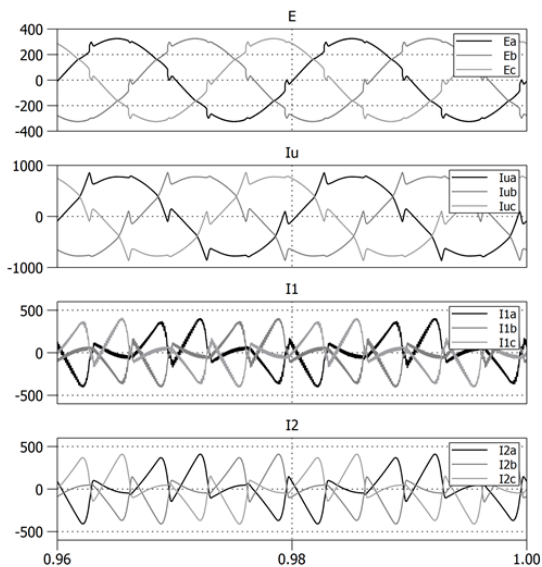
Na rysunkach 5-10 pokazano wpływ zastosowania predykcji w trzech układach sterowania EFA. Przedstawiają one przebiegi napięcia sieci w punkcie przyłączenia, prądu zasilającego oraz prądów filtra na dławikach obwodu sprzęgającego: i_1 i $i_2 = I_K$. Założono impedancję zwarcia sieci zasilającej równą 40 μH oraz brak błędów generowania napięcia przekształtnika.



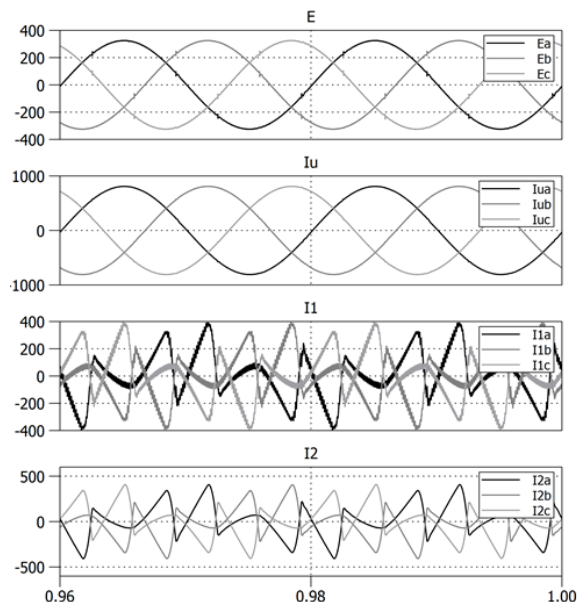
Rys.5. Układ zamknięty; brak predykcji; THDu=3,9 %, THDi=8,2 %



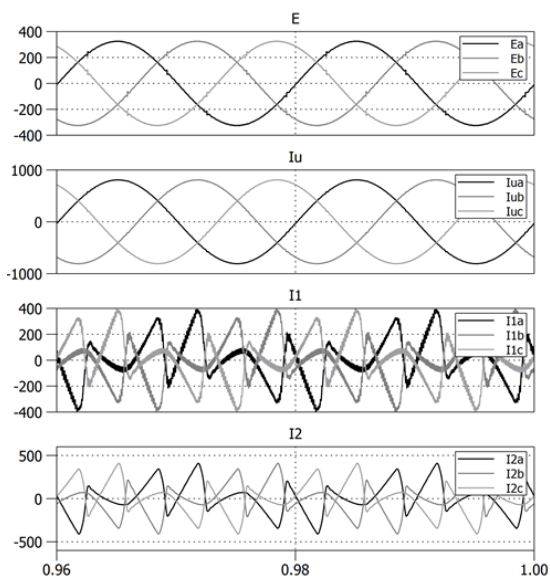
Rys.6. Układ zamknięty; predykcja; THDu=1,07 %, THDi=0,44 %



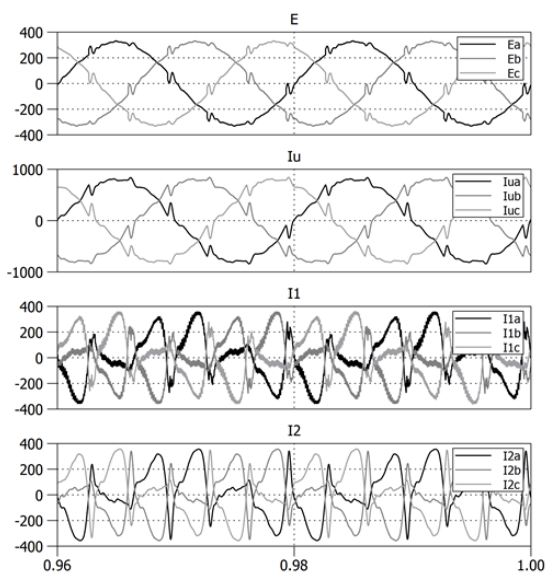
Rys.7. Układ otwarty; brak predykcji; $THD_u=5,3 \%$, $THD_i=13,7 \%$



Rys.10. Układ zintegrowany; predykcja; $THD_u=0,89 \%$, $THD_i=0,33 \%$



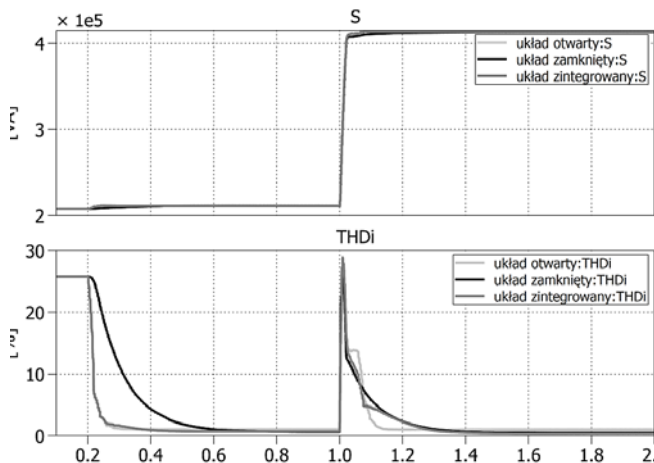
Rys.8. Układ otwarty; predykcja; $THD_u=0,92 \%$, $THD_i=1,0 \%$



Rys.9. Układ zintegrowany; brak predykcji; $THD_u=5,9 \%$, $THD_i=8,4 \%$

Rezultatem zastosowania predykcji, zaobserwowanym we wszystkich trzech układach sterowania, był kilku a nawet kilkunastokrotny spadek wartości współczynnika THD, względem wyników otrzymanych przy braku predykcji. Ponadto brak predykcji spowodował utratę regulacji w układzie zamkniętym, gdyż regulatory PI amplitud zadawanych prądów harmonicznym weszły w stan nasycenia. Potwierdza to konieczność stosowania predykcji w opisanych układach sterowania EFA. W związku z tym, kolejne badania symulacyjne przedstawione w artykule, przeprowadzone zostały w układach sterowania z predykcją.

Na rysunku 11 przedstawiono stan przejściowy po włączeniu kompensacji ($t=0,2$ s) oraz po zmianie obciążenia ($t=1,0$ s) z wartości $R=1,4 \Omega$ ($S=211$ kVA) na $R=0,7 \Omega$ ($S=414$ kVA) dla trzech wariantów pracy filtra. Górny przebieg ilustruje zmianę mocy pozornej obciążenia, a dolny – wartość współczynnika THD prądu zasilającego.



Rys.11. Stany przejściowe po załączeniu kompensacji ($t=0,2$ s) oraz po zmianie prądu odbioru ($t=1,0$ s)

Najszybszą reakcją na zmianę prądu odbioru charakteryzuje się układ otwarty, natomiast najwolniejszą – układ zamknięty. Wartość współczynnika THD dla prądu zasilającego po kompensacji w układzie otwartym jest

jednak większa niż po kompensacji w układzie zamkniętym. Układ zintegrowany łączy zalety obydwóch układów sterowania – wysoką jakość kompensacji z szybkością odpowiedzi układu sterowania na zmianę prądu odbioru.

Wpływ impedancji zwarciowej sieci na jakość kompensacji harmonicznych prądów i napięć w punkcie przyłączenia

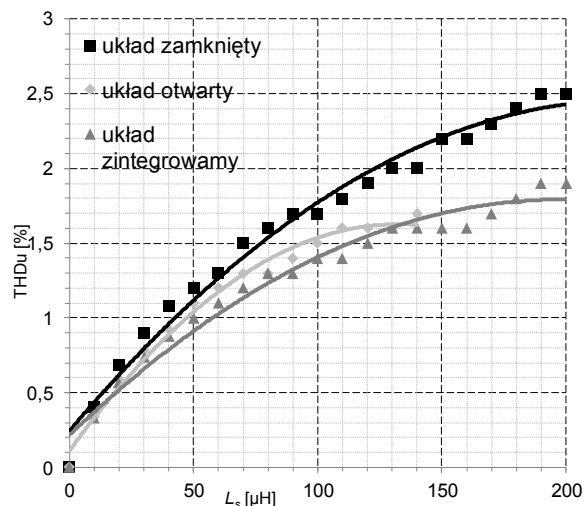
Pobór odkształconego prądu przez odbiornik nieliniowy powoduje powstawanie niesinusoidalnych spadków napięć na impedancji sieci zasilającej, co skutkuje odkształceniem napięcia w PCC, a więc wpływa na warunki pracy filtra. Zbadano wpływ zmian impedancji zwarciowej na jakość kompensacji realizowanej przez równoległy EFA dla trzech układów sterowania: otwartego, zamkniętego oraz zintegrowanego. Dla każdej przyjętej wartości impedancji pokazano odpowiadający jej względny współczynnik mocy zwarciowej (k_{zw}) sieci zasilającej odniesiony do mocy znamionowej filtra (k_{zwf}) oraz mocy odbioru (k_{zwl}). Jakość kompensacji określono na podstawie wartości współczynnika THD dla napięć i prądów w punkcie przyłączenia. W symulacjach założono brak błędów generowania napięć przez falownik oraz pominięto wpływ rezystancji zastępczej sieci. Wartość idealna impedancji $L_s=0\Omega$, przyjęta w badaniach symulacyjnych, odpowiada doskonale sztywnej sieci, w związku z czym współczynnik mocy zwarciowej jest nieskończenie duży. Wartość współczynnika THD dla tego przypadku wynosi 0 %, ponieważ na zerowej impedancji zastępczej, odkształcony prąd nie spowoduje odkształcenia napięcia. Wyniki badań przedstawiono w tabeli 1 oraz na rysunkach 12 i 13.

Tabela 1. Zestawienie wartości THD_u i THD_i przy różnych wartościach impedancji zwarciowej sieci dla trzech układów sterowania EFA

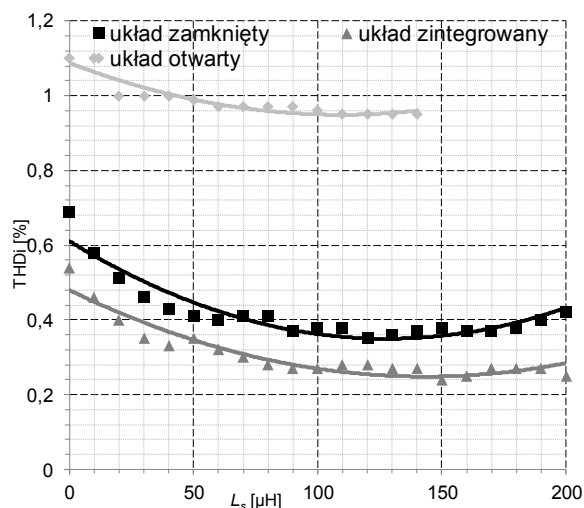
L_s [μH]	Współ. mocy zwarciowej		Układ zamknięty		Układ otwarty		Układ zintegrowany	
	k_{zwf} [-]	k_{zwl} [-]	THD _u [%]	THD _i [%]	THD _u [%]	THD _i [%]	THD _u [%]	THD _i [%]
0	∞	∞	0	0,69	0	1,1	0	0,54
10	423	127	0,4	0,58	0,34	1,1	0,33	0,46
20	211	63,4	0,68	0,51	0,59	1,0	0,57	0,4
30	141	42,3	0,9	0,46	0,78	1,0	0,74	0,35
40	106	31,7	1,08	0,43	0,92	1,0	0,88	0,33
50	85	25,4	1,2	0,41	1,1	0,99	1,0	0,35
60	70	21,1	1,3	0,4	1,2	0,97	1,1	0,32
70	60	18,1	1,5	0,41	1,3	0,97	1,2	0,3
80	53	15,9	1,6	0,41	1,3	0,97	1,3	0,28
90	47	14,1	1,7	0,37	1,4	0,97	1,3	0,27
100	42	12,7	1,7	0,38	1,5	0,96	1,4	0,27
110	38	11,5	1,8	0,38	1,6	0,95	1,4	0,28
120	35	10,6	1,9	0,35	1,6	0,95	1,5	0,28
130	33	9,8	2,0	0,36	1,6	0,95	1,6	0,27
140	30	9,1	2,0	0,37	1,7	0,95	1,6	0,27
150	28	8,5	2,2	0,38	-	-	1,6	0,24
160	26	7,9	2,2	0,37	-	-	1,6	0,25
170	25	7,5	2,3	0,37	-	-	1,7	0,27
180	23	7,0	2,4	0,38	-	-	1,8	0,27
190	22	6,7	2,5	0,4	-	-	1,9	0,27
200	21	6,3	2,5	0,42	-	-	1,9	0,25

Wraz ze wzrostem wartości impedancji L_s wartość współczynnika k_{zw} maleje, a sieć staje się miękka. Wpływa to na wzrost odkształceń napięcia, co zaobserwowano w trzech układach sterowania EFA. Odkształcenia prądu początkowo maleją, a następnie ustalają wokół pewnego poziomu, ponieważ dławik L_s stanowi reaktancję na drodze pobieranego prądu, której wzrost powoduje zmniejszenie amplitud jego harmonicznych. Brak wyników w tabeli 1 oraz na wykresach (rys.12 i 13) dla układu otwartego przy

impedancji zwarciowej sieci w zakresie $L_s=150\div 200 \mu\text{H}$ wynika z niepoprawnej pracy układu, prowadzącej do powstania rezonansu.



Rys.12. Wykres zależności współczynnika THD_u w funkcji zmian impedancji zwarciowej sieci L_s dla trzech układów sterowania EFA



Rys.13. Wykres zależności współczynnika THD_i w funkcji zmian impedancji zwarciowej sieci L_s dla trzech układów sterowania EFA

Wpływ błędów generowania napięcia przekształtnika na jakość kompensacji harmonicznych prądów i napięć w punkcie przyłączenia

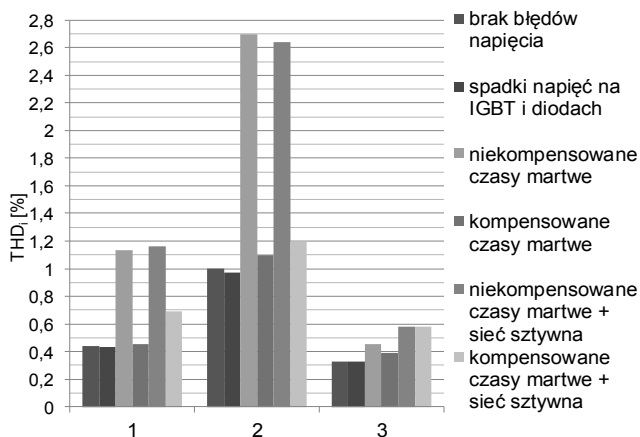
Powodem błędów generowania napięć przekształtnika jest wprowadzony w układzie sterowania czas martwy. Oprócz tego, zniekształcenia napięć przekształtnika wynikają z obecności pojemności pasozytycznych oraz spadków napięć na półprzewodnikowych elementach mocy - tranzystorach i diodach. W rezultacie zjawiska te są przyczyną powstawania odkształceń kompensujących prądów fazowych generowanych przez EFA, które kształtowane są na podstawie tego napięcia. Wpływ czasów martwych można zminimalizować przez zastosowanie algorytmu ich kompensacji.

Wpływ generowania błędów napięcia na jakość kompensacji EFA przebadano dla następujących przypadków:

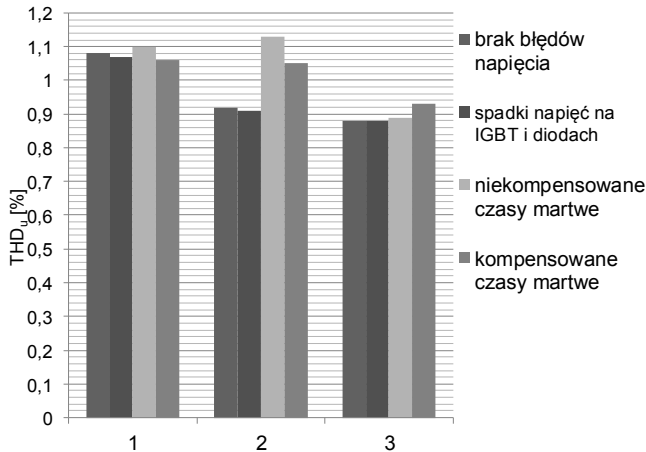
- brak błędów napięcia, $L_s=40 \mu\text{H}$,
- spadki napięć na przewodzących elementach półprzewodnikowych, $L_s=40 \mu\text{H}$,
- niekompensowane czasy martwe równe $3,6 \mu\text{s}$, $L_s=40 \mu\text{H}$,

- kompensowane czasy martwe równe 3,6 μ s, $L_s=40$ μ H,
- niekompensowane czasy martwe równe 3,6 μ s, $L_s=0$ H (sieć idealnie sztywna),
- kompensowane czasy martwe równe 3,6 μ s, $L_s=0$ H (sieć idealnie sztywna).

Do kompensacji czasów martwych wykorzystano algorytm przedstawiony w [11]. Otrzymane wyniki zilustrowano na rysunkach 14 i 15. Na wykresie przedstawiającym wartość współczynnika THD_u nie uwzględniono dwóch ostatnich z rozważanych przypadków, ponieważ dla idealnie sztywnej sieci $THD_u=0$ %, co wyjaśniono wcześniej w artykule. Cyfry 1, 2, 3 na wykresach oznaczają odpowiednio: układ zamknięty, układ otwarty i układ zintegrowany.



Rys.14. Wpływ błędów generowania napięć przekształtnika na wartość współczynnika THD dla prądów sieci dla trzech układów sterowania EFA



Rys.15. Wpływ błędów generowania napięć przekształtnika na wartość współczynnika THD dla napięć sieci dla trzech układów sterowania EFA

Największy wpływ na jakość kompensacji EFA miały wprowadzone w układzie sterowania czasy martwe, a ich negatywne oddziaływanie jest widoczne zarówno w układzie zamkniętym, jak otwartym, w których powodują około dwukrotny wzrost wartości THD_i . Wprowadzone czasy martwe spowodowały również zmniejszenie wartości skutecznej mierzzonego prądu filtra w stosunku do wartości skutecznej prądu zadanego. W układzie zintegrowanym wpływ ten jest mniejszy, gdyż wartości THD_i wzrosła o 35 % (przy $L_s=40$ μ H). Algorytm kompensacji czasów martwych w znacznym stopniu zniwelował niekorzystne oddziaływanie czasów martwych na błędy generowania napięcia przekształtnika. Spadki napięć na elementach mocy

przekształtnika praktycznie nie miały wpływu na zdolność kompensacji EFA.

Podsumowanie

Uwarunkowania rzeczywiste mają wpływ na pracę równoległego filtra aktywnego ze sterowaniem zarówno w układzie zamkniętym, otwartym jak i zintegrowanym. Zastosowanie predykcji, w celu eliminacji wpływu opóźnień związanych z cyfrową implementacją sterowania, znacząco wpłynęło na poprawę właściwości kompensacyjnych EFA, co uzasadnia konieczność jej stosowania. Wartość impedancji zwarciowej sieci determinuje podatność sieci na odkształcenia napięcia, jej duża wartość spowodowała utratę poprawności pracy układu otwartego. Układ zamknięty oraz zintegrowany cechuje poprawność pracy w szerszym zakresie zmian wartości impedancji zwarciowej sieci niż układ otwarty. Wśród powodów błędów generowania napięć przekształtnika, największy wpływ mają wprowadzone w układzie sterowania czasy martwe. Ich oddziaływanie na odkształcenia napięć generowanych przez falownik jest relatywnie duże, a konsekwencją jest błędne kształtowanie wyjściowych prądów fazowych EFA i pogorszenie jakości kompensacji wyższych harmonicznych prądów sieci. W związku z tym zasadne jest wykorzystywanie w układach sterowania algorytmów kompensujących czasy martwe w celu eliminacji ich negatywnego wpływu. W celu podsumowania przeprowadzonych badań symulacyjnych, w tabeli 2 zestawiono wartości współczynników THD_i i THD_u sieci dla różnych uwarunkowań rzeczywistych oraz ich kombinacji dla trzech układów sterowania EFA.

Tabela 2. Zestawienie wartości współczynników THD_i i THD_u dla badanych uwarunkowań rzeczywistych w trzech układach sterowania EFA

$L_s=0$ μ H	$L_s=40$ μ H	Spadki napięć na el. mocy	Niekomp. czasy martwe	Komp. czasy martwe	Układ zamknięty		Układ otwarty		Układ zintegrowany	
					THD_u [%]	THD_i [%]	THD_u [%]	THD_i [%]	THD_u [%]	THD_i [%]
X					0	0,69	0	1,1	0	0,54
X		X			0	0,68	0	1,07	0	0,54
X			X		0	1,16	0	2,64	0	0,58
X				X	0	0,69	0	1,2	0	0,58
	X				1,08	0,44	0,92	1,0	0,88	0,33
	X	X			1,07	0,43	0,91	0,97	0,88	0,33
	X		X		1,1	1,13	1,13	2,7	0,89	0,45
	X			X	1,06	0,45	1,05	1,1	0,93	0,39
	X	X	X		1,1	1,2	1,2	2,9	0,88	0,45
	X	X		X	1,06	0,46	1,0	1,06	0,93	0,39

Autorzy: mgr inż. Agata Bielecka, Uniwersytet Morski w Gdyni, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, E-mail: a.bielecka@we.umg.edu.pl;
dr hab. inż. Daniel Wojciechowski, Politechnika Gdańska, Katedra Elektrotechniki, Systemów Sterowania i Informatyki, ul. G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: daniel.wojciechowski@pg.edu.pl.

LITERATURA

- [1] Asiminoaei L., Lascu C., Blaabjerg F., Boldea I., Harmonic Mitigation Improvement with a New Parallel Topology for Shunt Active Power Filters, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, (2006).

- [2] Geng H., Zou T., Chandra A., Fast repetitive control Scheme for shunt active power filter in Synchronous Rotational Frame, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting.*, (2017)
- [3] Mannen T., Fujita H., Shunt Active Power Filter Based on Source Current Detection With Fast Transient Response, *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, (2014)
- [4] Chen H., Liu H., Xing Y., Hu H., Sun K., Analysis and Design of enhanced DFT-Based Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, (2018), 1305-1309
- [5] Patil S., Metri R. A., Power quality improvement using shunt active power filter, *IEEE International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI)*, (2017)
- [6] Srivastava G. D., Kulkarni R. D., Design, simulation and analysis of shunt active power filter using instantaneous reactive power topology, *Proc. of IEEE Int. Conf. on Nascent Technologies in Engineering (ICNTE) - Conf. proc. pub. in IEEE Xplore Digital Library*, (2017)
- [7] Boukezata B., Chaoui A., Gaubert J., Hachemi M., Implementation of predictive current control for Shunt Active Power Filter, *IEEE 6th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, (2017)
- [8] Mattavelli P., A Closed-loop Selective Harmonic Compensation for Active Filters, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 37 (2001), 81-89
- [9] Grugel P., Wpływ impedancji sieci niskiego napięcia na pracę energetycznych, równoległych filtrów aktywnych kontrolowanych przy użyciu dwóch różnych algorytmów sterowania, *Przegląd Elektrotechniczny*, 92 (2016), nr.10, 204-208
- [10] Wojciechowski D, Unified LCL circuit for modular active power filter, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 31 (2012), n. 6, 1985-1997
- [11] Cichowski A., Sleszynski W., Nieznanski J., Szczepankowski P., Compensation of dead time effects for shunt active power filters, *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, (2015)
- [12] Adrikowski T., Buła D., Pasko M., Wpływ czasów martwych na właściwości energetycznego filtra aktywnego, *XXXV International Conference on Fundamentals of Electrotechnics and Circuit Theory, IC-SPETO'2012*, (2012), 73-74
- [13] Bielecka A., Wojciechowski D., Predykcyjne sterowanie równoległym filtrem aktywnym ze sprzężeniem od prądu zasilającego, *Przegląd Elektrotechniczny*, 95 (2019), nr.6, 128-132
- [14] Mariethoz S., Rufer A. C., Open Loop and Closed Loop Spectral Frequency Active Filtering, *IEEE Trans. on Power Electronics.*, 17 (2002), n. 4, 564-573
- [15] Antoniewicz K., Jasinski M., Kazmierkowski M. P., Malinowski M., Model Predictive Control for Three-Level Four-Leg Flying Capacitor Converter Operating as Shunt Active Power Filter, *IEEE Trans. on Industrial Electronics.*, 63 (2016), n. 8, 5255 – 5262
- [16] Acuña P., Morán L., Rivera M., Dixon J., Rodriguez J., Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems, *IEEE Trans. on Power Electronics.*, 29 (2014), n. 2, 687-694