

Andrzej Wnuk

Danfoss Sp. z o.o. Napędy Elektryczne, Grodzisk Mazowiecki

WDROŻENIE ROZWIĄZANIA ACTIVE FRONT END W PRZETWORNICACH CZĘSTOTLIWOŚCI DUŻYCH MOCY DO 1,2MVA POPRZEZ RÓWNOLEGLĘ ŁĄCZENIE STANDARDOWYCH MODUŁÓW FALOWNIKOWYCH

DEVELOPMENT OF A 1,2 MVA ACTIVE FRONT END USING PARALLEL INDUSTRIAL UNITS

Abstract: Danfoss Drives A/S has developed a 1,2MVA Active Front End (AFE). The purpose was to realize a high power AFE as a study object. The AFE was integrated into a new dynamometer and engaged in testing of high power motor inverters. Because of limited time frames the design had to assure immediate successful operation. That was the reason that standard inverter modules have been used. The article presents the crucial problems we had to cope with when developing the AFE project. Based on the gained experience a few 1,2MVA converters with AFE solution were built and commissioned at the container gantry cranes in a harbour in Africa.

1. Wprowadzenie

W ostatnim czasie obserwuje się na świecie rosnące wymagania odnośnie jakości energii elektrycznej, co narzuca producentom przetwornic częstotliwości konieczność wprowadzania zaawansowanych rozwiązań, mających na celu poprawę kształtu prądu pobieranego z sieci zasilającej.

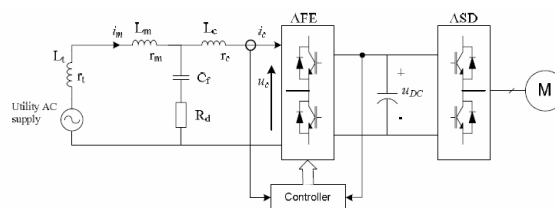
Zasilanie przetwornic częstotliwości poprzez prostownik 6-pulsowy powoduje znaczącą emisję do sieci zasilającej 5-tej i 7-mej harmonicznej. Dlatego też poszukiwane są rozwiązania, które zapewniają nie tylko skuteczną eliminację wyższych harmonicznych w prądzie zasilającym ale też zapewniają, że zespół napędowy pracuje ze współczynnikiem mocy bliskim jedności. Ponadto współczesne aplikacje wymagają od napędu szybkiej reakcji na zmianę trybu silnikowego na tryb generatorowy przy jednoczesnej skutecznej kontroli napięcia w obwodzie DC. Bardzo konkurencyjnym rozwiązaniem (w odniesieniu do układów filtrów pasywnych) spełniającym powyższe założenia jest układ AFE – **Active Front – End**. Rozwiązanie to zostało zaproponowane w zakresie największych mocy produkowanych przez naszą firmę – do 1,2MVA.

2. Zastosowane rozwiązanie AFE

Aby uzyskać skuteczną filtrację prądu zasilającego, układ AFE musi być odseparowany od sieci zasilającej odpowiednim filtrem dolno

przepustowym. Klasyczny dławik AC nie jest tutaj optymalnym rozwiązaniem, gdyż przy mocy 1,2MVA posiada wielkie wymiary i jest stosunkowo drogi. Dlatego też został zastosowany filtr LCL posiadający charakterystykę 2-go rzędu, który skutecznie ogranicza zarówno wyższe harmoniczne częstotliwości sieciowej jak i składowe prądu o częstotliwości kłuzowania (zakres kilku kHz), bądź będących ich wielokrotnością

Poniższy schematyczny rysunek przedstawia przetwornicę częstotliwości wyposażoną w układ AFE wraz z filtrem LCL.



Rys. 1. Przemiennek częstotliwości z układem AFE oraz filtrem LCL na wejściu

Ponieważ zastosowanie filtra LCL pogarsza stabilność pętli regulacji prądu, dlatego też rozważano kilka metod zwiększenia stabilności. Klasyczne metody poprawy stabilności wymagają dodatkowym czujników, np. mierzących napięcie na kondensatorze filtru. Ostatecznie zastosowano jako metodę tłumienia rezystor tłumiący włączony w szereg z kondensatorem filtru. Zaletą takiego rozwiązania jest prostota,

szybkość działania oraz niewrażliwość na zmiany impedancji sieci w punkcie przyłączenia napędu. Wadą rezystora tłumiącego są powstające w nim straty mocy. Aby osiągnąć moc 1,2MVA należało połączyć równolegle 3 jednostki AFE. Takie rozwiązanie wymaga odpowiedniego sterowania, gdyż asymetria w sterowaniu prowadzi do powstania prądów wyrównawczych pomiędzy poszczególnymi modułami AFE. W projekcie zastosowano wspólny blok sterujący, który wysyła sygnały PWM jednocześnie do wszystkich sterowników mocy w 3 jednostkach AFE. W ten sposób zminimalizowano różnice w sterowaniu – jedyna asymetria pochodzi od różnic w czasach załączenia/wyłączenia tranzystorów IGBT oraz różnic w innych parametrach tranzystorów, jak np. ich rezystancji dynamicznych. Taką samą ideę sterowania zastosowano w układzie falownika ASD sterującym silnikiem.

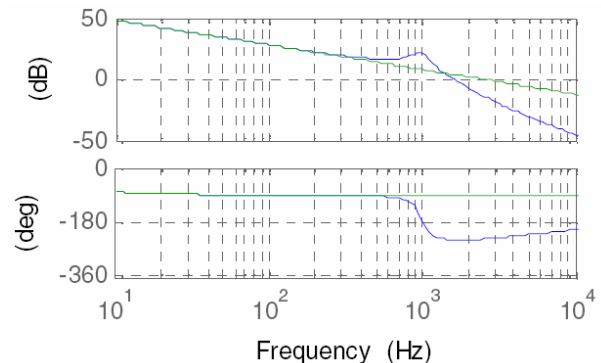
Częstotliwość kluczenia tranzystorów IGBT w modułach AFE w testowanym układzie wynosiła 2kHz. W układach AFE zaleca się jednak wyższą wartość częstotliwości kluczenia, gdyż wówczas taki układ pracuje poprawnie już z mniejszą indukcyjnością filtru sieciowego LCL. Otrzymujemy też mniejsze tętnienia prądu, zmniejszone straty w elementach indukcyjnych oraz mniejsze wymiary fizyczne komponentów filtru LCL.

3. Filtr LCL

Filtr LCL charakteryzuje się określonym tłumieniem (zależnym od częstotliwości) oraz własną częstotliwością rezonansową *f_{rez}*. Z analizy charakterystyki częstotliwościowej filtru wynika, że dla częstotliwości mniejszych od połowy jego częstotliwości rezonansowej, charakterystyka częstotliwościowa oraz fazowa filtru są identyczne jak dławika AC. Dużo większe tłumienie w odniesieniu do tłumienia dławika AC uzyskujemy dla częstotliwości powyżej częstotliwości rezonansowej filtru. Dla filtru przedstawionego na *Rys. 1* indukcyjność zastępcza L składa się z *L_t* - ind. rozproszenia sieci, *L_m* - ind. dławika filtru od strony sieci, *L_c* - ind. dławika filtru od strony AFE. Przykładową charakterystykę amplitudową i fazową filtru LCL przedstawia *Rys. 2*.

Wystarczającą skuteczność filtru uzyskujemy już wówczas, gdy jego częstotliwość rezonansowa leży poniżej połowy częstotliwości kluczenia tranzystorów IGBT w modułach AFE. Dalsze obniżanie częstotliwości rezonan-

sowej filtru skutkuje oczywiście polepszeniem jego skuteczności (tłumienia), jednak następuje to kosztem wzrostu indukcyjności dławików filtru, a tym samym jego rozmiarów i ceny.



*Rys. 2. Charakterystyki filtru LCL. Górny wykres przedstawia charakterystykę amplitudową rozumianą jako stosunek prądów *i_m*/*i_c* (patrz *Rys. 1*, *i_m*-prąd sieciowy, *i_c*-prąd wejściowy AFE), natomiast druga linia charakterystykę amplitudową zastępczego dławika. Widać wyraźnie skuteczniejsze tłumienie filtru LCL przy wzroście częstotliwości powyżej jego częstotliwości rezonansowej wynoszącej na wykresie 1kHz. Dla częstotliwości poniżej 1kHz charakterystyki filtru oraz zastępczego dławika się pokrywają.*

Dolny wykres przedstawia charakterystykę fazową odpowiednio dla filtru LCL oraz dla zastępczego dławika.

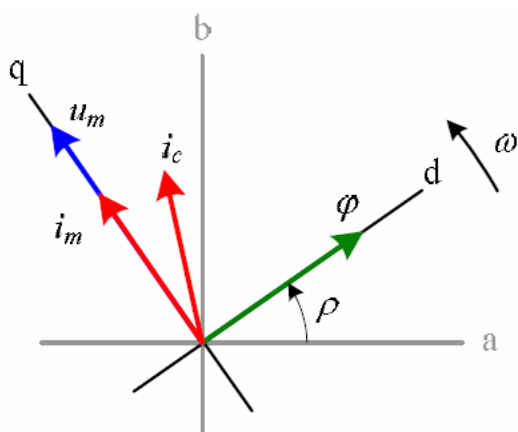
4. Struktura sterowania

Strategia sterowania bazuje na metodzie określonej jako **Virtual Flux Oriented Control (VFOC)**. Na wybór tej metody wpłynęła mała podatność realizowanego wg niej sterowania na nierównowagę napięcia sieciowego oraz to, że nie są wymagane żadne dodatkowe układy pomiarowe napięć lub prądów. Podstawą metody VFOC jest zdefiniowanie wirtualnego wektora strumienia $\psi(t)$ otrzymanego poprzez scałkowanie przebiegu chwilowego napięcia $U_c(t)$, mierzonego bezpośrednio na zaciskach układu AFE, wg równania

$$\varphi(t) = \int (u_c(t) + r \cdot i_c(t)) dt + L \cdot i_c(t)$$

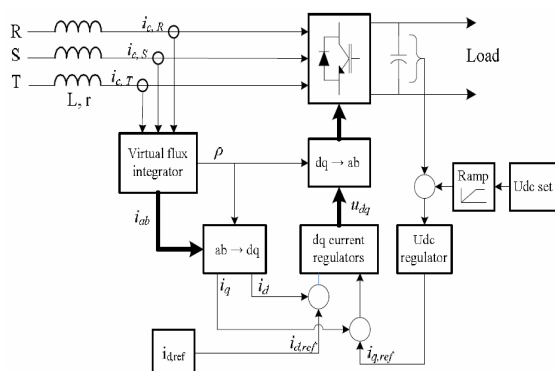
Aby maksymalnie uprościć równania opisujące zależności pomiędzy napięciem sieciowym a napięciem na zaciskach AFE, zastosowano układ współrzędnych **d-q**, który wiruje synchronicznie wraz ze zdefiniowanym wirtualnym wektorem strumienia $\psi(t)$.

Wówczas zarówno wektor strumienia $\psi(t)$ jak i wektory prądów I_c i I_m oraz napięcie sieciowe U_m są w stanach statycznych nieruchome względem układu $d-q$, co upraszcza równania, gdyż nie występuje w nich kąt zmienny kąt ρ . Aby możliwe było sterowanie układem AFE, należy dokonać transformacji wirujących współrzędnych $d-q$ do nieruchomych względem stojana współrzędnych $a-b$. Zależności fazowe pomiędzy układami współrzędnych $d-q$ a układem $a-b$ przedstawia Rys.3.



Rys. 3. Transformacja wektora napięcia sieciowego U_m , prądu I_c oraz wirtualnego strumienia ψ pomiędzy układami współrzędnych $d-q$ i $a-b$

W układzie współrzędnych $d-q$ wektor napięcia sieciowego U_m jest położony na osi q a wektor strumienia wirującego ψ jest opóźniony o 90° i leży na osi d . Kąt fazowy ρ jest kątem transformacji pomiędzy obydwooma układami współrzędnych. Rys. 4 przedstawia schemat blokowy układu sterowania

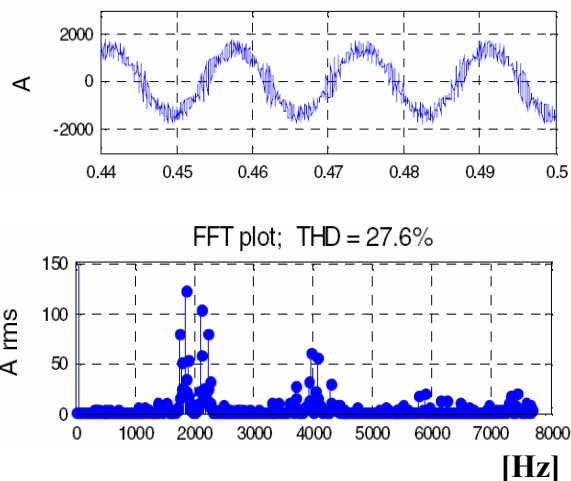


Rys. 4. Schemat blokowy układu sterowania

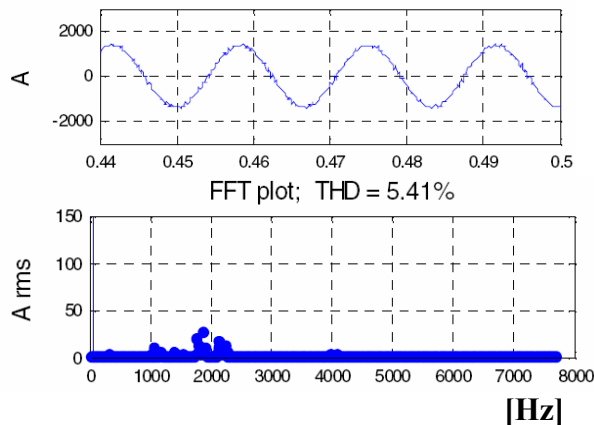
5. Wyniki symulacji

Do symulacji zastosowano środowisko SIMULINK. Rys. 5 przedstawia spodziewany prąd na wejściu układu AFE oraz jego analizę

widmową. Natomiast Rys. 6 reprezentuje spodziewany prąd pobierany bezpośrednio z sieci, po filtracji przez układ filtru LCL. Oba przebiegi zostały zasymulowane przy założeniu, że inwerter został obciążony mocą ok. 1MW w trybie pracy generatorowej, tzn. gdy energia była przekazywana do sieci zasilającej.

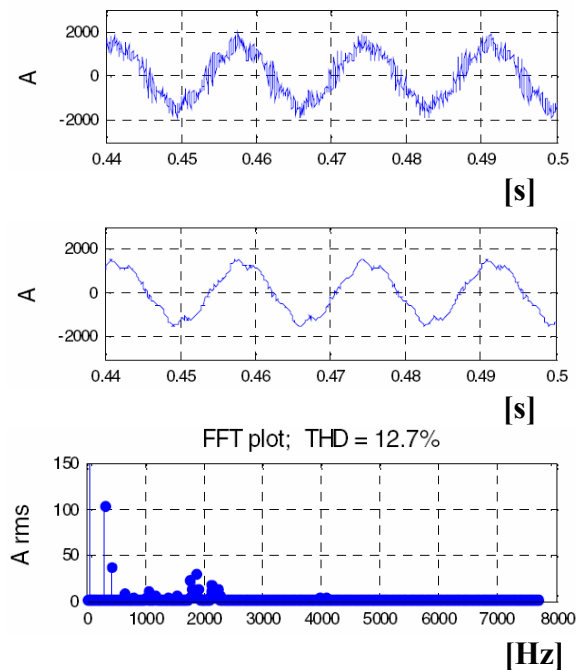


Rys. 5. Symulacja prądu wejściowego układu AFE (bezpośrednio na wejściu AFE) oraz jego analiza widmowa. THD przebiegu prądowego powinien być na poziomie 27-28%



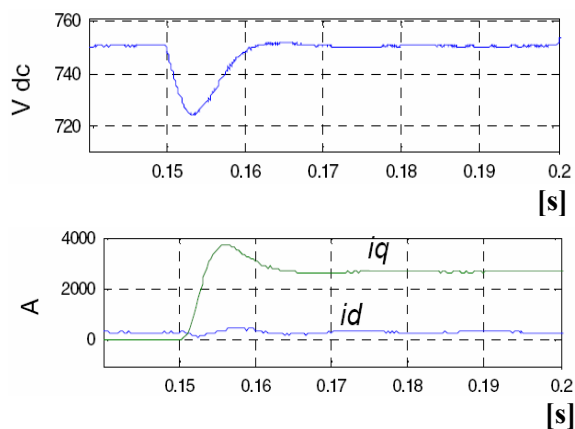
Rys. 6. Symulacja prądu pobieranego z sieci przez układ AFE (bezpośrednio na przewodach zasilających filtr LCL od strony sieci) oraz jego analiza widmowa. THD przebiegu prądowego powinien być na poziomie 5,4%

Poniższy rysunek (Rys. 7) przedstawia te same prądy – prąd wejściowy AFE i prąd sieciowy w przypadku, gdy napięcie sieciowe jest odkształcone. Symulacje wykonano przy następujących udziałach wyższych harmonicznych w napięciu sieciowym: 5-ta 2,3%, 7-ma 1,5%, 11-ta 1,5%, 13-ta 1,5%.

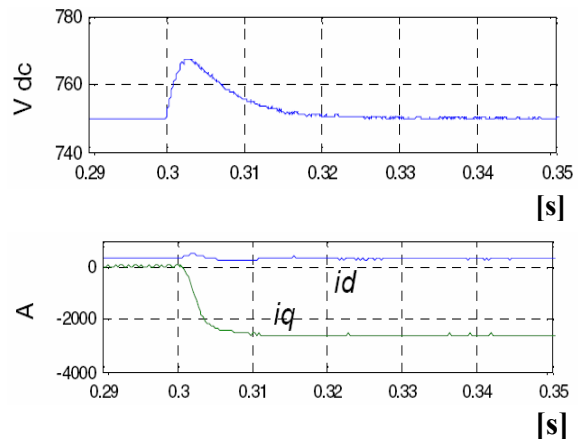


Rys. 7. Symulacja prądu wejściowego (rys. górny) oraz prądu sieciowego (rys. środkowy) pobieranego przez układ AFE (na wejściu i wyjściu filtru LCL). Napięcie zasilające zawiera określone wyżej harmoniczne: 5, 7, 11, 13. Rysunek dolny przedstawia analizę widmową powyższego prądu sieciowego – spodziewany THDi- 12,7%

Przeprowadzono też symulację pokazującą jak szybko reaguje układ AFE na skok momentu obciążenia silnika zarówno w trybie pracy silnikowej jak i generatorowej. Symulacja dotyczy zarówno zmian napięcia w obwodzie DC jak i zmian składowych prądu I_d i I_q w czasie trwania stanu nieustalonego po skokowej zmianie momentu obciążenia silnika.



Rys. 8. Symulacja przebiegu napięcia w obwodzie DC oraz składowych I_d i I_q prądu podczas skoku obciążenia od 0 do 1MW w trybie pracy silnikowej



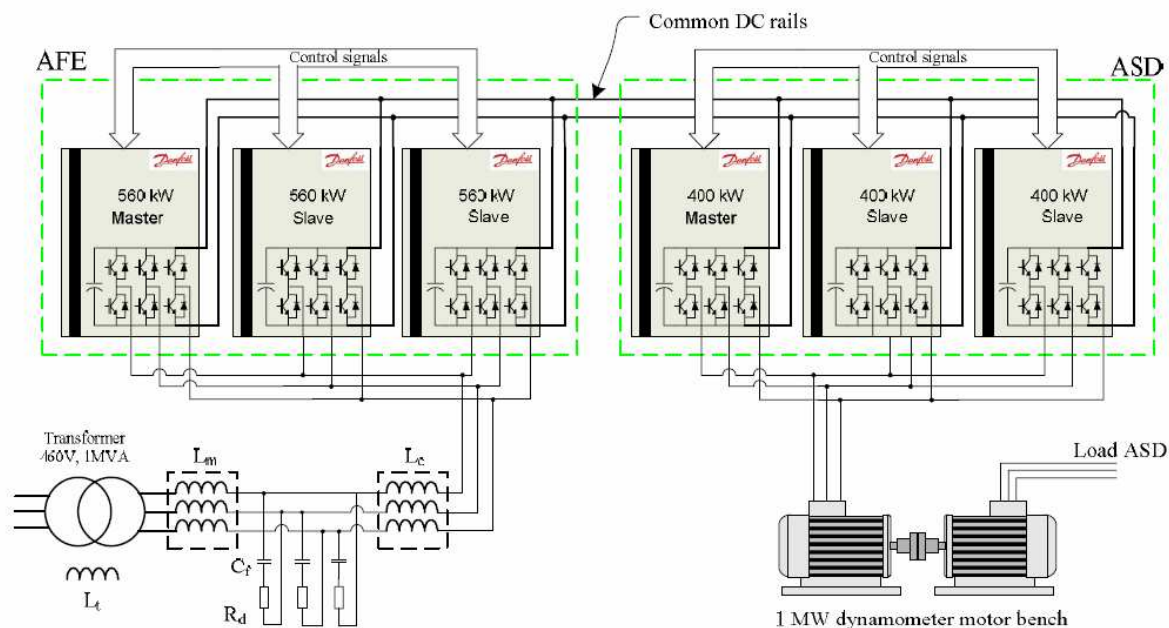
Rys. 9. Symulacja przebiegu napięcia w obwodzie DC oraz składowych I_d i I_q prądu podczas skoku obciążenia od 0 do 1MW w trybie pracy generatorowej

Wg symulacji oczekiwany czas trwania stanu nieustalonego w obu przypadkach nie przekracza 15-18ms.

6. Opis realizacji praktycznej układu AFE

Układ AFE o mocy 1,2MVA został wykonany poprzez równoległe połączenie 3 standardowych bloków o mocy 560kW każdy. Każdy z nich to standardowy moduł falownikowy IGBT, stosowany w modułowych przetwornicach częstotliwości. Dokonano jedynie modyfikacji polegającej na usunięciu dławika DC. Zastosowana została jedna wspólna karta sterująca służąca do regulacji prądów fazowych, napięcia w obwodzie DC oraz do zabezpieczania 3 równoległe połączonych modułów. W przypadku łączenia równoległego modułów należy zwrócić szczególną uwagę na jednoczesność łączy tranzystorów IGBT. Różnice w czasach załączeń i wyłączeń prowadzą do nierównomiernego rozkładu obciążenia pomiędzy połączonymi równoległe modułami.

Schemat blokowy zestawu testowego przedstawia załączony rysunek Rys.10. 3 zespoły AFE zasilają poprzez wspólną szynę DC 3 standardowe równoległe połączone zespoły falownikowe każdy o mocy 400kW. Są one również sterowane ze wspólnej karty sterującej. Układ testowego przemiennika był zasilany przez transformator sieciowy 1MVA/460V. Całkowita moc znamionowa przemiennika częstotliwości wynosi 1MW.

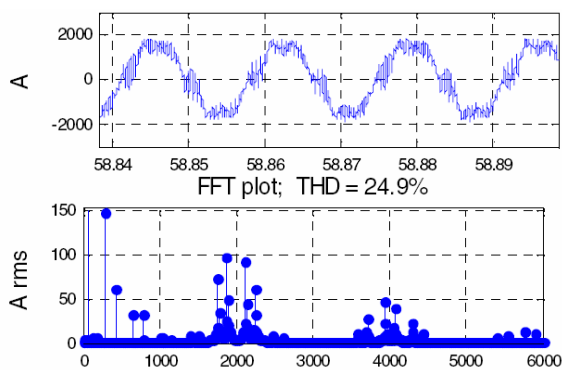


Rys. 10. Schemat blokowy przemiennika częstotliwości z układem AFE o mocy 1MVA

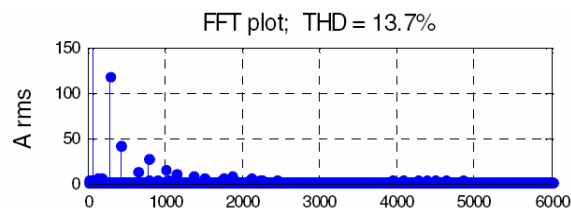
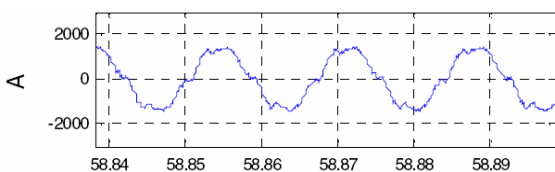
7. Wyniki pomiarów powyższego zestawu testowego

Przebiegi prądu pobieranego przez układ AFE

Załączone rysunki przedstawiają prąd wejściowy AFE (Rys. 11), prąd sieciowy (Rys.12) oraz analizę widmową przebiegów czasowych prądu zarejestrowanych na modelu testowym.



Rys. 11. Zarejestrowany prąd wejściowy układu AFE oraz jego analiza widmowa

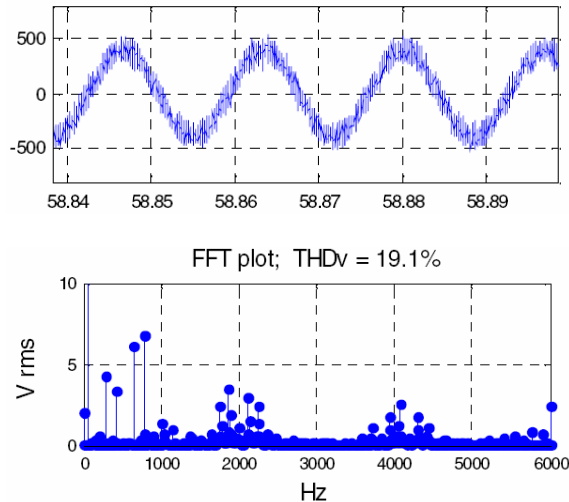


Rys. 12. Zarejestrowany prąd sieciowy układu AFE oraz jego analiza widmowa

Należy zwrócić uwagę na fakt, że sieć była dodatkowo obciążona pracującym 6-pulsowym przekształtnikiem AC, który pracował jako aktywne obciążenie silnika współpracującego z badanym przekształtnikiem AFE. Dlatego też napięcie sieciowe zawiera dodatkowo harmoniczne generowane przez prostownik 6-pulsowy, co zwiększyło spodziewany współczynnik THDi dla prądu sieciowego do 13,7% (wg symulacji przeprowadzonej dla napięcia nieodkształconego miał wynosić ok. 5,41%). Natomiast symulacja przedstawiona na Rys. 7 i uwzględniająca w widmie napięcia dodatkowe harmoniczne (5,7,11,13), przewiduje wzrost THDi prądu do wartości 12,7%, co zostało potwierdzone niniejszymi pomiarami.

Ponieważ testowany przekształtnik z układem AFE obciążony mocą 1MW został zasilony z transformatora 1MVA/460V celowe było zarejestrowanie kształtu przebiegu czasowego napięcia z transformatora po stronie wtórnej (po

stronie filtru LCL). Przebieg czasowy oraz analizę widmową przedstawia Rys. 13.

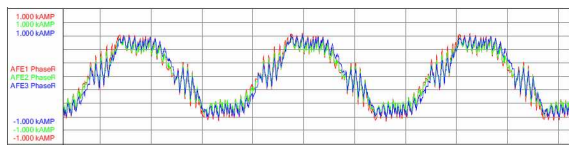


Rys. 13. Napięcie fazowe (faza – przewód neutralny) po stronie wtórnej transformatora zasilającego przekształtnik

Ponadto został zmierzony współczynnik przesunięcia fazowego pierwszej harmoniczej prądu ($\cos\phi$), który podczas pracy generatorowej przekształtnika wynosił -0,989, czyli był bliski jedności, co wskazuje, że układ AFE nie generuje mocy biernej, a zatem nie wymaga kompensacji.

Odchyłka dynamiczna w podziale obciążenia pomiędzy równolegle połączonymi układami AFE

Zasadniczym elementem tego pomiaru było wykazanie, jak zmienia się chwilowy błąd w rozplywie prądu obciążenia pomiędzy 3 równolegle połączonymi układami AFE1, AFE2, AFE3 – błąd fazowy.

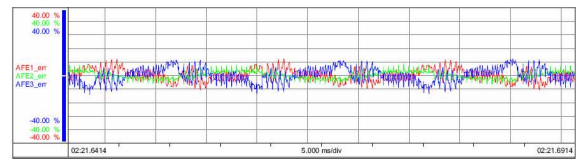


Rys. 14. Przebieg wartości chwilowej prądu pobieranego przez fazę R odpowiednio przez AFE1 (czerw), AFE2 (ziel), AFE3 (nieb).

Następnie zdefiniowano wzór na odchyłkę prądu pobieranego przez każdy z układów AFE. Dla przykładu dla układu AFE1 wynosi on :

$$i_{AFE1_err}(t) = \frac{i_{AFE1}(t) - \frac{i_{AFE1}(t) + i_{AFE2}(t) + i_{AFE3}(t)}{3}}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [i_{AFE1}(t) + i_{AFE2}(t) + i_{AFE3}(t)]^2 dt}} \cdot 100$$

Wg powyższej zasady wyznaczono przebieg czasowy błędu fazowego, co przedstawiono na Rys. 15.



Rys. 15. Przebieg wartości chwilowej błędu fazowego prądu pobieranego odpowiednio przez AFE1 (czerw), AFE2 (ziel), AFE3 (nieb)

Ponieważ błąd fazowy jest przebiegiem zmiennym w czasie, można zatem wyznaczyć jego wartość skuteczną. Ostatecznie otrzymano w modelowym układzie następujące wartości skuteczne błędów fazowych, które osiągają (jak pokazuje poniższa tabela) małe wartości mimo braku dławików wyrównawczych w obwodzie każdego układu AFE.

AFE1 [%]	AFE2 [%]	AFE3 [%]
3	1.8	3.6

8. Wnioski końcowe

Wg powyższych wytycznych został wykonany moduł AFE o mocy 1,2MVA. Proces projektowy dotyczył wyboru topologii układu AFE, struktury sterowania wykorzystującej minimum dodatkowych czujników pomiarowych, filtru LCL oraz wyboru metody tłumienia obwodu regulatora prądu. Ostatecznie zdecydowano się na strukturę bazującą na równoległym połączeniu 3 standardowych, obecnie produkowanych modułów falownikowych, w których dokonano drobnych modyfikacji. Mimo nie stosowania dławików balansujących rozplyw prądów pomiędzy trzema modułami AFE, otrzymano bardzo mały dynamiczny błąd fazowy.

Bazując na powyższym modelu testowym wykonano kilka egzemplarzy przekształtników napędzających silniki o mocy 1,2MW z układem AFE, które zostały zaimplementowane w układach podnoszenia i jazdy suwnic kontenerowych w jednym z portów przeładunkowych w południowo-wschodniej Afryce.

9. Literatura

- [1]. Jens Godbersen., James Claerbout. *Development of a 1,2MVA Active Front End Rusing Parallel IndustrialUnits*, EPE 2007 – Aalborg, ISBN:9789075815108.