

Politechnika Rzeszowska im. Ignacego Łukasiewicza

KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI I ELEKTROENERGETYKI

Rozprawa doktorska

*Zastosowanie regulatora proporcjonalno-rezonansowego
w energoelektronicznych przekształtnikach sieciowych*

mgr inż. Marek Nowak

Promotor:

prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Promotor pomocniczy:

dr inż. Tomasz Binkowski

Rzeszów, 2025

Autor składa serdeczne podziękowania:

Dla Pana Profesora Stanisława Piróga za wsparcie i sugestie dotyczące rozprawy oraz ogromne pokłady cierpliwości.

Żonie Agnieszce oraz rodzicom za nieustające wsparcie nie tylko w karierze naukowej.

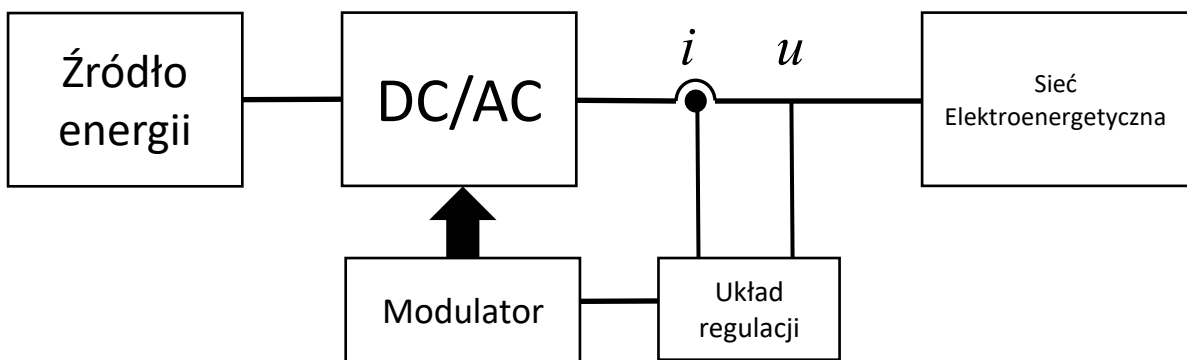
Promotorowi pomocniczemu, Panu Tomaszowi Binkowskiemu, wszystkim współpracownikom w szczególności Małgorzacie, Bogdanowi i Sebastianowi, za uwagi merytoryczne, praktyczne i każdą okazaną pomoc.

Spis treści

1. Wstęp	7
1.1 Koncepcja regulatora proporcjonalno – rezonansowego	9
1.2 Cel pracy i założone cele do osiągnięcia	15
2. Synteza regulatora P+R	17
3. Zasada pracy przekształtników sieciowych, sprzęgających źródło energii z siecią	21
4. Badania symulacyjne falownika sieciowego z regulatorem P+R	25
4.1 Układ jednofazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R	25
4.2 Układ trójfazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R	30
5. Implementacja regulatora P+R w układzie FPGA – badania symulacyjne w czasie rzeczywistym	37
5.1 Układ jednofazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R – symulacja w czasie rzeczywistym	42
5.2 Układ trójfazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R – symulacja w czasie rzeczywistym	47
6. Porównanie dynamiki pracy regulatora P+R z regulatorem PI	55
7. Badania eksperymentalne falownika sprzęgającego źródło energii z siecią niskiego napięcia	59
7.1 Testy laboratoryjne układu jednofazowego	62
7.2 Pętla fazowa SFR-PLL	75
7.3 Generator kwadraturowy do synchronizacji 1-fazowego falownika sieciowego	79
7.4 Układ falownika 1-fazowego z możliwością zadawania składowej czynnej i biernej	84
7.5 Testy laboratoryjne układu trójfazowego	90
8. Praca regulatora P+R w sieci o podwyższonej częstotliwości	103
9. Podsumowanie	113
Bibliografia	115
Streszczenie rozprawy w języku angielskim	121

1. Wstęp

Powszechną praktyką w regulacji (kontroli) prądu falowników w systemach energetyki odnawialnej *on grid* (rys. 1.1 – tzn. że przekształtnik DC/AC do prawidłowej pracy wymaga stałego połączenia z siecią elektroenergetyczną) jest zastosowanie regulatorów P lub/i PI w wirującym z częstotliwością sieciową układzie odniesienia dq [1-3].



Rys. 1.1. Uproszczony schemat podstawowego systemu sprzęgania źródła energii z siecią elektroenergetyczną.

Sposób ten jest rozwinięty i powszechnie stosowany, ale wymaga on znacznej mocy systemów obliczeniowych elektronicznego sterowania i oprogramowania (precyzyjna synchronizacja (PLL), filtracja składowych harmonicznych z sygnałów pomiarowych dla transformaty dq - w energoelektronice prędkość wirowania układu dq jest związana z częstotliwością napięcia zasilającego, a oś d powiązana jest z amplitudą tego napięcia). W układach jednofazowych zwykle stosuje się regulatory prądu PI o dużym wzmocnieniu i małym czasie zdławiania (w odniesieniu do okresu przebiegu podstawowego), pracujące na sygnałach wstępnie odfiltrowanych lub wykorzystując wirtualny układ dwufazowy (Przebieg podstawowej harmonicznej napięcia fazy A traktowany jest jako składowa u_α napięcia na wejściu układu synchronizacji, a składowa u_β jest otrzymywana w wyniku przesunięcia (opóźnienia) o $\frac{1}{4}$ okresu składowej u_α na wejściu układu synchronizacji – trójfazowej pętli fazowej. Podobnie postępuje się z sygnałem proporcjonalnym do prądu fazowego). Zastosowana filtracja ogranicza dynamikę takich regulatorów. Z tego powodu poszukiwane są nowe rozwiązania, które pozwolą w prosty sposób sterować układami do tego rodzaju zastosowań, zarówno w systemach jednofazowych i trójfazowych [4-6].

Alternatywnym rozwiązaniem może być zastosowanie tzw. regulatora proporcjonalno-rezonansowego (P+R) zaproponowanego przez R. Teodorescu i jego zespół [7]. Regulator ten z zasady dedykowany jest dla układów jednofazowych. W układach 3 fazowych, po ich transformacji do dwufazowego ortogonalnego układu stacjonarnego $\alpha\beta$, można zastosować dwa identyczne regulatory działające w obu osiach. Rozwiązanie takie pozwala kontrolować również prąd bierny linii zasilającej. Regulator P+R posiada zdolność śledzenia sygnałów sinusoidalnie zmiennych i selektywną charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową. Może być zastosowany w układach jedno [8-10] i trójfazowych [11,12] pracujących ze stałą częstotliwością napięcia wyjściowego, np. falowników sprzęgających odnawialne źródła energii z siecią elektroenergetyczną.

Wśród zalet regulatorów P+R wymienia się możliwość dostrojenia ich do częstotliwości sieci w celu precyzyjnego śledzenia podstawowej częstotliwości składowej odniesienia oraz do wybranych częstotliwości składowych harmonicznym celu ich selektywnej filtracji aktywnej [10]. Z punktu widzenia implementacji, regulator P+R wymaga mniejszego nakładu sprzętu, jednocześnie osiągając taką samą dynamikę jak regulator PI. [13]. Dzięki selektywnej charakterystyce amplitudowo-częstotliwościowej odkształcenie prądu linii zasilającej jest mniejsze, w porównaniu do układów regulacji z regulatorem PI.[13-16]

W literaturze, w której skupiano się głównie na badaniach symulacyjnych, spotyka się implementacje struktur złożonych z podstawowych bloków funkcyjnych [17-19]. Dotyczą one jednak głównie regulatora idealnego, z nieskończonym wzmocnieniem dla częstotliwości sygnału odniesienia. Implementacja takiej struktury do rzeczywistego układu cyfrowego nie jest możliwa, ze względu na naturalne ograniczenie zakresów sygnałów (ograniczenie takie dotyczy również układów analogowych). Duże nachylenie charakterystyki w obszarze częstotliwości rezonansowej powoduje znaczne zmiany sygnałów referencyjnych w przypadku zmian częstotliwości napięcia zasilającego. Ogranicza to funkcjonalność układu regulacji. Aby uniknąć takich problemów, regulator P+R w systemach cyfrowych realizuje się np. jako uogólniony integrator drugiego rzędu (ang. Second Order Generalized Integrator – SOGI) [20]. Częściej spotykanym sposobem jest realizacja regulatora jako filtr pasmowy [16, 21, 22]. Ma on postać tożsamą z regulatorem P+R o ograniczonym wzmocnieniu (jest nazywany rzeczywistym regulatorem P+R [13]). Taka implementacja ogranicza się do odpowiedniego równania w dziedzinie sygnałów dyskretnych, którego współczynniki zależą od nastaw regulatora (wzmocnienia członów proporcjonalnego i rezonansowego), współczynnika tłumienia oraz

częstotliwości napięcia sieci [23]. Zmiana jednego z tych parametrów pociąga za sobą zmianę większości współczynników równania. Powoduje to trudności w implementacji takiego regulatora w punktach przyłączenia, w których występują odchyłki częstotliwości i wahania napięcie.

Oprócz podstawowej struktury regulatora P+R, w literaturze występują jego modyfikacje, które pozwalają poprawić jego pracę, poprzez różne warianty pętli sprzężenia zwrotnego i zmiany transmitancji regulatora [24-27]. Istnieją również rozwiązania polegające na kombinacji tradycyjnego regulatora PI i regulatora P+R pracujące w niestacjonarnym układzie współrzędnych dq [24] oraz w układzie współrzędnych stacjonarnych $\alpha\beta$ [12]. Regulator może również pracować z różnego rodzaju przekształtnikami energoelektronicznymi, np. matrycowymi [28-30] i wielokomórkowym [31-34], gdyż topologia przekształtnika i algorytm jego sterowania nie wpływa na sposób regulacji, a jedynie na sposób modulacji przebiegów. Stosuje się go również w przekształtnikach, które mają inne zastosowania np. filtrach i prostownikach aktywnych [35,36], kompensatorach statycznych [37,38] i zasilających maszyny elektryczne [39-41].

Mimo swoich zalet, regulator P+R może być trudny do implementacji. Dlatego zaproponowano nową strukturę implementacji regulatora, wykorzystującą podstawowe bloki funkcyjne oraz regulator PI [42, 43].

1.1 Koncepcja regulatora proporcjonalno – rezonansowego

Regulator P+R działa bezpośrednio na sygnale zmiennym i działa w wirującym z prędkością $+\omega$ i $-\omega$ układzie odniesienia (pulsacja ω jest parametrem regulatora). Argument transmitancji operatorowej dla tej częstotliwości powinien wynosić 0. Transmitancja powinna mieć postać:

$$G_A = G_D(s - j\omega) + G_D(s + j\omega) \quad (1.1)$$

Dla regulatora całkującego o transmitancji:

$$G_D = \frac{K_i}{s} \quad (1.2)$$

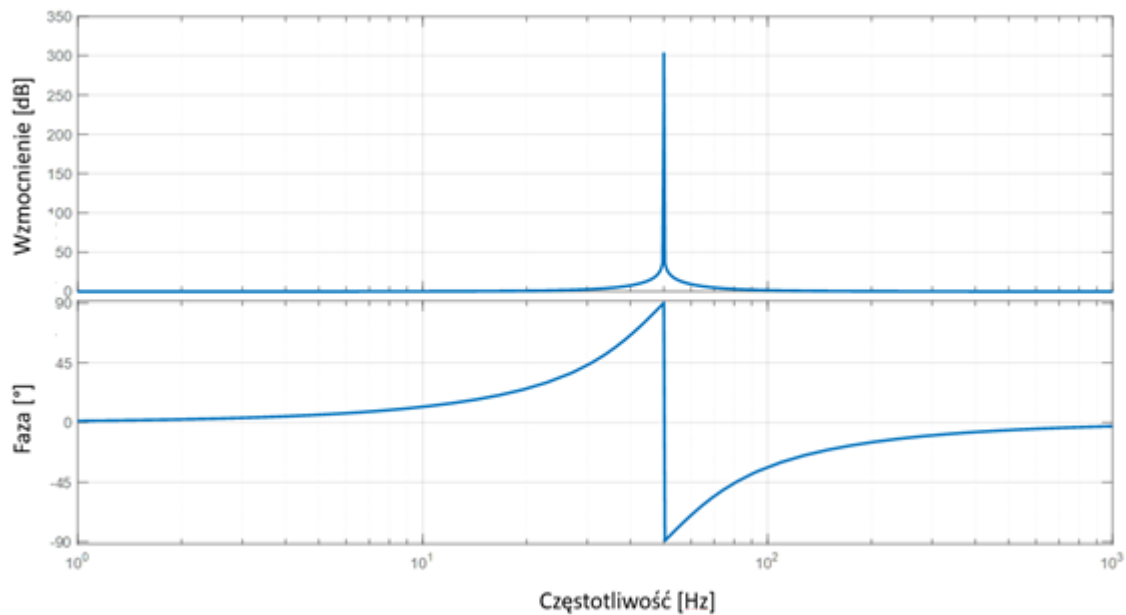
otrzymuje się idealny człon rezonansowy regulatora P+R. Transmitancja ma wtedy postać:

$$G_A = \frac{K_i}{(s - j\omega)} + \frac{K_i}{(s + j\omega)} = K_i \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (1.3)$$

Po dodaniu do (1.3) członu proporcjonalnego transmitancja regulatora P+R może być zapisana jako:

$$G_{P+R} = K_P + K_I \frac{2s}{s^2 + \omega^2} \quad (1.4)$$

Na rysunku 1.2. przedstawiono charakterystykę amplitudowo – częstotliwościową idealnego regulatora z (1.4), o parametrach $K_P=1$, $K_I=100$, $\omega=100\pi$.



Rys. 1.2. Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa idealnego regulatora P+R o parametrach $K_P=1$, $K_I=100$, $\omega=100\pi$

Regulator o transmitancji (1.3) jest trudny do zaimplementowania w rzeczywistych warunkach. Układ posiada nieskończenie duże wzmocnienie dla częstotliwości rezonansowej – inne częstotliwości są tłumione. Dla sygnałów o częstotliwości bliskiej rezonansowej, występują znaczne różnice fazy sygnału wyjściowego. Implementacja układu o takich cechach jest niemożliwa, ze względu na ograniczoną wartość możliwego do uzyskania wzmocnienia. Poza tym o ile tłumienie innych częstotliwości poza częstotliwością napięcia sieci jest pożądane, to bardzo duże wzmocnienie i zmiana kąta fazowego dla sygnału tej częstotliwości może wywołać problemy ze stabilnością układu regulacji.

Zamiast członu całkującego (1.2), można zastosować człon inercyjny. Spowoduje to ograniczenie wzmocnienia i przesunięcia fazowego. Rozszerzy się pasmo co pozwoli na zmniejszenie czułości regulatora na niewielkie odchyłki częstotliwości napięcia.

$$G_D = \frac{K_i}{Ts+1} \quad (1.5)$$

Po podstawieniu (1.5) do (1.1), otrzymuje się człon rezonansowy tak zmodyfikowanego regulatora:

$$G_A = \frac{K_i}{T(s-j\omega)+1} + \frac{K_i}{T(s+j\omega)+1} = K_i \frac{2(Ts+1)}{T^2s^2 + 2Ts + T^2\omega^2 + 1} =$$

$$K_i \frac{2\left(\frac{s}{T} + \frac{1}{T^2}\right)}{s^2 + \frac{2}{T}s + \omega^2 + \frac{1}{T^2}} = K_i \frac{2\xi(\omega s + \xi\omega^2)}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2 + (\xi\omega)^2} \quad (1.6)$$

gdzie: $\frac{1}{T} = \xi\omega$ - pulsacja odcięcia,

ξ - współczynnik tłumienia.

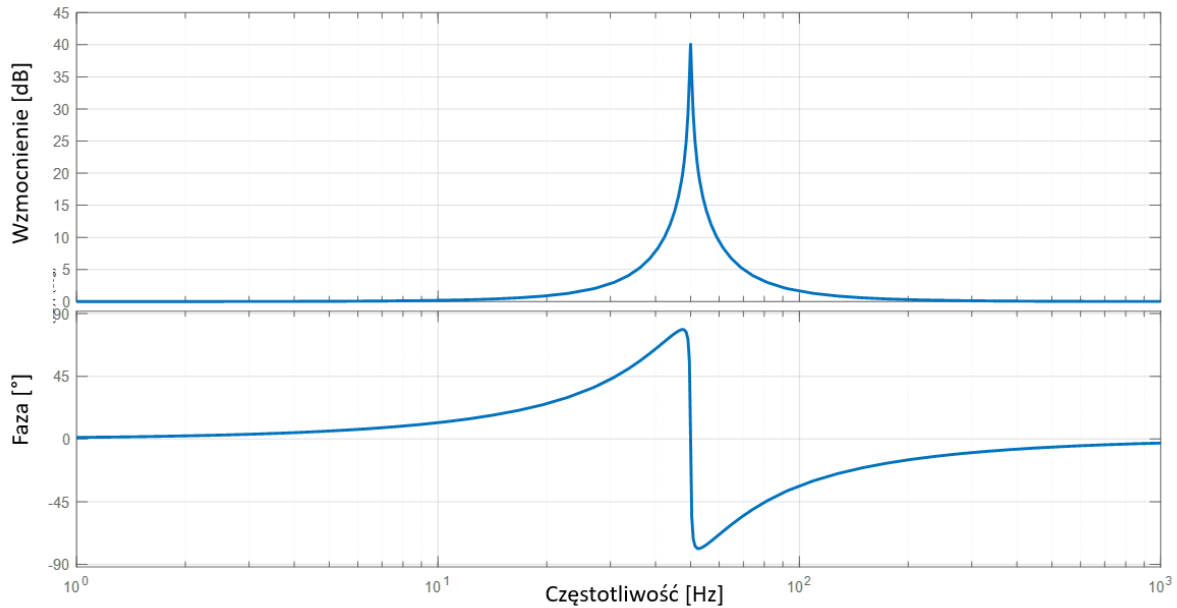
Przyjmując, że $\xi \ll 1$, z (1.6) otrzymuje się:

$$G_A = K_i \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (1.7)$$

Po dodaniu do (1.7) członu proporcjonalnego otrzymuje się transmitancję zaproponowanego regulatora P+R:

$$G_{P+R} = K_P + K_i \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (1.8)$$

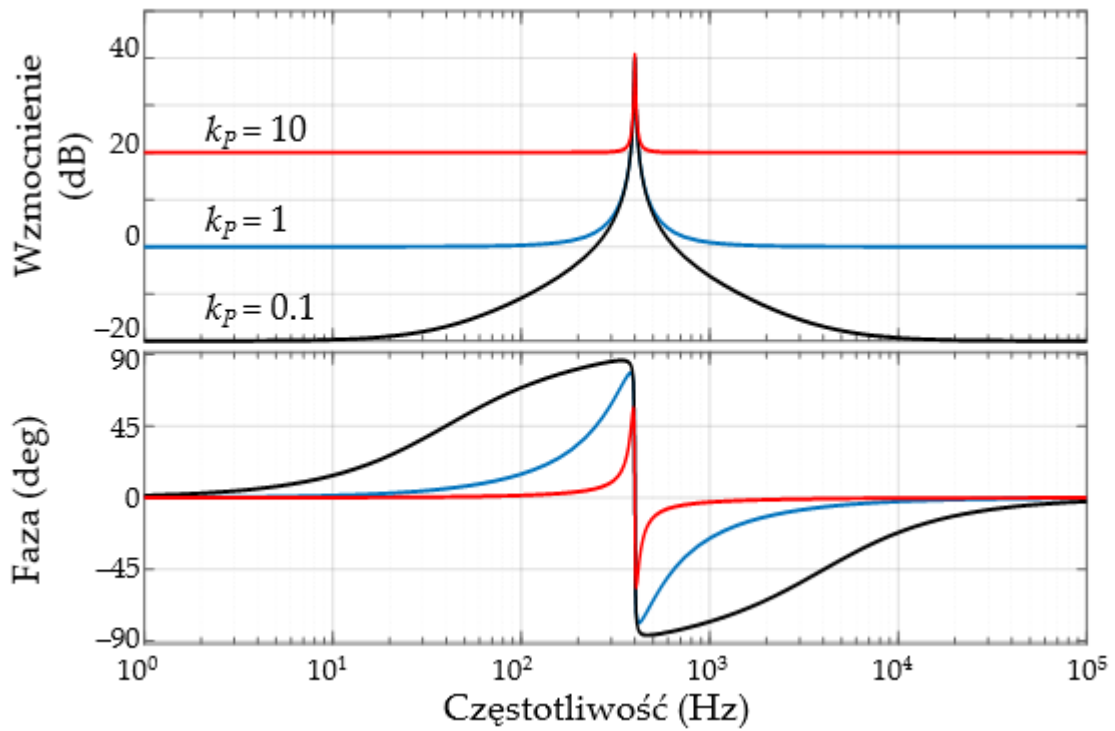
Na rysunku 1.3 przedstawiono charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową regulatora o transmitancji (1.8).



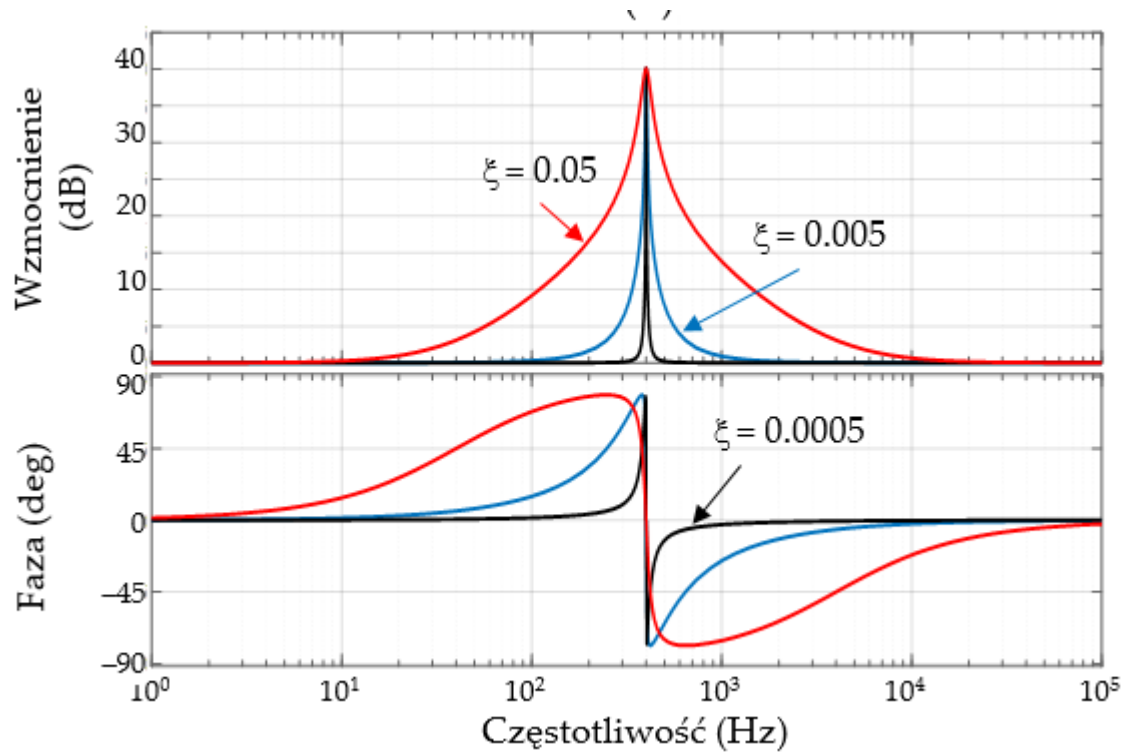
Rys. 1.3. Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa regulatora P+R o transmitancji (2.8) i parametrach $K_p=1$, $K_i=100$, $\omega=100\pi$

Charakterystyki z rys. 1.2 oraz 1.3 różnią się wzmocnieniem sygnału dla częstotliwości rezonansowej (w regulatorze (1.8) wzmocnienie jest mniejsze). Ograniczone są zmiany fazy sygnału wyjściowego względem wejściowego.

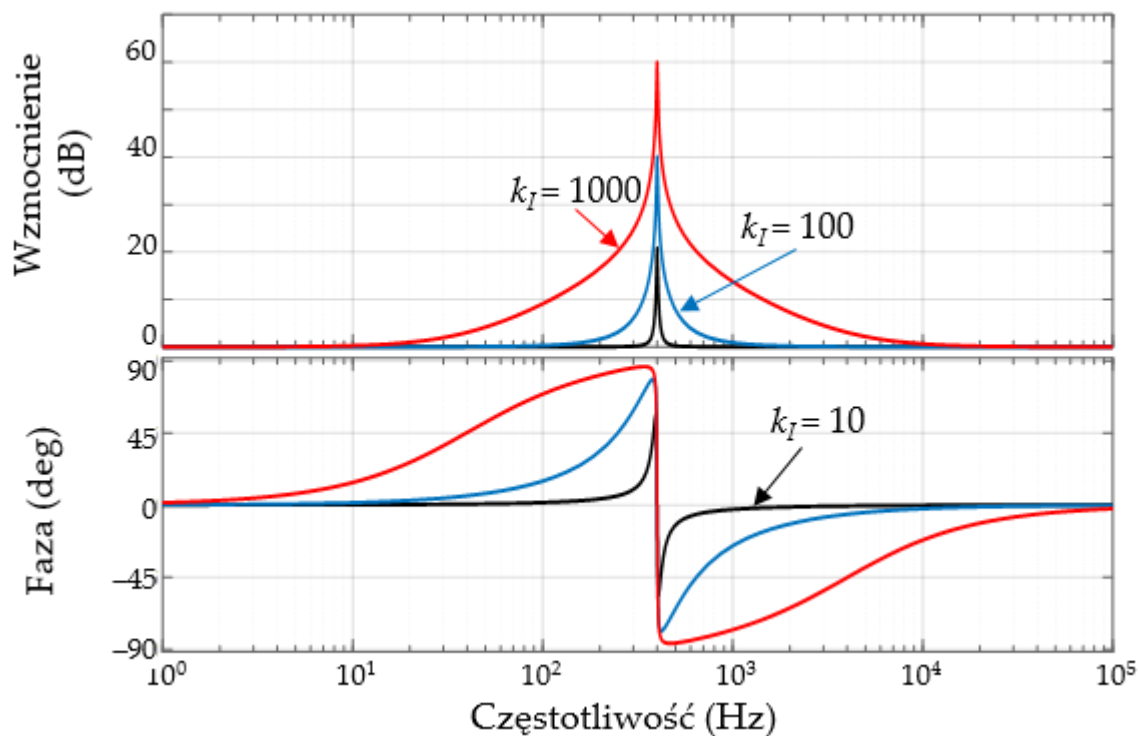
Wzmocnienie sygnału dla częstotliwości rezonansowej zostało ograniczone do tego stopnia, że regulator o transmitancji (1.8), można bezpiecznie zaimplementować w systemach cyfrowych. Skutkiem wprowadzonych zmian jest jednak zwiększenie się wzmocnienia dla sygnałów o częstotliwościach bliskich częstotliwości rezonansowej. Nie umniejsza to jednak zalet układu. Składowe o częstotliwościach dużo większych od częstotliwości rezonansowej są dostatecznie tłumione.



Rys. 1.4. Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa regulatora P+R o transmitancji (1.8) w zależności od wartości współczynnika wzmocnienia części proporcjonalnej



Rys. 1.5. Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa regulatora P+R o transmitancji (1.8) w zależności od wartości współczynnika tłumienia części rezonansowej



Rys. 1.6. Charakterystyka amplitudowo – częstotliwościowa regulatora P+R o transmitancji (1.8) w zależności od wartości współczynnika wzmocnienia części rezonansowej

W oparciu o charakterystyki z rysunków 1.4÷1.6 będących graficznym przedstawieniem zależności (1.8) przebadano wpływ na ich kształt parametrów regulatora (K_P , K_I oraz ζ). Na rysunku 1.3 przedstawiono charakterystyki dla 3 różnych wartości współczynnika wzmocnienia części proporcjonalnej. Jak należało się spodziewać, parametr ten wpływa głównie na obszar charakterystyki poza częstotliwością rezonansową, tłumiąc (dla $K_P < 0$) lub wzmacniając (dla $K_P > 0$) sygnały o innych częstotliwościach. Również przesunięcie fazowe sygnału wejściowego i wyjściowego zależy od tego parametru – dla $K_P = 0.1$ zakres dużych zmian fazy jest szerszy niż $K_P = 10$. Dzieje się tak, gdyż dominującą rolę dla pozostałych częstotliwości w przypadku małej wartości K_P przejmuje człon rezonansowy. Duże wzmocnienie K_P powoduje natomiast, że sygnał wejściowy jest dodatkowo wzmocniony bez przesunięcia fazowego, co na wyjściu ogranicza przesunięcie rezonansowe powstające w członie rezonansowym. Duże wzmocnienie członu proporcjonalnego, może zwiększać stabilność pracy układu, ale powoduje, że sygnał wyjściowy regulatora będzie zawierał harmoniczne (które mogą pojawić się w sygnale wejściowym).

Charakterystyki pokazane na rysunku 1.4 obrazują wpływ współczynnika tłumienia części rezonansowej ζ na ich kształt. Im mniejszy jest współczynnik tłumienia, tym

większa jest stromość charakterystyki zarówno wzmocnienia jak i fazy w funkcji częstotliwości. Duża stromość charakterystyki może spowodować niestabilną pracę układu regulacji, ale zbyt małe tłumienie spowoduje przedostawanie się przez regulator harmonicznych z sygnału wejściowego do wyjścia regulatora.

Wpływ wzmocnienia części rezonansowej K_I na charakterystyki regulatora P+R przedstawiono na rysunku 1.5. Większe wzmocnienie K_I , skutkuje wyższym wzmocnieniem sygnałów o częstotliwości rezonansowej. Charakterystyka staje się mniej stroma, co zwiększa wzmocnienie dla sygnałów o częstotliwościach bliskich rezonansowej. Duże wzmocnienie części rezonansowej, powoduje również, że to człon rezonansowy odgrywa większą rolę w strukturze regulatora i przesunięcie fazowe jest większe (dla sygnałów o częstotliwościach bliskich rezonansowej) niż dla mniejszej wartości współczynnika K_I .

1.2 Cel pracy i założone cele do osiągnięcia

Na podstawie obecnego stanu wiedzy, przeglądu literaturowego i dotychczasowych przeprowadzonych badań, określono cel rozprawy, polegający na opracowaniu nowego sposobu implementacji regulatora P+R, który będzie prostszy od dotychczas stosowanych oraz umożliwi łatwe parametryzowanie. Opracowana metoda implementacji ma nie umniejszać zalet regulatora. Docelową strukturą, w której ma zostać zaimplementowany regulator, będzie programowalna macierz bramek (ang. *FPGA* – Field Programmable Gate Array).

W zakres badań w ramach rozprawy wchodzi następujące zagadnienia:

- studia literaturowe dotyczące regulatora Proporcjonalno Rezonansowego P+R,
- synteza regulatora do struktury, która umożliwi jego implementację,
- badania symulacyjne regulatora P+R w układzie regulacji przekształtnika sieciowego dla zasilania jedno i trójfazowego,
- dyskretyzacja opracowanej struktury,
- badania symulacyjne regulatora, metodą *HIL* (ang. *Hardware in Loop*) w układzie regulacji przekształtnika sieciowego dla zasilania jedno i trójfazowego, przy wykorzystaniu programowalnego układu cyfrowego FPGA,
- badania eksperymentalne regulatora P+R w układzie regulacji przekształtnika sieciowego dla zasilania jedno i trójfazowego,

- modyfikacje układu regulacji jednofazowego przekształtnika, umożliwiające sterowanie składową bierną prądu (wirtualna pętla fazowa),
- implementacja pętli sterowania mocą czynną i bierną (w obu układach zasilania),
- testy działania regulatora w sieci o podwyższonej częstotliwości.

Założone cele osiągnięto, a ich szczegółowe podsumowanie zamieszczono w rozdziale 9.

Rozprawa doktorska składa się z 9 rozdziałów. Rozdział pierwszy obejmuje wstęp, gdzie przedstawiono aktualny stan wiedzy i stosowane rozwiązania. Zaprezentowano koncepcję regulatora Proporcjonalno Rezonansowego. W rozdziale drugim, opisano syntezę tego regulatora do podstawowych bloków funkcyjnych.

W rozdziale trzecim, wyjaśniono zasadę działania przekształtników sieciowych na podstawie uproszczonego jednofazowego modelu. Rozdział czwarty dotyczy badań symulacyjnych, wykonanych w programie IsSpice układów jedno i trójfazowego. Badania dotyczyły pracy układu w typowych stanach eksploatacyjnych sieci i przekształtników sieciowych.

W kolejnym rozdziale dokonano implementacji opracowanej struktury do programowalnego układu cyfrowego. Przeprowadzono analizę, która potwierdziła poprawność dokonanej implementacji. Rozdział szósty dotyczy porównania dynamiki regulatora P+R z klasycznym regulatorem PI.

W rozdziale siódmym zawarto wyniki badań eksperymentalnych falownika sieciowego, jedno i trójfazowego, z regulatorem P+R w układzie regulacji. Tak jak w poprzednich etapach, badania dotyczyły pracy układu w typowych stanach eksploatacyjnych sieci i przekształtników sieciowych. W trakcie badań dokonano modyfikacji, które umożliwiły sterowanie składową bierną, również dla układu jednofazowego oraz sterowania mocą czynną i bierną. Rozdział ósmy dotyczył badań eksperymentalnych, ale w sieci o podwyższonej częstotliwości. Parametry regulatora zostały dostosowane do sieci o częstotliwości 400 Hz, a następnie przeprowadzono podstawowe testy układu. Ostatni rozdział, to podsumowanie rozprawy.

2. Synteza regulatora P+R

W celu wykonania badań symulacyjnych układu z regulatorem P+R o transmitancji (1.8), i jego implementacji do układu cyfrowego przeprowadzono syntezę członu rezonansowego. Aby uprościć syntezę regulatora, przyjęto, że wzmacnienie regulatora w rezonansie $K_i = \frac{1}{2\xi\omega}$. Wtedy

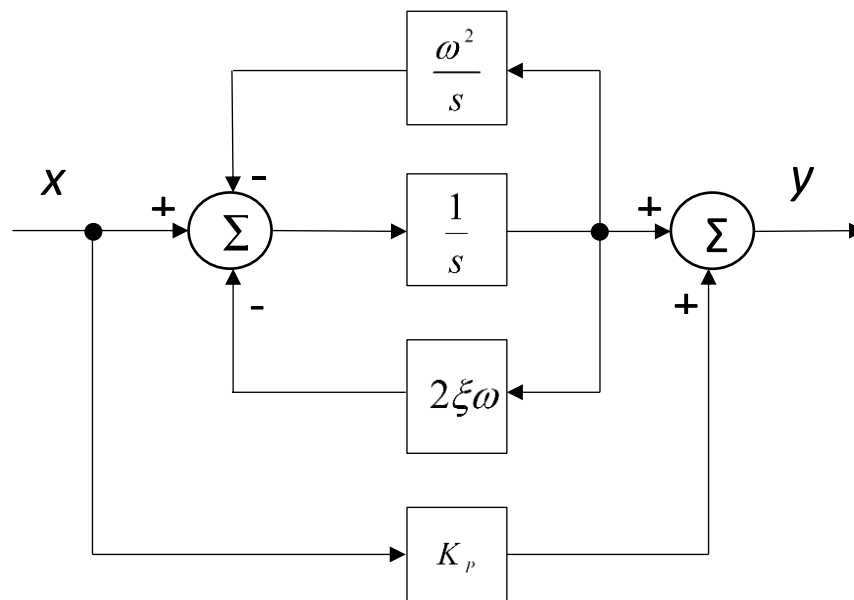
$$G_R = \frac{Y}{X} = K_i \frac{2s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} = \frac{1}{2\xi\omega} \cdot \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} = \frac{s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (2.1)$$

$$Ys^2 + 2Y\xi\omega s + Y\omega^2 = Xs \quad (2.2)$$

$$Y + \frac{Y2\xi\omega}{s} + Y\frac{\omega^2}{s^2} = \frac{X}{s} \quad (2.3)$$

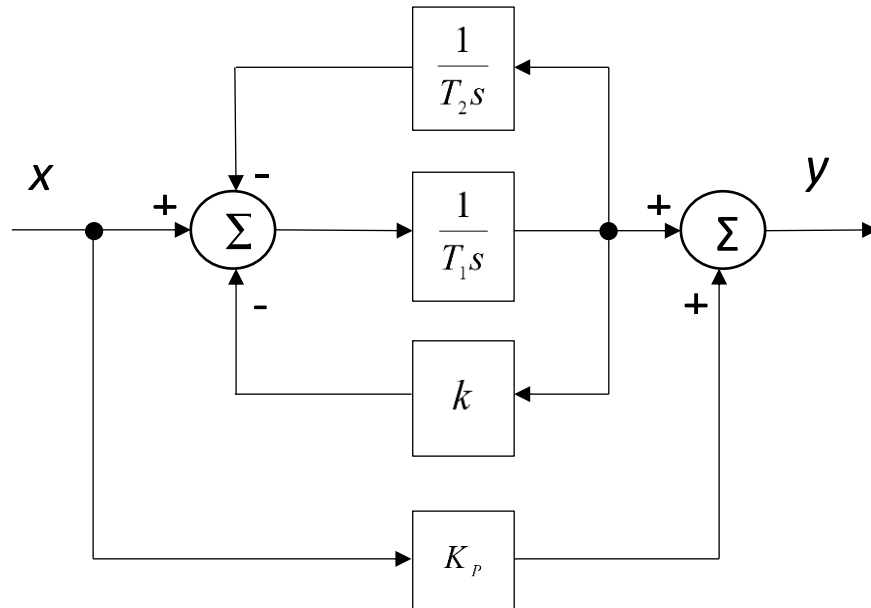
$$Y = \frac{X}{s} - Y\frac{2\xi\omega}{s} - Y\frac{\omega^2}{s^2} = \frac{1}{s} \left[X - 2\xi\omega Y - \frac{\omega^2}{s} Y \right] \quad (2.4)$$

Na podstawie (2.4), na rys. 2.1 przedstawiono strukturę regulatora.



Rys. 2.1. Struktura regulatora proporcjonalno-rezonansowego

Regulator można zrealizować również tak jak pokazano na rysunku 2.2:



Rys. 2.2. Realizacja regulatora proporcjonalno rezonansowego

Transmitancja dla struktury z rysunku 2.2:

$$Y = \frac{1}{T_1 s} \left(X + \frac{1}{T_2 s} Y + k Y \right) \quad (2.5)$$

Stąd:

$$G_A = \frac{\frac{1}{T_1} s}{s^2 + \frac{k}{T_1} s + \frac{1}{T_1 T_2}} = K_i \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (2.6)$$

Z (2.6) wynika, że:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{T_1 T_2}} \quad \xi\omega = \frac{k}{2T_1} \quad K_i = \frac{1}{k} \quad (2.7)$$

Z zależności (2.7), można otrzymać:

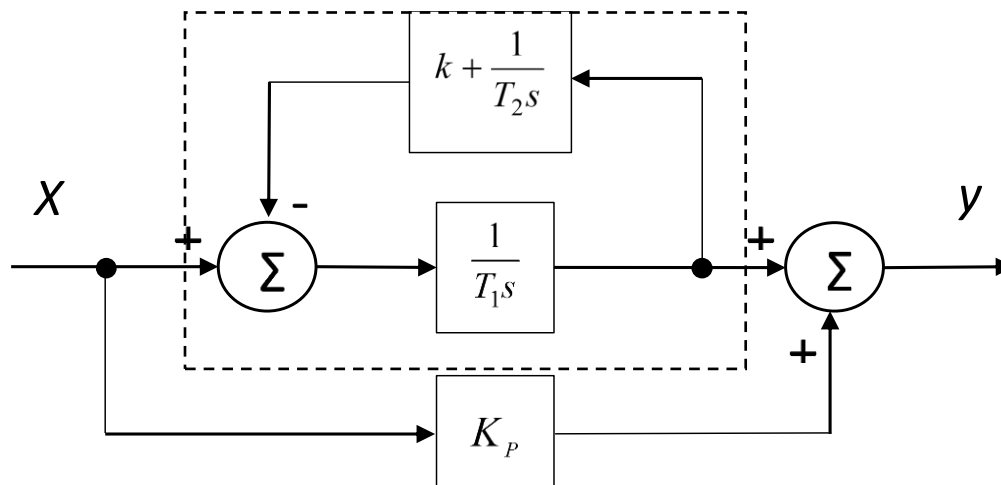
$$k = \frac{1}{K_i} \quad T_1 = \frac{1}{2\xi\omega K_i} \quad T_2 = \frac{1}{T_1 \omega^2} \quad (2.8)$$

W celu uproszczenia transmitancji, można przyjąć, że $T_1 = T_2 = T$. Otrzymuje się wtedy:

$$G_A = \frac{\frac{1}{T}s}{s^2 + \frac{k}{T}s + \frac{1}{T^2}} = K_i \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (2.9)$$

$$k = \frac{1}{K_i} \quad \omega = \frac{1}{T} \quad \xi = \frac{1}{2K_i}$$

Człony całkujący o czasie zdwojenia T_2 , oraz człon proporcjonalny o wzmacnieniu k , tworzą równoległą strukturę regulatora PI. Taką strukturę regulatora P+R przedstawiono na rys. 2.3 – część rezonansową regulatora wyróżniono przerywaną linią.

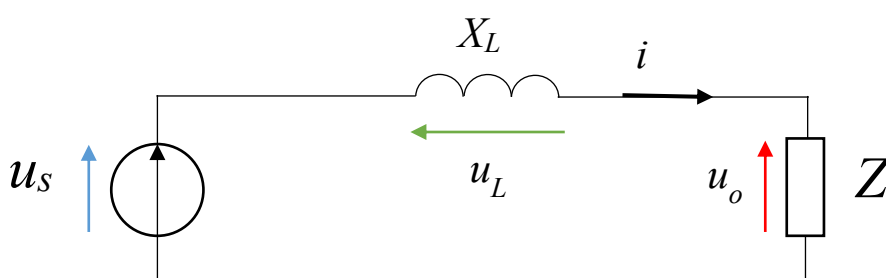


Rys. 2.3. Realizacja regulatora proporcjonalno-rezonansowego

Ze struktury zaproponowanej na rysunku 2.3 wynika, że, regulator P+R można zrealizować korzystając ze struktury PI, odpowiednio dobierając jej parametry.

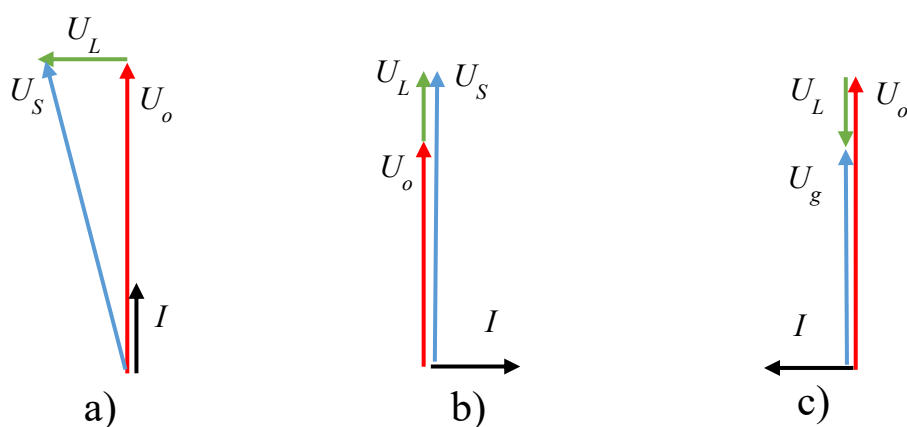
3. Zasada pracy przekształtników sieciowych, sprzęgających źródło energii z siecią

Na rysunku 3.1 przedstawiono w postaci modelu uproszczonego linię zasilającą (w której $R_L \ll X_L$ – rezystancja w odniesieniu do reaktancji ma znaczącą wartość jedynie w długich liniach niskiego napięcia) łączącą źródło napięcia z odbiornikiem o impedancji Z .



Rys. 3.1. Uproszczony model jednofazowej linii zasilającej, obciążonej impedancją Z

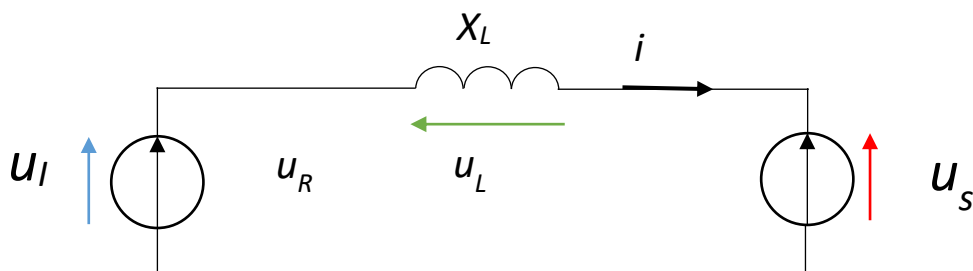
Wartości składowej czynnej i biernej oraz jej charakter zależą od odbiornika. Na wykresie wskazowym z rysunku 3.2 przedstawiono sytuację, gdy odbiornik ma charakter rezystancyjny (3.2a), indukcyjny (3.2b) lub pojemnościowy (3.2c).



Rys. 3.2. Wykresy wskazowe napięć i prądów linii zasilającej dla różnych wariantów obciążenie

W zależności od charakteru mocy biernej odbiornika, relacja pomiędzy napięciem źródła a napięciem na odbiorniku jest różna. Dla obciążenia rezystancyjnego i indukcyjnego napięcie odbiornika jest mniejsze od napięcia źródła – powstaje wtedy spadek napięcia na skutek przepływu prądu przez elementy schematu zastępczego linii zasilającej. Gdy odbiornik ma charakter pojemnościowy, powstaje tzw. ujemny spadek napięcia. Oznacza to wartość napięcia odbiornika wyższą od wartości napięcia źródła. Wobec tego można wysunąć wniosek, że w punkcie przyłączenia do sieci przekształtnika sieciowego sprzęgającego OZE z siecią elektroenergetyczną jest możliwa regulacja wartości napięcia (o ile możliwa jest regulacja składowej biernej prądu). Można dzięki temu ograniczyć niepożądane wzrosty napięcia powyżej dopuszczalnych poziomów.

Współpracę jednej fazy przekształtnika trójfazowego przesyłającego energię ze źródła odnawialnego do sieci można przeanalizować na podstawie modelu uproszczonego dla jednej fazy przekształtnika i linii zasilającej. Schemat modelu przedstawiono na rysunku 3.1. Przyjęto, że przekształtnik znajduje się w niedużej odległości od źródła zasilania (transformatora). W tej sytuacji, wartość reaktancji jest znacznie większa od rezystancji. W układzie dominuje reaktancja transformatora.

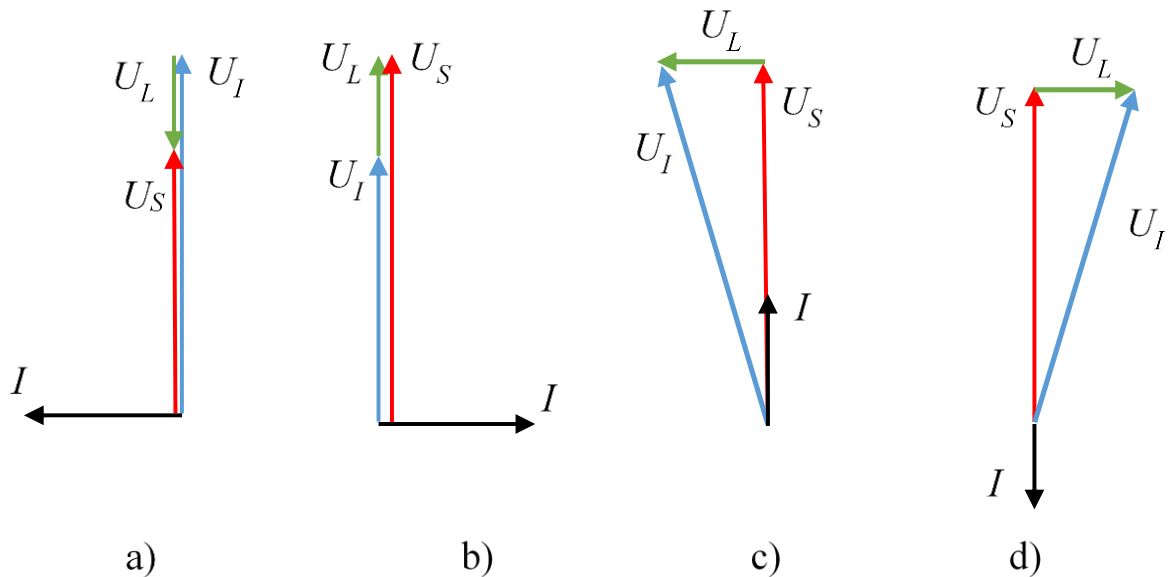


Rys. 3.3. Jednofazowy model uproszczony przekształtnika sieciowego i sieci elektroenergetycznej

W modelu z rysunku 3.3 przekształtnik został zastąpiony sinusoidalnym źródłem napięcia oraz pominięto filtr sieciowy przekształtnika. Reaktancja X_L jest sumą reaktancji transformatora, linii zasilającej. Dysponując sygnałami dopasowanymi do składowej czynnej i biernej komponentów prądu, można kontrolować w linii przepływ zarówno składowej czynnej jak i biernej. Składowa czynna prądu jest w fazie z napięciem zasilania, a składowa bierna jest względem niej opóźniona o 90 stopni (są to sygnały ortogonalne). Prąd płynący przez linię zasilającą w postaci zespolonej, w obwodzie jak na rys. 3.3, można opisać zespoloną zależnością (uwzględniając jedynie składową podstawową napięcia i prądu):

$$\underline{I} = \frac{U_I - U_S}{jX_L} \quad (3.1)$$

Zgodnie z (3.1), prąd w linii zasilającej płynie pod wpływem różnicy napięć przekształtnika i linii zasilającej. Stosując odpowiednie sterowanie napięcia falownika, można wygenerować napięcie o różnych relacjach w stosunku do napięcia w punkcie przyłączenia. Sytuacje te pokazano na rysunku 4.2 w postaci wykresów wskazowych:



Rys. 3.4. Wykresy wskazowe napięć i prądów w sieci z rys 4.1, w zależności od wartości i fazy napięcia przekształtnika

Jeżeli napięcia przekształtnika i linii są sobie równe, to ich różnica wynosi zero i zgodnie z (3.1) prąd nie płynie. W przypadku, gdy napięcia są ze sobą w fazie, ale napięcie przekształtnika jest większe od napięcia linii (rys 3.4a), prąd linii będzie przesunięty w fazie o 90° i będzie wyprzedzał napięcie – w tej sytuacji składowa czynna w linii nie popłynie, ale popłynie składowa bierna pojemnościowa. Na rysunku 3.4b, sytuacja jest odwrotna – napięcia są w fazie, ale to napięcie sieci jest wyższe od napięcia przekształtnika. W tym wariantcie moc czynna nadal nie płynie, a moc bierna, która popłynie przez linię będzie indukcyjna.

Prąd czynny popłynie w linii dla wariantów 3.4c i 3.4d – kiedy następuje różnica faz między napięciami. W przypadku z rysunku 3.4c, energia jest odbierana przez przekształtnik. Dla wariantów z rys. 3.4d energia przesyłana jest do sieci. Wartość tej mocy będzie zależna od przesunięcia fazowego napięcia przekształtnika względem napięcia linii zasilającej – im większe jest to przesunięcie, tym większa różnica napięć odłoży się na reaktancji linii zasilającej.

Podstawową rolą takiego przekształtnika jest przesyłanie energii ze źródła odnawialnego do sieci. W rzeczywistych warunkach przekształtnik rzadko pracuje z mocą maksymalną. W takim przypadku można niewykorzystane zasoby przekształtnika (moc pozorną) przeznaczyć na kompensację sieci lub pracę w trybie $Q=f(U)$ [44,45]. Pozwala to na regulację napięcia w linii zasilającej. Moc bierna możliwa do skompensowania przy aktualnie przesyłanej mocy czynnej P musi spełniać warunek:

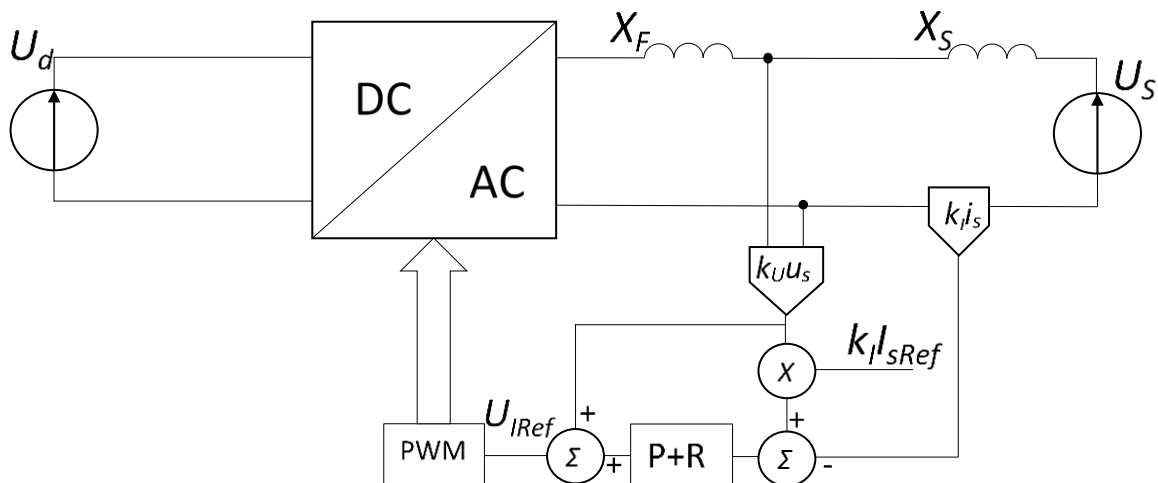
$$Q \leq \sqrt{S_n^2 - P^2} \quad (3.2)$$

4. Badania symulacyjne falownika sieciowego z regulatorem P+R

Przed przystąpieniem do badań eksperymentalnych, przeprowadzono badania symulacyjne przekształtników sieciowych z regulatorem P+R. Z definicji regulator P+R jest przeznaczony dla układów jednofazowych, ale może być również zastosowany dla układów trójfazowych po transformacji do układu ortogonalnego $\alpha\beta$.

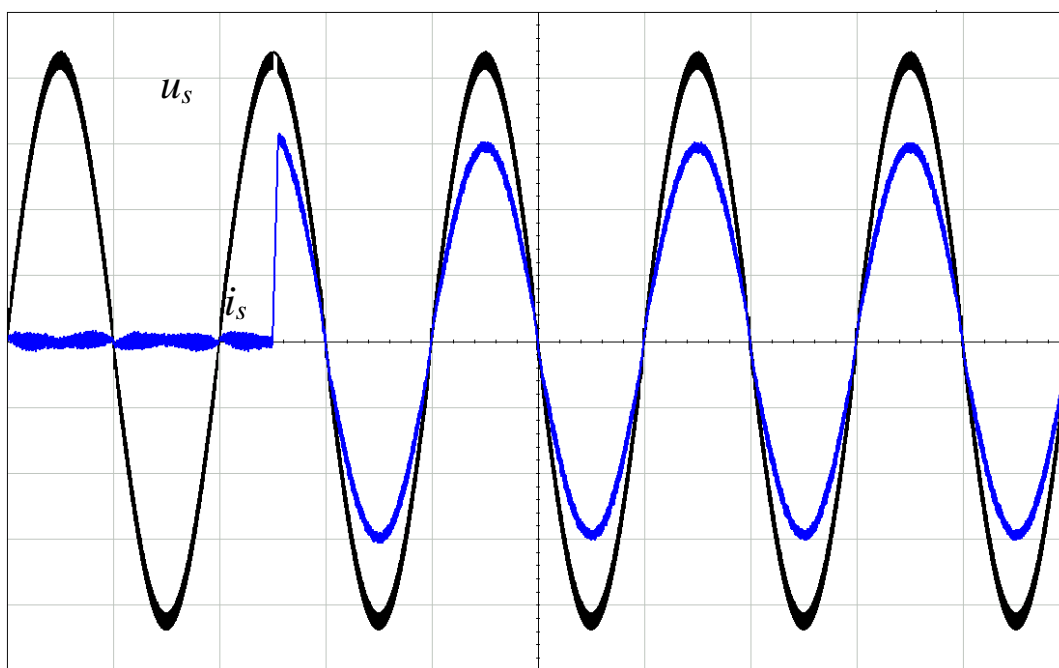
4.1 Układ jednofazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R

Badania symulacyjne jednofazowego falownika z regulatorem P+R w układzie regulacji, przeprowadzone zostały z wykorzystaniem pakietu oprogramowania IsSpice. Regulator P+R był częścią układu regulacji falownika sprzęgającego jednofazową linię elektroenergetyczną ze źródłem energii. Na rysunku 5.1 przedstawiono schemat układu, dla którego przeprowadzono badania symulacyjne. Częstotliwość sieci była stała i wynosiła 50 Hz. Napięcie fazowe w miejscu przyłączenia wynosiło 230 V wartości skutecznej. Wzmocnienie części proporcjonalnej K_p regulatora wynosiło 1, natomiast $K_i=100$. Zadawana była wartość amplitudy prądu linii zasilającej ($k_I I_{sRef}$). Napięcie źródła prądu stałego, które było sprzężone z siecią elektroenergetyczną poprzez falownik wynosiło 400 V. Przyjęto, że maksymalna moc uzyskana z tego źródła wynosi 3 kW. Wzorzec prądu linii zasilającej otrzymuje się z pomiaru napięcia w punkcie przyłączenia przekształtnika do sieci. Uzyskany przebieg jest skalowany do przebiegu jednostkowego. Mnożąc ten sygnał pomiarowy przez $k_I I_{sRef}$, uzyskuje się przebieg referencyjny prądu linii zasilającej, który porównywany jest z aktualnym przebiegiem sygnału proporcjonalnego do prądu linii zasilającej ($k_i i_s$). Uzyskany uchyb jest sygnałem wejściowym regulatora P+R. Dodatkowo do sygnału wyjściowego regulatora dodawany jest odpowiednio skalowany sygnał napięcia fazowego ($k_u u_s$). Jego wartość jest dobrana w taki sposób, aby falownik od początku pracy generował napięcie równe napięciu w miejscu przyłączenia urządzenia. W takiej sytuacji regulator wypracowuje jedynie sygnał, który należy do niego dodać, aby uzyskać zadany przebieg prądu linii zasilającej.

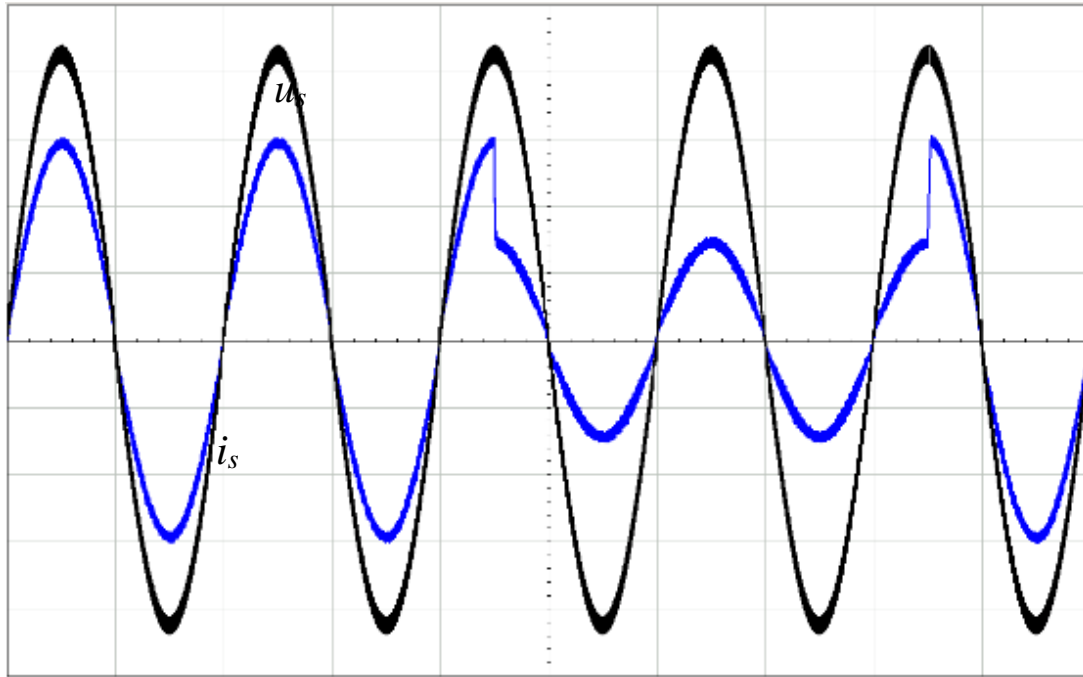


Rys. 4.1. Schemat badanego układu

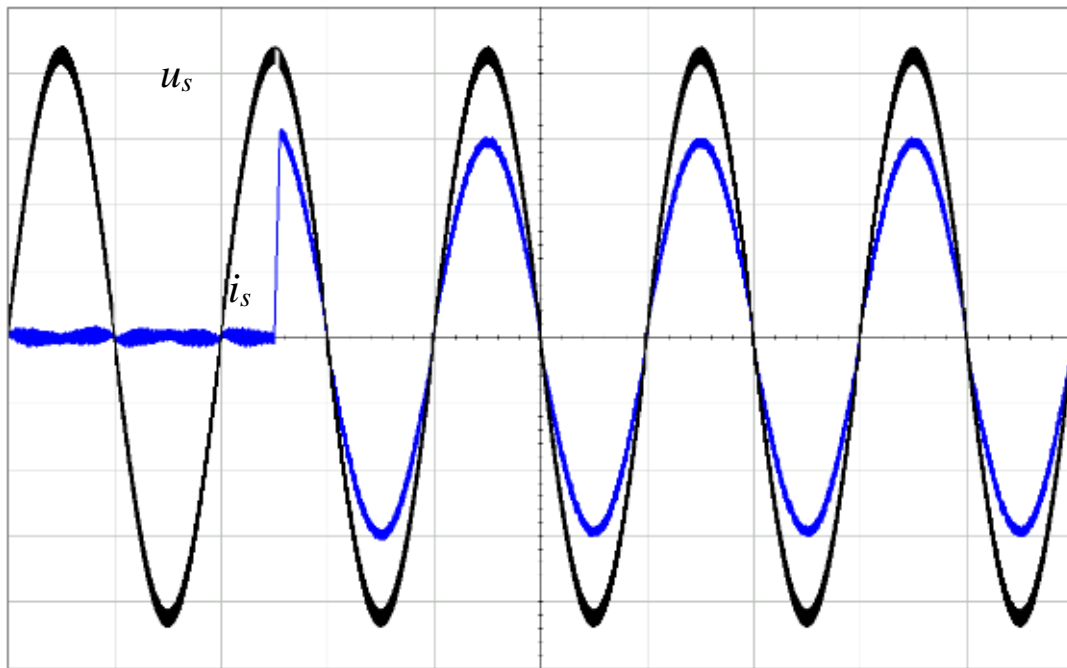
Pierwszy etap badań polegał na testowaniu jak układ z badanym regulatorem reaguje na typowe stany eksploatacyjne w sieci elektroenergetycznej. Uzyskane wyniki przedstawiono na rysunkach od 4.2 do 4.7.



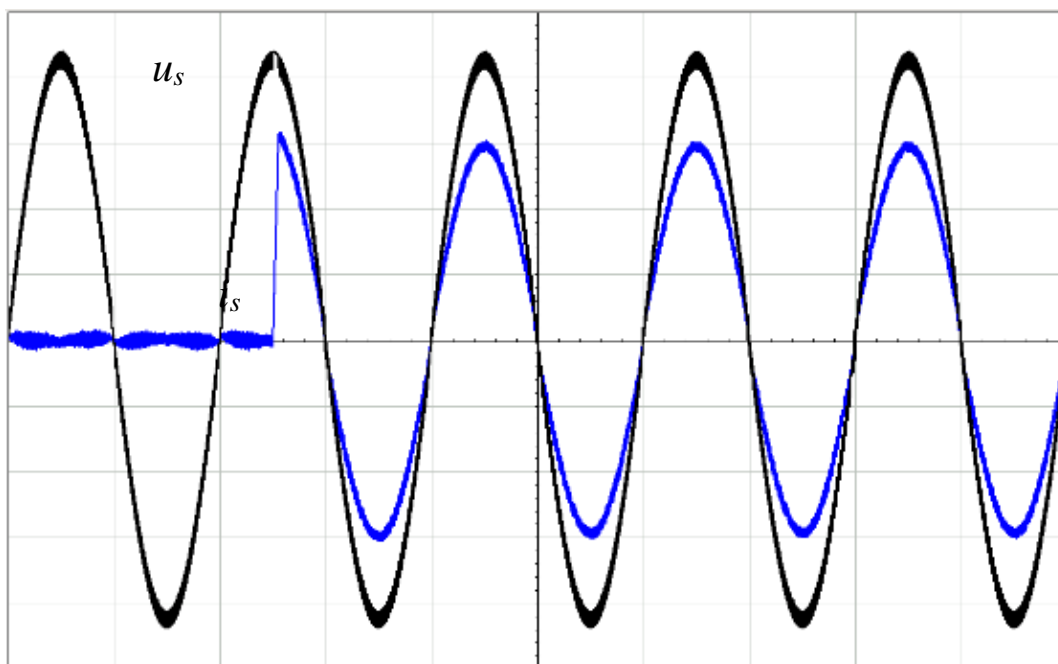
Rys. 4.2. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div), podczas rozruchu dla $t=0 \div 100$ ms (10 ms/div)



Rys. 4.3. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div) dla $t=0\pm 100$ ms, (10 ms/div) w odpowiedzi na skokową zmianę mocy (składowej czynnej prądu)



Rys. 4.4. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div) dla $t=0\pm 100$ ms, (10 ms/div) oraz częstotliwości rezonansowej regulatora równej 48 Hz



Rys. 4.5. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div) dla $t=0\div 100$ ns, (10 ms/div) oraz częstotliwości rezonansowej regulatora równej 52 Hz

Na rysunku 4.2 przedstawiono przebiegi napięcia w miejscu przyłączenia falownika do sieci oraz prądu linii zasilającej podczas rozruchu urządzenia. Przypadek dotyczy zadanej amplitudy prądu linii równej 18.3 A, co odpowiada mocy maksymalnej (3 kW) możliwej do uzyskania ze źródła energii. Tuż po skokowym zadaniu prądu linii (po czasie $t=25$ ms), osiągnął on pożądany przebieg.

Reakcję falownika na zmiany zadanego obciążenia w czasie jego pracy przedstawiono na rysunku 4.3. Zadane obciążenie po stronie prądu stałego zmieniło się dwukrotnie – z mocy maksymalnej na połowę jej wartości i ponownie na wartość maksymalną, w trakcie trwania dodatniego półokresu napięcia zasilania. Dla obu tych zmian układ skorygował przebieg prądu na pożądany w tym samym półokresie napięcia, w którym nastąpiła zmiana.

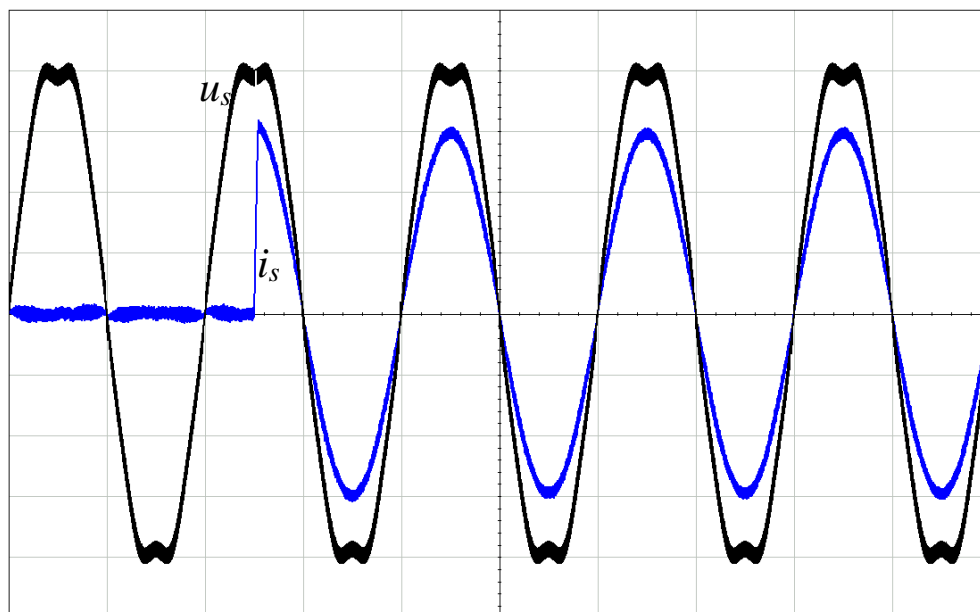
W kolejnym etapie badano pracę przekształtnika, gdy częstotliwość rezonansowa regulatora różniła się od częstotliwości sieci (50 Hz). Zadany prąd odpowiadał mocy maksymalnej pobieranej ze źródła energii przez cały czas trwania eksperymentu. Przebiegi napięcia i prądu badanego układu w sytuacji, gdy częstotliwość pracy sieci (f_s) jest inna niż częstotliwość rezonansowa (f_r) regulatora przedstawiono na rysunkach 4.4 i 4.5. Częstotliwość rezonansowa regulatora dla przebiegów z rysunku 4.4 wynosiła 48 Hz, a z rysunku 4.5 wynosiła 52 Hz. W obu przypadkach (gdy $f_r < f_s$ – rys. 4.4 i $f_r > f_s$ – rys. 4.5) przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej są ze sobą w fazie. Niedostrojenie regulatora w takim stopniu, jak przyjęto w badaniach, nie wpływa negatywnie na jego pracę. Takie

krótkotrwałe różnice w częstotliwości sieci względem częstotliwości rezonansowej regulatora mogą wystąpić w przypadku odłączenia lub dołączenia do linii zasilającej dużego obciążenia czynnego.

Gdy napięcie w punkcie przyłączenia przekształtnika do sieci jest odkształcone (w symulacji, oprócz podstawowej zawiera 3., 5. oraz 7. harmoniczną), sposób wytwarzania sygnału referencyjnego powoduje, że odkształcenie napięcia ma nieznaczny wpływ na odkształcenie prądu. Prąd (pominięto składowe wysokiej częstotliwości) ma przebieg wynikający z zależności (4.1). U_I oznacza napięcie przekształtnika, a U_{P+R} poprawkę napięcia wypracowaną przez regulator P+R.

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_I - \underline{U}_S}{jX_L} = \frac{\underline{U}_S + \underline{U}_{P+R} - \underline{U}_S}{jX_L} = \frac{\underline{U}_{P+R}}{jX_L} \quad (4.1)$$

Na podstawie równania (5.1) stwierdza się, że przebieg prądu zależy jedynie od poprawki wypracowanej przez regulator prądu. Zgodnie z charakterystyką amplitudowo-częstotliwościową, częstotliwości inne niż rezonansowa (a więc i harmoniczne) są tłumione.



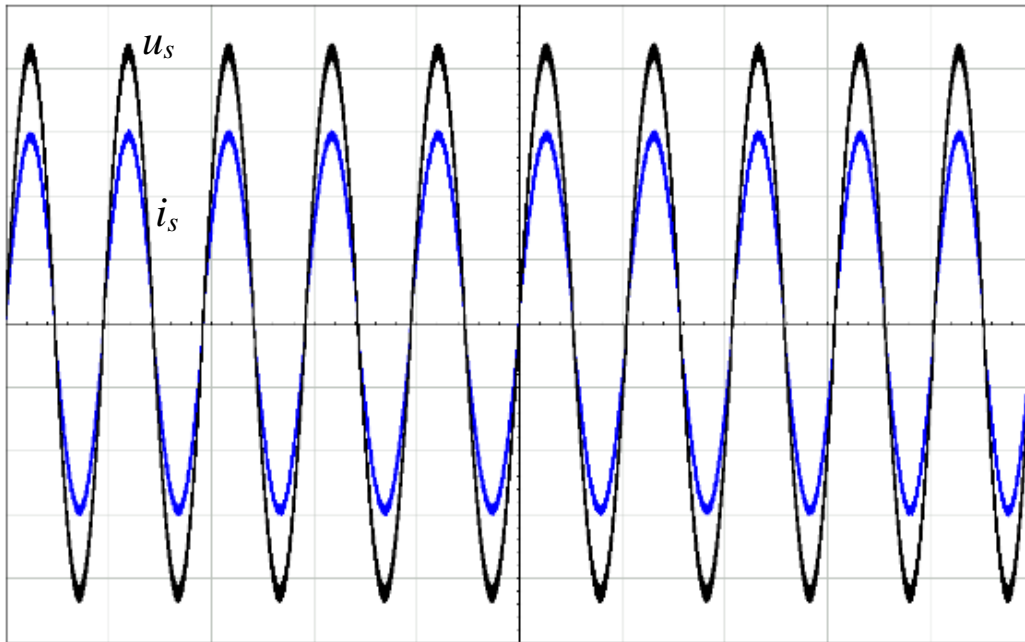
Rys. 4.6. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div) dla $t=0 \div 100$ ms, (10 ms/div) w warunkach odkształcenia napięcia zasilania

Na rysunku 4.7, przedstawiono reakcję badanego układu w przypadku modulowanej zmiany fazy napięcia zasilania. Przebieg napięcia z modulacją fazy, można opisać zależnością:

$$u_s = U_m \sin(\omega t + \varphi(t)) \quad (4.2)$$

gdzie $\varphi(t)$ jest funkcją modulującą. Faza napięcia zmieniała się w przedziale $0 \div 30^\circ$ z częstotliwością 5 Hz od czasu $t=0$ do $t=0,2$ s.

W całym zakresie tych zmian, przebieg prądu był w fazie z napięciem w miejscu przyłączenia falownika do sieci (rys. 4.7).



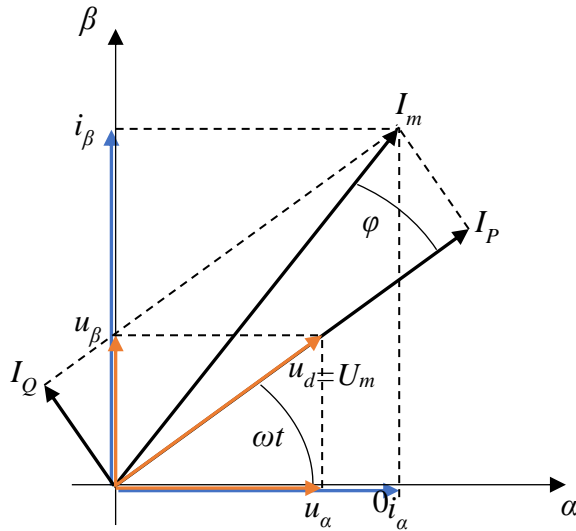
Rys. 4.7. Przebieg napięcia u_s (75 V/div) oraz prądu i_s (6 A/div) dla $t=0 \div 200$ ms, (20 ms/div) podczas modulowanej zmiany fazy napięcia

4.2 Układ trójfazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R

Wzorce przebiegów prądów falownika trójfazowego uzyskuje się podobnie jak w układzie jednofazowym, z przebiegów napięć fazowych. Układ regulacji pracuje w układzie współrzędnych $\alpha\beta$. Transformacja z naturalnego układu współrzędnych do $\alpha\beta$, odbywa się według zależności (transformacja Clarke):

$$\begin{aligned} u_\alpha &= u_a \\ u_\beta &= \frac{u_b - u_c}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Wzorce przebiegów prądów fazowych w układzie $\alpha\beta$, uzyskuje się następująco:



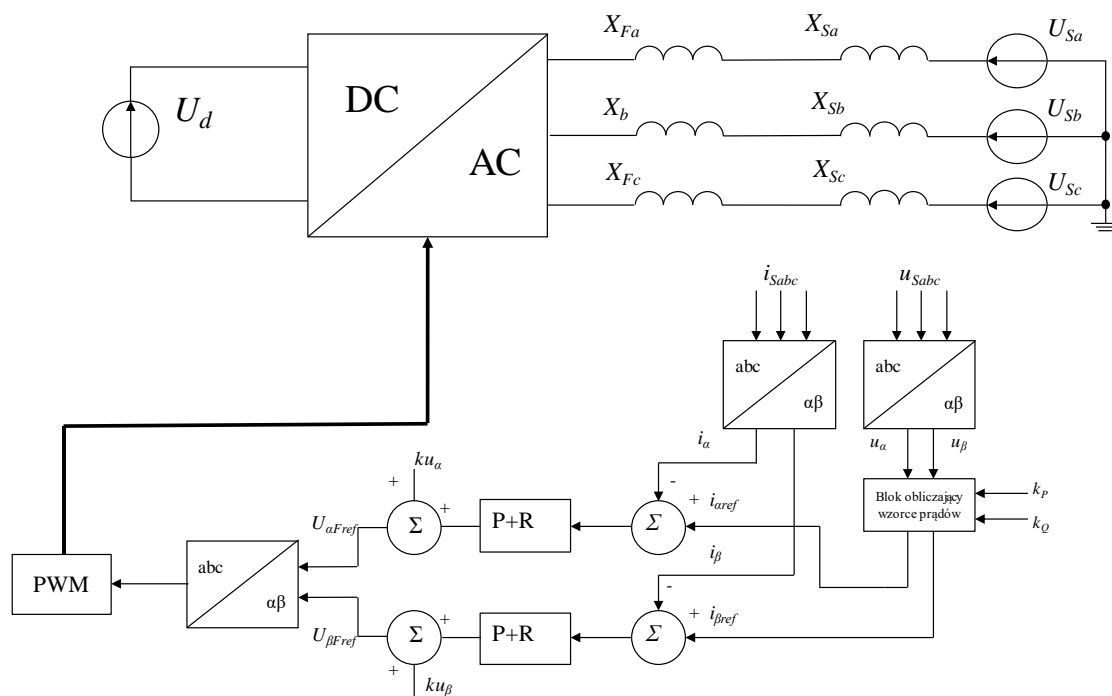
Rys. 4.8. Wyznaczenie składowych $\alpha\beta$ prądów sieci

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha P} &= I_P \cos \omega t = I_m \cos \varphi \cos \omega t = \frac{I_P}{U_{1m}} u_\alpha \\
 i_{\beta P} &= I_P \sin \omega t = I_m \cos \varphi \sin \omega t = \frac{I_P}{U_{1m}} u_\beta \\
 i_{\alpha Q} &= -I_Q \sin \omega t = -I_m \sin \varphi \sin \omega t = -\frac{I_Q}{U_{1m}} u_\beta \\
 i_{\beta Q} &= I_Q \cos \omega t = I_m \sin \varphi \cos \omega t = \frac{I_Q}{U_{1m}} u_\alpha
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

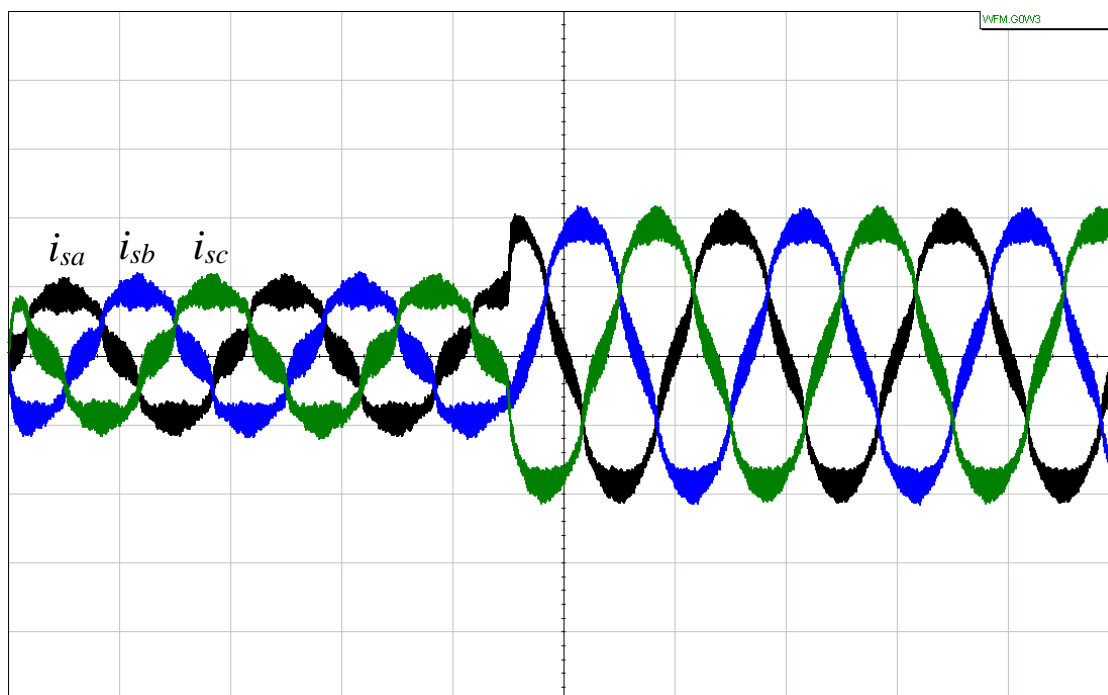
W trójfazowym układzie napięć możliwe jest niezależne zadawanie składowej czynnej i składowej biernej prądów sieci. Zgodnie z (4.4), wzorce prądów wynoszą:

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha ref} &= k_P u_\alpha - k_Q u_\beta \\
 i_{\beta ref} &= k_P u_\beta + k_Q u_\alpha \\
 i_\alpha &= i_{\alpha P} + i_{\alpha Q} = \frac{I_P}{U_{1m}} u_\alpha - \frac{I_Q}{U_{1m}} u_\beta \\
 i_\beta &= i_{\beta P} + i_{\beta Q} = \frac{I_P}{U_{1m}} u_\beta + \frac{I_Q}{U_{1m}} u_\alpha
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

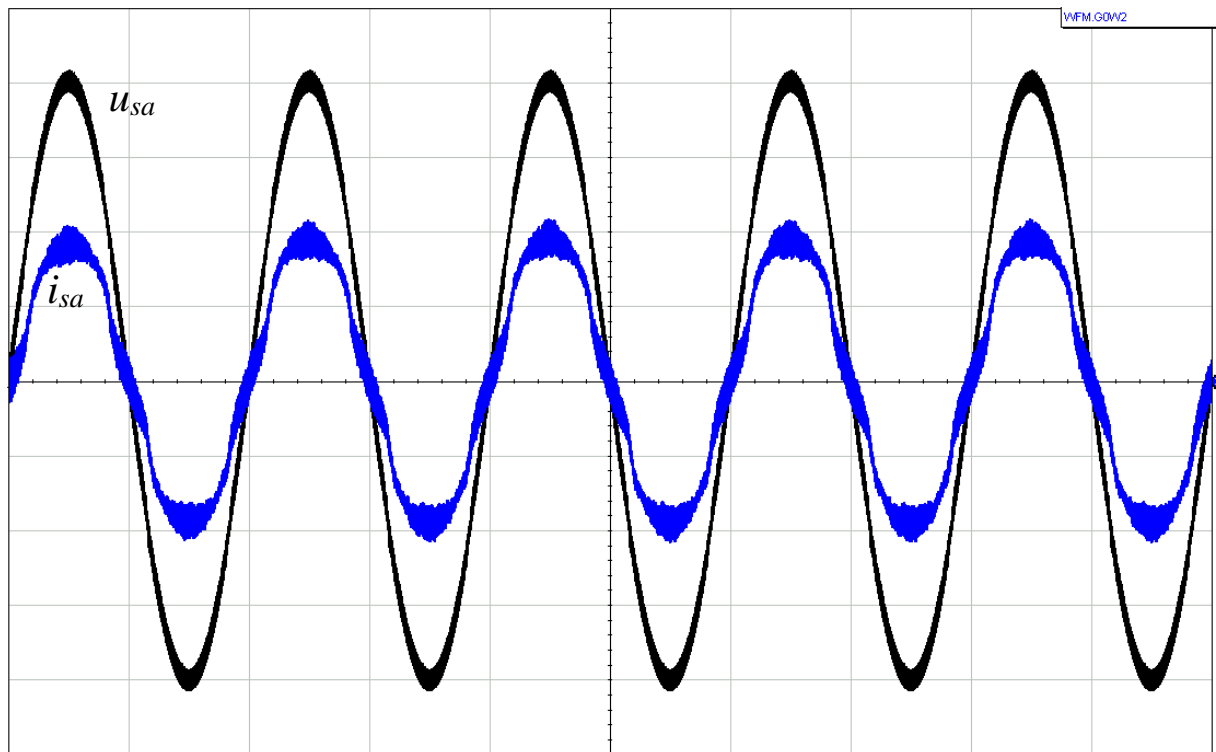
Układ sprzęgający źródło energii z siecią elektroenergetyczną przedstawiono na rysunku 4.9. Dla sieci elektroenergetycznej przyjęto parametry 400/230 V, 50 Hz, napięcie sprzęganego źródła energii prądu stałego wynosi 800 V. Modulator falownika pracował z częstotliwością 24 kHz.



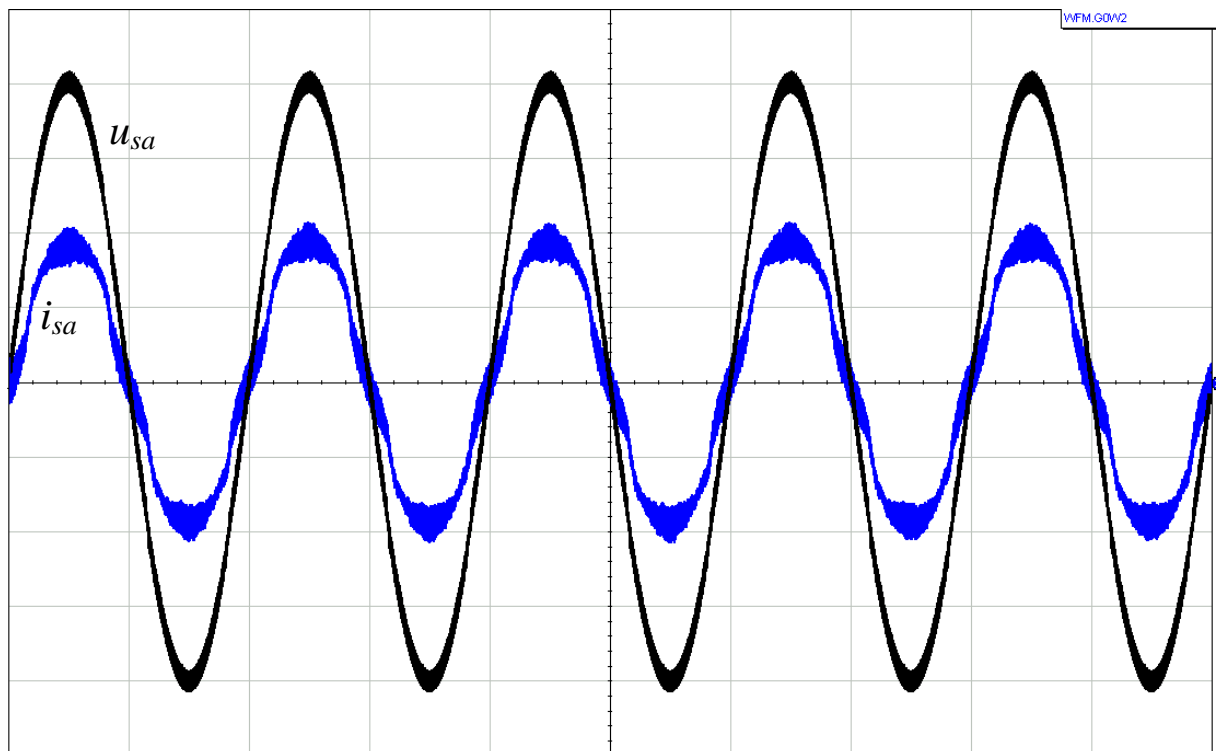
Rys. 4.9. Badany układ falownika trójfazowego sprzęgającego źródło energii z siecią elektroenergetyczną



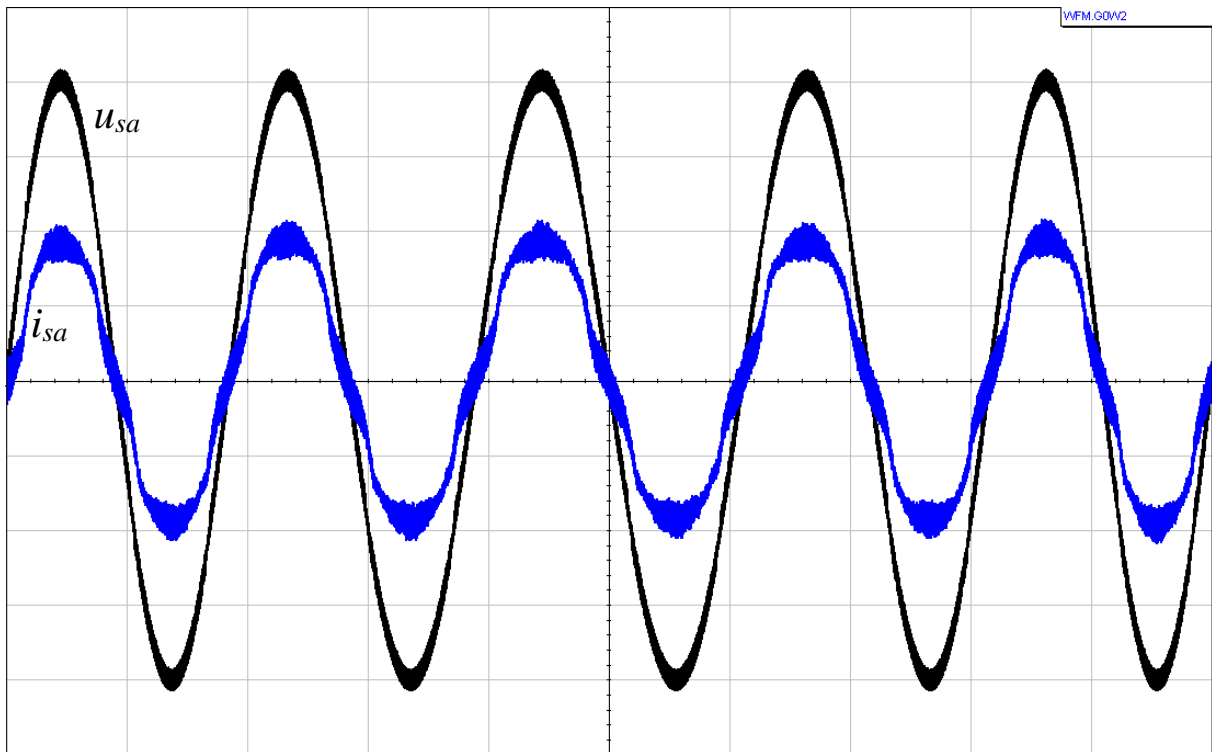
Rys. 4.10. Przebiegi prądów fazowych (10 A/div) dla $t=0 \div 100$ ms, (10 ms/div) podczas rozruchu ($t=0$ ms) i zmiany zadanej mocy ($t=95$ ms)



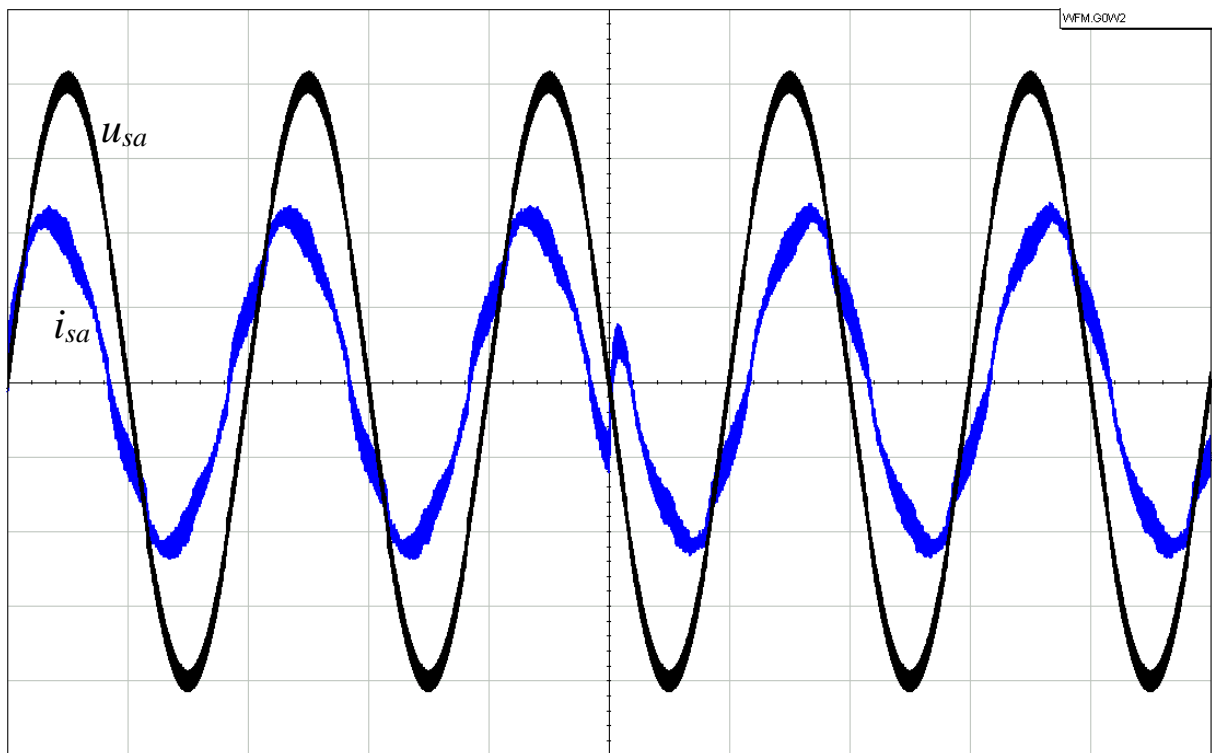
Rys. 4.11. Przebiegi napięcia (80 V/div) i prądu w fazie pierwszej (10 A/div) dla $t=0\div 104$ ms, (10,4 ms/div) podczas rozruchu ($t=0$ ms) oraz częstotliwości rezonansowej regulatora równej 48 Hz.



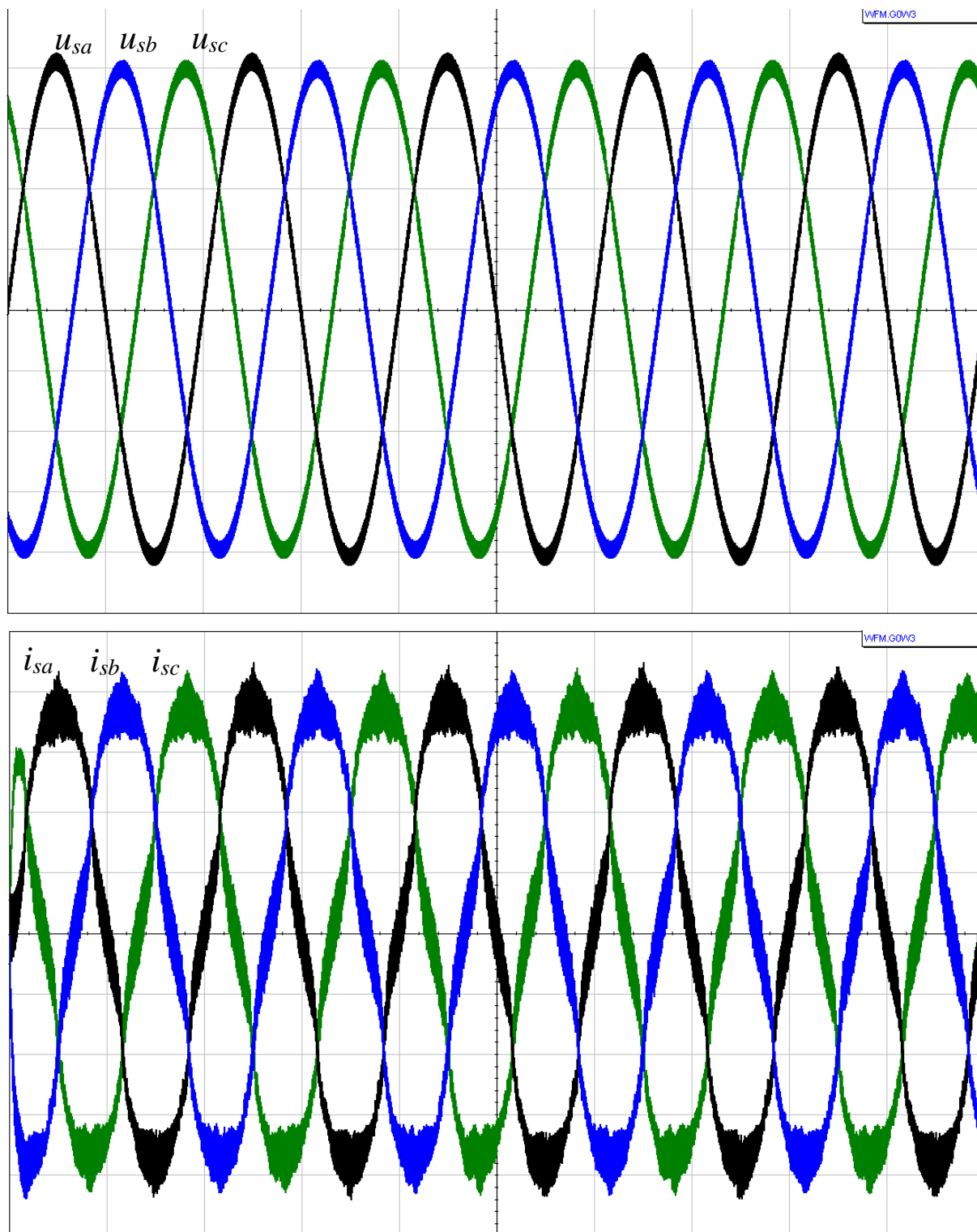
Rys. 4.12. Przebiegi napięcia (80 V/div) i prądu w fazie pierwszej (10 A/div) dla $t=0\div 96$ ms, (9,6 ms/div) podczas rozruchu ($t=0$ ms) oraz częstotliwości rezonansowej regulatora równej 52 Hz.



Rys. 4.13. Przebiegi napięcia (80 V/div) i prądu w fazie pierwszej (10 A/div) dla $t=0\div 100$ ms, (10 ms/div) w warunkach modulacji fazy



Rys. 4.14. Przebiegi napięcia (80 V/div) i prądu w fazie pierwszej (10 A/div) dla $t=0\div 100$ ms, (10 ms/div) w przypadku rozruchu z mocą bierną pojemnościową ($t=0$ ms, składowa czynna i bierna równe 4,5 A) oraz zmiany charakteru mocy biernej na indukcyjną ($t=50$ ms, składowa czynna i bierna równe 4,5 A)



Rys. 4.15. Przebiegi napięć (80 V/div) i prądów (5 A/div) dla $t=0\pm 100$ ms, (10 ms/div) podczas rozruchu ($t=0$ ms) w warunkach asymetrii napięć przy współczynniku asymetrii równym 2%

Na rysunkach 4.10÷4.15 przedstawiono przebiegi napięć i prądów badanego układu dla typowych stanów eksploatacyjnych sieci elektroenergetycznej trójfazowej. Na rysunku 4.9 przedstawione przebiegi dotyczą rozruchu urządzenia ($t=0$ ms) oraz zmiany zadanego obciążenia czynnego ($t=95$ ms). Układ już w ciągu pierwszego okresu, począwszy od zmiany wartości referencyjnych osiągnął wartości ustalone.

Przebiegi na rysunku 4.11 oraz 4.12 dotyczą testu, którego głównym założeniem było sprawdzenie pracy układu, gdy częstotliwość rezonansowa regulatora nie jest dopasowana do częstotliwości napięcia w punkcie przyłączenia układu do sieci. Przyjęto dwie częstotliwości rezonansowe: 48 Hz (rys. 4.11) oraz 52 Hz (rys. 4.12) dla częstotliwości napięcia 50 Hz. W obu przypadkach badanym stanem pracy był rozruch (jedynie ze składową czynną). Przedstawione przebiegi dotyczą pierwszej fazy napięcia i prądu. Dla każdego z przypadków układ osiągnął wartości referencyjne przebiegów w pierwszym okresie od momentu rozruchu.

Na rysunku 4.13 przedstawiono sytuację, gdy napięcie zasilania było modulowane tzn. faza napięcia zmieniała się sinusoidalnie od -30 do 30 stopni, z częstotliwością 10 Hz. W czasie trwania tego testu, nie stwierdzono znacznego przesunięcia fazowego między prądem a napięciem.

Ponieważ w przekształtniku trójfazowym istnieje możliwość zadawania zarówno obciążenia czynnego jak i biernego, kolejny etap badań dotyczył tego zagadnienia. Uzyskane wyniki w postaci przebiegów przedstawiono na rysunku 4.14. Obciążenie bierne zmieniło się w chwili $t=50$ ms. Zmiana ta dotyczyła zmiany charakteru tej składowej z pojemnościowej na indukcyjną, przy wartości 4,5 A (przy składowej czynnej równej 4,5 A). Już w pierwszym okresie po dokonanej zmianie przebiegi osiągnęły referencyjne wartości.

Test, którego rezultat przedstawiono na rysunku 4.15, dotyczy pracy układu w warunkach asymetrii napięcia. Współczynnik asymetrii wynosił w tym przypadku 2%. Asymetria ta jest widoczna również w prądach fazowych.

5. Implementacja regulatora P+R w układzie FPGA – badania symulacyjne w czasie rzeczywistym

Regulator P+R zwykle realizuje się jako filtr pasmowy. Człon rezonansowy regulatora proporcjonalno-rezonansowego P+R ma transmitancję postaci [7]:

$$G_R(s) = K_i \frac{2\xi\omega s}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (5.1)$$

Transmitancja (5.1) ma postać tożsamą z transmitancją filtru pasmowo-przepustowego (5.2)

$$G_{BPF}(s) = k \frac{Bs}{s^2 + Bs + \omega^2} \quad (5.2)$$

gdzie: $B = 2\pi f_b$, a f_b jest szerokością pasma wyrażoną w Hz.

Przyjmując:

$$2\xi\omega = B \quad (5.3)$$

Gdzie $\omega = 2\pi f$, f jest częstotliwością, do której dostrojony jest filtr. Otrzymujemy

$$2\xi\omega = 2\pi f_b \quad (5.4)$$

$$f_b = \frac{\xi\omega}{\pi} \quad (5.5)$$

ξ można zastąpić jako [26]:

$$\xi = \frac{1}{2K_i} \quad (5.6)$$

Ostatecznie, szerokość pasma można określić równaniem (5.9):

$$f_b = \frac{\omega}{2K_i\pi} \quad (5.7)$$

$$f_b = \frac{2\pi f}{2K_i\pi} \quad (5.8)$$

$$f_b = \frac{f}{K_i} \quad (5.9)$$

Korzystając z dyskretyzacji metodą Tustin'a [46], filtr pasmowo-przepustowy ma postać:

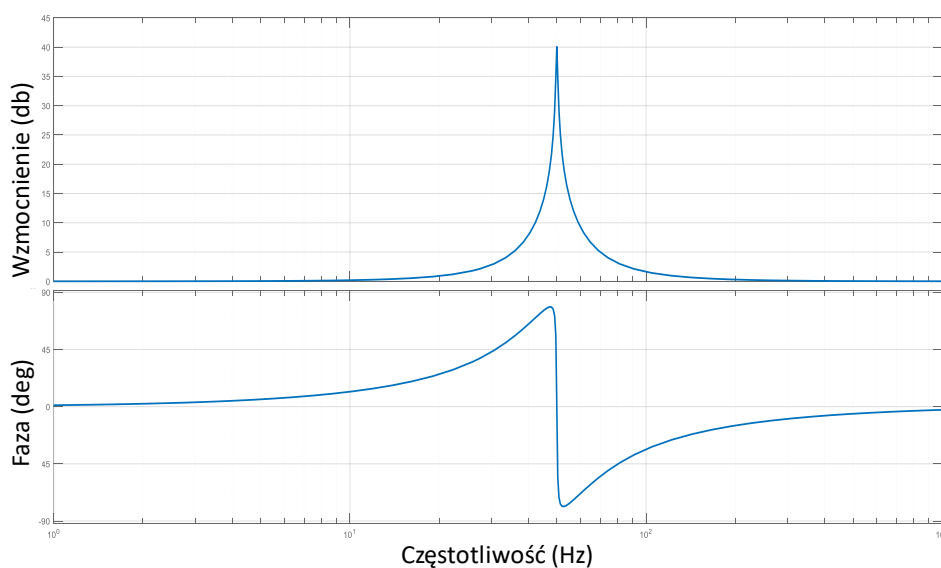
$$G_R(z) = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (5.10)$$

Tabela 1 zawiera przykładowe dane filtru i parametry równania (5.10). Dodatkowo, równoległe do filtru dodano człon wzmacniający, aby odwzorować pracę regulatora P+R. Parametry filtru, zostały dobrane tak, aby były tożsame z regulatorem P+R o parametrach: $K_i=100$, $f_r=50$ Hz, $K_P=1$.

Tabela 5.1. Parametry filtru pasmowego

Założenia projektowe filtru	Parametry równania (6.10)
$f_s = 5$ kHz – częstotliwość próbkowania,	$b_0 = 0,03138$;
$f = 50$ Hz – częstotliwość środkowa filtru,	$b_2 = -0,03138$;
$f_b = 0.5$ Hz – szerokość pasma,	$a_1 = -1,99543$;
$k=100$ – wzmacnienie filtru,	$a_2 = 0,99937$;

Analiza częstotliwościowa została wykonana w programie Matlab-Simulink. Na rys. 5.1 zaprezentowano charakterystykę częstotliwościową filtru z równoległe dołączonym wzmacnieniem jednostkowym.



Rys. 5.1. Charakterystyka amplitudowo-fazowa filtru (6.10) o parametrach z tabeli 5.1

W teorii, działanie regulatora P+R implementowanego jako dyskretyzacja filtru pasmowego o odpowiednich parametrach, powinno być jednakowe ze względu na zbieżność charakterystyk z rysunków 5.1 i 1.3. Synteza dyskretnego filtru z równania (5.10):

$$G_R(z) = \frac{Y}{X} = \frac{b_0 + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}} \quad (5.11)$$

$$Y(1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}) = X(b_0 + b_2 z^{-2}) \quad (5.12)$$

$$Y = b_0 X + b_2 X z^{-2} - a_1 Y z^{-1} - a_2 Y z^{-2} \quad (5.13)$$

Równanie 5.13, może być zaimplementowane do układu cyfrowego (FPGA, DSP itp.).

Regulator P+R można również opracować korzystając z regulatora PI, odpowiednio ustawiając współczynniki członu proporcjonalnego i całkującego (co wynika ze struktury z rysunku 2.3). Taka implementacja jest prostsza i daje możliwość łatwego korygowania nastaw w przypadku sieci o niestabilnych parametrach. Sygnał wyjściowy regulatora PI w dziedzinie czasu opisuje równanie:

$$y(t) = Px + \frac{1}{T_i} \int_0^t x dt \quad (5.14)$$

gdzie: P – współczynnik wzmocnienia części proporcjonalnej T_i – czas zdwojenia, x – sygnał wejściowy, y – sygnał wyjściowy.

Realizując całkowanie metodą prostokątów, równanie struktury PI w dyskretnych krokach czasu n można przedstawić jako:

$$y(n) = Px + \frac{\tau_i}{T_i} \sum_0^n x(n) \quad (5.15)$$

gdzie: τ_i – krok całkowania.

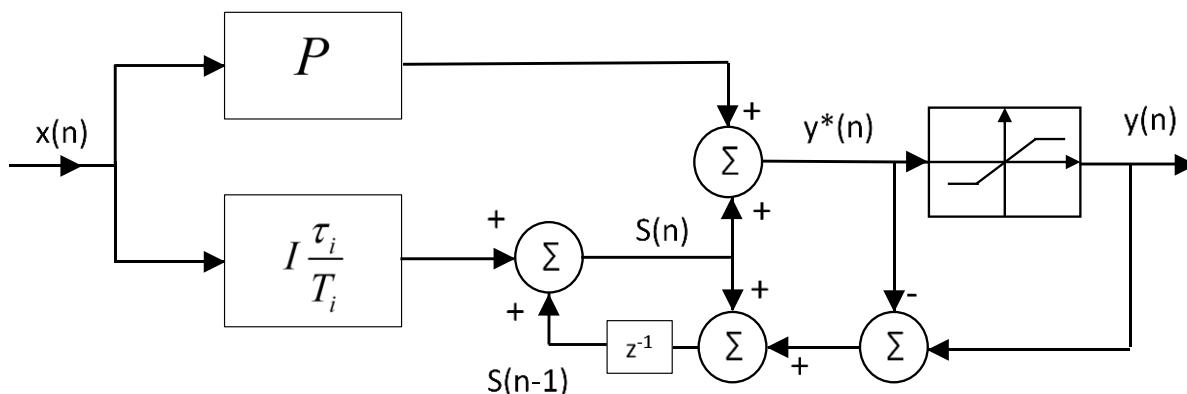
$$y(n) = Px + I \left[S(n-1) + \frac{\tau_i}{T_i} x(n) \right] \quad (5.16)$$

gdzie: I – współczynnik skalujący część całkującą,

Człon $S(n-1)$ jest równy sumie poprzednich kroków całkowania:

$$S(n-1) = \frac{\tau_i}{T_i} \sum_0^{n-1} x(n) \quad (5.17)$$

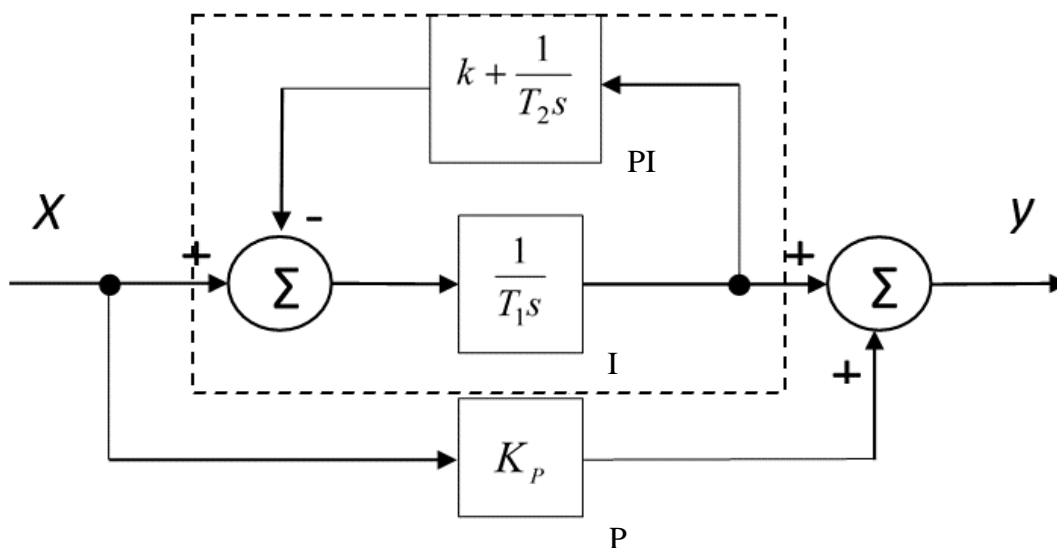
Strukturę równoległą regulatora PI wraz z ograniczeniem sygnału wyjściowego wynikającymi z warunków pracy układu, przedstawiono na rys. 5.2.



Rys. 5.2. Równoległa struktura cyfrowego regulatora PI

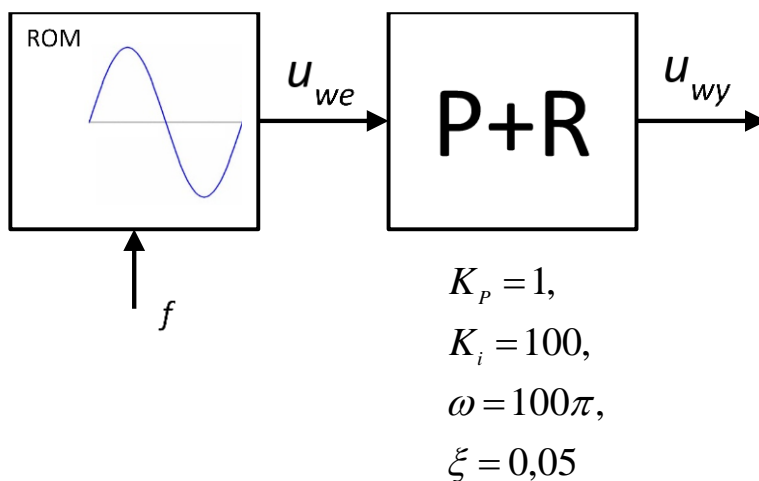
Struktura PI z rysunku 5.2 posłużyła do implementacji regulatora w układzie cyfrowym FPGA.

Człon całkujący o czasie zdwojenia T_2 oraz proporcjonalny o wzmacnieniu k , tworzy równoległą strukturę regulatora PI. Strukturę regulatora P+R przedstawiono na rys. 5.3 – część rezonansową regulatora wyróżniono linią przerywaną [43].



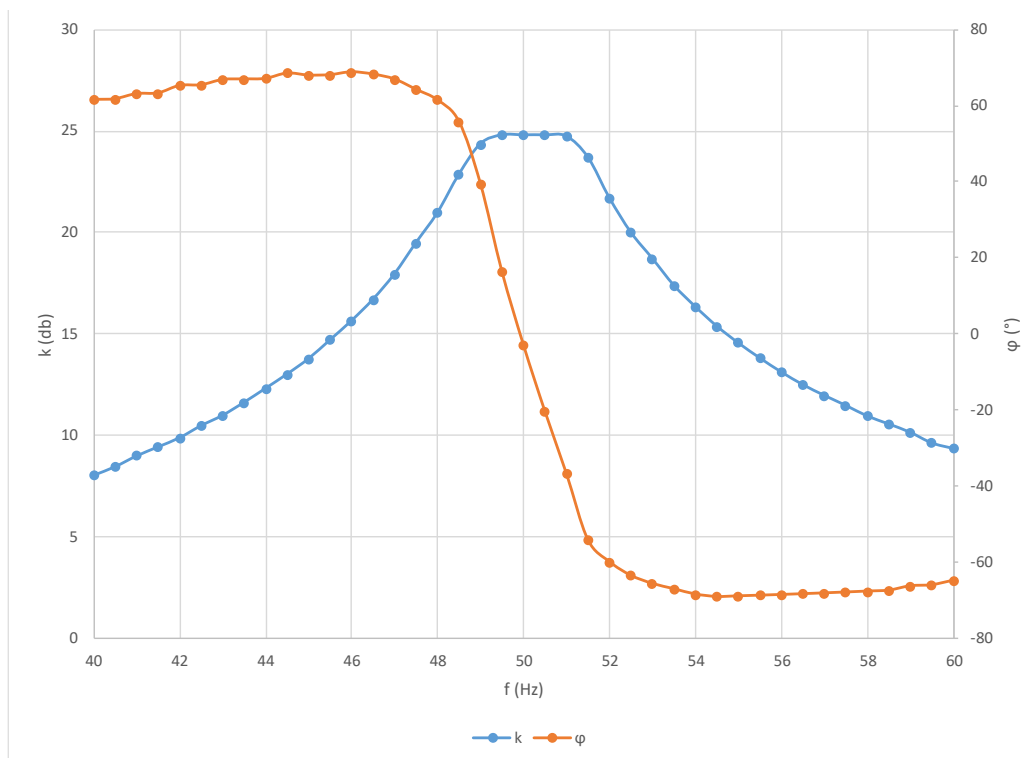
Rys. 5.3. Opracowana struktura regulatora P+R

Sprawdzenia poprawności przeprowadzonej dyskretyzacji regulatora P+R dokonano wykonując badania charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej regulatora o zaproponowanej strukturze (na rys. 2.2). Poglądowy schemat układu przedstawiono na rysunku 5.4.



Rys. 5.4. Poglądowy schemat układu do badania ch-ki amplitudowo częstotliwościowej

Badania charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej wykonano w zakresie częstotliwości sygnału wejściowego od 40 do 60 Hz, przy czym częstotliwość rezonansowa regulatora wynosiła 50 Hz. Wyniki tych badań przedstawiono na rysunku 5.5.



Rys. 5.5. Charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa, zaproponowanego regulatora

Porównując charakterystykę ciągłej postaci regulatora z charakterystyką regulatora zrealizowanego w układzie cyfrowym, cyfrowy regulator P+R ma znacznie mniejsze wzmocnienie sygnału dla częstotliwości rezonansowej (idealny – 40 dB, rzeczywisty zaimplementowany do rzeczywistego układu cyfrowego – 25 dB). Dużo większe jest pasmo, w którym to wzmocnienie utrzymuje się na stałym poziomie (wynosi około ± 1 Hz wokół częstotliwości rezonansowej regulatora). Mniejsza jest również skala przesunięcia

fazowego dla sygnałów o częstotliwościach innych niż rezonansowa idealny – około 80° , rzeczywisty zaimplementowany do rzeczywistego układu cyfrowego – 70°). Jest to skutkiem dokładności obliczeń i związanych z tym zaokrągleń oraz zastosowanym ograniczeniom sygnałów funkcyjnych, oraz przyjętej częstotliwości obliczeń. Te cechy pozwolą na stabilniejszą pracę, dla niewielkich zmian częstotliwości napięcia sieci. Wprowadzając dalsze ograniczenia sygnałów wewnętrznych regulatora lub odpowiednio sterując parametrami regulatora P+R, można te własności regulatora rozszerzać. Będzie się to jednak wiązało z ograniczeniami dynamiki układu.

Dla tak opracowanej struktury P+R przeprowadzono badania symulacyjne w czasie rzeczywistym, wykorzystując platformę rozwojową z układem FPGA. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość przetestowania regulatora, o strukturze i parametrach, który będzie pracował w rzeczywistym urządzeniu. W tym celu opracowano cyfrowy model przekształtnika, którym steruje regulator oraz modele źródeł zasilania, które są ze sobą sprzężone poprzez falownik. [47-49].

5.1 Układ jednofazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R – symulacja w czasie rzeczywistym

Badania symulacyjne jednofazowego falownika z regulatorem P+R, przeprowadzono w czasie rzeczywistym za pomocą pakietu oprogramowania Quartus II. Regulator P+R był częścią układu regulacji falownika sprzęgającego jednofazową linię elektroenergetyczną ze źródłem energii. W poprzednich etapach badań, przyjmowano, że dominującym parametrem systemu jest reaktancja, wobec czego rezystancje pomijano. Użyty w badaniach symulacyjnych w czasie rzeczywistym, model linii zasilającej wymusił wprowadzenie parametru rezystancji. Przyjęto, że falownik znajduje się w niewielkiej odległości od transformatora zasilającej linię. Dlatego dominującą rolę w analizowanym układzie, pełnić będzie transformator i wynikające z jego parametrów rezystancja i reaktancja. Ponieważ jest to transformator obniżający napięcie 15/0,4 kV/kV, można pominąć parametry dotyczące jego rdzenia. Przyjmując transformator o parametrach [50]:

- $S_N=50$ kVA,
- $v=15/0,4$ kV/kV,
- $\Delta P_{Cu}= 750$ W,
- $\Delta u_{z\%}= 4$ %,

obliczono rezystancję i reaktancję uzwojeń:

$$R_T = \frac{\Delta P_{Cu} \cdot U_N^2}{S_N^2} = \frac{750 \cdot 400^2}{(50 \cdot 10^3)^2} = 0,048 \Omega \quad (5.17)$$

$$X_T = \frac{\Delta u_{z\%} \cdot U_N^2}{100 \cdot S_N} = \frac{4 \cdot 400^2}{100 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,128 \Omega \Rightarrow L_T = 407 \mu H \quad (5.18)$$

Bloki zaimplementowane do programu podzielono na dwie części – symulującą obwód siłowy (źródło energii, falownik i linia zasilająca) i układu regulacji (regulator, układ modulacji, wytwarzanie sygnału wzorca prądu). W tabeli 5.2, zamieszczono założenia przyjęte podczas symulacji układu z cyfrowym regulatorem P+R.

Tabela 5.2. Parametry symulacji

Sieć	
Napięcie	Jednofazowe, 230 V RMS
Częstotliwość	50 Hz
Rezystancja linii	0,048 Ω
Indukcyjność linii	407 μH
Falownik	
Moc P_N	3 kW
Maksymalny prąd	13 A RMS
Napięcie źródła DC	400 V
Modulacja	unipolarna
Częstotliwość impulsowania	24 kHz
Dławik sieciowy	$L_C=2$ mH
Regulator P+R	
K_p	1
K_I	100
T	0.003183s
Częstotliwość pracy	5 kHz

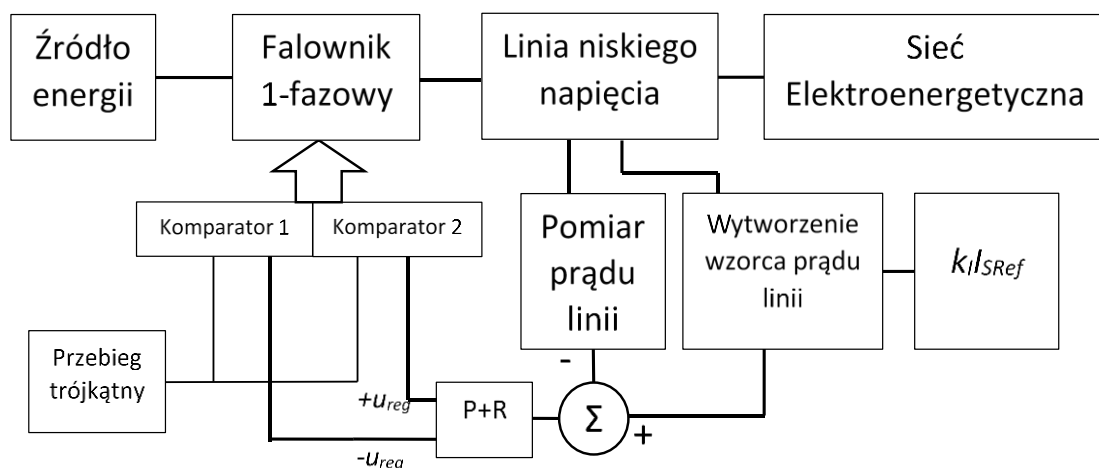
Przebieg referencyjny prądu linii uzyskuje się mnożąc (przez kI_{sRef}) zadaną skalowaną wartość amplitudy prądu przez skalowane napięcie fazowe w miejscu przyłączenia układu

do sieci. Współczynnik kI_{sRef} jest ograniczony programowo, tak aby nie została przekroczona maksymalna wartość prądu. Do sygnału wyjściowego regulatora dodawany jest odpowiednio skalowany sygnał napięcia fazowego (k_{uUs}). W wyniku tego, zakładając, że sygnał wyjściowy regulatora P+R jest równy 0, w linii nie płynie prąd.

Prąd płynący w linii jest wynikiem różnicy napięć falownika i linii zasilającej, tak jak określa to równanie (3.1).

Blok falownika na podstawie sygnałów sterujących tranzystory podaje na wyjście wartość napięcia źródła - $+U_d$, $-U_d$ lub 0, jako wynik modulacji szerokości impulsów. Przyjęto, że tranzystory falownika to łączniki idealne i uwzględniono w ich działaniu czasy martwe.

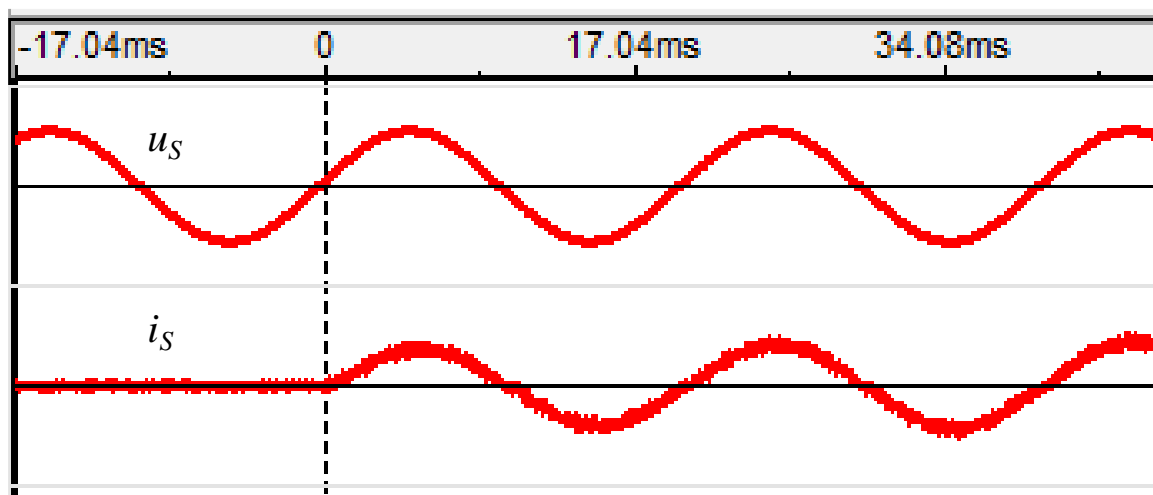
Bloki składające się na układ regulacji to regulator P+R i modulator unipolarny składający się z generatora przebiegu trójkątnego i dwóch komparatorów numerycznych. Generator przebiegu trójkątnego zaimplementowano jako licznik w kodzie U2. Zlicza on impulsy sygnału sterującego do zadanej wartości, po czym zmienia kierunek zliczania. W wyniku tego na wyjściu licznika otrzymuje się przebieg trójkątny o częstotliwości 24 kHz. Dwa komparatory numeryczne porównują sygnał wyjściowy regulatora i na tej podstawie generują sygnały sterujące tranzystorami. Na rysunku 5.6 przedstawiono schemat blokowy poszczególnych członów zaimplementowanych w układzie FPGA w oparciu o który przeprowadzono badania symulacyjne.



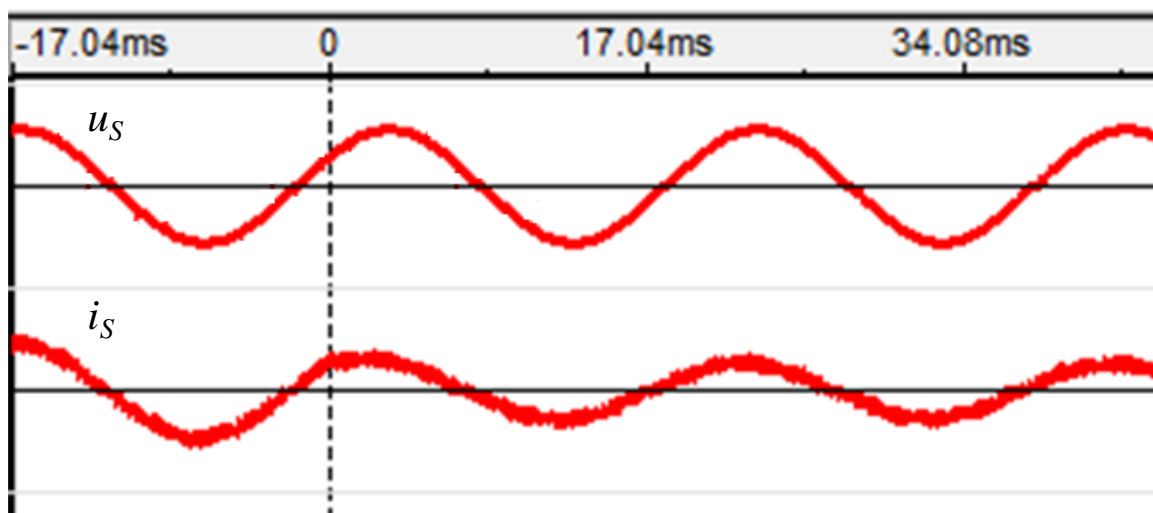
Rys. 5.6. Schemat blokowy układu do badań symulacyjnych, zaimplementowany do układu FPGA.

Badania symulacyjne w czasie rzeczywistym objęły następujące zagadnienia – rozruch układu, zmiany wartości zadanej prądu linii oraz niedostrojenie regulatora do częstotliwości sieci. Wyniki symulacji zostały przedstawione za pomocą narzędzia SignalTap II Logic Analyzer dostępnego w środowisku Quartus II. Wykorzystuje ono

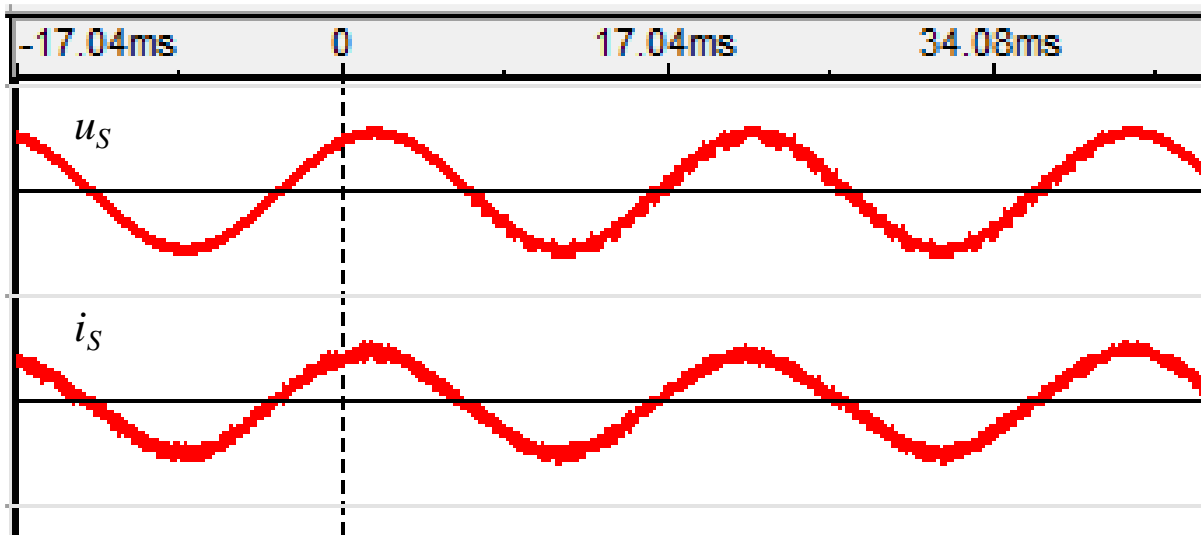
protokół komunikacji JTAG do komunikacji ze środowiskiem programowania. Próbkę badanych sygnałów przechowywane są w komórkach pamięci urządzenia, a następnie poprzez interfejs JTAG są odczytywane przez program. W celu zobrazowania pracy modelowanego układu w SignalTap II zarejestrowano przebiegi napięcia i prądu linii. Aby poprawić dokładność obliczeń, a także działanie układu regulacji, niektóre z sygnałów mają rozszerzony zakres. Odpowiednie sygnały mnożone są przez 2^N w zależności od potrzeb i dostępnych zasobów urządzenia. Format danej wielkości, o tak rozszerzonym zakresie, oznacza się jako QN. Wartość napięcia podana jest w formacie Q5, natomiast prąd linii w formacie Q10. Dane wyprowadzane są z częstotliwością 240 kHz. Dla przejrzystości, napięcie przedstawione na przebiegach ma wartość w formacie Q0. Wyniki przeprowadzonych badań, przedstawiono na przebiegach napięcia i prądu linii zasilających (rys. 5.7÷5.10).



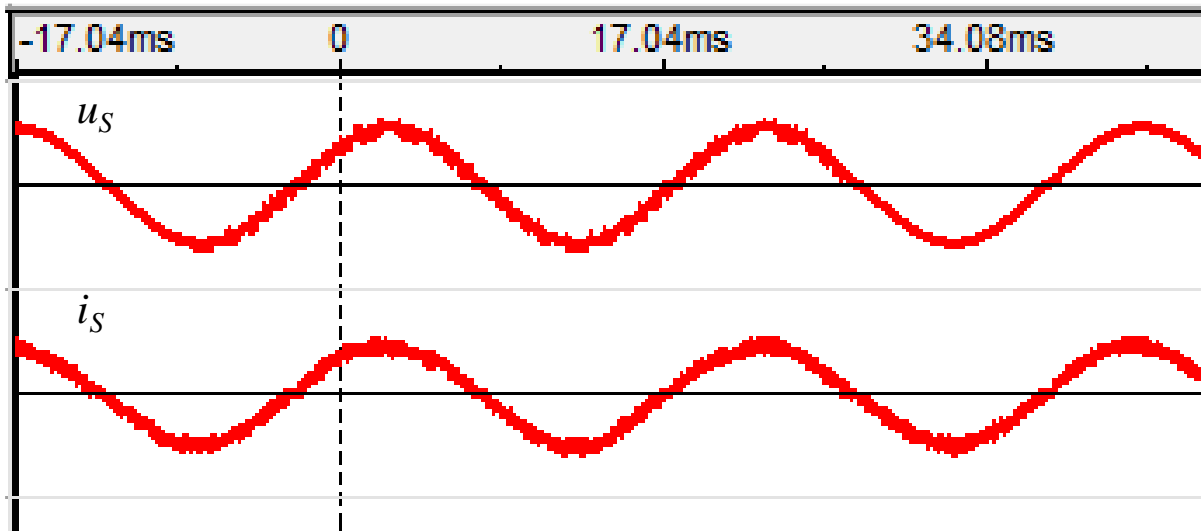
Rys.5.7. Rozruch urządzenia, zmiana amplitudy zadanego przebiegu prądu z 0 A na 13 A



Rys.5.8. Zmiana zadanego obciążenia z 13 A na 6,5 A RMS



Rys.5.9. Przebieg napięcia i prądu linii w stanie niedostrojenia regulatora do częstotliwości sieci $f_r < f_s$



Rys.5.10. Przebieg napięcia i prądu linii w stanie niedostrojenia regulatora do częstotliwości sieci $f_r > f_s$

Na rysunku 5.7 przedstawiono przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej układ podczas rozruchu. Zadana moc zmieniała się z 0 na P_N (13 A RMS, co odpowiada mocy maksymalnej) Układ zareagował prawidłowo i w drugim okresie po zadanej zmianie osiągnął zadany przebieg.

Na rysunku 5.8 przedstawiono zmianę zadanego obciążenia falownika z mocy P_N na $0,5P_N$ (z 13 na 6,5 A RMS). Tak jak w poprzednim teście, w drugim okresie po zadanej zmianie prąd linii osiągnął zadany przebieg.

Na rysunkach 5.9 i 5.10, przedstawiono wyniki testu, w którym regulator jest nieznacznie niedostrojony do częstotliwości sieci (± 1 Hz). Na rysunku 5.9 przedstawiono przebieg w sytuacji, gdy częstotliwość rezonansowa regulatora f_R jest mniejsza od częstotliwości sieci f_S i wynosi 49 Hz, natomiast na rysunku 5.10 f_R była większa od f_S

i wynosi 51 Hz. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej są ze sobą w fazie. W związku z tym niewielkie niedostrojenie regulatora, nie ma negatywnego wpływu na pracę układu.

5.2 Układ trójfazowy falownika sieciowego z regulatorem P+R – symulacja w czasie rzeczywistym

Badania trójfazowego, trójprzewodowego falownika z regulatorem P+R, przeprowadzono w czasie rzeczywistym za pomocą pakietu oprogramowania Quartus II. Regulator P+R był częścią układu regulacji falownika sprzęgającego trójfazową linię elektroenergetyczną ze źródłem energii.

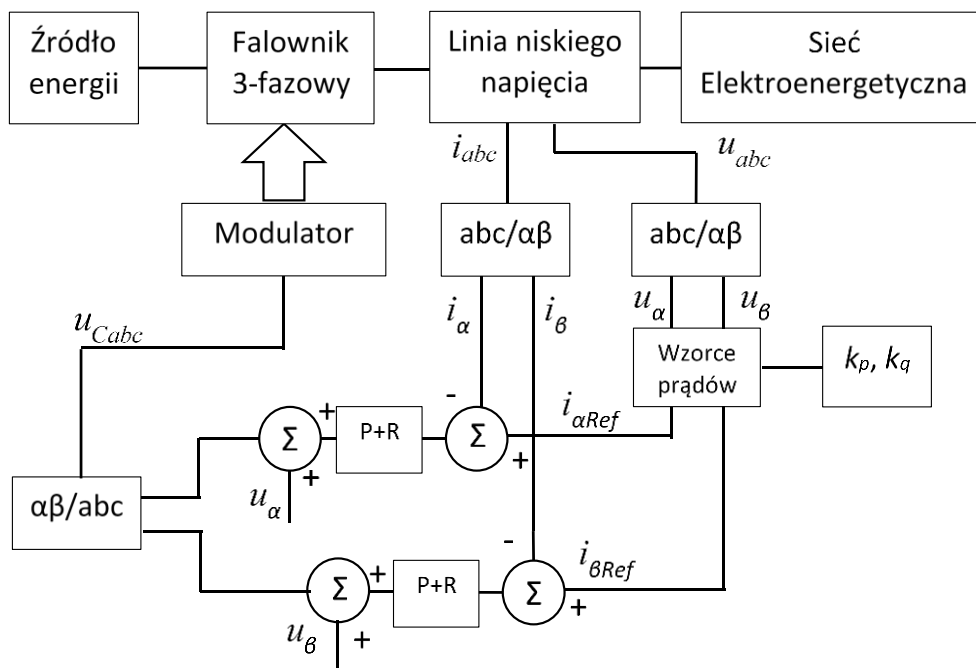
Podobnie jak w przypadku układu jednofazowego, bloki zaimplementowane do programu podzielono na dwie części – symulującą obwód mocy (źródło energii, falownik i linia zasilająca) i układu regulacji (regulator, układ modulacji, wytwarzanie sygnału wzorca prądu). Symulatory oparte są na tych samych zasadach i równaniach jak w układzie jednofazowym, z tym, że są powielone dla każdej z faz. W tabeli 5.3, zamieszczono założenia przyjęte podczas symulacji układu z cyfrowym regulatorem P+R.

Tabela 5.3. Założenia do badań układu trójfazowego

Sieć	
Napięcie	400/230 V RMS
Częstotliwość	50 Hz
Rezystancja linii R	0,048 Ω
Indukcyjność linii L	407 μH
Falownik	
Moc P_N	10 kW
Maksymalny prąd fazowy	15 A RMS
Źródło DC	800 V
Częstotliwość sygnału nośnego	24 kHz
Dławik sieciowy L_C	2 mH
Regulator P+R	

K_p	1
K_I	100
T	0.003183s
Częstotliwość pracy	5 kHz

Przebieg referencyjny prądu linii, uzyskuje się zgodnie z równaniem (4.6). Współczynniki k_p i k_q są ograniczone programowo, tak aby nie została przekroczona maksymalna wartość prądu. Do sygnału wyjściowego regulatora dodawane są odpowiednio skalowane sygnały napięć w układzie odniesienia $\alpha\beta$. Amplitudę tych sygnałów dobrano w taki sposób, aby napięcie wyjściowe falownika było równe napięciu linii zasilającej, w przypadku gdy sygnał wyjściowy regulatora wynosi 0. W wyniku tego, na początku pracy układu w linii nie płynie prąd. Na rysunku 5.11 przedstawiono schemat blokowy poszczególnych członów zaimplementowanych w układzie FPGA wykorzystany w przeprowadzonych badaniach.



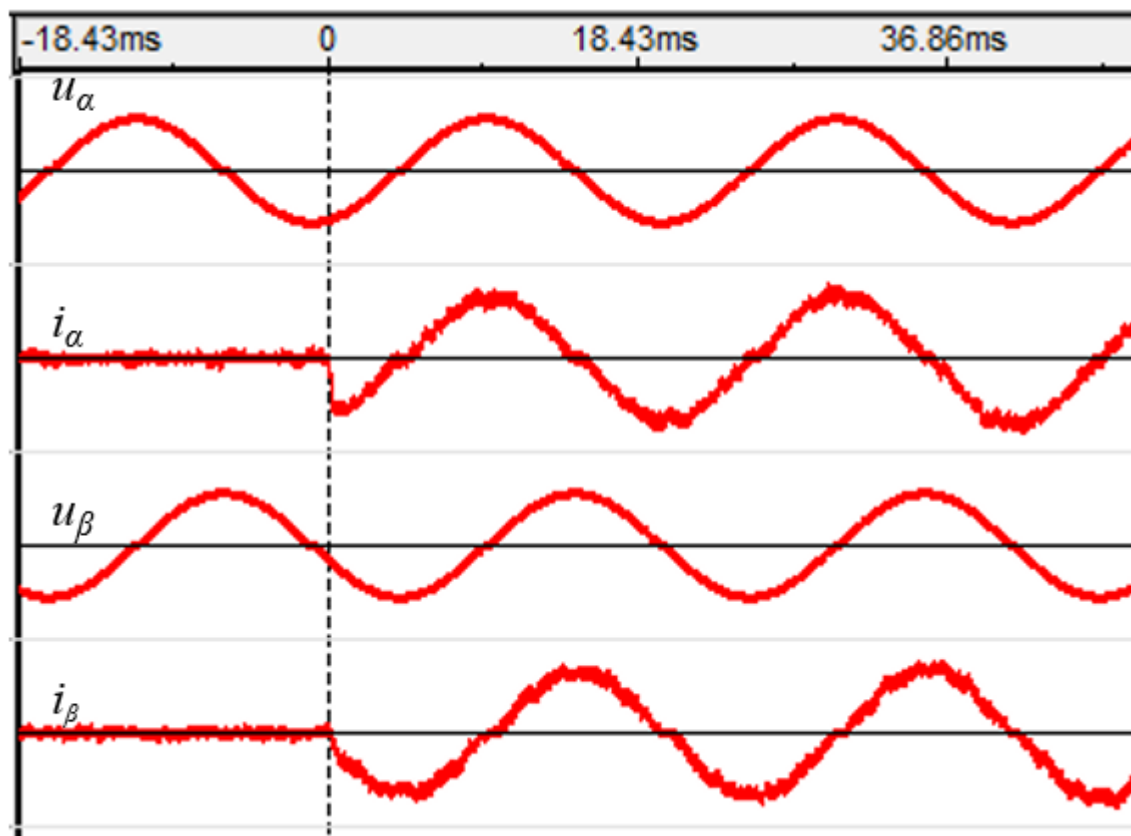
Rys. 5.11 Schemat blokowy implementowanego systemu

Badania symulacyjne objęły takie zagadnienia jak:

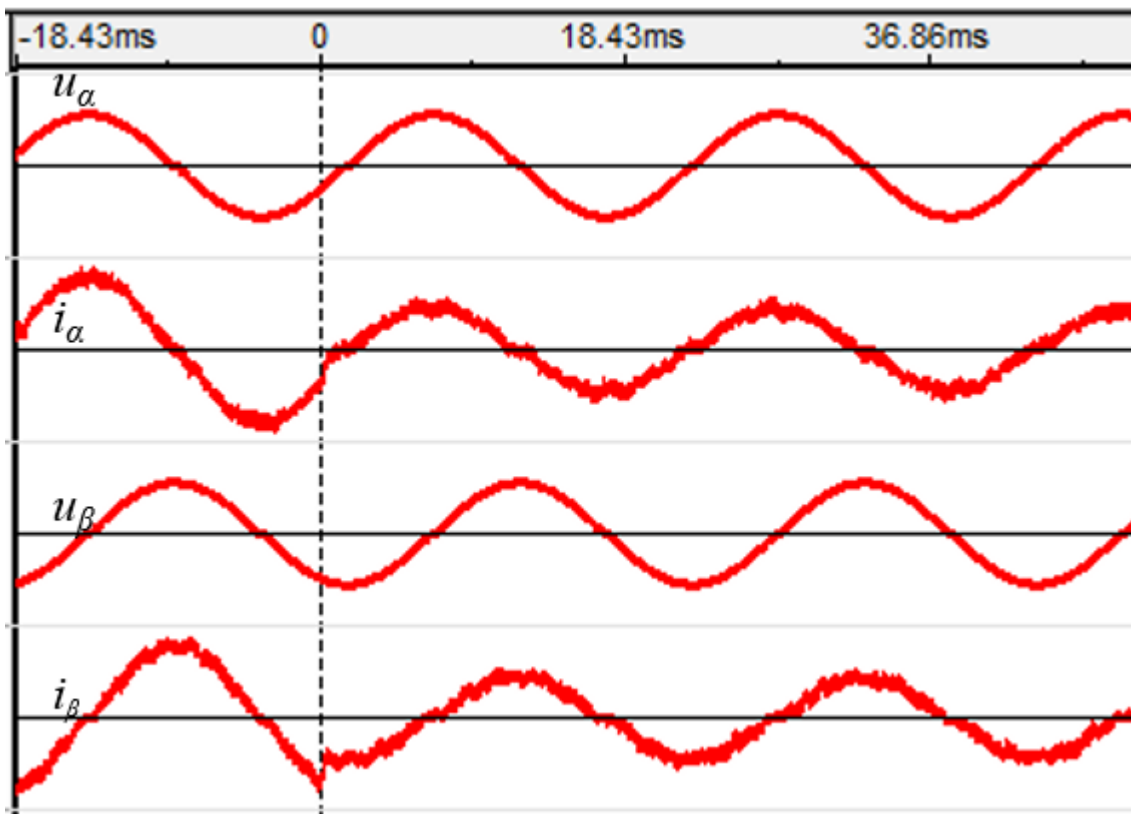
- Rozruch urządzenia z zadaną mocą czynną.
- Zmiana zadanego obciążenia czynnego.
- Rozruch urządzenia z zadaną mocą czynną i bierną.

- Zmiana zadanego obciążenia biernego.

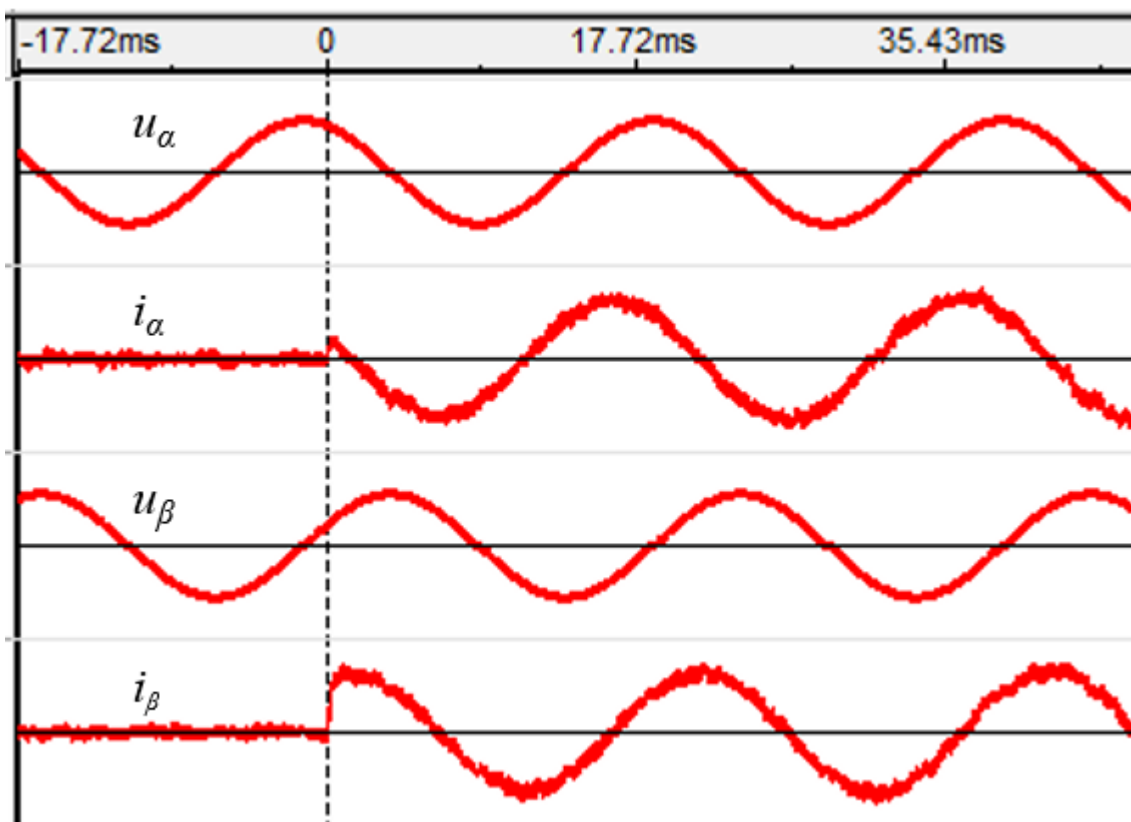
Przykładowe przebiegi tych stanów pracy zaprezentowano na rysunkach 5.12÷5.18. Dla uproszczenia, przebiegi ilustrują napięcia i prądy w osiach $\alpha\beta$ po transformacji z naturalnego układu odniesienia. Praca falownika i związane z tym obliczenia prądów w fazach, symulowane i realizowane były w 3 fazach.



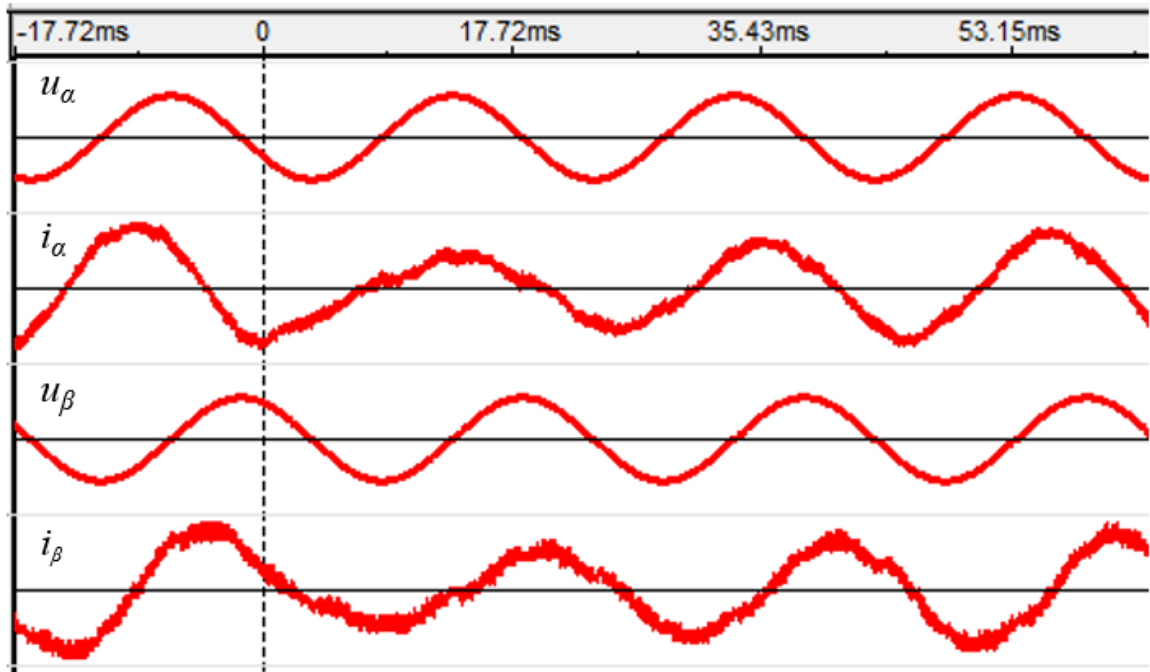
Rys. 5.12. Rozruch urządzenia – zmiana składowej czynnej prądu na znamionową P_N



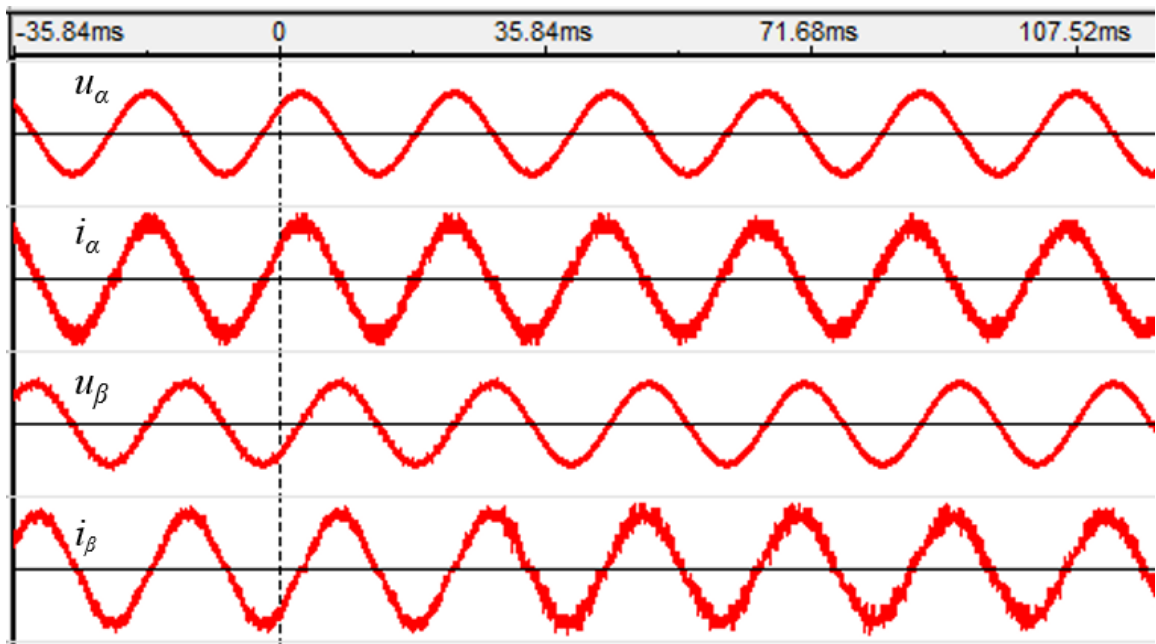
Rys. 5.13. Zmiana zadanej mocy – zmiana składowej czynnej prądu z maksymalnej na $0,5P_N$



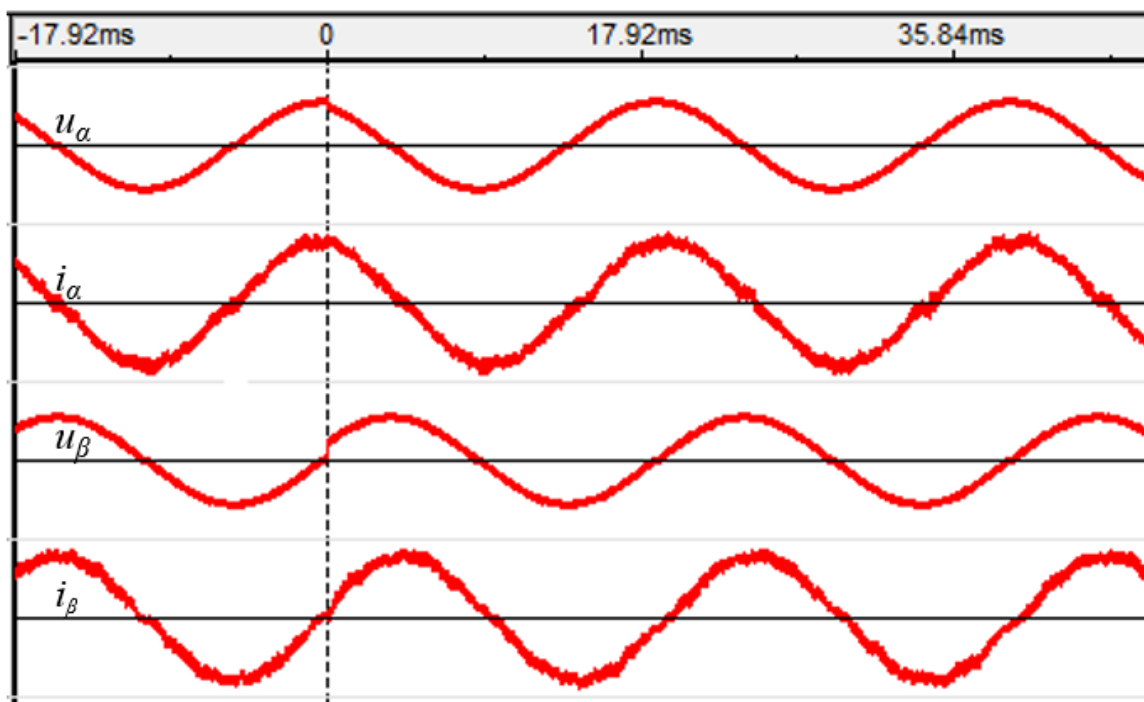
Rys. 5.14. Rozruch urządzenia – zmiana składowej czynnej i biernej prądu na $0,7P_N$



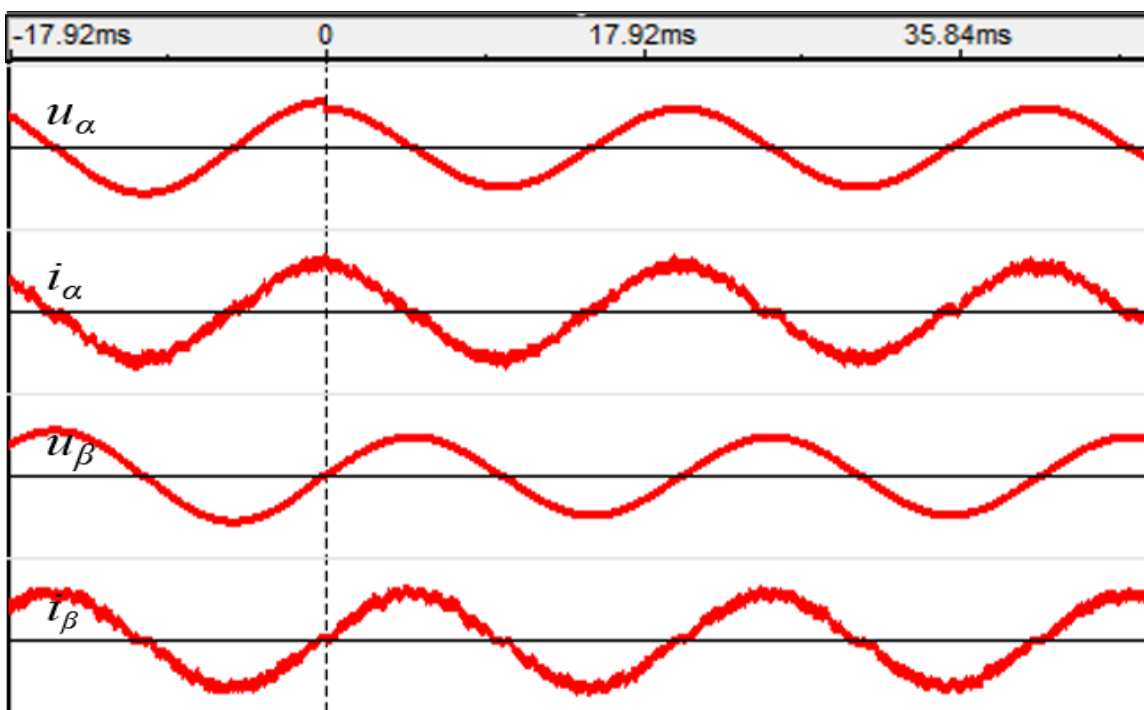
Rys. 5.15. Zmiana charakteru mocy biernej na przeciwny – przy stałej składowej czynnej $0,7 P_N$



Rys. 5.16. Modulacja fazy napięcia w punkcie przyłączenia (od -30° do $+30^\circ$ w okresie 100 ms) – ze stałą zadaną mocą czynną P_N



Rys. 5.17. Skokowa zmiana fazy napięcie (+30°) – ze stałą składową czynną P_N

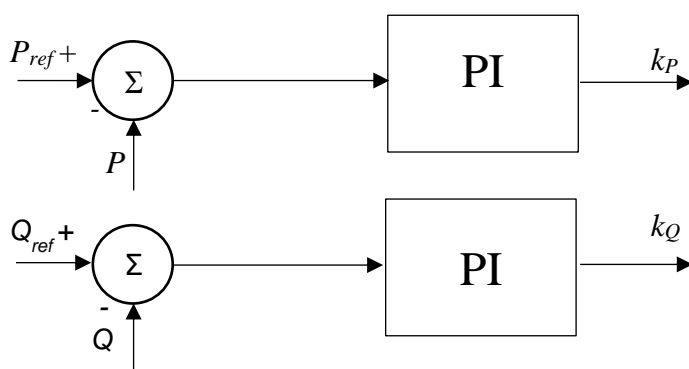


Rys. 5.18. 10 % spadek napięcia - ze stałą składową czynną $0.7P_N$

Na rysunkach 5.12÷5.15 przedstawiono wyniki testów, w których wartości zadane składowej czynnej i biernej uległy zmianie i we wszystkich przypadkach składowa czynna i bierna prądu osiągnęły wartości zadane. Na rysunkach 5.16÷5.18 pokazano pracę ze zmiennymi parametrami. Podobnie jak w poprzednich przypadkach, reakcja układu regulacji na te zmiany była prawidłowa i prąd szybko osiągnął przebiegi referencyjne. W przypadku modulacji fazy (rys. 5.16) nie zaobserwowano przesunięcia fazowego prądu

i napięcia linii zasilającej. Podczas skokowej zmiany fazy (rys. 5.17) czas potrzebny do osiągnięcia przebiegu referencyjnego wynosił około 10 milisekund. W przypadku testu ze spadkiem napięcia (rys. 5.18) zmiana amplitudy prądu odpowiadała zmianie napięcia – spadek o 10% z 10,5 na 9,45 A.

Układ taki może kompensować zarówno moc bierną indukcyjną, jak i pojemnościową (działa jak typowy kompensator STATCOM, z zachowaniem ograniczenia z równania 3.2). Funkcje kompensatora można zaimplementować poprzez dodatkowe pętle sprzężenia zwrotnego, do sterowania mocą czynną i bierną w układzie, które będą zadawać odpowiednio współczynniki k_P oraz k_Q z równania (5.7). Schemat tych pętli zaprezentowano na rysunku 5.19.



Rys. 5.19 Pętle sterowania mocą układu

Sygnały sprzężenia zwrotnego można uzyskać następująco:

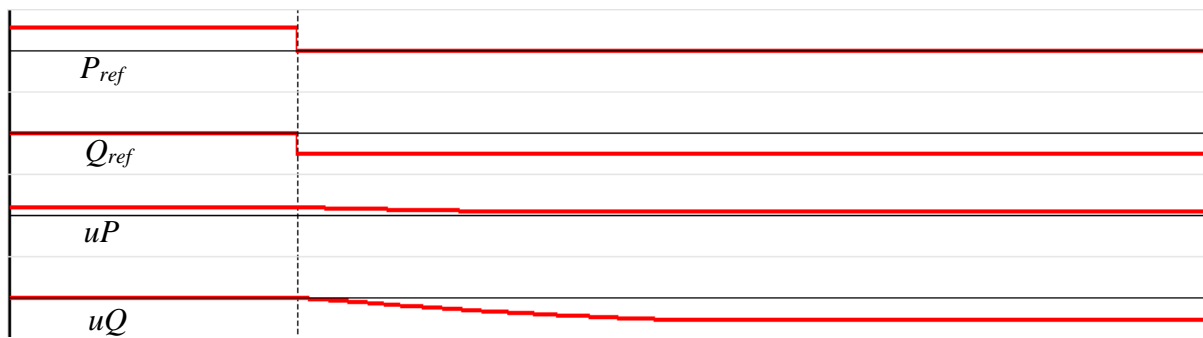
$$s = ui^* = (u_\alpha + ju_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + j(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) = p + jq \quad (5.19)$$

Aby moc była liczona prawidłowo, należy uwzględnić współczynnik korekcyjny 3/2.

Wobec tego moce układu można obliczyć z równania:

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2}(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta) \\ q &= \frac{3}{2}(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta) \end{aligned} \quad (5.20)$$

Na rysunku 5.20, zaprezentowano zmianę sygnałów zadanych mocy oraz sygnałów wyjściowych regulatorów w pętli sterowania mocą czynną i bierną układu.



Rys. 5.20 Zmiana wartości sygnałów funkcyjnych regulatorów w pętli sterowania mocą czynną i bierną (odpowiednio wartości referencyjne i wyjściowe regulatorów), podczas zmian zadanej mocy biernej ($Q_{ref}=0,8P_{max}$ na $Q_{ref}=0$) oraz mocy czynnej (z 0 na $0,8P_{max}$)

Porównując wyniki symulacji w czasie rzeczywistym z tymi przeprowadzonymi w programie IsSpice, można stwierdzić, że dynamika układu była gorsza w symulacji w układzie FPGA. W symulacji w oprogramowaniu komputerowym, zadane zmiany, były osiągnięte w zasadzie natychmiast po ich zadaniu. W symulacji RTS, te zmiany nie zachodziły tak szybko, niekiedy prąd osiągał referencyjny przebieg w drugim okresie po zadaniu zmian. Wiąże się to z tym, że w symulacji komputerowej, korzystano z idealnych elementów (tranzystory, dławik, źródła napięcia DC i AC, linia zasilająca). Także układ regulacji w tych badaniach, był zrealizowany jako ciągły. W badaniach RTS, część elementów nadal była idealna (np. tranzystory i źródła napięć), ale model symulacyjny był pełniejszy – dodano np. rezystancję transformatora zasilającego. Dodatkowo, układ regulacji był rzeczywisty – obowiązują go więc wszelkie ograniczenia wynikające z propagacji sygnałów, przybliżeń obliczanych wielkości oraz szybkości przeprowadzanych obliczeń. Z tych powodów dynamika może się różnić. Można korygować nastawy regulatora, aby uzyskać podobne wyniki, ale może wiązać się to z ograniczeniem zalet układu (np. mniejsze tłumienie harmonicznym, mniejsze wzmocnienie dla częstotliwości rezonansowej).

6. Porównanie dynamiki pracy regulatora P+R z regulatorem PI

W kolejnym etapie badań porównano układy regulacji z zaproponowanym regulatorem P+R oraz klasycznym regulatorem PI. W tabeli 6.1, zestawiono ze sobą parametry tych regulatorów. W tradycyjnych rozwiązaniach, stosuje się duże wzmocnienie toru proporcjonalnego regulatora PI, ale na potrzeby przedstawionych badań, zostało ono ustalone na równi z członem proporcjonalnym regulatora P+R. Pozwoli to porównać pracę regulatorów w podobnych warunkach pracy. Na potrzeby tego badania wykorzystano trójfazowy układ przekształtnika, sprzęgający źródło energii z siecią elektroenergetyczną.

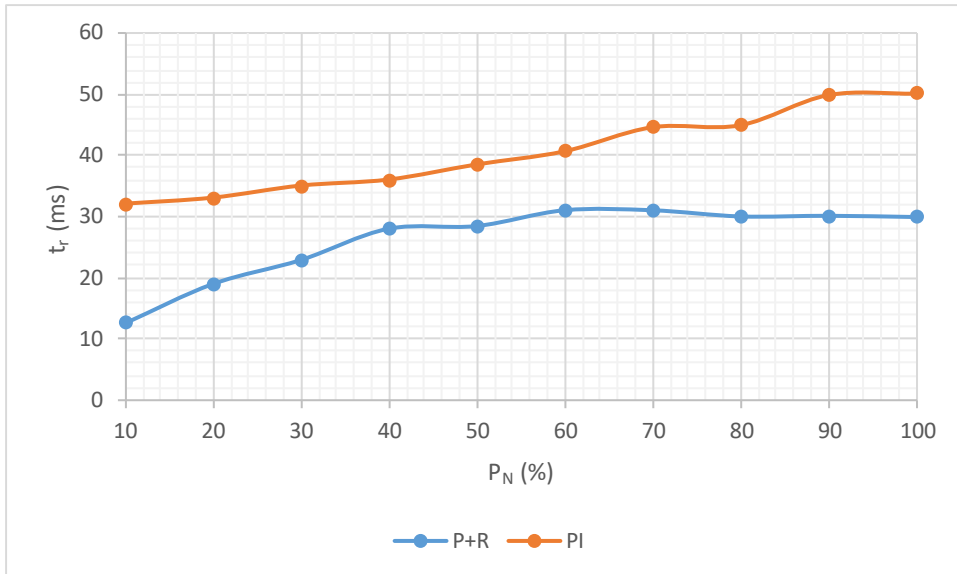
Tabela 6.1. Zestawienie parametrów testowanych regulatorów

P+R Controller		PI Controller	
K_p	1	K_p	1
K_I	100	T_I [s]	0.001
T [s]	0.003183		
Częstotliwość pracy	5 kHz	Częstotliwość pracy	5 kHz

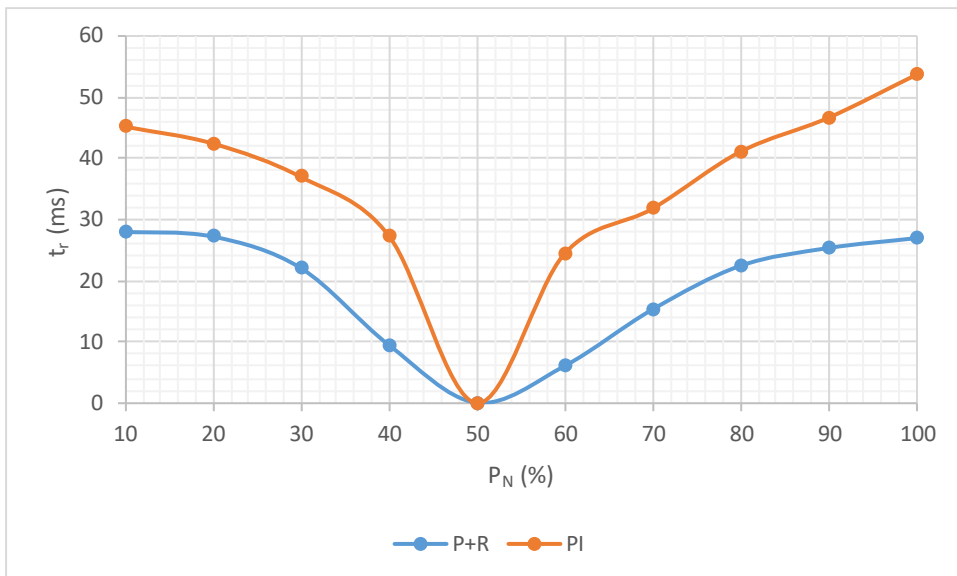
Oba typy regulatorów pracowały w układzie odniesienia $\alpha\beta$. Wykreślono charakterystyki dla następujących stanów pracy:

- Rozruch urządzenia z zadaną mocą czynną (z 0 na zadaną moc).
- Zmiana zadanego obciążenia czynnego (z $0,5P_N$ na zadaną moc).
- Zmiana charakteru mocy czynnej.
- Zmiana zadanego obciążenia biernego przy stałym obciążeniu mocą czynną (stałe $0,5P_N$, moc bierna z 0 na zadaną).

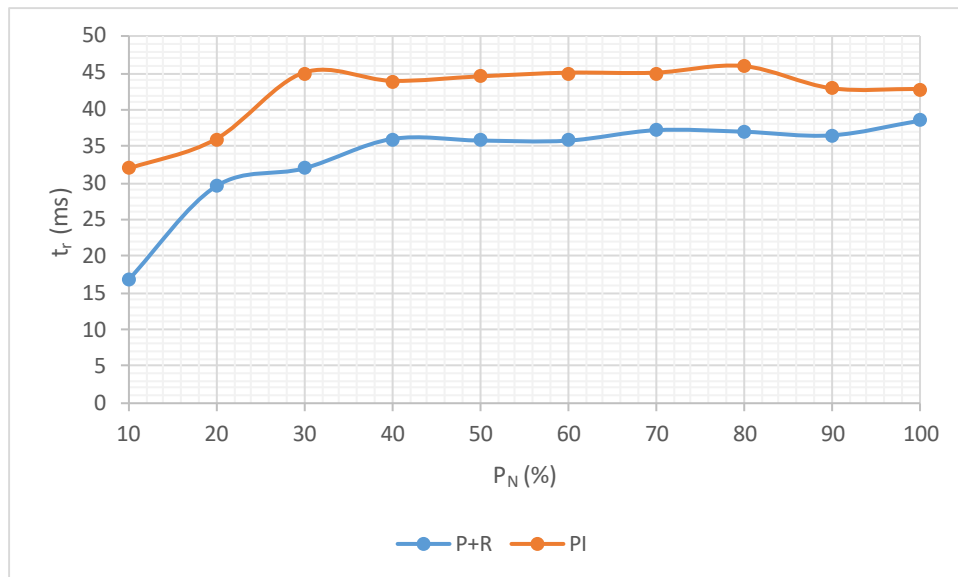
W przypadku ostatniego punktu należy pamiętać o ograniczeniu wynikającym z równania (3.2). Przy obciążeniu mocą czynną $0,5P_N$, maksymalna składowa bierna jest ograniczona do $0,8P_N$. Zmiany zadanych wielkości były wyzwalane w losowych momentach okresu napięcia zasilania. Z tego powodu prezentowane wyniki są uśrednieniem 10 pomiarów dla każdego zadanego punktu pracy. Jako kryterium określające czas ustalenia odpowiedzi układu regulacji przyjęto moment, w którym uchyb regulacji jest nie większy niż 5%.



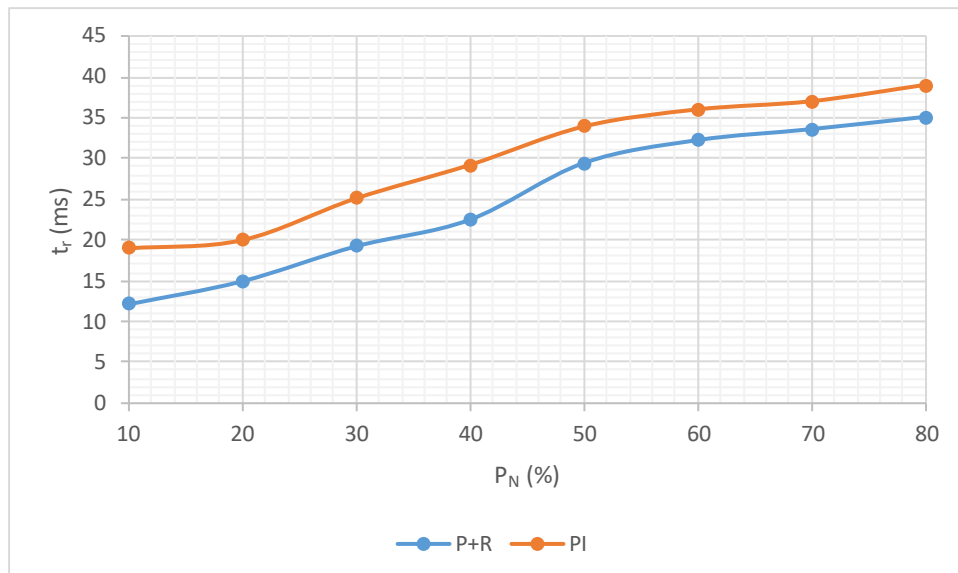
Rys. 6.1. Porównanie czasów regulacji regulatorów P+R i PI w badanym układzie dla rozruchu z zadaną składową czynną



Rys. 6.2. Porównanie czasów regulacji regulatorów P+R i PI w badanym układzie, dla zmian zadanej składowej czynnej (z $0,5P_N$ na zadaną)



Rys. 6.3. Porównanie czasów regulacji regulatorów P+R i PI w badanym układzie, dla zmian charakteru składowej biernej



Rys. 6.4. Porównanie czasów regulacji regulatorów P+R i PI w badanym układzie, dla zmian zadanej składowej biernej przy stałej składowej czynnej ($0,5P_N$)

Na rysunkach od 6.1 do 6.4 zilustrowano charakterystyki układów regulacji z regulatorem P+R lub PI dla różnych stanów eksploatacyjnych. Przedstawiono na nich zmianę czasu regulacji w zależności od zadanej wartości składowej czynnej lub biernej. Wartość zadanej składowej (tak jak i dla innych przypadków) wyrażonej na charakterystykach w procentach, odnosi się do znamionowej mocy urządzenia. Na rysunku 6.1 zaprezentowano zależność czasu regulacji od zadanej składowej czynnej w czasie rozruchu urządzenia. Wraz ze wzrostem wartości zadanej, czas regulacji w obu wariantach ulegał zwiększeniu. Dla regulatora P+R, dla $0,5P_N$ i większych wartości, czas regulacji wynosił około 30 ms. W przypadku regulatora PI czas regulacji był znacząco dłuższy

i charakteryzował się wzrostem dla całego zakresu zmian parametru. Największą różnicę odnotowano dla mocy znamionowej i wynosiła ona około 20 ms. Najmniejszą – dla $0,6P_N$ około 8 ms.

Na wykresie z rysunku 6.2 przedstawiono zależność czasu regulacji od zadanej wartości składowej czynnej dla skokowej zmiany zadane go obciążenia. W badaniach przyjęto zasadę, że moc zmienia się z $0,5P_N$ na zadaną. Tak jak i w poprzednim przypadku czas regulacji układu z regulatorem PI jest znacząco dłuższy. Najmniejszą różnicę odnotowano dla zmiany na moc maksymalną i wynosiła ona 27 ms. Najmniejsza różnica wynosiła 15 ms dla nastawy $0,3P_N$.

Pozostałe charakterystyki, zilustrowane na rysunkach 6.3 i 6.4, dotyczą pracy układu, gdy zadawana była również składowa bierna prądów linii. Na rysunku 7.4 zobrazowano zmiany czasu regulacji w przypadku zmiany charakteru mocy biernej. W obu przypadkach czas ten zwiększał się, im większa była składowa bierna płynąca w linii w początkowym etapie tego badania. Największa różnica wynosiła około 15 ms dla składowej równej biernej 10% mocy znamionowej. Czas regulacji obu układów ustabilizował się dla około $Q=0,4P_N$ i wyniósł około 35 ms dla P+R i 43 ms dla PI. Zależność czasu regulacji od zmian zadanej składowej biernej w przypadku stałej składowej czynnej zaprezentowano na rysunku 6.4. W tym przypadku czas regulacji zwiększał się wraz ze wzrostem zadanej składowej biernej dla obu regulatorów. Różnice wtedy są najmniejsze i nie przekraczają 10 ms.

W przedstawionych badaniach porównano ze sobą dynamikę pracy regulatorów PI i P+R, pracujących jako regulatory prądu przekształtnika sieciowego. Aby porównanie było zasadne, wartości współczynników wzmocnienia torów proporcjonalnych były równe. W każdym z badanych przypadków regulator PI charakteryzował się uchybem ustalonym, czego nie obserwowano w przypadku regulatora P+R. Z tego powodu regulator PI w takich systemach stosuje się po transformacji do układu dq , gdzie pracuje on na sygnałach stałych.

7. Badania eksperymentalne falownika sprzęgającego źródło energii z siecią niskiego napięcia

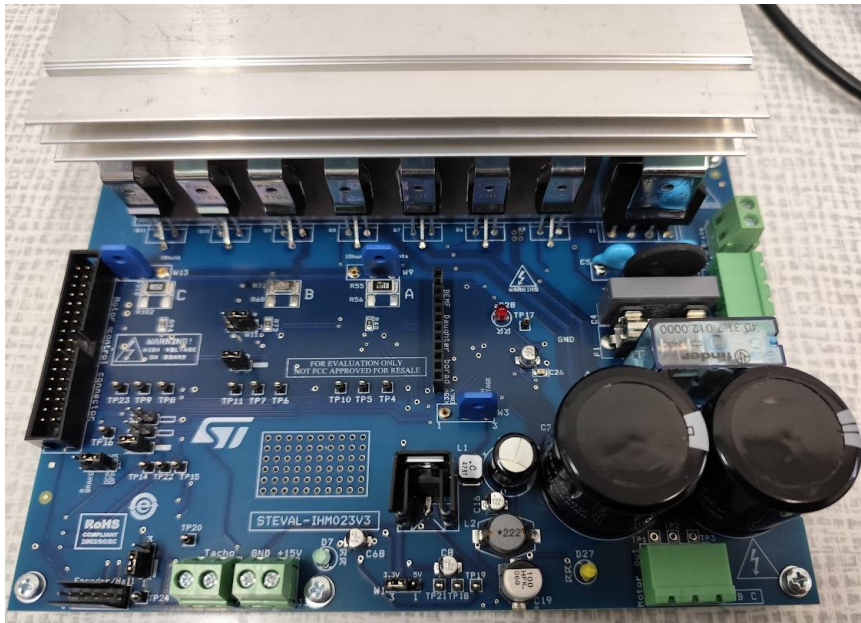
W strukturze stanowiska laboratoryjnego, na którym weryfikowano działanie dyskretnego regulatora P+R wykorzystano regeneracyjny symulator sieci ITECH IT7900 (rys 7.1).



Rys. 7.1. Regeneracyjny symulator sieci ITECH IT7900

Wykorzystanie urządzenia umożliwia dowolne parametryzowanie sieci co do wartości napięcia zasilania oraz jego częstotliwości oraz parametrów linii zasilającej, oraz pozwala wygenerować eksploatacyjne stany pracy sieci – np. wahania napięcia i częstotliwości.

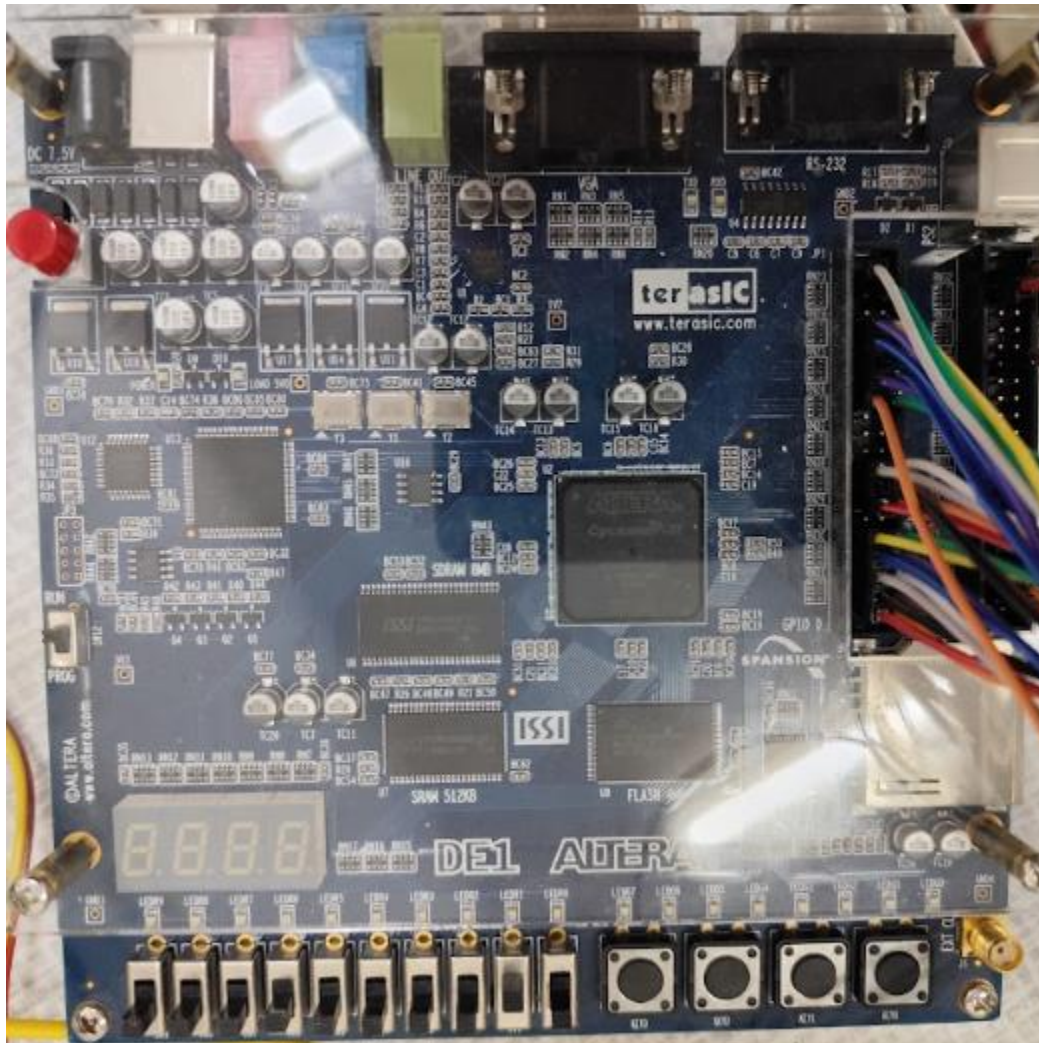
Jako falownik sieciowy, wykorzystano płytę ewaluacyjną STEVAL-IHM023V3 (rys. 7.2).



Rys. 7.2. Płyta ewaluacyjna STEVAL-IHM023V3

Topologia zastosowanego na płycie falownika (trójgałęziowy) nie różni się od typowego falownika sieciowego. Co więcej, wykorzystując jedynie 2 gałęzie, falownik może współpracować z siecią jednofazową. Zastosowane na płycie tranzystory IGBT - STGP10H60DF (prąd kolektora 10 A), pozwalają uzyskać maksymalną moc układu jednofazowego 2,3 kW oraz dla układu trójfazowego 6,9 kW.

Układ regulacji został wykonany jako cyfrowy, wykorzystując platformę FPGA. Zastosowana płyta ewaluacyjna ALTERA DE1 zawiera układ FPGA CYCLONE II (rys 7.3).



Rys. 7.3. Płyta ewaluacyjna ALTERA DE1

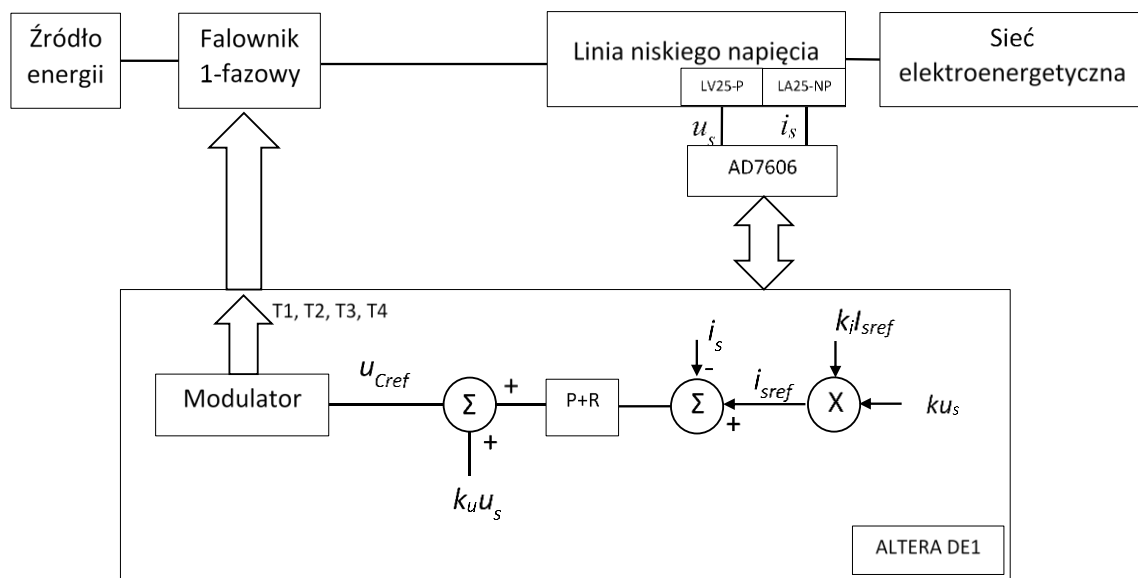
Komunikacja i programowanie układu sterowania odbywa się za pośrednictwem komputera klasy PC z platformą programową Quartus II (oprogramowanie dedykowane do programowania układów programowalnych firmy ALTERA) i protokołu komunikacyjnego JTAG. Pozwala to w czasie rzeczywistym zmieniać i obserwować wybrane parametry układu regulacji (takie jak np. zadany prąd linii) z poziomu komputera.

Ponieważ płyta ALTERA DE1 nie posiada wbudowanego układu przetwornika analogowo cyfrowego, który spełniałby wymagania, zdecydowano o użyciu zewnętrznego układu ADC. Wykorzystany AD7606 to 16-bitowy analogowo-cyfrowy przetwornik (ADC) firmy Analog Devices. AD7606 posiada 8 niezależnych kanałów pomiarowych o rozdzielczości 16 bitów. Może komunikować się z innymi układami cyfrowymi za pośrednictwem protokołu SPI. Dużą zaletą układu jest możliwość komunikacji za pomocą wyjścia równoległego. Znacząco ułatwia to zaprogramowanie układu. Ponieważ dostępne jest jedynie jedno wyjście równoległe, przy wykorzystaniu większej liczby kanałów, musi

ono być multipleksowane przez sterownik. Wejście analogowe przetwornika może być zarówno unipolarne jak i bipolarne.

Do pomiaru napięć i prądów wykorzystano przetworniki odpowiednio LV25-P oraz LA25-NP. Zaletą tego typu przetworników jest separacja galwaniczna obwodu mocy i pomiarowego. Wielkością wyjściową tego typu przetworników jest prąd. Jeżeli zatem prąd ten przepłynie przez bezindukcyjny rezystor pomiarowy o dużej dokładności, uzyskuje się napięcie, które jest proporcjonalne do mierzonej wielkości. Sygnał wyjściowy nie jest przesunięty względem 0, dlatego aby przetworniki prawidłowo współpracowały z układem AD7606, należy zaprogramować wejścia analogowe jako bipolarne.

Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego, przedstawiono na rysunku 7.4.



Rys. 7.4. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego jednofazowego falownika sieciowego

7.1 Testy laboratoryjne układu jednofazowego

Przeprowadzone testy laboratoryjne objęły następujące stany eksploatacyjne sieci elektroenergetycznej:

- rozruch urządzenia do mocy znamionowej,
- skokowa zmiana zadanej mocy,
- praca z częstotliwością napięcia linii zasilającej, inną niż rezonansowa,
- praca z odkształconym napięciem linii zasilającej,
- praca podczas spadku i zapadu napięcia.

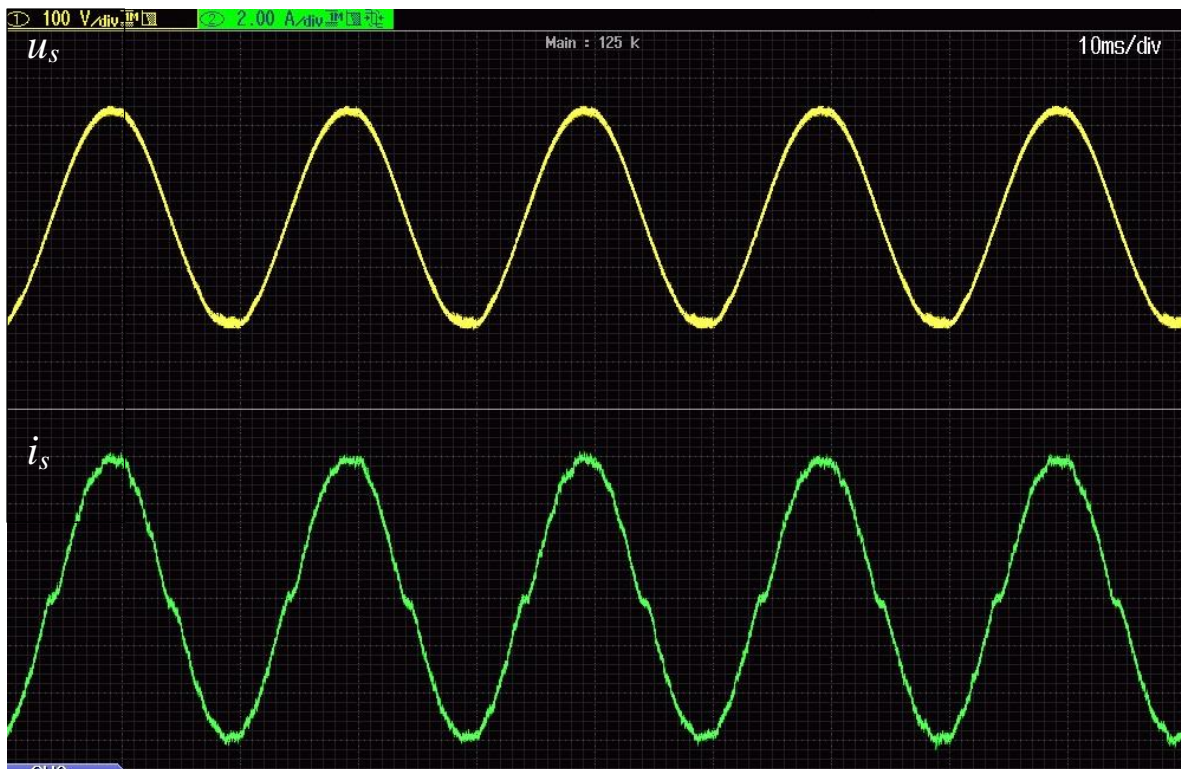
Wykonane testy odnosiły się do zadawanej jedynie składowej czynnej prądu. Wszystkie założenia działania układu regulacji są zbieżne z badaniami symulacyjnymi.



Rys. 7.5. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – zadany prąd linii równy 0 A

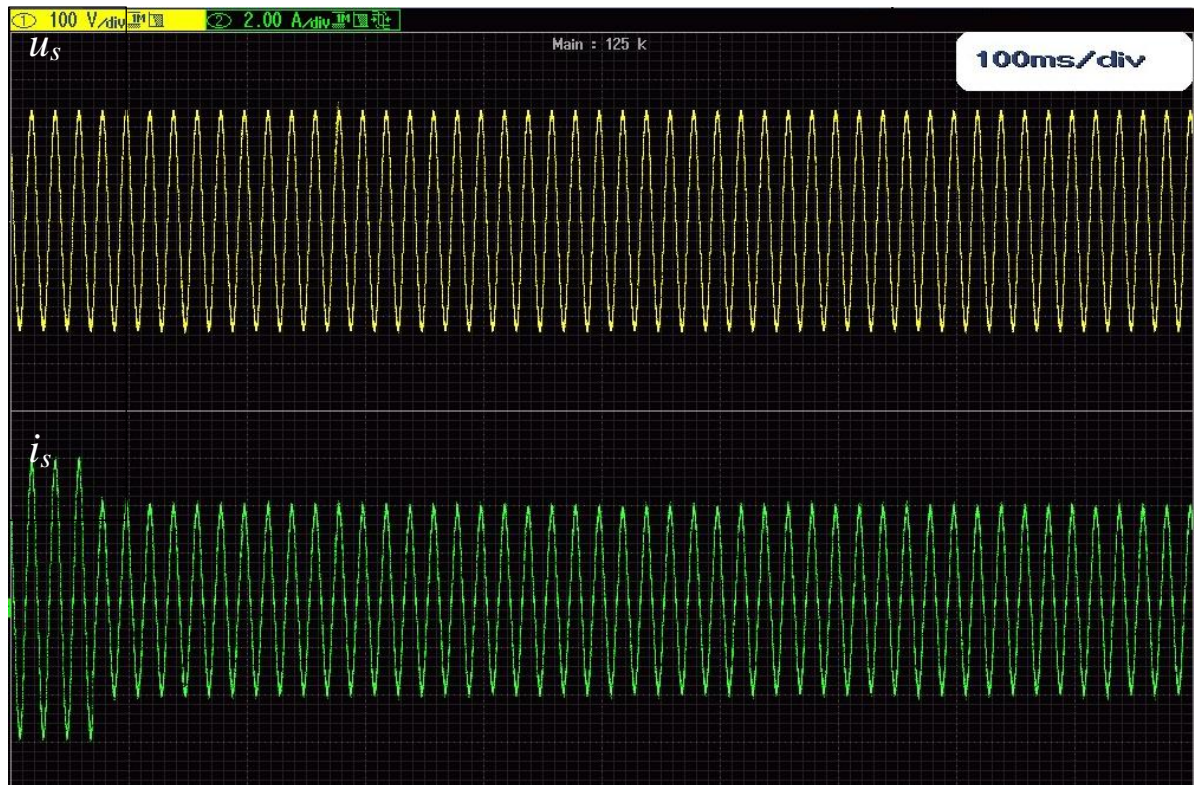


Rys. 7.6. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej - rozruch urządzenia – skokowa zmiana zadanej mocy z 0 na P_N (0 na 6 A amplitudy prądu linii)



Rys. 7.7. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony po rozruchu do mocy P_N (6 A amplitudy prądu linii)

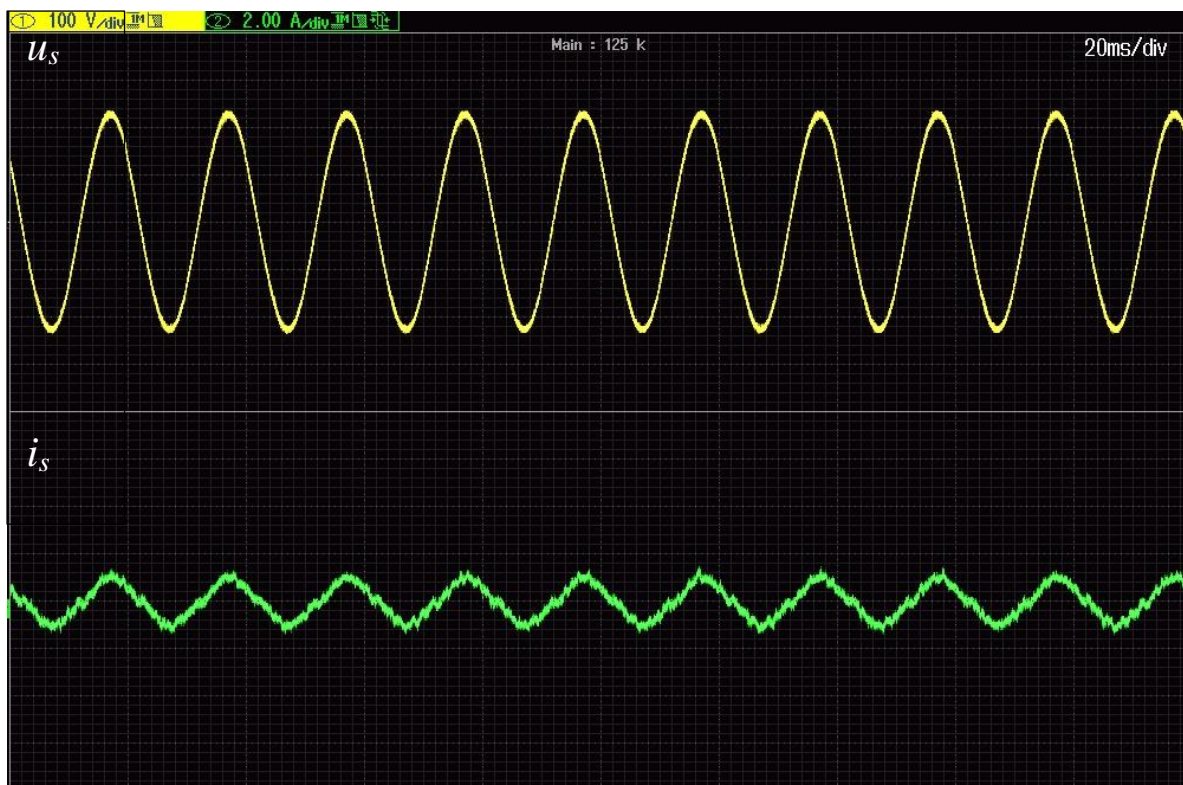
Działanie układu jest prawidłowe. Prąd osiągnął zadane wartości już w pierwszym okresie napięcia zasilania – rysunek 7.6. Jest to rezultat zbliżony z osiągniętym w badaniach symulacyjnych symulacyjnych programu IsSpice, czy symulacji RTS w układzie FPGA. W stanie ustalonym układ pracował stabilnie – nie zaobserwowano zmian amplitudy prądu linii.



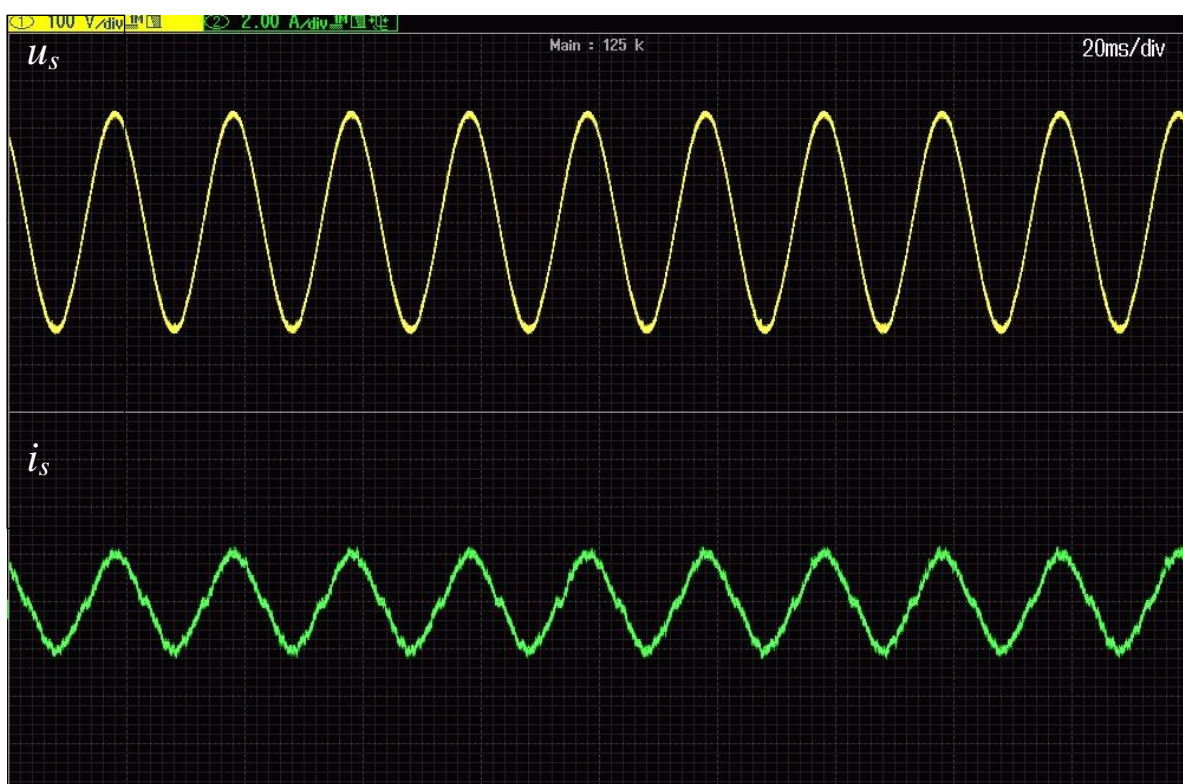
Rys. 7.8. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – skokowa zmiana zadanej mocy z P_N na $0,5P_N$ (6 na 3 A amplitudy prądu linii)

Na rysunku 7.8, przedstawiono przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej w przypadku skokowej zmiany zadanej mocy z P_N na $0,5P_N$. Podobnie jak w przypadku rozruchu urządzenia, prąd osiągnął zadaną wartość w czasie około 500 ms.

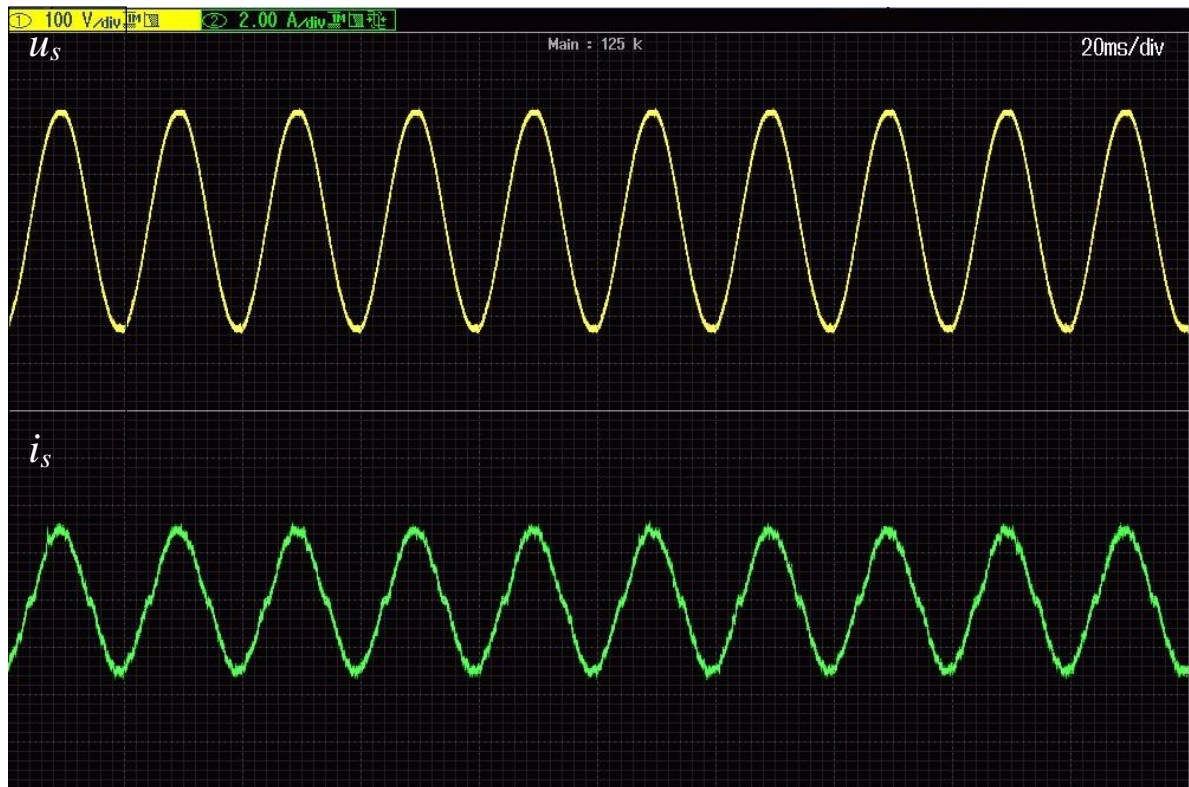
Na kolejnych przebiegach, zaprezentowano napięcie i prąd w stanie ustalonym, dla różnych zadanych mocy (amplitud prądu linii).



Rys. 7.9. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony zadaną amplitudą prądu linii 1 A



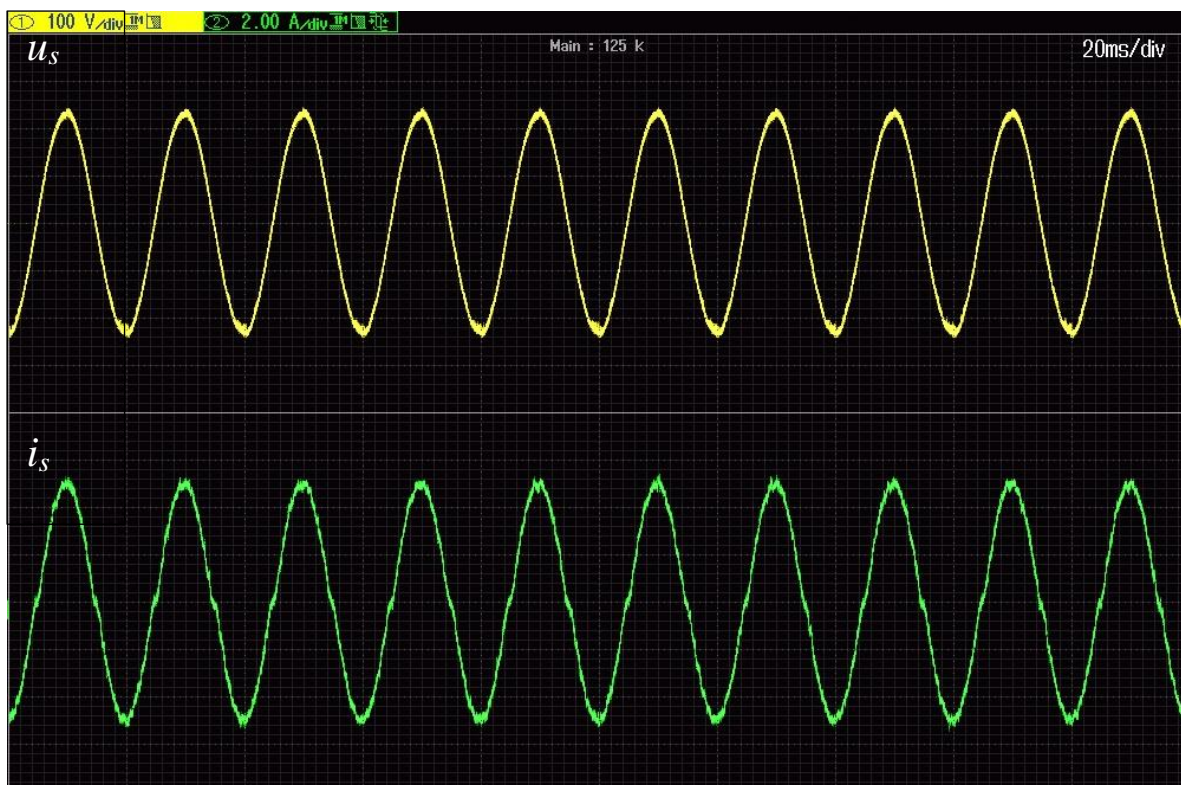
Rys. 7.10. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony zadaną amplitudą prądu linii 2 A



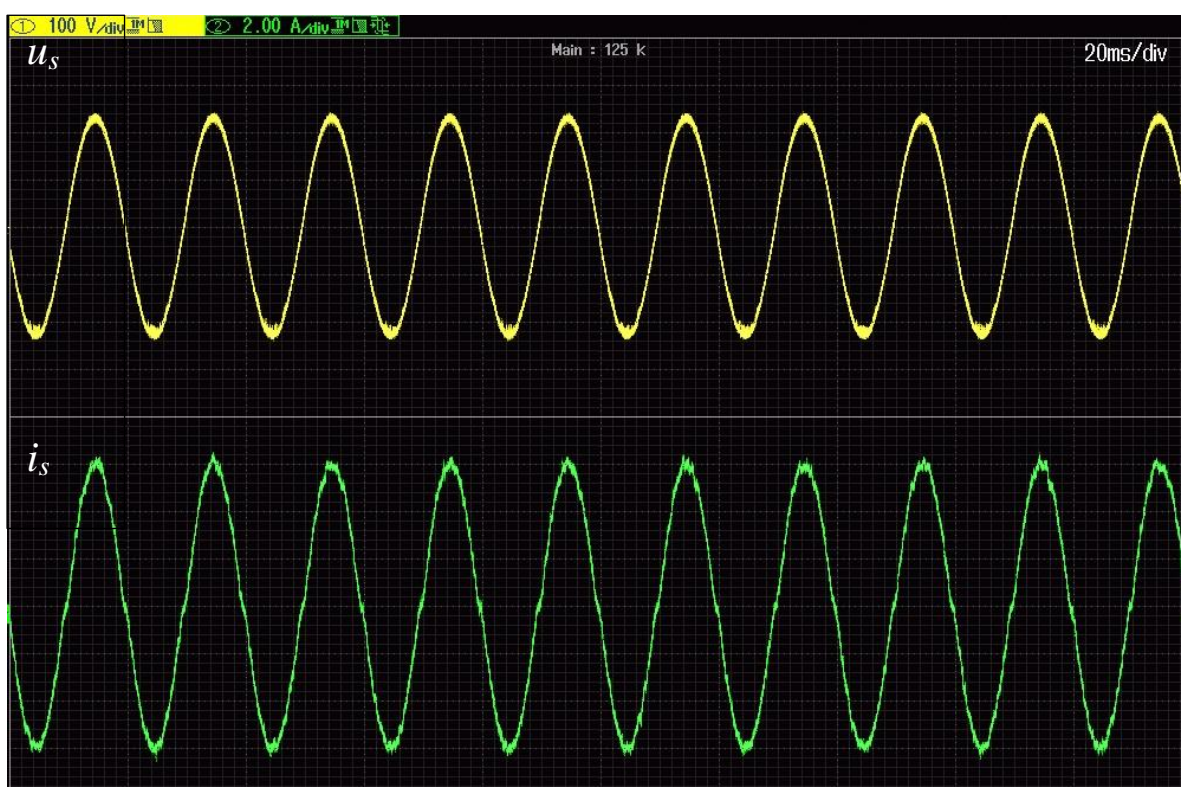
Rys. 7.11. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony z zadaną amplitudą prądu linii 3 A



Rys. 7.12. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony z zadaną amplitudą prądu linii 4 A

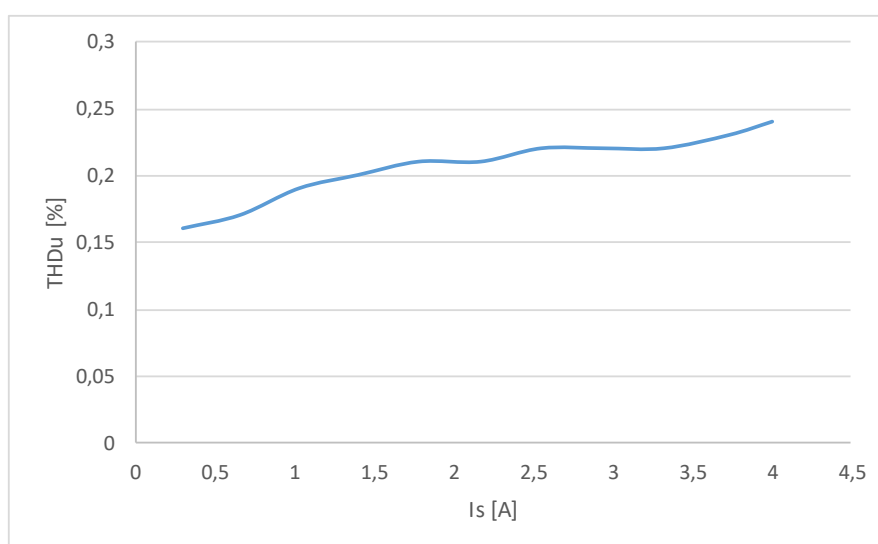


Rys. 7.13. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony z zadaną amplitudą prądu linii 5 A

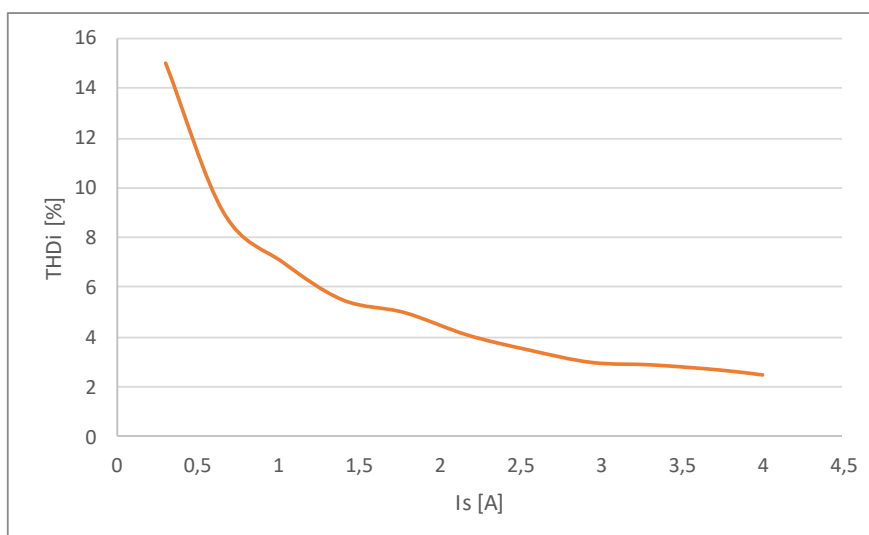


Rys. 7.14. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony z zadaną amplitudą prądu linii 6 A

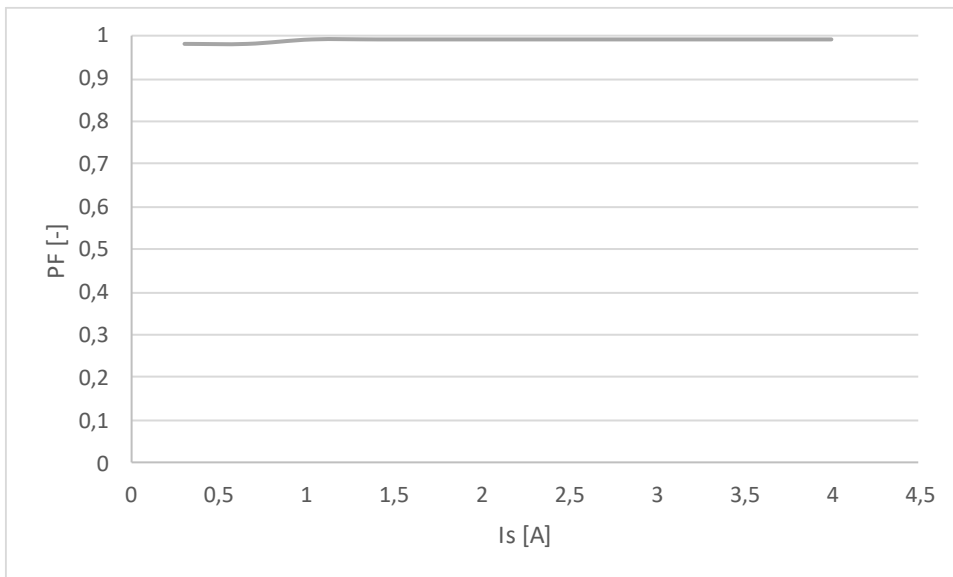
W każdym z przypadków prąd osiągnął zadaną wartość - układ charakteryzował się stabilną pracą. Analizując przebiegi 8.7÷8.12, można stwierdzić, że im większa jest zadana składowa czynna prądu, tym przebiegi prądu są w mniejszym stopniu odkształcone. Odkształcenie prądu wynika z impulsowego charakteru działania układu – oprócz składowej podstawowej występują harmoniczne skupione wokół parzystych wielokrotności częstotliwości pracy tranzystorów. Nie zmieniają one swojej wartości w zależności od zadanego prądu linii. Zatem im większa jest wartość składowej podstawowej tym mniejsza jest względna zawartość harmonicznych – powoduje to widoczną poprawę kształtu przebiegu prądu i zmniejszenie się współczynnika THD_i . Jako wzorzec prądu zastosowano odpowiednio przeskalowany sygnał napięcia linii, dlatego prąd falownika jest z nim w fazie – współczynnik PF jest bliski jedności. Zależność parametrów THD_u , THD_i oraz PF od wartości prądu linii zasilającej przedstawiono na wykresach 7.15 do 8.17.



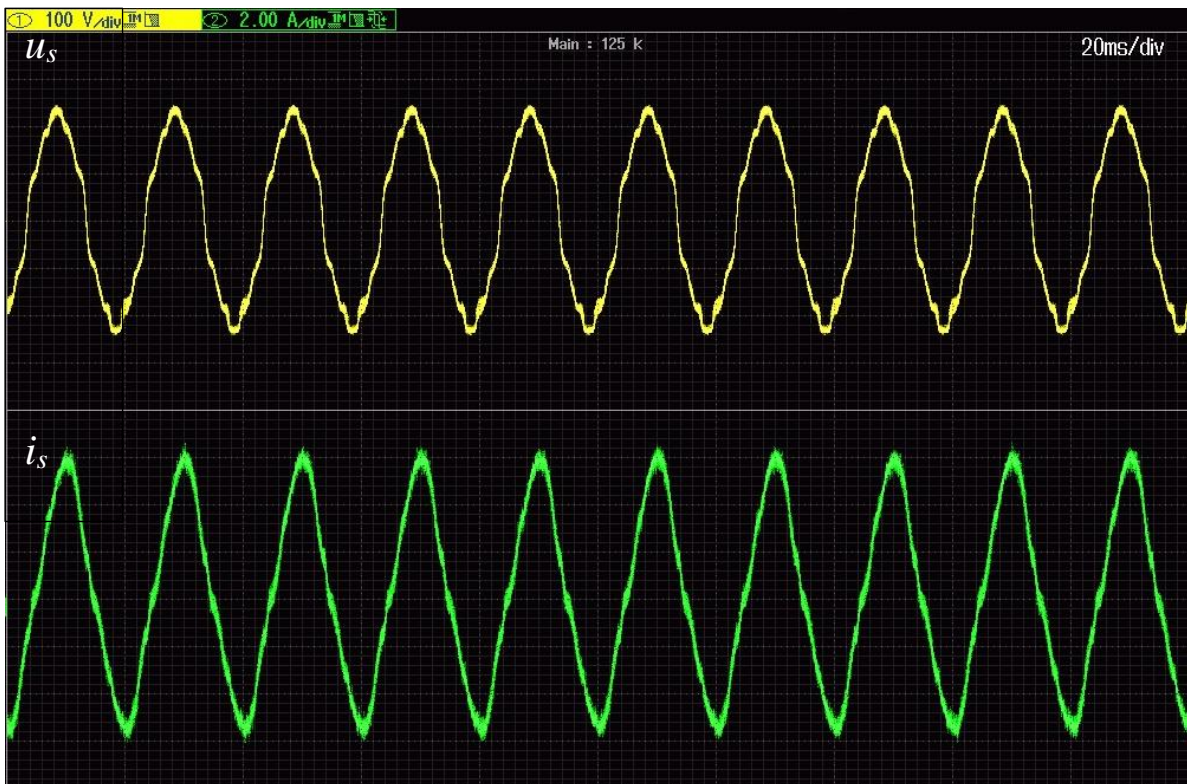
Rys. 7.15. Zależność współczynnika THD_u w funkcji prądu linii zasilającej



Rys. 7.16. Zależność współczynnika THD_I w funkcji prądu linii zasilającej



Rys. 7.17. Zależność współczynnika PF w funkcji prądu linii zasilającej

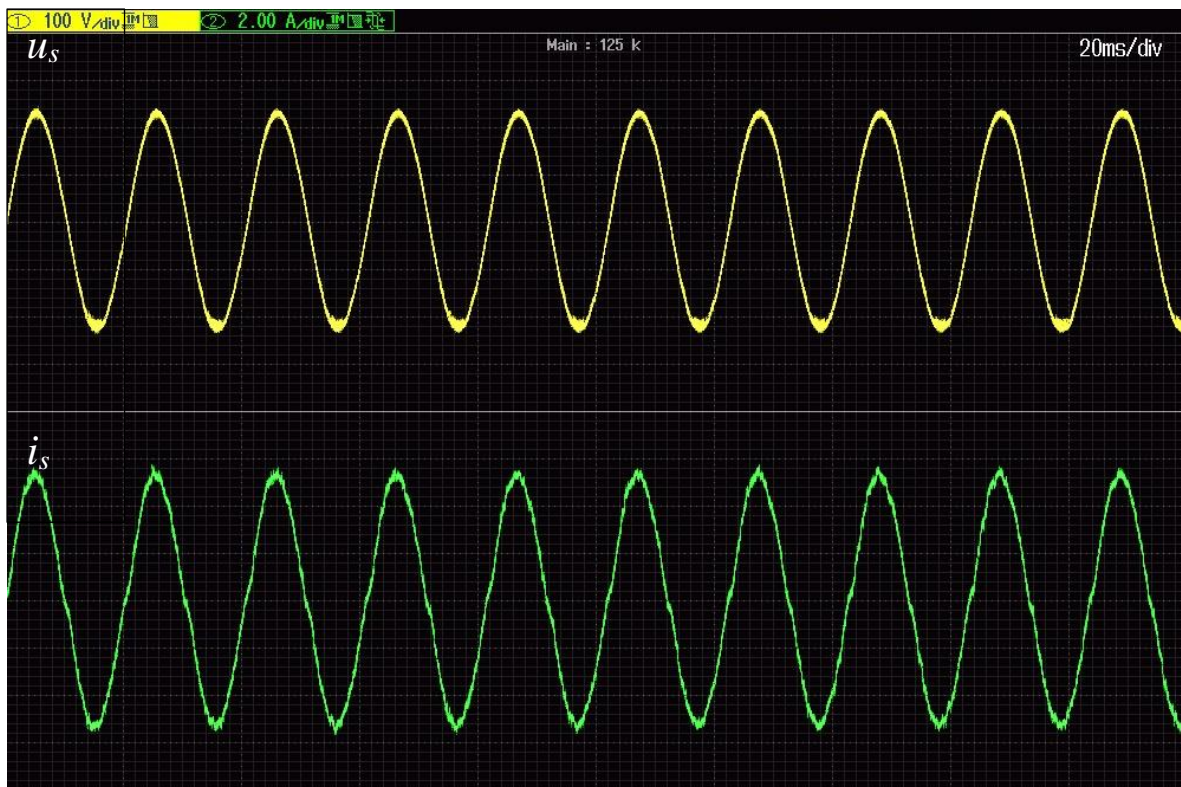


Rys. 7.18. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony przy odkształceniu napięcia zasilania ($THD_u=9\%$) z zadaną amplitudą prądu linii 6 A



Rys. 7.19. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony przy odkształceniu napięcia zasilania ($THD_u=8\%$) zadaną amplitudą prądu linii 6 A

Na rysunkach 7.18 i 7.19 przedstawiono stan ustalony pracy układu przy odkształceniu napięcia zasilania. Przebiegi z rysunku 7.18 dotyczą sytuacji, gdy napięcia jest zniekształcone przez 5. i 7. harmoniczne. Zgodnie z charakterystyką amplitudowo-częstotliwościową regulator powinien je tłumić, czego dowodem jest przebieg prądu, który jest znacznie mniej odkształcony. Przebiegi z rysunku 7.19 dotyczy skrajnej sytuacji, w której napięcie jest odkształcone przez 3. harmoniczną. Również i w tym wypadku jest ona tłumiona przez regulator, ale nie w takim stopniu jak poprzednio. Dodatkowo szczyt prądu jest przesunięty, gdyż regulator przesuwa fazę dla 3. harmoniczną. Pamiętać należy też, że w regulatorze występuje człon P, który tych harmonicznymi nie tłumia.

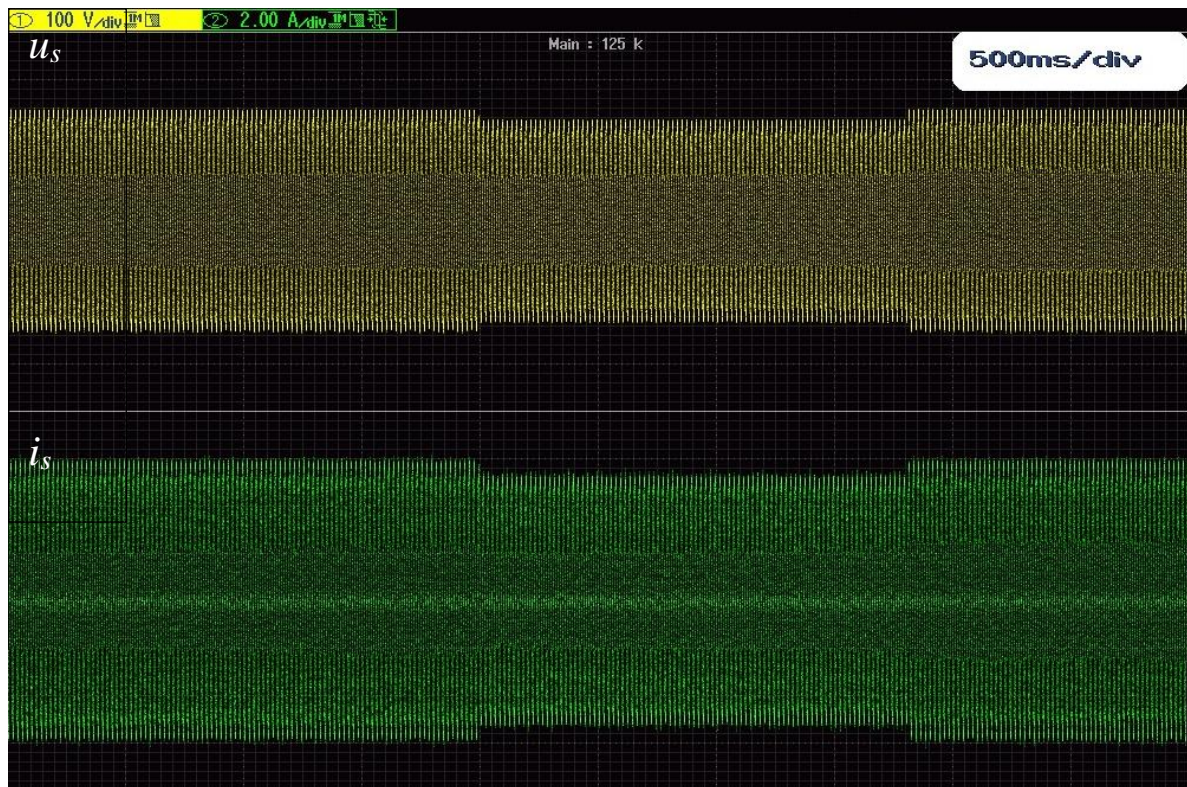


Rys. 7.20. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony dla częstotliwości napięcia zasilania większej niż częstotliwości rezonansowej regulatora ($f=49$ Hz, $f_R=50$ Hz), przy zadanym prądzie linii o amplitudzie 6 A

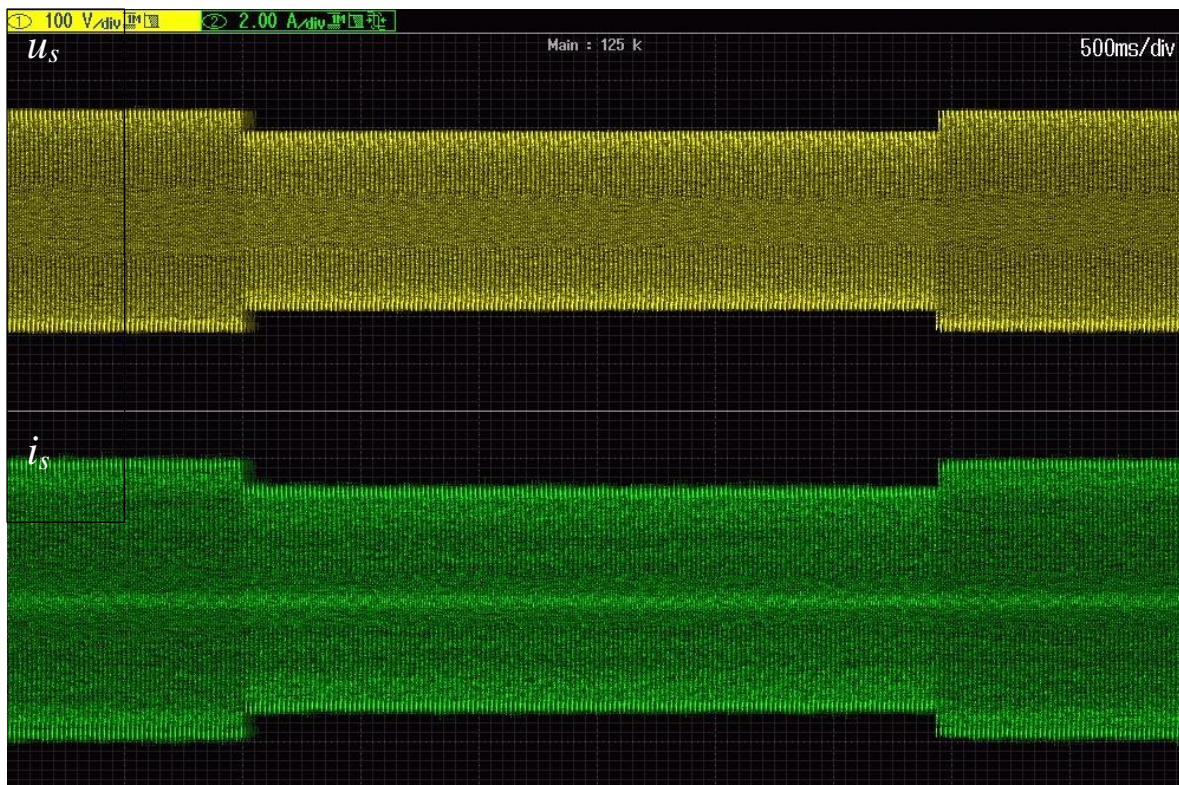


Rys. 7.21. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – stan ustalony dla częstotliwości napięcia zasilania większej niż częstotliwości rezonansowej regulatora ($f=51$ Hz, $f_R=50$ Hz), przy zadanym prądzie linii o amplitudzie 6 A

Napięcie w punkcie przyłączenia falownika do sieci nie jest wartością stałą. Jakkolwiek zmiany te w większości przypadków nie są duże, to mogą mieć one wpływ na pracę układu - co potwierdzają zaprezentowane na rysunkach 7.20 i 7.21 przebiegi. Powstaje przesunięcie fazowe pomiędzy napięciem i prądem, a zatem w linii płynie składowa bierna. Nie zaobserwowano wpływu na amplitudę. Zarówno w przypadku badań symulacyjnych jak i badań symulacyjnych w czasie rzeczywistym nie zaobserwowano takiego zjawiska, ale jak zaznaczono wcześniej, warunki tych badań były mocno wyidealizowane. Gdy częstotliwość napięcia w punkcie przyłączenia była mniejsza od rezonansowej regulatora ($f < f_R$ - rys. 7.20), przebieg prądu wyprzedzał napięcie - składowa bierna prądu miała charakter pojemnościowy, natomiast w odwrotnej sytuacji ($f > f_R$ - rys. 7.21), składowa bierna miała charakter indukcyjny.



Rys. 7.22. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – skokowy spadek napięcia z U_N na $0,9U_N$, zadany prąd linii o amplitudzie 6 A



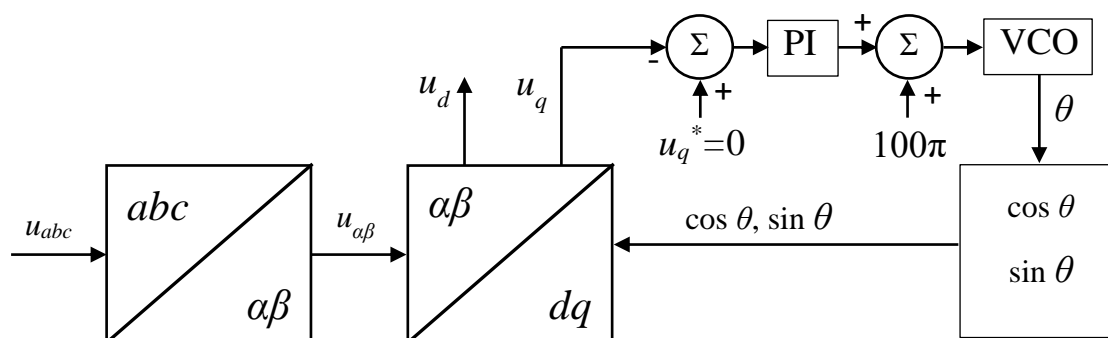
Rys. 7.23. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – skokowy spadek napięcia z U_N na $0,8U_N$, zadany prąd linii o amplitudzie 6 A

Na rysunkach 7.22 i 7.23 przedstawiono zarejestrowane przebiegi podczas skokowych spadków napięcia – odpowiednio o 10 i 20% względem znamionowego. Ponieważ wzorzec przebiegu prądu jest uzyskiwany wprost z pomiaru napięcia, jego spadek spowodował również zmniejszenie amplitudy prądu linii. W związku z tym falownik przekazywał do sieci odpowiednio mniejszą moc. Spadkowi amplitudy prądu można zapobiec stosując do uzyskania wzorcowego przebiegu pętlę synchronizacji fazy PLL. Wtedy spadek mocy będzie mniejszy, ale nadal wystąpi ze względu na spadek napięcia. Gdy napięcie ponownie wzrosło do wartości znamionowej, prąd również wzrósł. Aby w efektywny sposób sterować mocą bierną, należy w tym przypadku zastosować tzw. wirtualną pętlę fazową. Pętla taka, musi generować składowe ortogonalne alfa i beta - składowa alfa jest w fazie z napięciem zasilania i reprezentuje moc czynną. Składowa beta jest przesunięta względem niej o 90 stopni i reprezentuje moc bierną. Mając do dyspozycji sygnały napięcia i prądu w obu tych osiach, można przy użyciu odpowiednich równań arytmetycznych wyznaczyć moc czynną i bierną w linii zasilającej. Wyniki tych obliczeń można zastosować w pętli sterowania mocą czynną i bierną. Tym samym można tak rozbudować układ sterowania, aby był on odporny na zmiany napięcia zasilania i przesyłał do systemu stałą zadaną moc. Składowe ortogonalne łatwo wygenerować w układzie trójfazowym (stosując transformatę Clarke), ale w układzie jednofazowym wymaga to dodatkowego przekształcenia układu 1-

fazowego do ortogonalnego. Można to uzyskać stosując pętle fazowe oparte o *SOGI* (ang. *Second Order Generalized Integrator*), transformatę Hilberta, rejestry opóźniające sygnały o $\frac{1}{4}$ okresu. [33]

7.2 Pętla fazowa SFR-PLL

Istnieje wiele rozwiązań, umożliwiających detekcję fazy napięcia linii zasilającej. Do sterowania przekształtników energoelektronicznych najczęściej stosowane metody oparte są na synchronicznym układzie odniesienia *SRF* (ang. *Synchronous Reference Frame*) [51-56]. Polega ona na transformacji naturalnego układu trójfazowego do wirującego układu dwufazowego *dq*. Z definicji stosuje się je właśnie w układach trójfazowych, ale stosując odpowiednią metodę generacji składowej ortogonalnej do napięcia linii zasilającej, można ją zastosować w układzie jednofazowym. Na rysunku 7.24, przedstawiono schemat ideowy *SFR* dla układu trójfazowego – pętla jest wstępnie dostrojona do napięcia o częstotliwości 50 Hz.



Rys. 7.24. Ideowy schemat metody *SRF*

Blok z oznaczeniem *abc/alpha beta* odpowiada transformacji Clarke (opisanej równaniem(4.3)), natomiast blok *alpha beta/dq* transformacji Park'a. Zastosowano generator częstotliwości sterowany napięciem VCO (ang. *Voltage Controlled Oscillator*), przestrajany regulatorem PI. Blok oznaczony $\cos \theta, \sin \theta$ generuje sygnały cosinusa i sinusa na podstawie sygnału wyjściowego generatora VCO.

Napięcia linii zasilającej tworzą symetryczny układ trójfazowy:

$$u_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \sin \omega t \\ U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ U_m \sin(\omega t - 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

W wyniku transformacji Clarke, otrzymuje się stacjonarny układ dwufazowy:

$$u_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \cos \omega t \\ U_m \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Stosując transformację Park'a, uzyskuje się składowe wirujące dq :

$$u_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\omega} t & \sin \hat{\omega} t \\ -\sin \hat{\omega} t & \cos \hat{\omega} t \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

$$\begin{cases} u_d = u_\alpha \cos \hat{\omega} t + u_\beta \sin \hat{\omega} t \\ u_q = -u_\alpha \sin \hat{\omega} t + u_\beta \cos \hat{\omega} t \end{cases}$$

Dalej można zapisać:

$$\begin{cases} u_d = U_m \cos \omega t \cdot \cos \hat{\omega} t + U_m \sin \omega t \cdot \sin \hat{\omega} t \\ u_q = -U_m \cos \omega t \cdot \sin \hat{\omega} t + U_m \sin \omega t \cdot \cos \hat{\omega} t \end{cases} \quad (7.4)$$

$$\begin{cases} u_d = U_m \cos(\omega t - \hat{\omega} t) \\ u_q = U_m \sin(\omega t - \hat{\omega} t) \end{cases} \quad (7.5)$$

Przyjmując:

$$\begin{cases} \omega t = \theta \\ \hat{\omega} t = \hat{\theta} \end{cases} \quad (7.6)$$

uzyskuje się:

$$\omega t - \hat{\omega} t = \theta - \hat{\theta} = \Delta\theta \quad (7.7)$$

Ostatecznie:

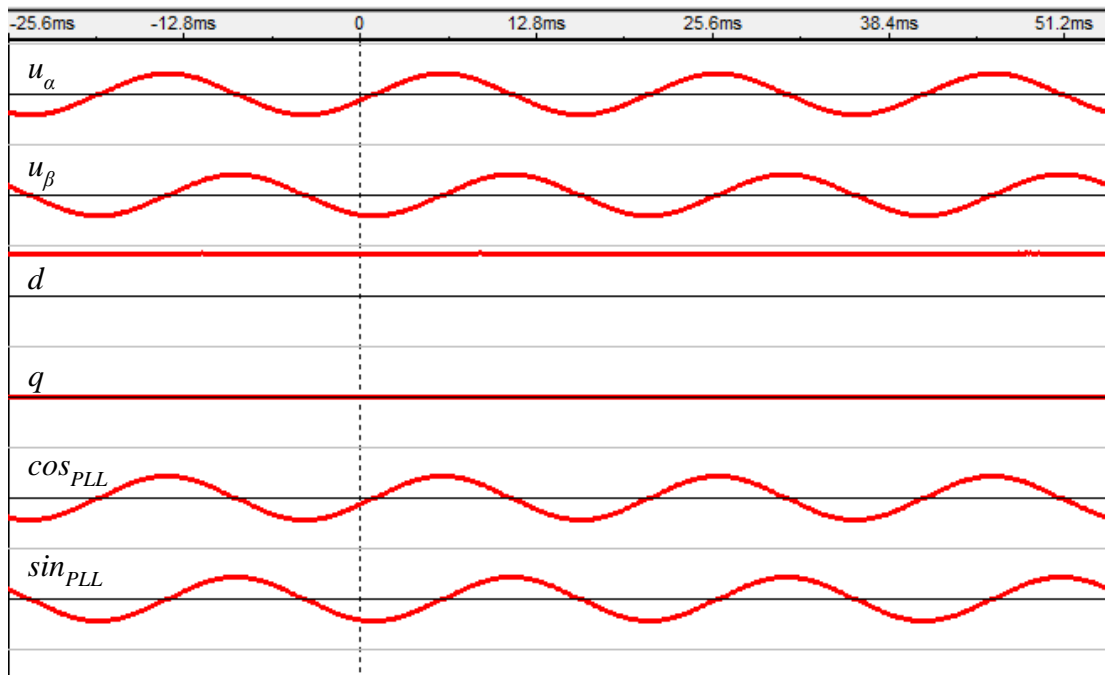
$$\begin{cases} u_d = U_m \cos \Delta\theta \\ u_q = U_m \sin \Delta\theta \end{cases} \quad (7.7)$$

Wobec tego, jeżeli sygnały u_α i $\cos \hat{\omega}t$ są ze sobą w fazie (oraz analogicznie u_β i $\sin \hat{\omega}t$) to $\Delta\theta=0$, a wartości składowych dq :

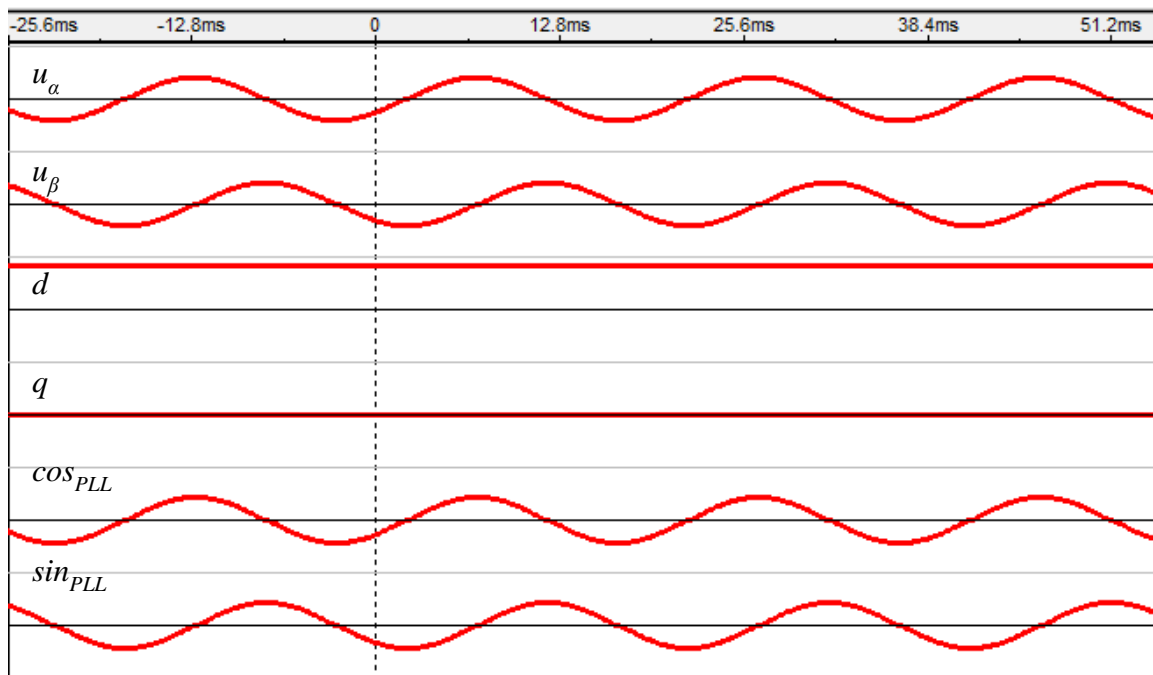
$$\begin{cases} u_d = U_m \\ u_q = 0 \end{cases} \quad (7.8)$$

U układzie pętli fazowej SRF z rysunku 7.24, jako uchyb traktuje się składową q napięcia (ze znakiem minus). Sygnał ten jest podawany na wejście regulatora PI, którego zadaniem jest tak przestroić generator VCO, aby zniwelować przesunięcie fazowe między synchronizowanym napięciem a generowanym sygnałem $\cos \hat{\omega}t$. Skutkuje to uzyskaniem składowej q równej 0. Sygnały d i q , mogą zawierać składową zmienną, która może wystąpić w związku z asymetrią zasilania lub odkształcenia napięcia. Aby ją wyeliminować, stosuje się filtry dolne przepustowe o częstotliwości granicznej 10 Hz. Ten parametr ma taką wartość, gdyż najmniejsza częstotliwość jaka może wystąpić wynosi 2ω , co jest związane z możliwą asymetrią napięcia. Dzięki temu zostanie ona skutecznie wyeliminowana.

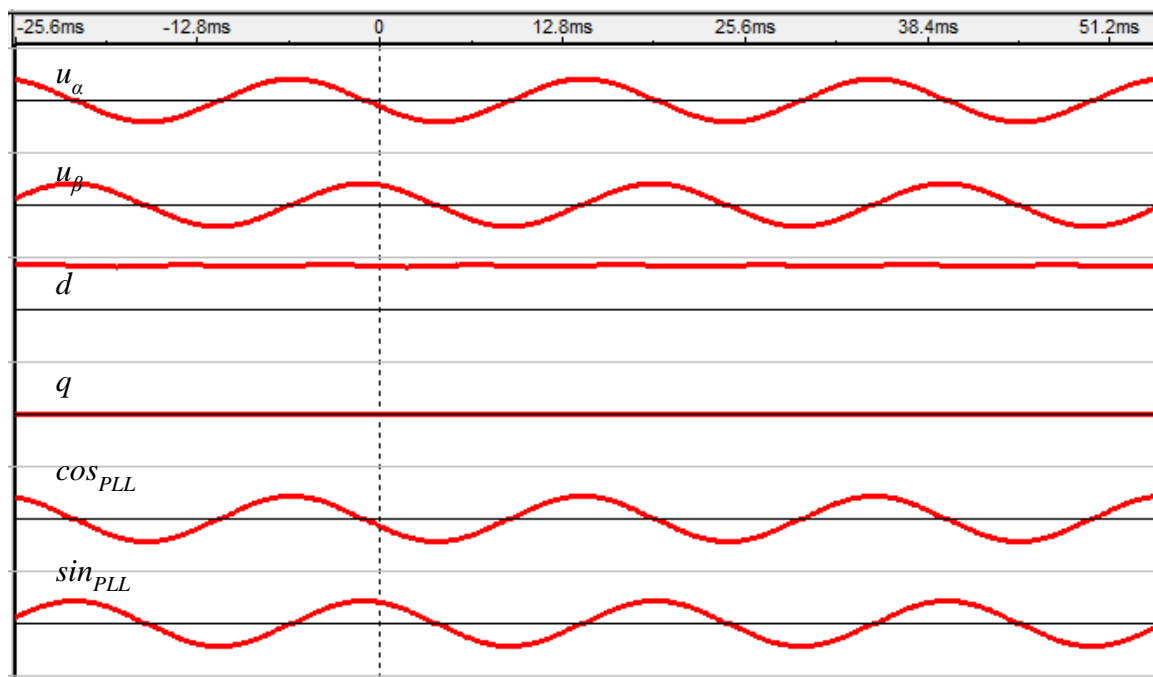
Pętlę fazową w zaprezentowanej formie (rys. 7.24), zaimplementowano do układu FPGA i wykonano podstawowe testy. Pętla została wstępnie dostrojona do napięcia o częstotliwości 50 Hz. Dlatego przeprowadzono testy, jak będzie działać w przypadku odchyłek częstotliwości, a także w sytuacji, gdy występuje odkształcenie napięcia.



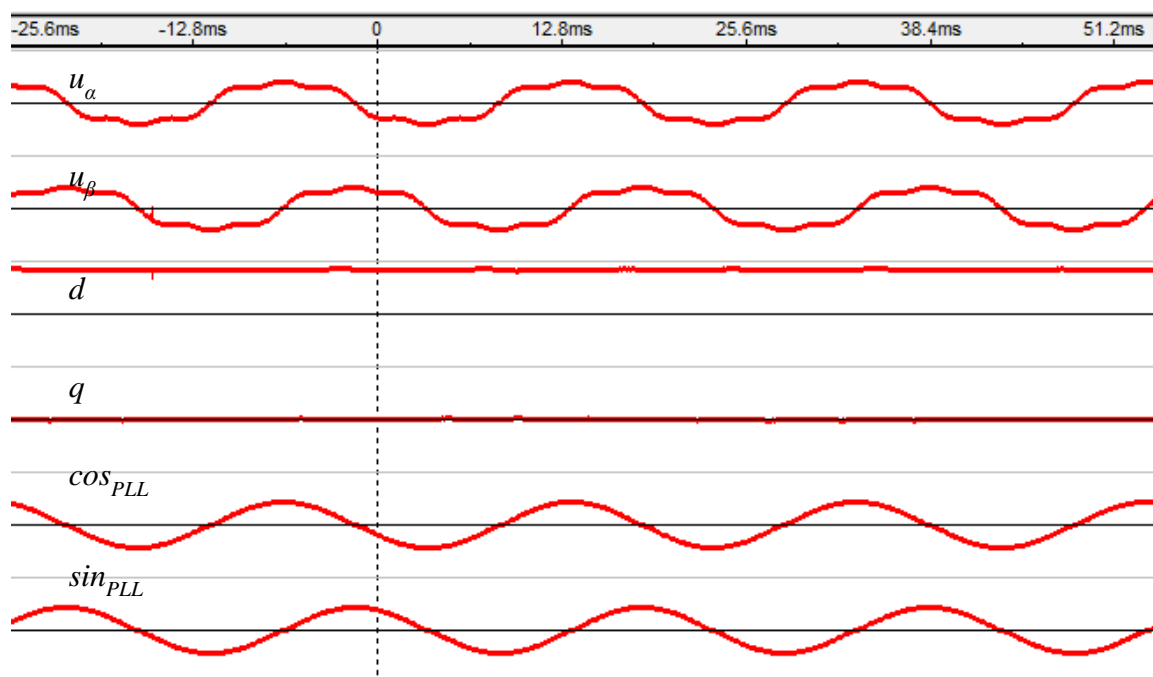
Rys. 7.25. Przebiegi sygnałów w pętli fazowej, dla częstotliwości napięcia zasilania 50 Hz w stanie ustalonym



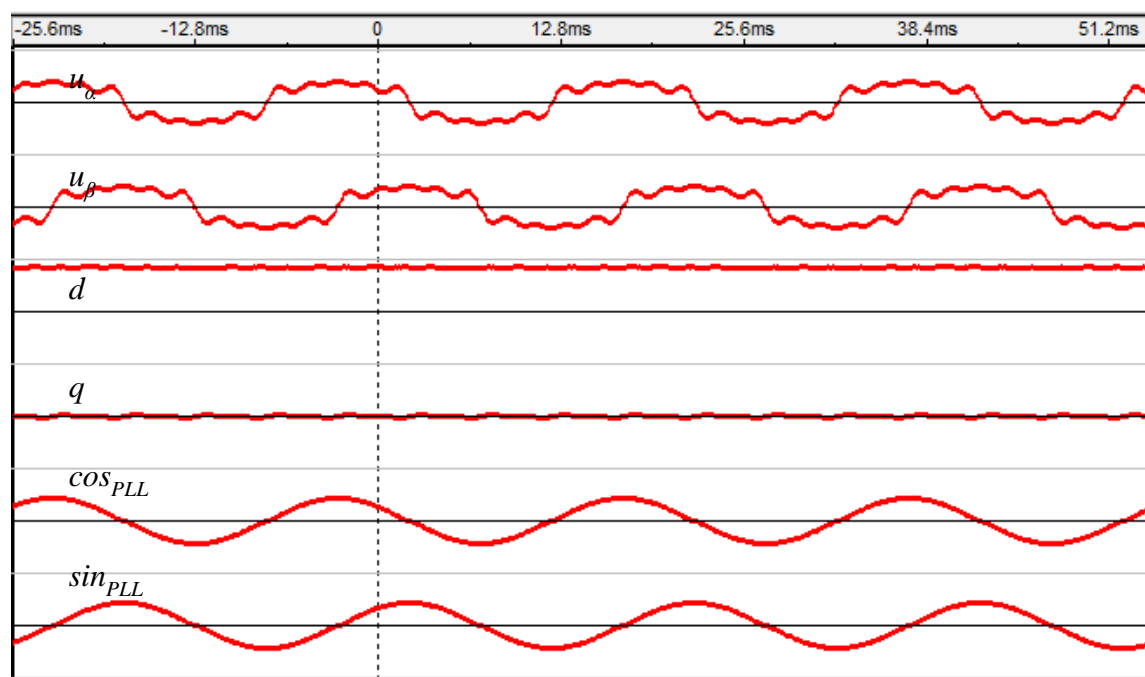
Rys. 7.26. Przebiegi sygnałów w pętli fazowej, dla częstotliwości napięcia zasilania 51 Hz w stanie ustalonym



Rys. 7.27. Przebiegi sygnałów w pętli fazowej, dla częstotliwości napięcia zasilania 49 Hz w stanie ustalonym



Rys. 7.28. Przebiegi sygnałów w pętli fazowej, dla częstotliwości napięcia zasilania 50 Hz oraz odształcenia napięcia harmonicznymi rzędów $h=3,5$ (o amplitudzie względnej 14% każda) w stanie ustalonym



Rys. 7.29. Przebiegi sygnałów w pętli fazowej, dla częstotliwości napięcia zasilania 50 Hz oraz odształcenia napięcia harmonicznymi rzędów $h=3,5,7,9$ (o amplitudzie względnej 14% każda) w stanie ustalonym

7.3 Generator kwadraturowy do synchronizacji 1-fazowego falownika sieciowego

Innym sposobem na uzyskanie sygnałów na potrzeby poprawnego sterowania mocą czynną i bierną w linii zasilającej jest zastosowanie generatora kwadraturowego przedstawionego w [57]. Działa on w oparciu o jednofazowe napięcie linii zasilającej.

Sygnały ortogonalne wytwarzane są w oparciu o reguły trygonometryczne i pełnią one rolę synchronizatora falownika z siecią. Składowe ortogonalne napięcia sieci otrzymywane są w strukturze pętli synchronizacji fazy PLL opisanej w literaturze [58-60]. W pętli tej wykorzystywane są sygnały kwadraturowe, których obliczenia wykonuje zmodyfikowany generator kwadraturowy wykorzystujący standardowe formuły trygonometryczne:

$$\cos 2\omega t = 1 - 2 \sin^2 \omega t \quad (7.9)$$

$$\sin 2\omega t = 2 \sin \omega t \cos \omega t \quad (7.10)$$

W tym wypadku, aby skorzystać z powyższych tożsamości do budowy pętli fazowej, należy założyć że sygnały wewnętrzne pętli wirują z częstotliwością podwojoną względem sieciowej.

Przebieg napięcia jednofazowej linii zasilającej można zapisać wzorem (7.11).

$$u_S(t) = U_m \sin \omega t \quad (7.11)$$

Przyjmując, że układ $\alpha\beta$ opisany jest równaniem (7.2), oraz korzystając z zależności (7.9) i (7.10) oraz przyjmując prędkości wirowania $2\omega t$ można zapisać:

$$u_{\alpha 200\pi}(t) = U_m \cos 2\omega t = U_m (1 - 2 \sin^2 \omega t) = U_m - 2U_m \sin \omega t \sin \omega t \quad (7.12)$$

$$u_{\beta 200\pi}(t) = U_m \sin 2\omega t = 2U_m \sin \omega t \cos \omega t = 2U_m \sin \omega t \cos \omega t \quad (7.13)$$

Jeżeli przyjąć, że w końcowych równaniach jeden z czynników iloczynów $\sin\omega t \cdot \sin\omega t$ oraz $\sin\omega t \cdot \cos\omega t$ jest sygnałem napięcia jednofazowego linii, a drugi jest generowany jako sygnał wewnętrzny pętli to równania (7.12) i (7.13) są prawdziwe jedynie w stanie ustalonym, gdy sygnały te są ze sobą zsynchronizowane. Do synchronizacji tych sygnałów może posłużyć transformacja do składowych dq , przy założeniu, że sygnały ortogonalne α i β uzyskane zgodnie z (7.12) i (7.13), wirują z częstotliwością dwukrotnie większą niż częstotliwość napięcia sieciowego. Można zapisać:

$$u_{\alpha 200\pi}(t) = U_m - 2U_m \sin \omega t \sin \hat{\omega} t \quad (7.14)$$

$$u_{\beta 200\pi}(t) = 2U_m \sin \omega t \cos \hat{\omega} t \quad (7.15)$$

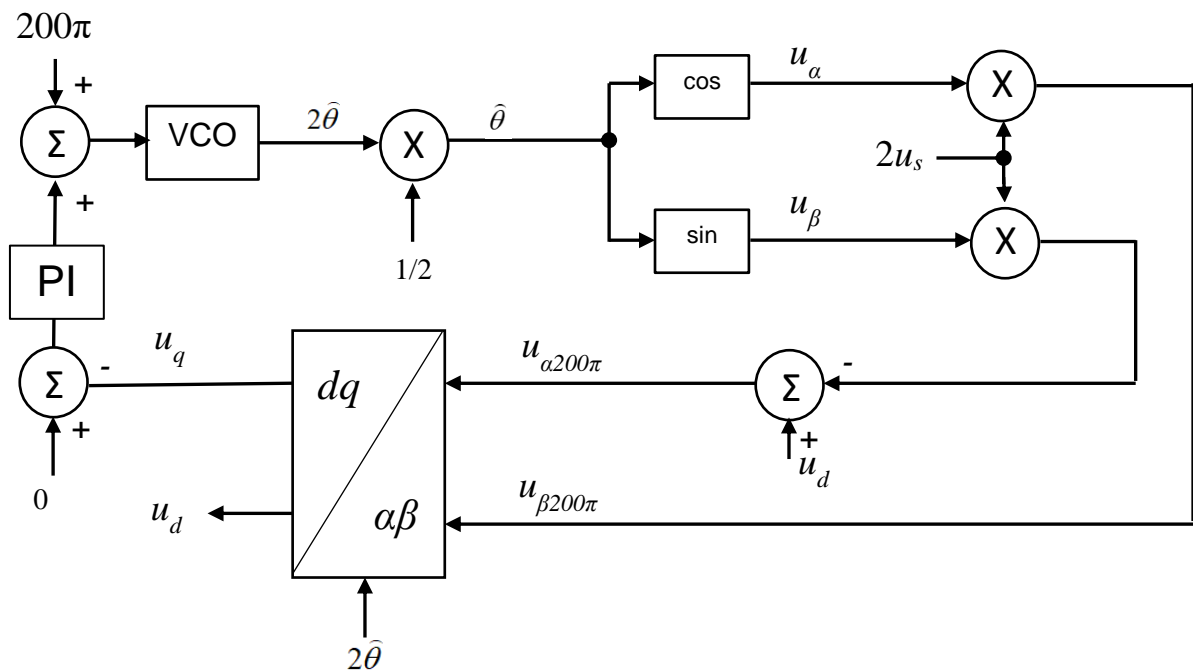
Podstawiając (8.6):

$$u_{\alpha 200\pi}(t) = U_m - 2U_m \sin \theta \sin \hat{\theta} \quad (7.16)$$

$$u_{\beta 200\pi}(t) = 2U_m \sin \theta \cos \hat{\theta} \quad (7.17)$$

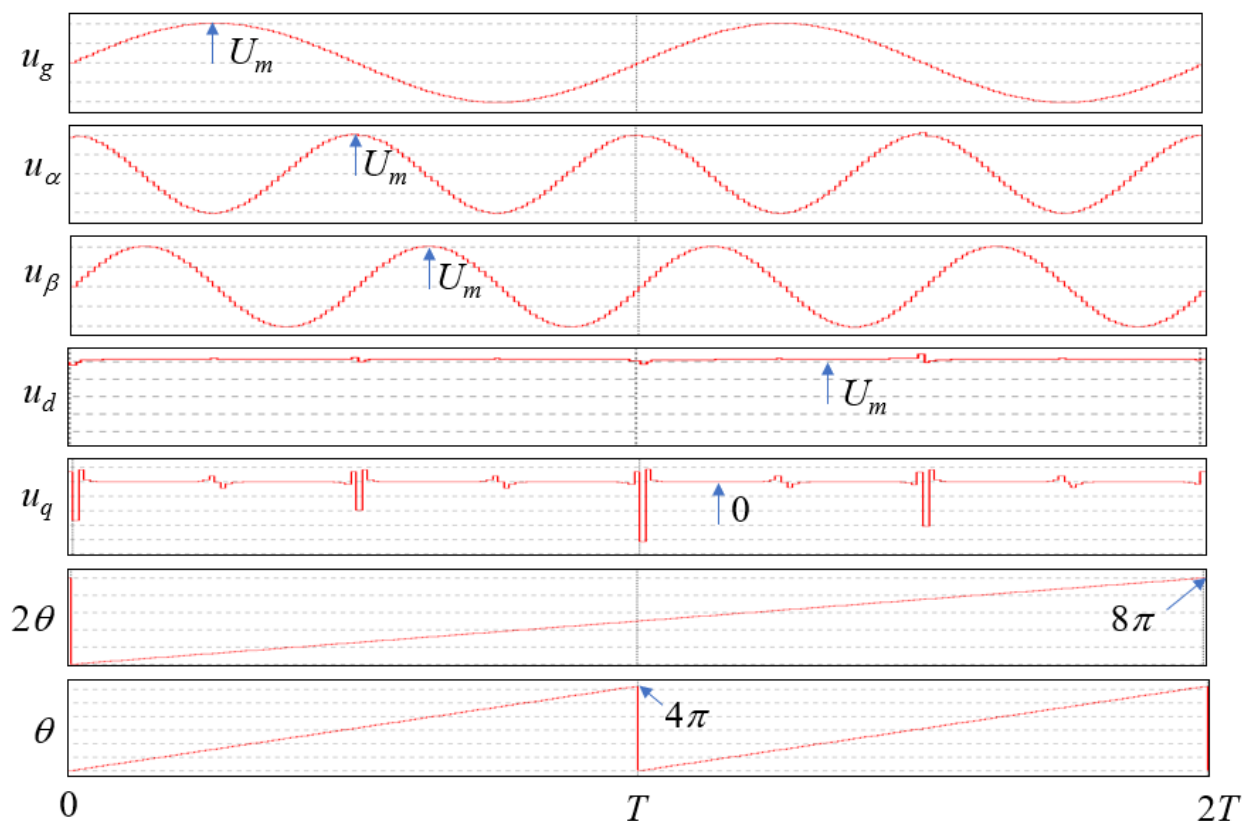
W przekształceniu dq , w sytuacji gdzie uzyskano synchronizację, składowa d jest równa amplitudzie napięcia wejściowego (7.11). Dlatego w realizacji sprzętowej równania (7.16) można zamiast wartości U_m użyć składowej d .

$$u_{\alpha 200\pi}(t) = u_d - 2U_m \sin \theta \sin \hat{\theta} \quad (7.18)$$



Rys. 7.30. Struktura zastosowanego generatora kwadraturowego

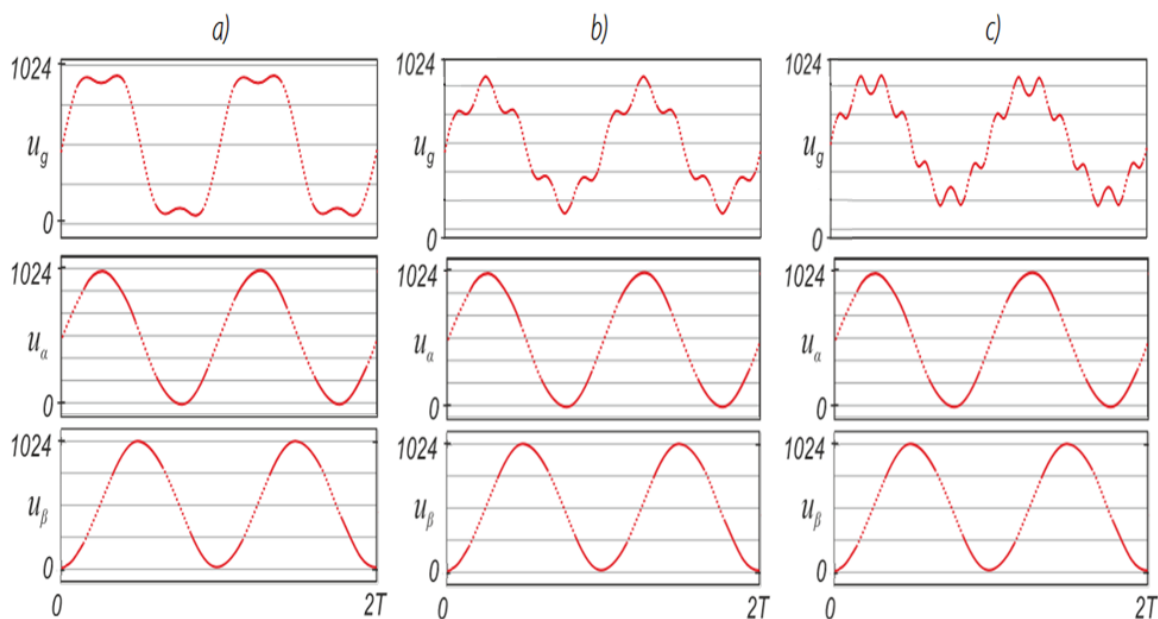
Opracowana struktura synchronizatora, została zaimplementowana w układzie FPGA firmy Altera rodziny Cyclone II. Pozwoliło to na wykonanie badań w systemie czasu rzeczywistego, gdzie jednostki projektowe realizujące poszczególne bloki układu regulacji działały współbieżnie i mogły być testowane wstępnie na cyfrowym modelu falownika [36]. Wykorzystując narzędzie Signal Tap Logic Analyser II zarejestrowano sygnały cyfrowe działającego systemu PLL w stanach statycznych i dynamicznych. Pierwszy z badanych przypadków odnosi się do stanu statycznego, gdzie napięcie sieci jest sinusoidalne. Na rysunku 7.31 pokazano przebiegi sygnałów synchronizatora.



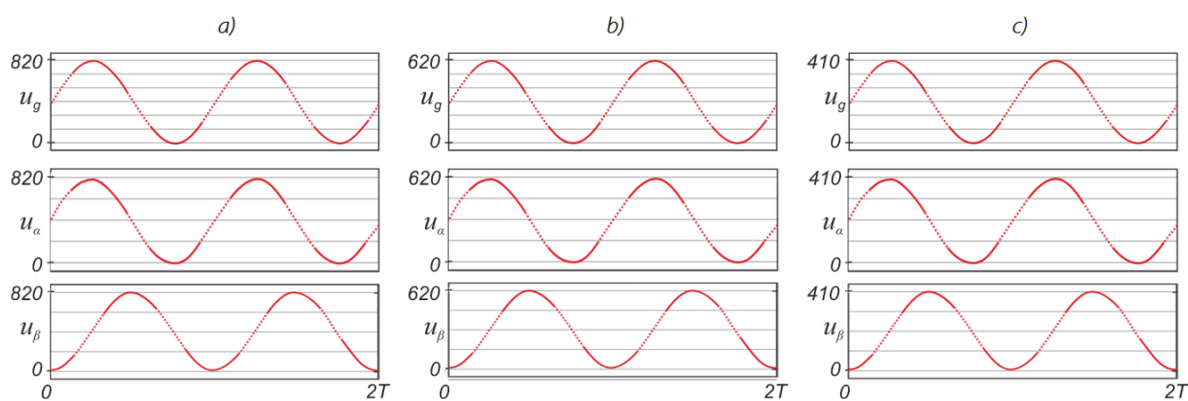
Rys. 7.31. Przebiegi zaproponowanego synchronizatora w stanie ustalonym

Sygnał wejściowy u_g jest zamodelowany sygnałem cyfrowym jako wielkość 10-bitowa ze znakiem, reprezentującym sinusoidalny przebieg o częstotliwości 50 Hz. Sygnały u_α i u_β zarejestrowano jako sygnały o częstotliwości dwukrotnie większej niż napięcia zasilania i o przesunięciu fazowym $\pi/2$, tym samym potwierdzając założenia opracowanego generatora kwadraturowego. Na przebiegach składowej u_d oraz składowej u_q w PLL występują zakłócenia przy przejściu przez zero sygnałów kwadraturowych. Wiąże się to z zaokrągleniami małych wartości sygnału i z cyfrowej reprezentacji danych.

Przeprowadzono badania odpowiedzi systemu synchronizacji na sygnał wejściowy zakłócony składowymi harmonicznymi. Zarejestrowane sygnały cyfrowe stanowiące odpowiedź PLL na sinusoidalny sygnał wejściowy zakłócony harmoniczną trzecią, piątą i siódmą o amplitudzie równej 0,2 amplitudy składowej podstawowej, pokazano na rysunku 7.32.



Rys. 7.32. Przebiegi napięcia zasilania oraz sygnałów ortogonalnych zaproponowanego synchronizatora System synchronizacji dla sygnału wejściowego zawierającego harmoniczne trzecią (rys. 7.32.a), piątą (rys. 7.32.b) i siódmą (rys. 7.32.c) w prawidłowy sposób odtwarza sygnały kwadraturowe. Zakładając, że składowa podstawowa ma amplitudę jednostkową i że jest zapisana jako 10-bitowy wektor cyfrowy bez znaku, uzyskanie sygnałów sinusoidalnego i kosinusoidalnego o amplitudzie zapisanej na 10-bitowym słowie równej 512 przy składowej stałej równej 512 odpowiadają wartościom składowej podstawowej jednostkowego sygnału wejściowego.



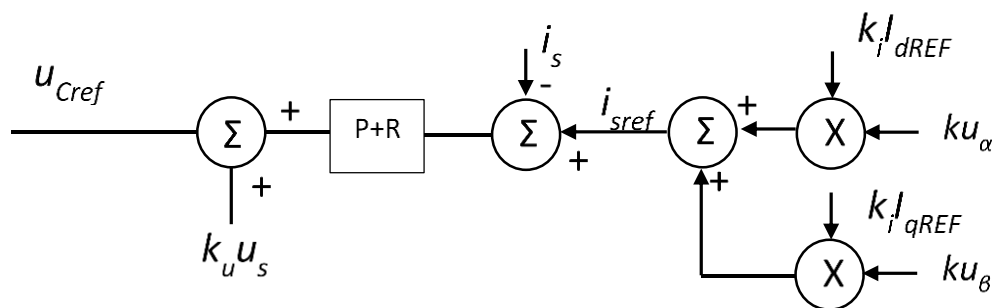
Rys. 7.33. Przebiegi napięcia zasilania oraz sygnałów ortogonalnych zaproponowanego synchronizatora Na rysunku 7.33 przedstawiono odpowiedzi systemu PLL na sygnał wejściowy o różnych wartościach amplitudy względem sygnału jednostkowego. Testy przeprowadzono przy założeniu sygnału jednostkowego zapisanego na 10-bitach jako liczba bez znaku. Zarejestrowane sygnały cyfrowe dotyczą amplitud sygnału wejściowego, odpowiadających wartościom 0,8; 0,6 oraz 0,4 amplitudy jednostkowej składowej podstawowej. Uzyskane

sygnały kwadraturowe odtwarzają w prawidłowy sposób amplitudę sygnału wejściowego oraz charakteryzują się właściwym przesunięciem fazowym.

Wyniki eksperymentu wykonanego w systemie cyfrowym czasu rzeczywistego zweryfikowały poprawność założeń, jakie przyjęto dla zaproponowanego systemu PLL. Uzyskane przebiegi są zgodne z założeniami sygnałów kwadraturowych i system w stanie ustalonym pozostaje w stanie synchronizacji. W kolejnym etapie badań wykonano testy jednofazowego przekształtnika fotowoltaicznego z układem regulacji, w którym zaimplementowany został zaprojektowany generator kwadraturowy

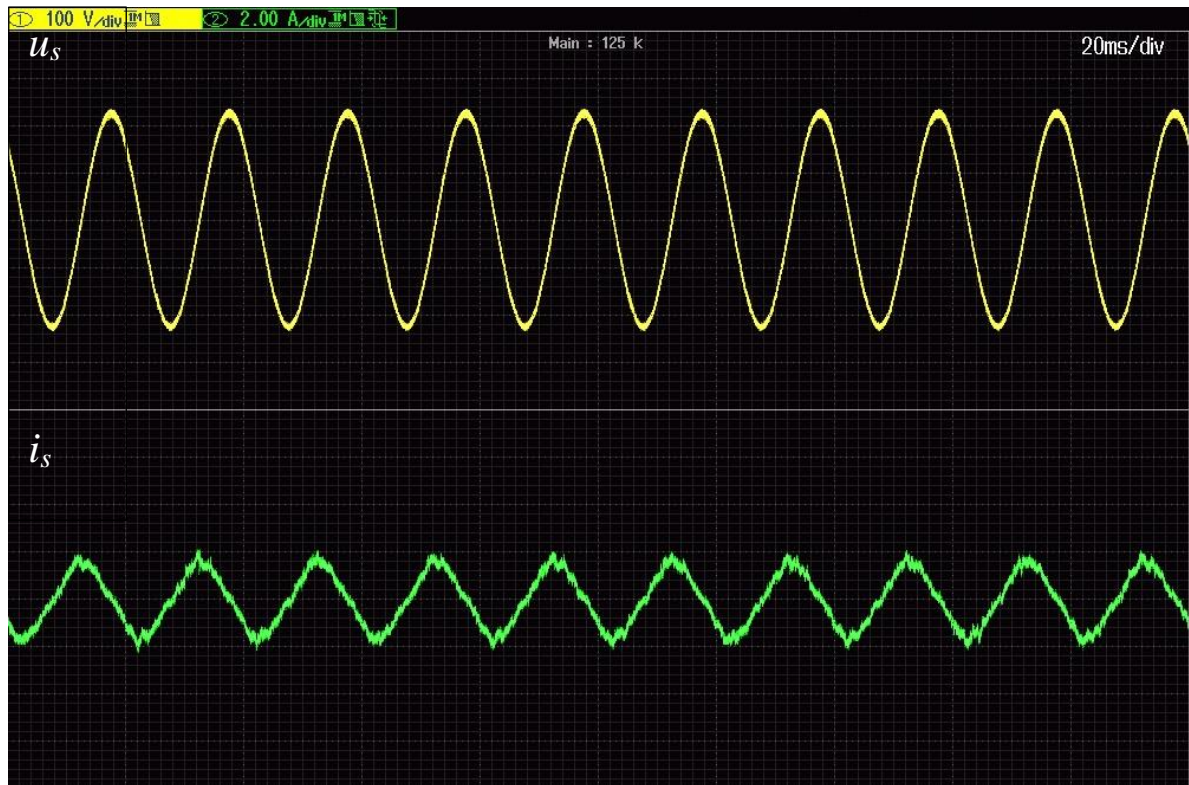
7.4 Układ falownika 1-fazowego z możliwością zadawania składowej czynnej i biernej

Zaproponowany generator kwadraturowy został zaimplementowany do układu regulacji falownika 1-fazowego. Składowe ortogonalne, będące wynikiem jego działania posłużyły do zadawania składowych prądu – czynnej (będącej w fazie z napięciem zasilania) i biernej (przesunięta względem napięcia o 90°). Modyfikację układu regulacji zaprezentowano na rys. 7.34.

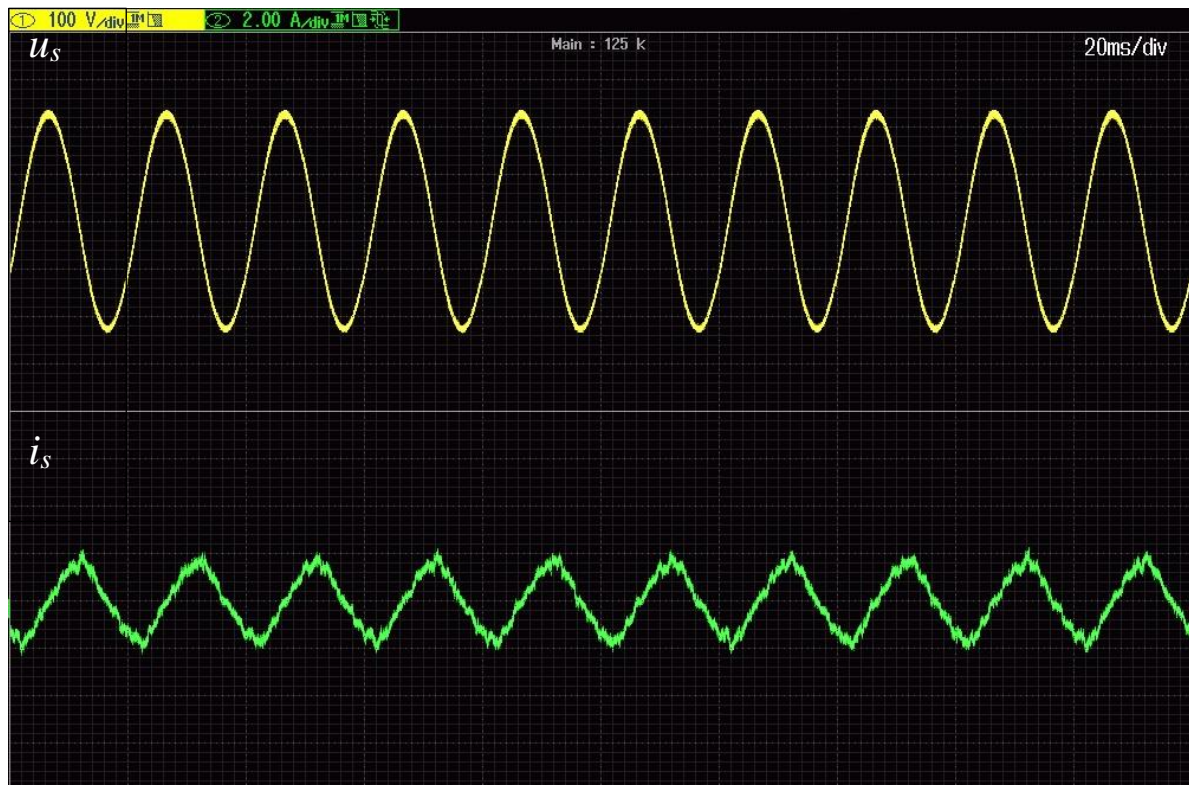


Rys. 7.34. Układ regulacji falownika 1-fazowego z możliwością zadawania składowej czynnej i biernej prądu linii zasilającej

Na przebiegach z rysunków 7.35 i 7.36 zarejestrowano przebiegi, gdy przez linię zasilającą płynie składowa bierna, której amplituda odpowiada amplitudzie składowej czynnej dla przyjętej mocy znamionowej. Odpowiednio na przebiegach z rys. 7.35 składowa bierna ma charakter pojemnościowy a na 7.36 indukcyjny. Referencyjna wartość składowej czynnej była równa 0. Równocześnie w linii może płynąć zarówno składowa czynna jak i bierna – co zaprezentowano na przebiegach z rys. 7.37 i 7.38



Rys. 7.35. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – zadanie składowej biernej prądu linii o charakterze pojemnościowym o amplitudzie 2A



Rys. 7.36. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – zadanie składowej biernej prądu linii o charakterze indukcyjnym o amplitudzie 2A



Rys. 7.37. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – zadana składowa czynna o amplitudzie 2A i składowa bierna o amplitudzie 1,8A o charakterze pojemnościowym

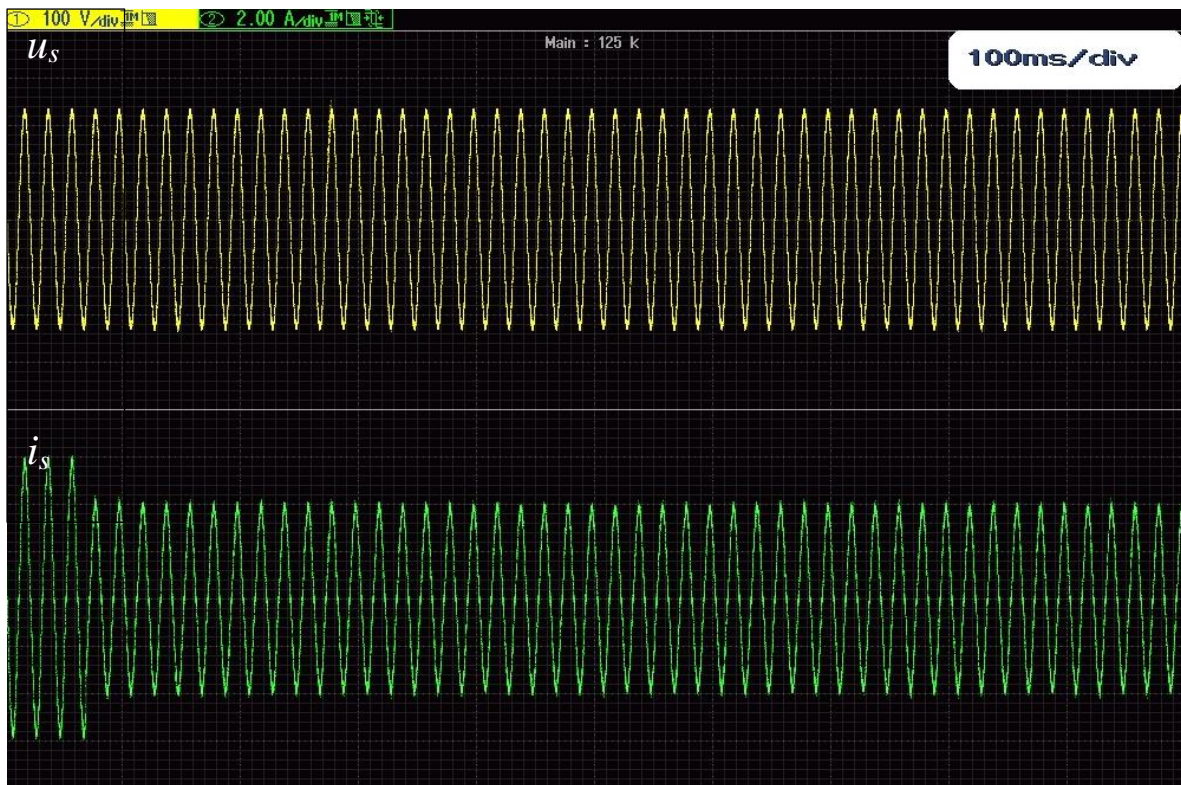


Rys. 7.38. Przebiegi napięcia i prądu linii zasilającej – zadana składowa czynna o amplitudzie 2A i składowa bierna o amplitudzie 1,8A o charakterze indukcyjnym

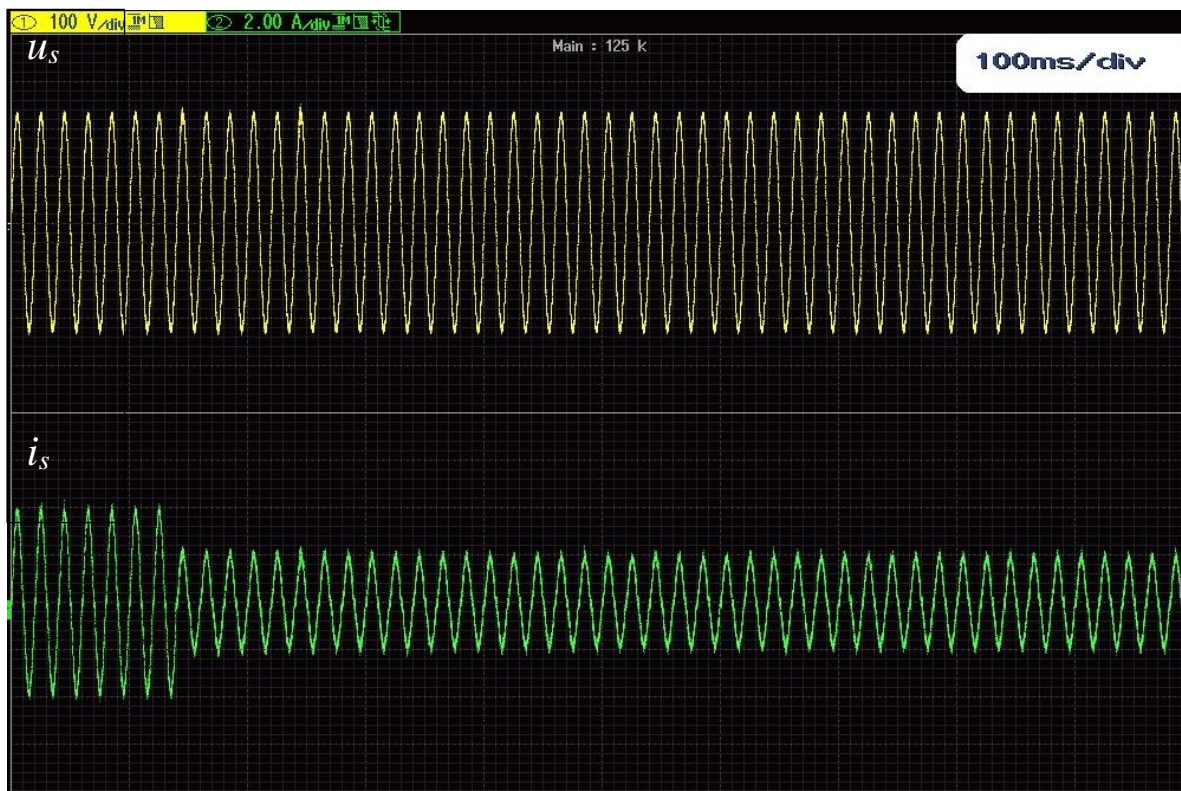
Efektywne sterowanie mocą w linii zasilającej falownik wymaga dodatkowej implementacji regulatorów mocy. Zostało to zrealizowane w analogiczny sposób jak podczas przeprowadzonych badań w czasie rzeczywistym dla układu trójfazowego (rys. 5.19). Moce obliczone były według równań 5.20.



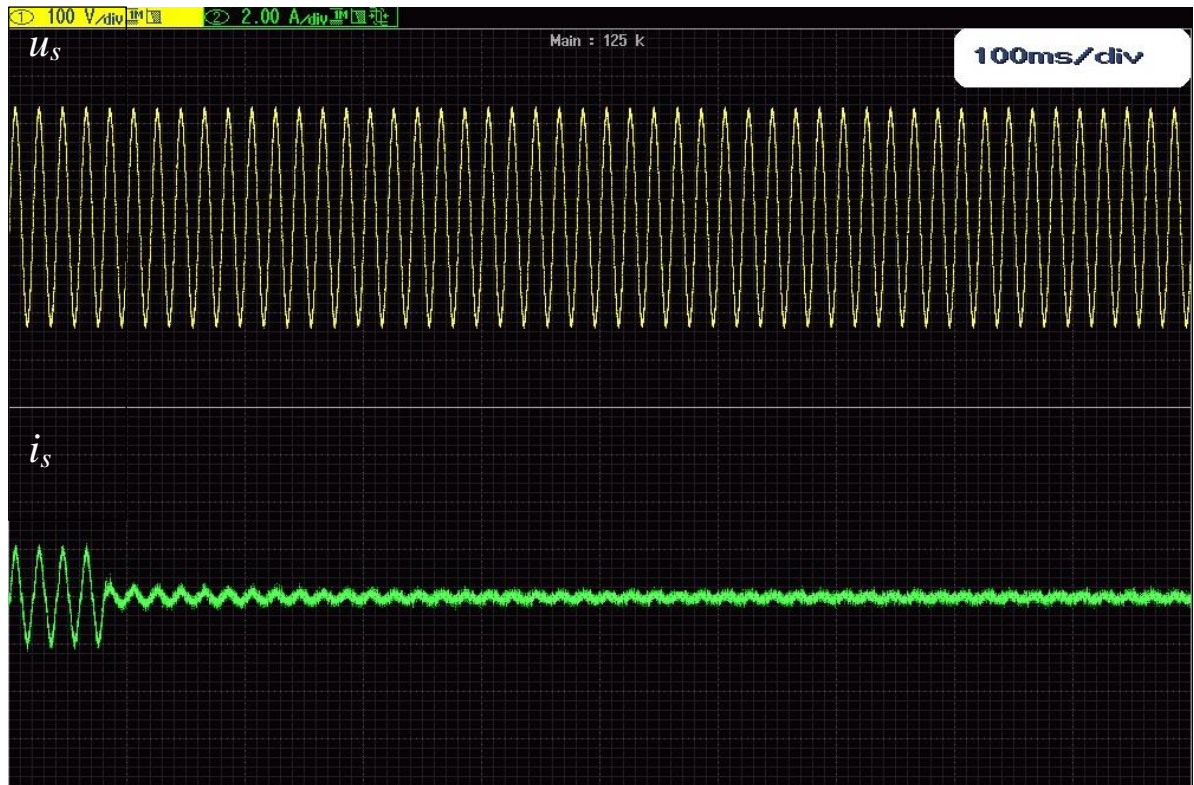
Rys. 7.39. Przebiegi napięcia i prądu w linii zasilającej, przy skokowej zmianie zadanej mocy czynnej z 0 na P_N



Rys. 7.40. Przebiegi napięcia i prądu w linii zasilającej, przy skokowej zmianie zadanej mocy czynnej z P_N na $0,67P_N$



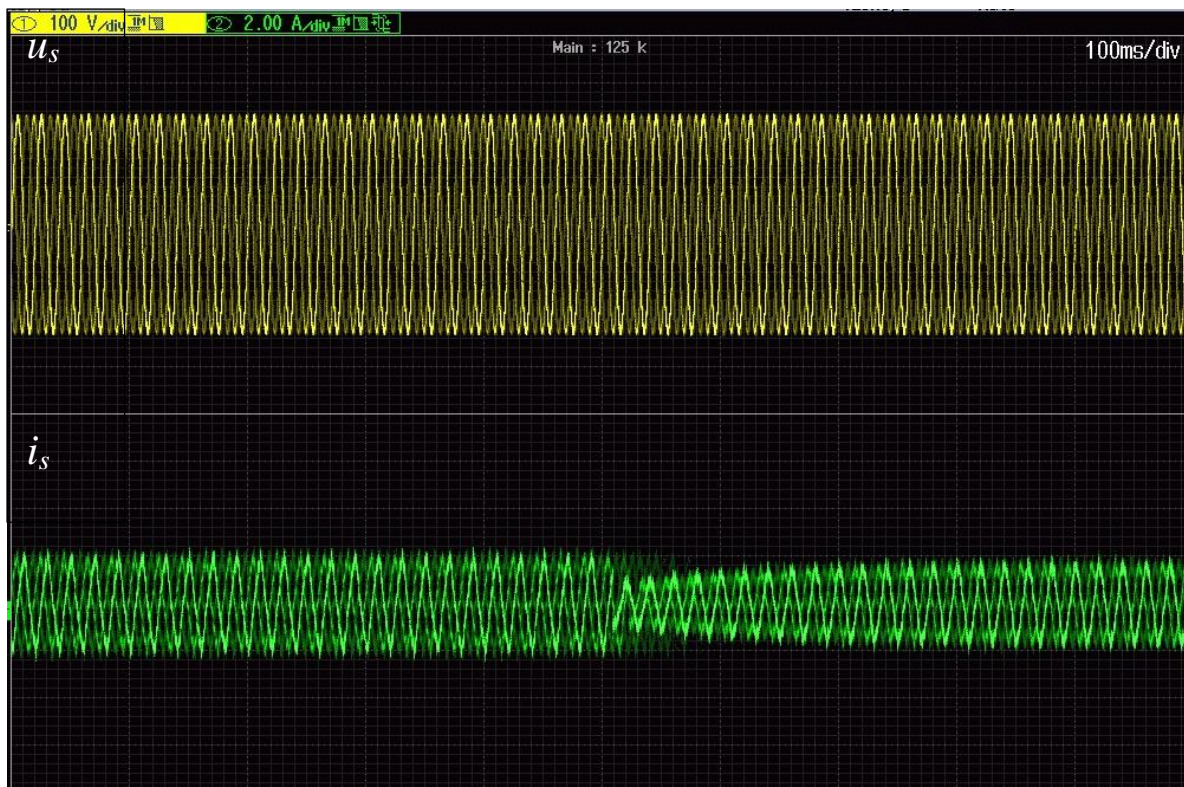
Rys. 7.41. Przebiegi napięcia i prądu w linii zasilającej, przy skokowej zmianie zadanej mocy czynnej z $0,67P_N$ na $0,33P_N$



Rys. 7.42. Przebiegi napięcia i prądu w linii zasilającej, przy skokowej zmianie zadanej mocy czynnej z $0,33P_N$ na 0

W przypadku regulacji mocy czynnej w każdym testowanym przypadku układ zareagował prawidłowo i osiągnął zadane wartości mocy.

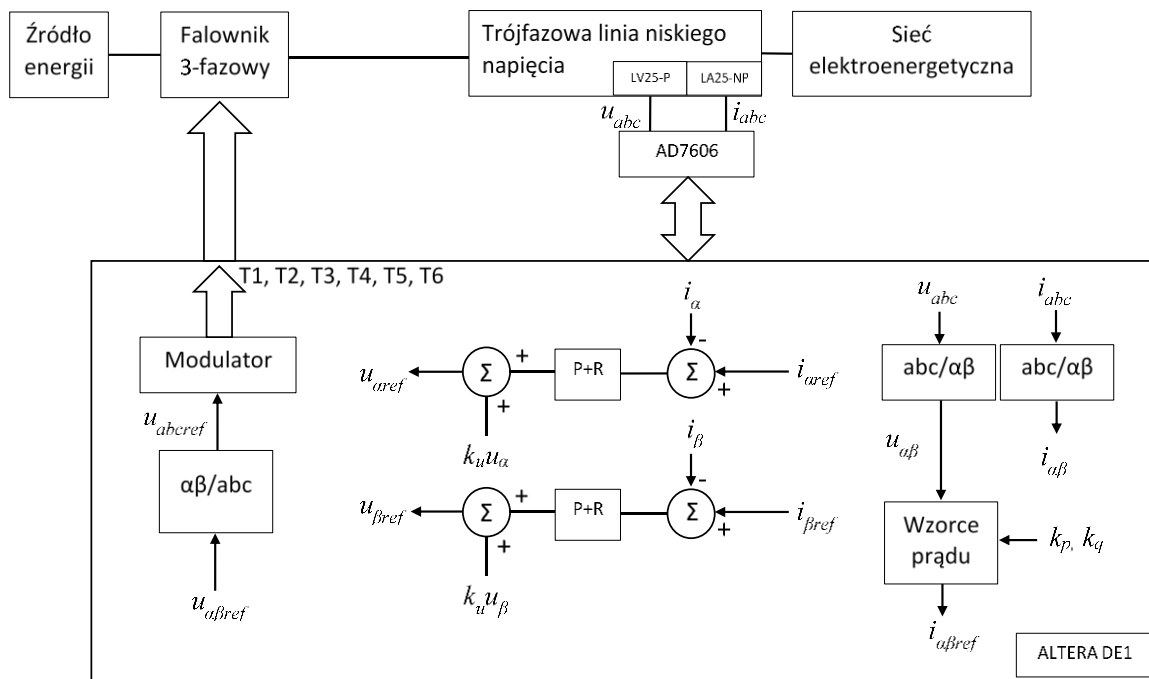
Dla tak sterowanego układu, możliwe jest również zadanie składowej biernej. Zmianę charakteru składowej biernej prądu (dla takiej samej wartości amplitudy prądu) zaprezentowano na przebiegach z rysunku 7.42. Również i tutaj przebiegła ona prawidłowo.



Rys. 7.43. Przebiegi napięcia i prądu w linii zasilającej, przy skokowej zmianie charakteru prądu biernego (przy $P=0$, i $Q=0,3P_N$)

7.5 Testy laboratoryjne układu trójfazowego

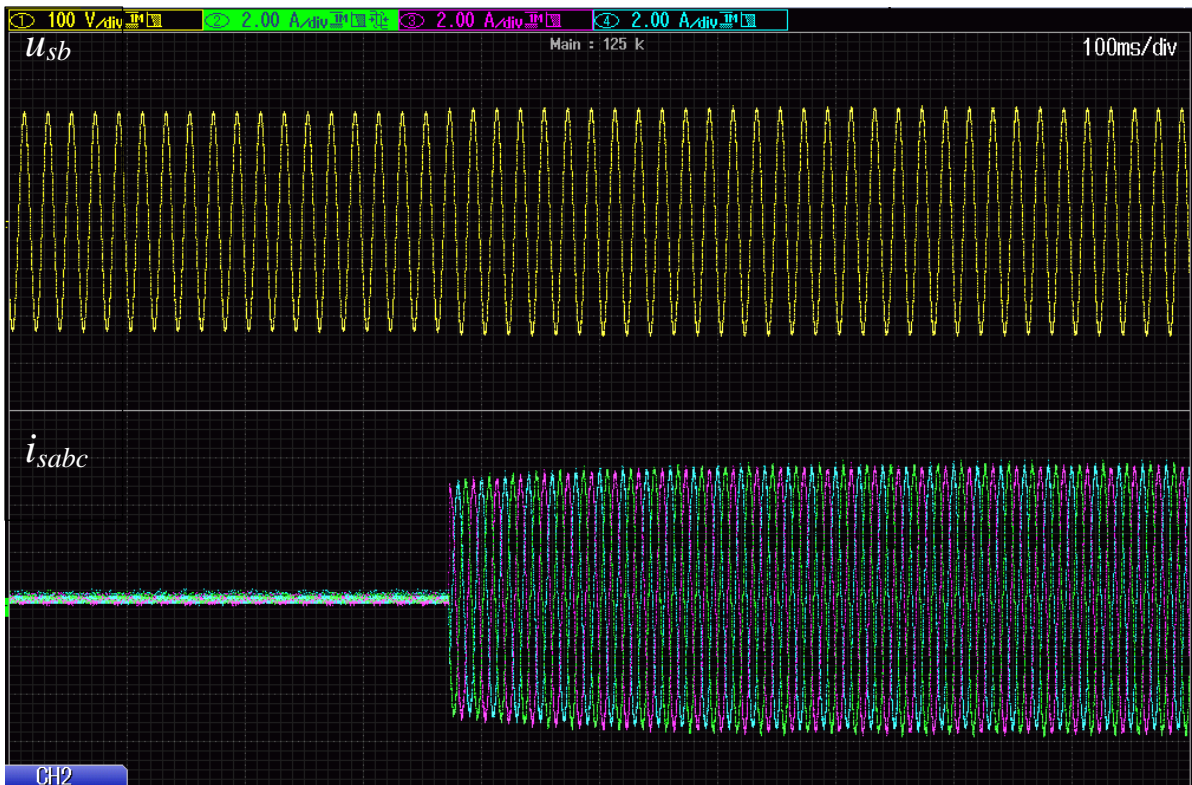
Kolejnym etapem badań, było przeprowadzenie analizy działania układu trójfazowego. Przed przystąpieniem do prac, należało przystosować układ regulacji do działania w sieci trójfazowej. Sterowanie odbywa się w dwóch ortogonalnych osiach $\alpha\beta$. Schemat układu laboratoryjnego przedstawiono na rysunku 7.44. Wszystkie założenia pracy układu sterowania są takie same jak w rozdziale 5, w części dotyczącej układu trójfazowego.



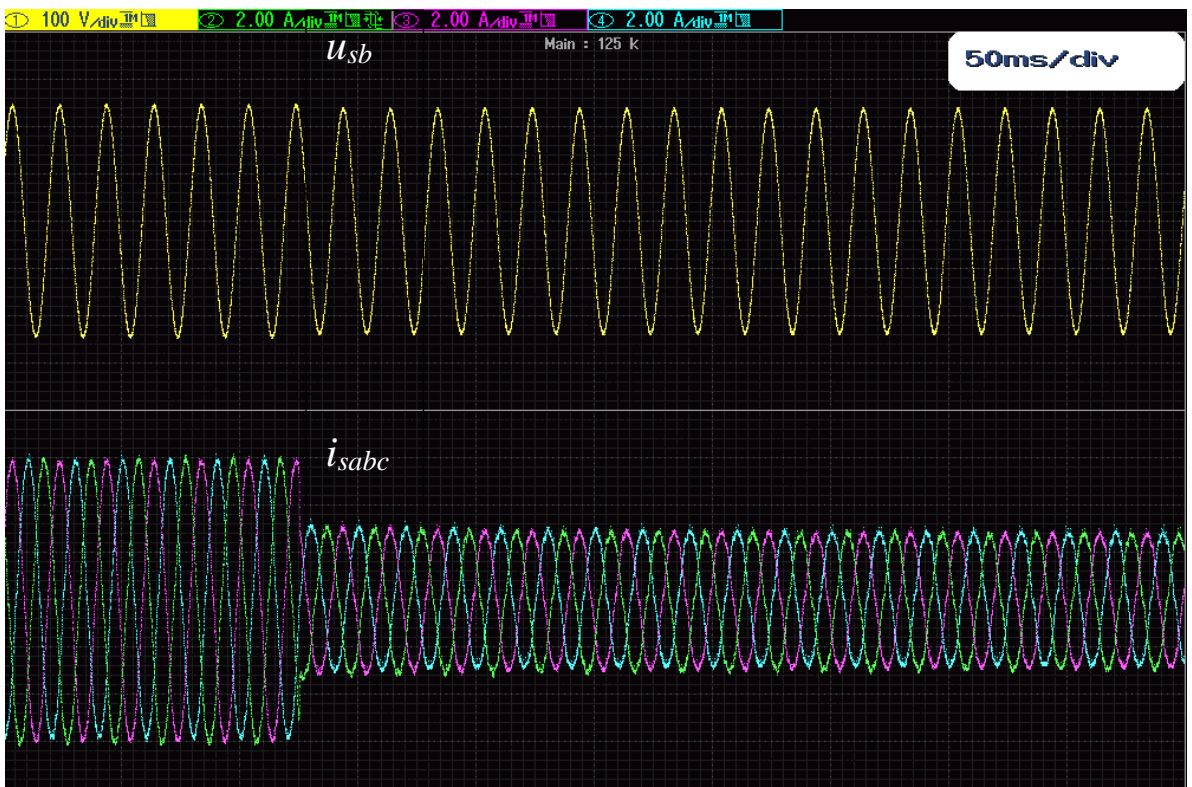
Rys. 7.44. Schemat blokowy stanowiska laboratoryjnego trójfazowego falownika sieciowego

Przeprowadzone testy laboratoryjne objęły następujące stany eksploatacyjne sieci elektroenergetycznej:

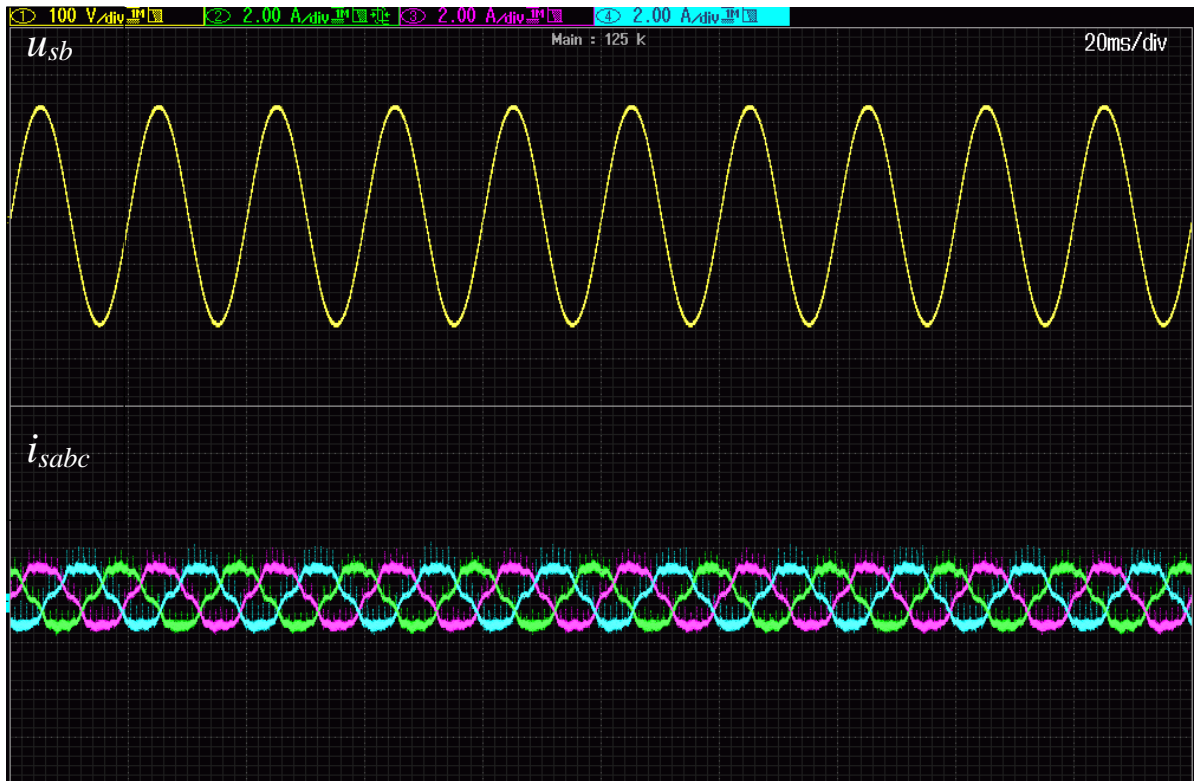
- rozruch urządzenia do mocy znamionowej,
- skokowa zmiana zadanej mocy,
- praca z częstotliwością napięcia linii zasilającej, inną niż rezonansowa,
- praca z zadaną składową czynną i bierną,
- praca z zadaną składową bierną,
- praca w stanie asymetrii napięć.



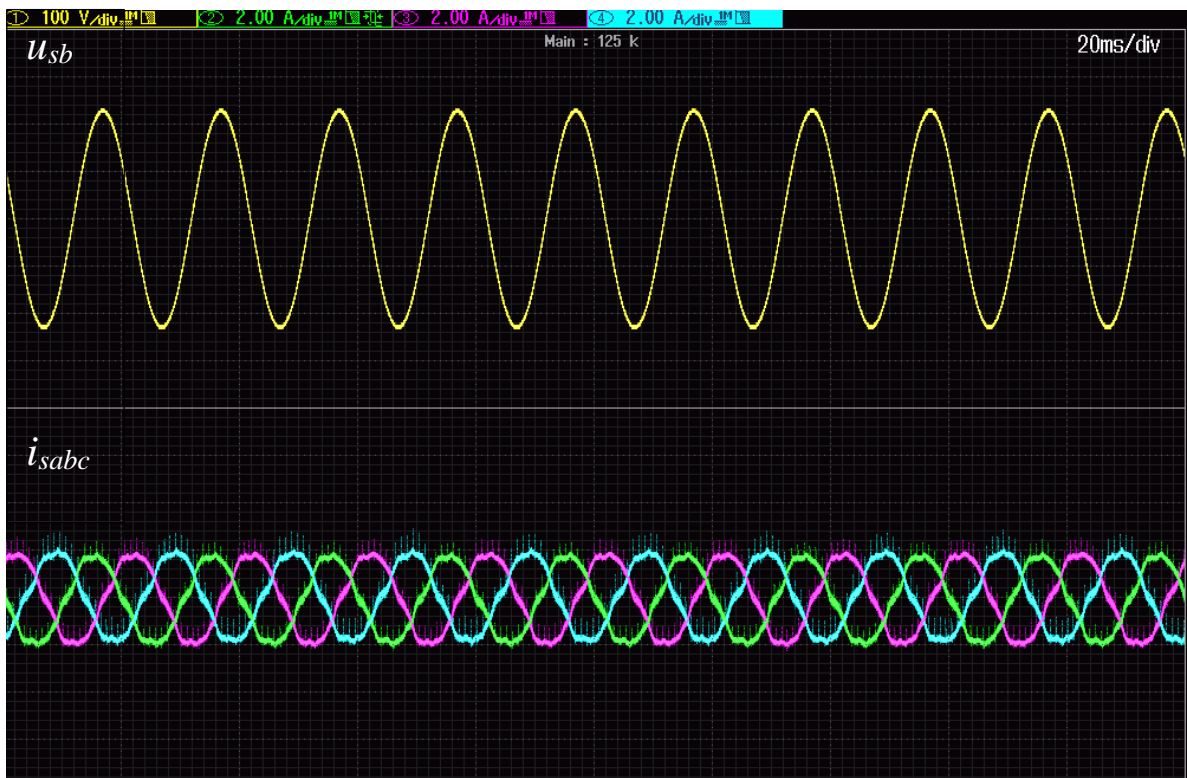
Rys. 7.45. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) podczas rozruchu urządzenia do mocy P_N



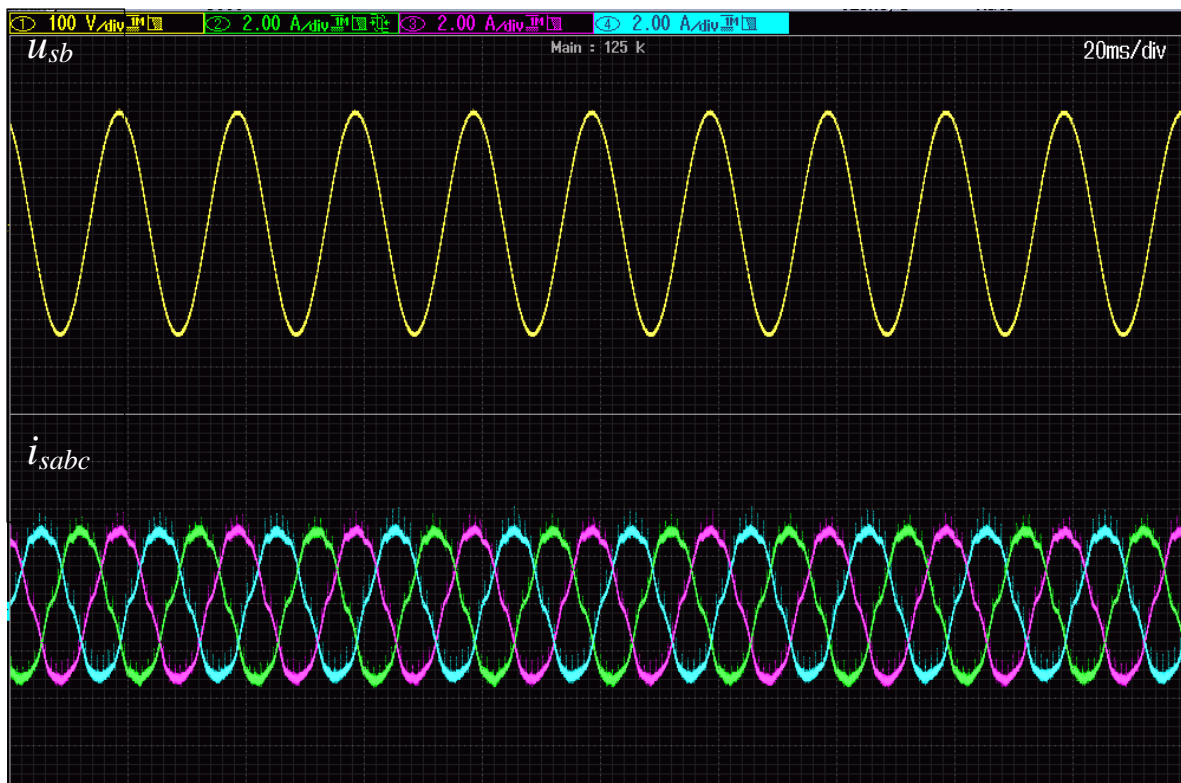
Rys. 7.46. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) podczas skokowej zmiany mocy z P_N na $0,5P_N$



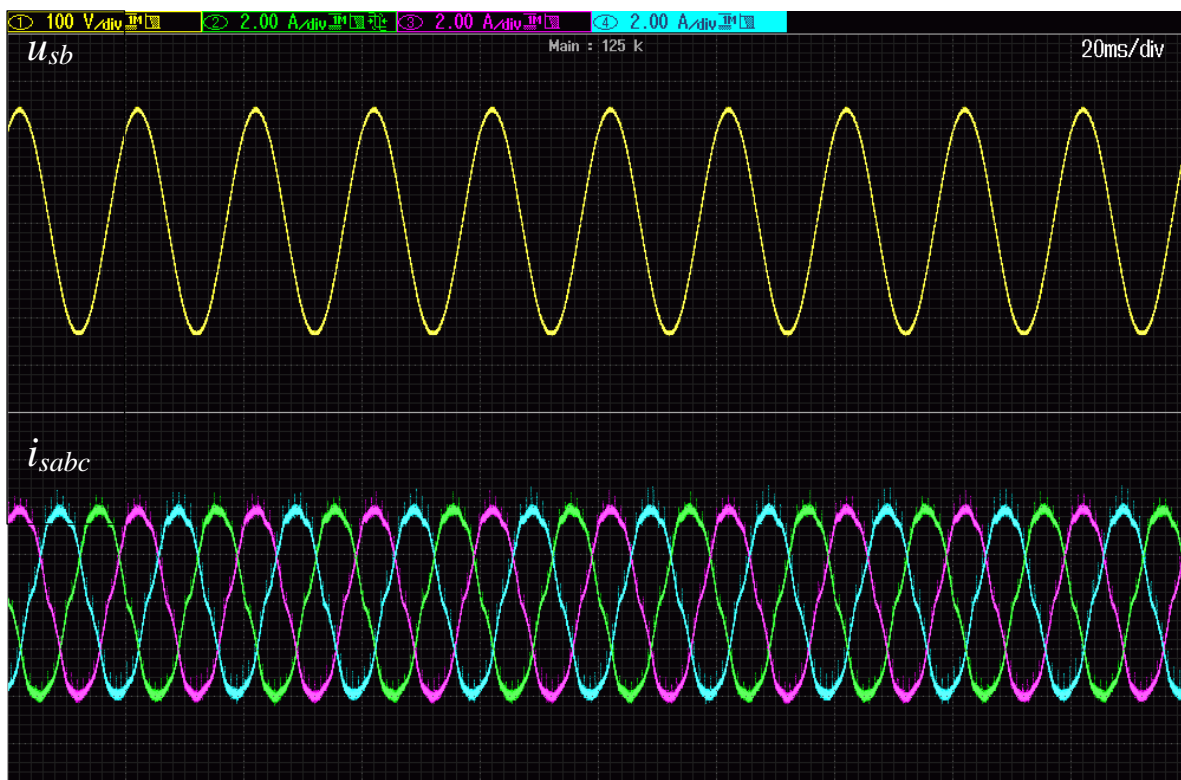
Rys. 7.47. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 1 A



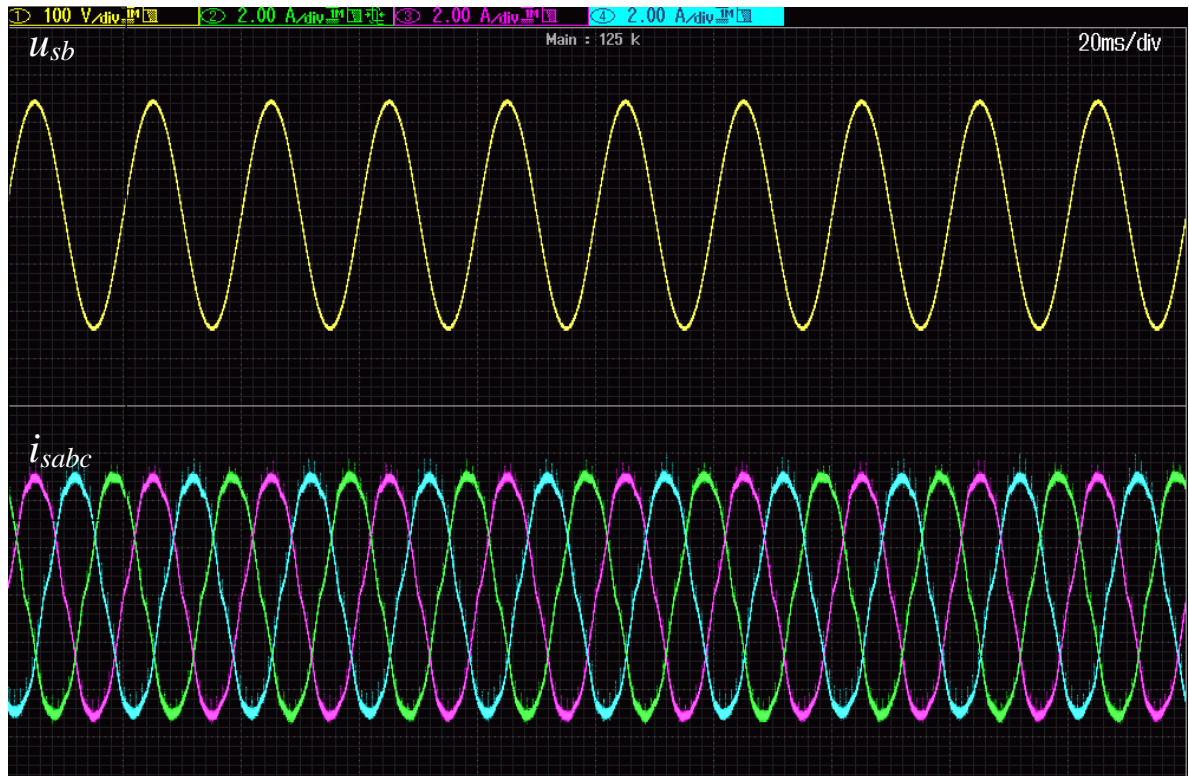
Rys. 7.48. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 2 A



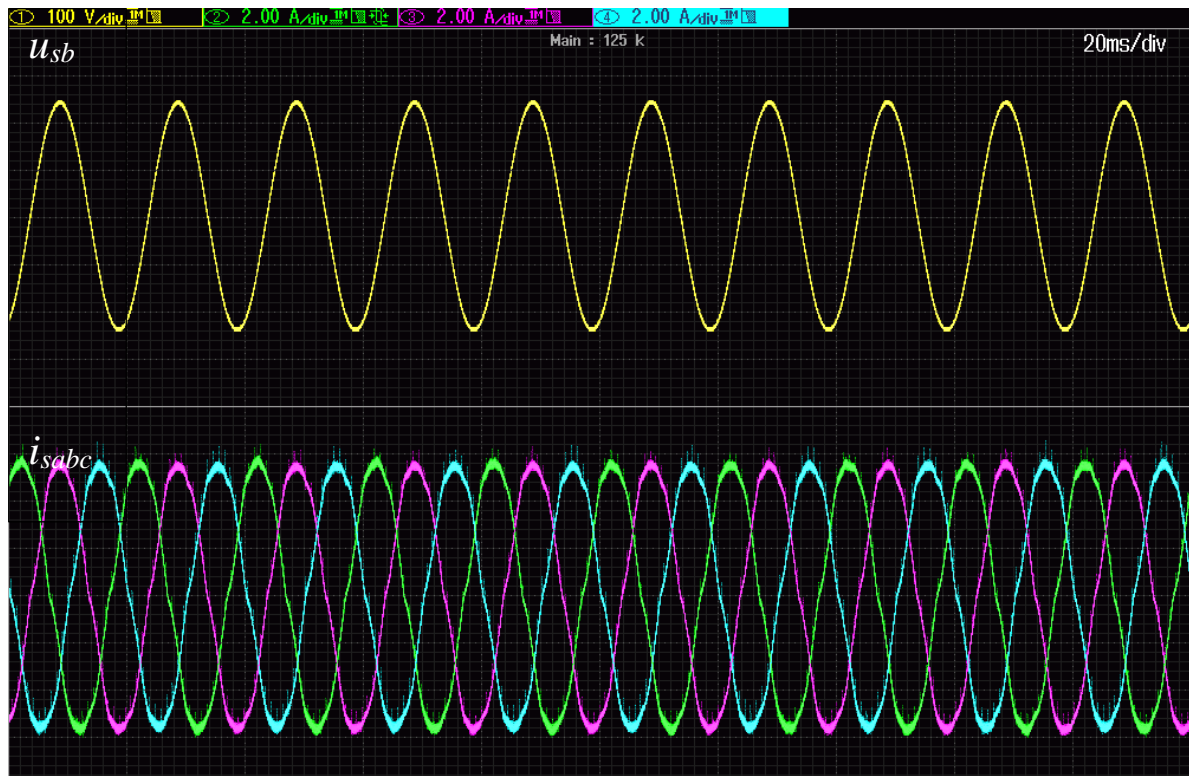
Rys. 7.49. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 3 A



Rys. 7.50. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 4 A

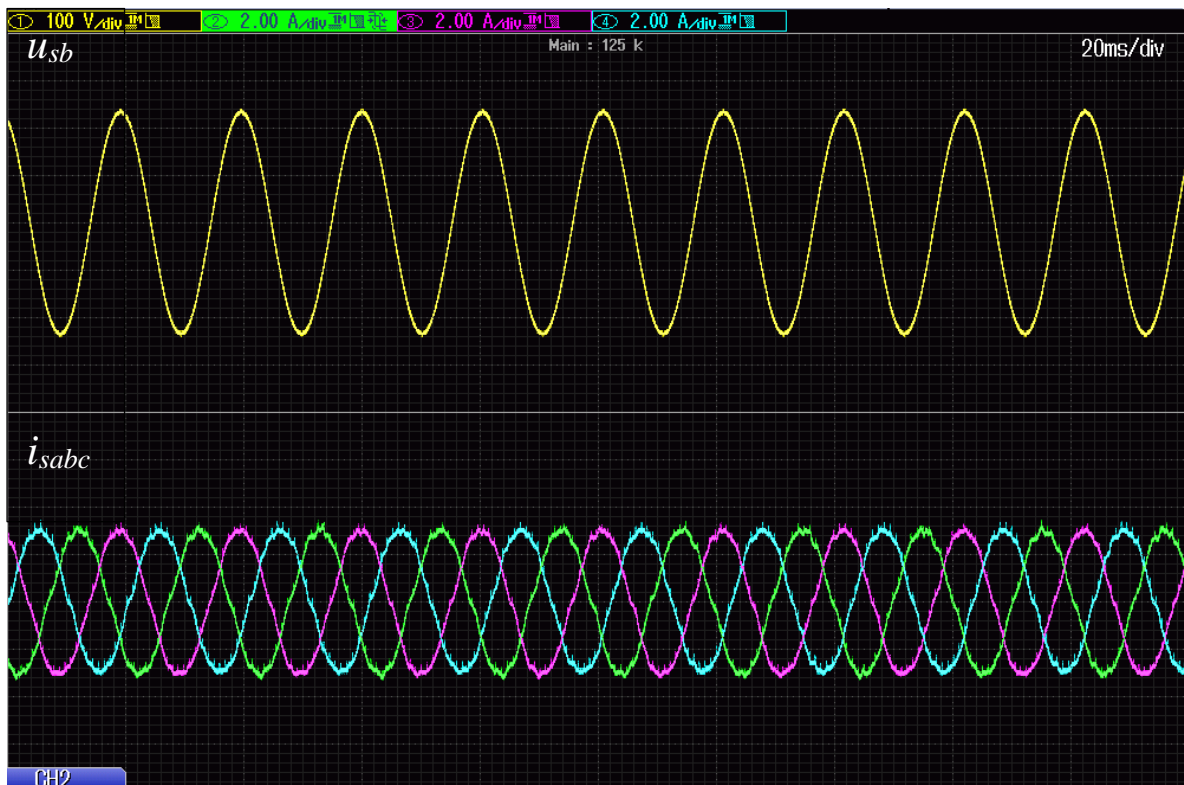


Rys. 7.51. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 5 A

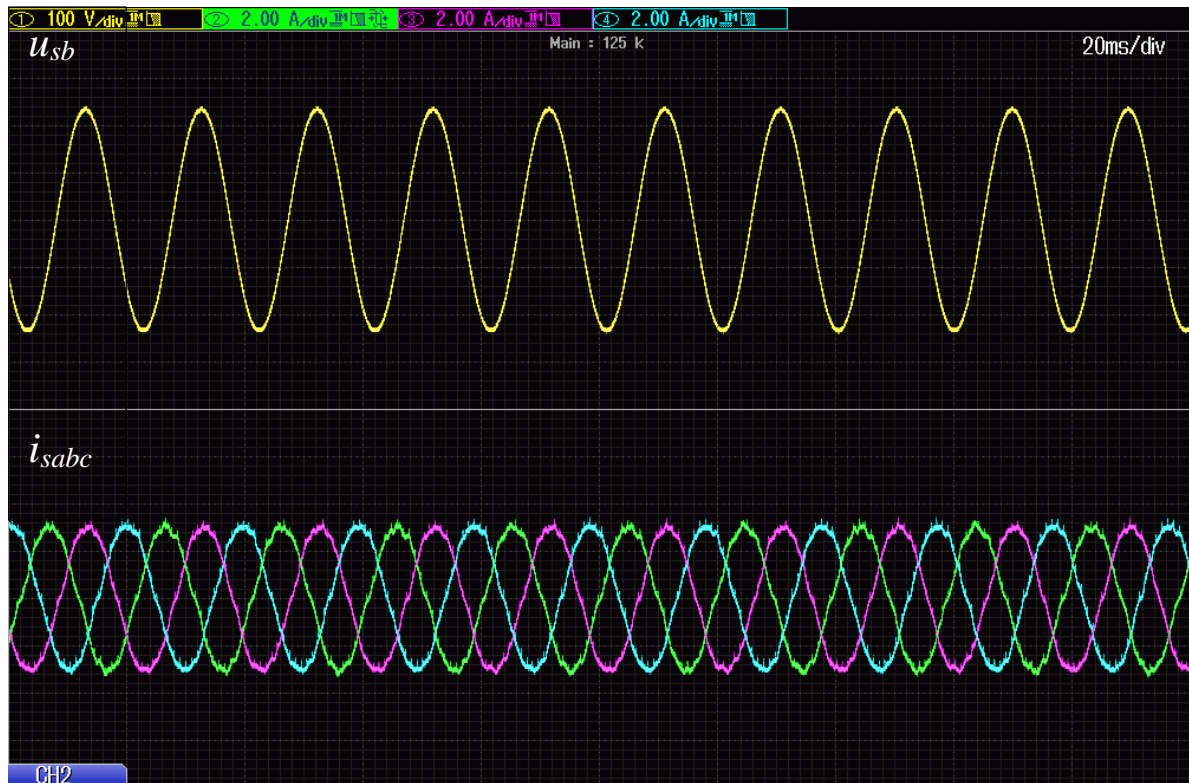


Rys. 7.52. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) w stanie ustalonym, dla zadanej amplitudy prądów fazowych 6 A

Zaprezentowane przebiegi wskazują na prawidłową pracę regulatora. Rozruch urządzenia do zadanej mocy (rys. 7.45) trwał nieco dłużej niż w przypadku układu jednofazowego (3 okresy napięcia zasilania). Na rysunku 7.46, przedstawiono skokową zmianę mocy zadanej z P_N na $0,5P_N$. Prąd ustalił się na zadanym poziomie już w pierwszym okresie po wystąpieniu zmiany wartości zadanej. Na przebiegach zamieszczonych na rysunkach 7.47 ÷ 7.52, zaprezentowano stan ustalony pracy urządzenia dla różnych zadanych amplitud prądu fazowego. W każdym przypadku falownik pracował stabilnie, i w każdej fazie prądy miały takie same przebiegi.



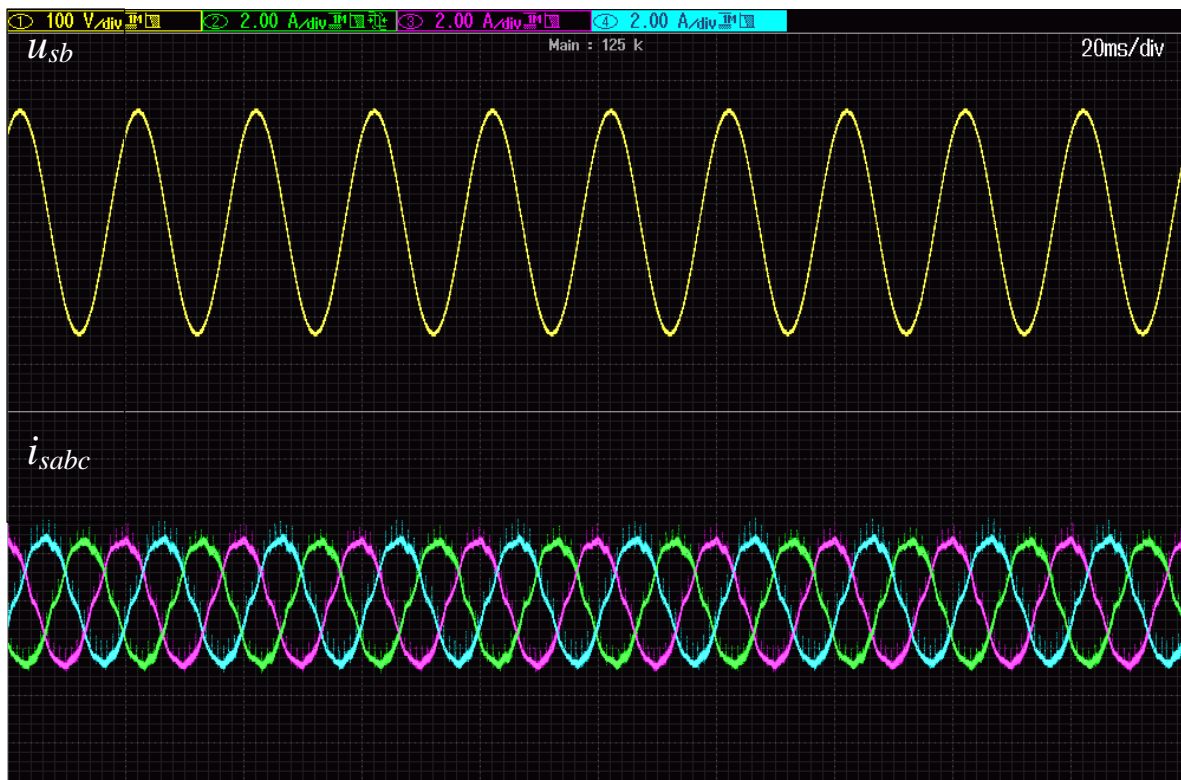
Rys. 7.53. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla częstotliwości napięcia zasilania większej niż częstotliwości rezonansowej regulatora ($f=49$ Hz, $f_R=50$ Hz), przy zadanym prądzie linii o amplitudzie 3 A



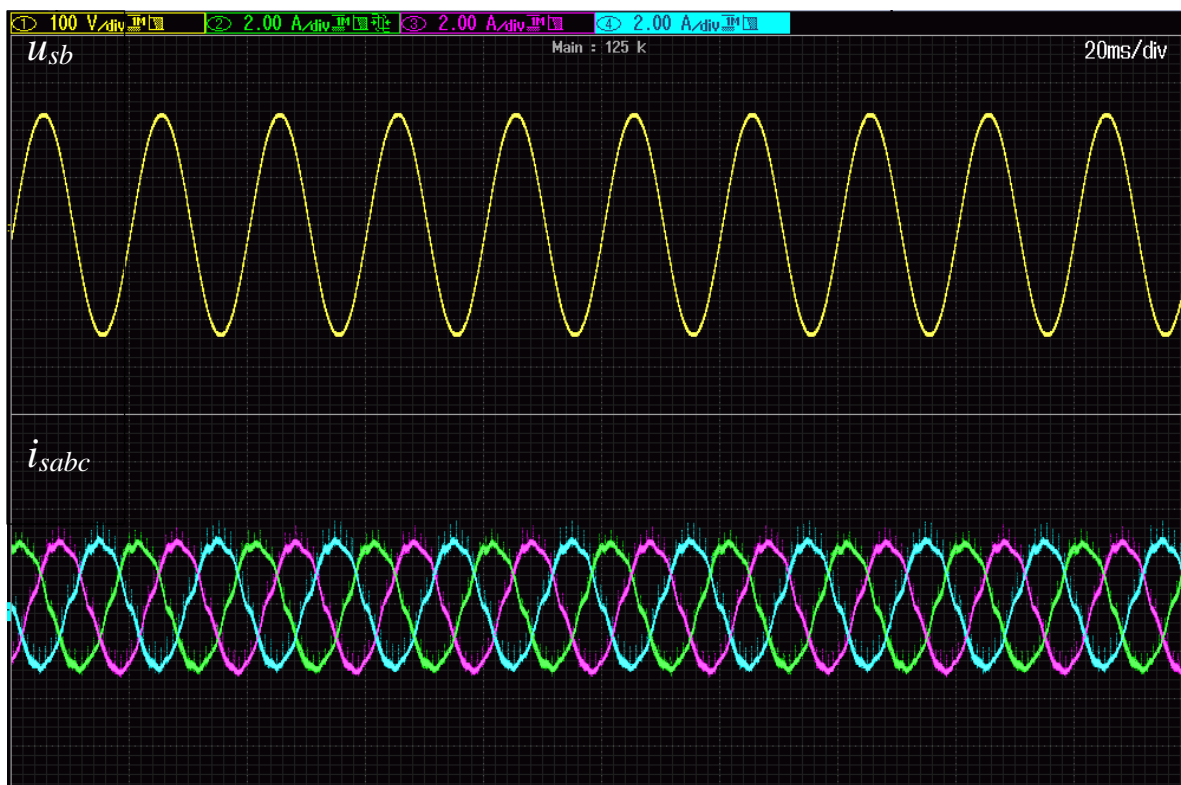
Rys. 7.54. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla częstotliwości napięcia zasilania większej niż częstotliwości rezonansowej regulatora ($f=51$ Hz, $f_R=50$ Hz), przy zadanym prądzie linii o amplitudzie 3 A

Zmiana częstotliwości napięcia zasilającego, nie wpływa negatywnie na pracę układu z badanym regulatorem (co zaprezentowano na rysunkach 7.53 i 7.54). W obu przypadkach, dla częstotliwości większej i mniejszej o 1 Hz od częstotliwości rezonansowej, układ utrzymał zadaną amplitudę prądu.

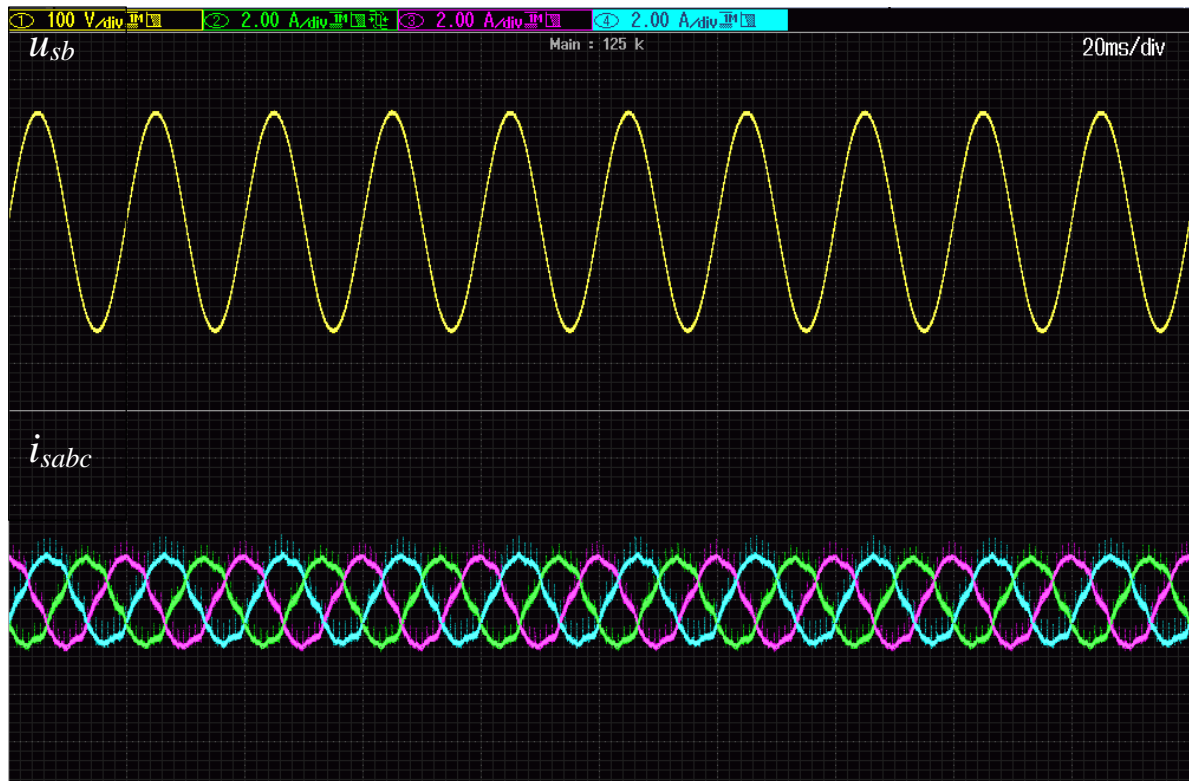
W kolejnym etapie, zbadano pracę układu w przypadku gdy zadana była również moc bierna – jednocześnie ze składową czynną (rys. 7.55 i 7.56) oraz w przypadku gdy w linii zasilającej płynął tylko prąd bierny (rys. 7.57 i 7.58). W każdym analizowanym przypadku, układ pracował prawidłowo.



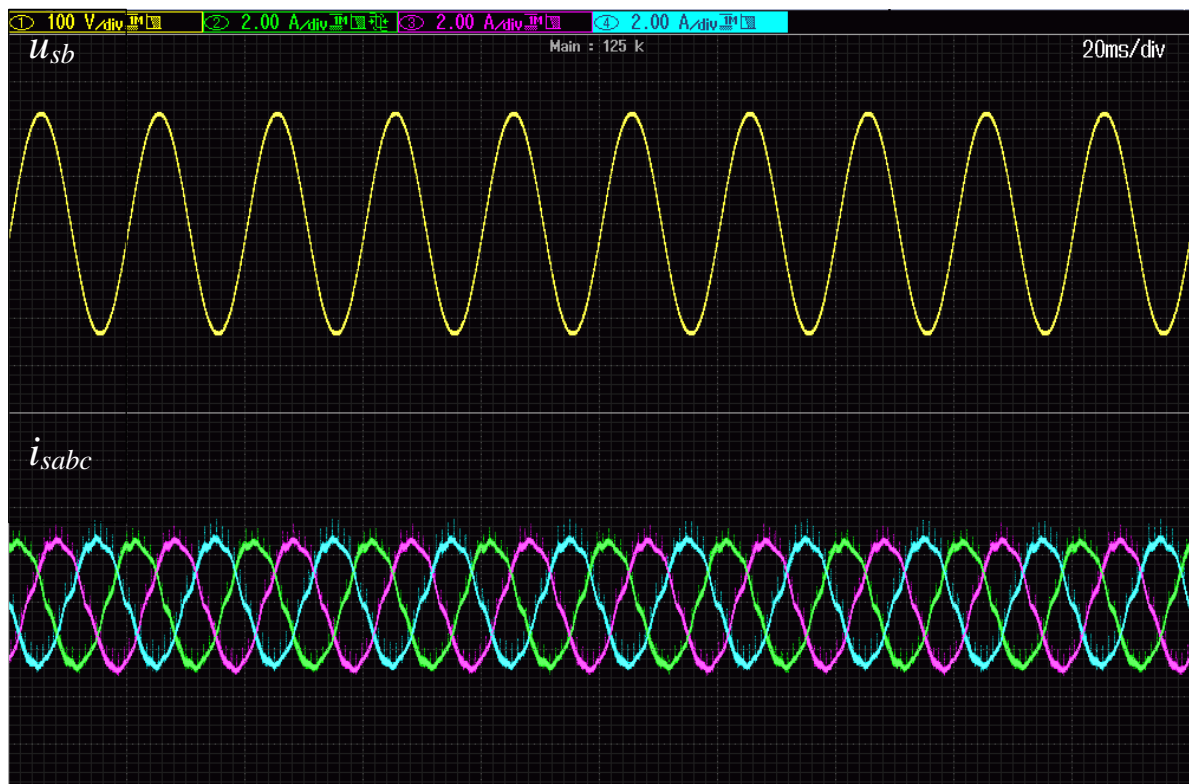
Rys. 7.55. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla zadanej składowej czynnej i biernej (pojemnościowej) prądów o amplitudach 2 A



Rys. 7.56. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla zadanej składowej czynnej i biernej (indukcyjnej) prądów o amplitudach 2 A



Rys. 7.57. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla zadanej składowej biernej (pojemnościowej) prądu o amplitudzie 2 A



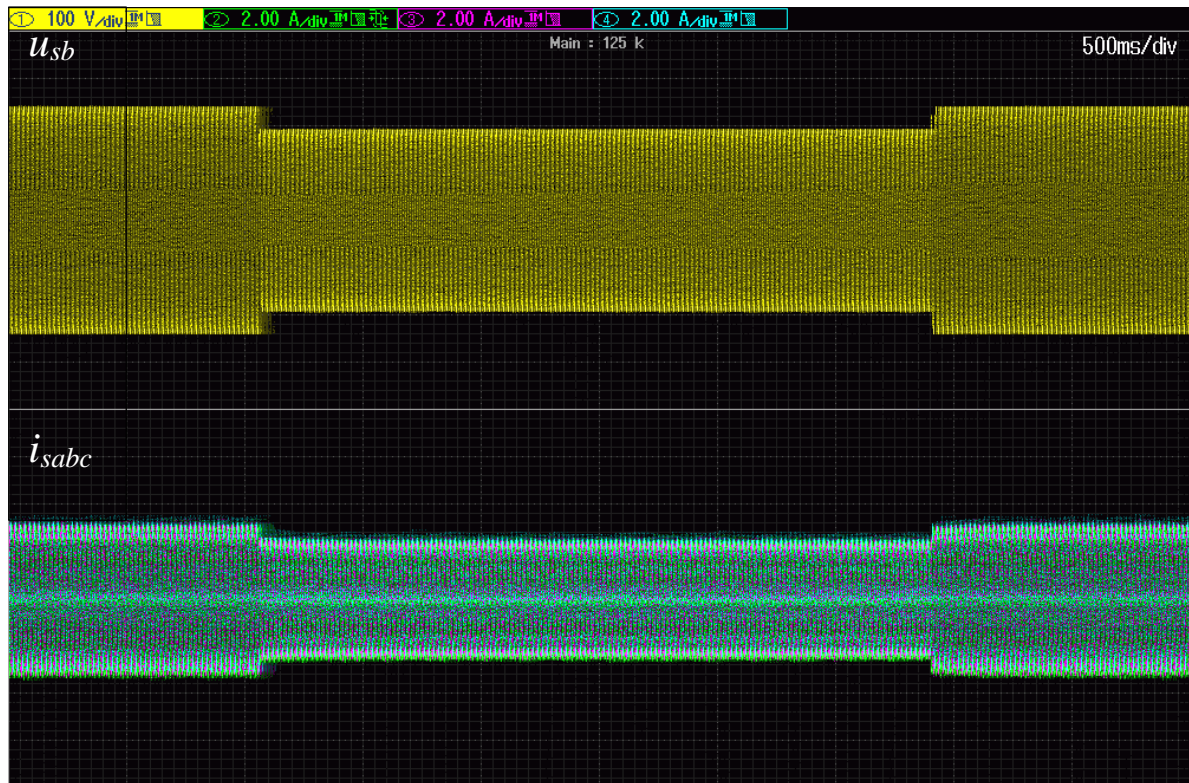
Rys. 7.58. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla zadanej składowej biernej (indukcyjnej) prądu o amplitudzie 2 A

W przypadku trójfazowych układów zasilających, może wystąpić asymetria napięć zasilających. Ponieważ w układzie regulacji, nie zaplanowano żadnej kontroli tego aspektu, po wystąpieniu asymetrii, zaobserwowano ją również w prądach fazowych (rys. 7.59). Regeneracyjny symulator sieci, który posłużył w badaniach za źródło napięcia, ma możliwość zadania jedynie asymetrii amplitudowej. W rzeczywistej sieci, taka sytuacja nie ma miejsca, gdyż razem z asymetrią amplitudową musi wystąpić również asymetria kątowna, aby suma napięć była równa 0. Badany przypadek obejmował zapad napięcia do 200 V.



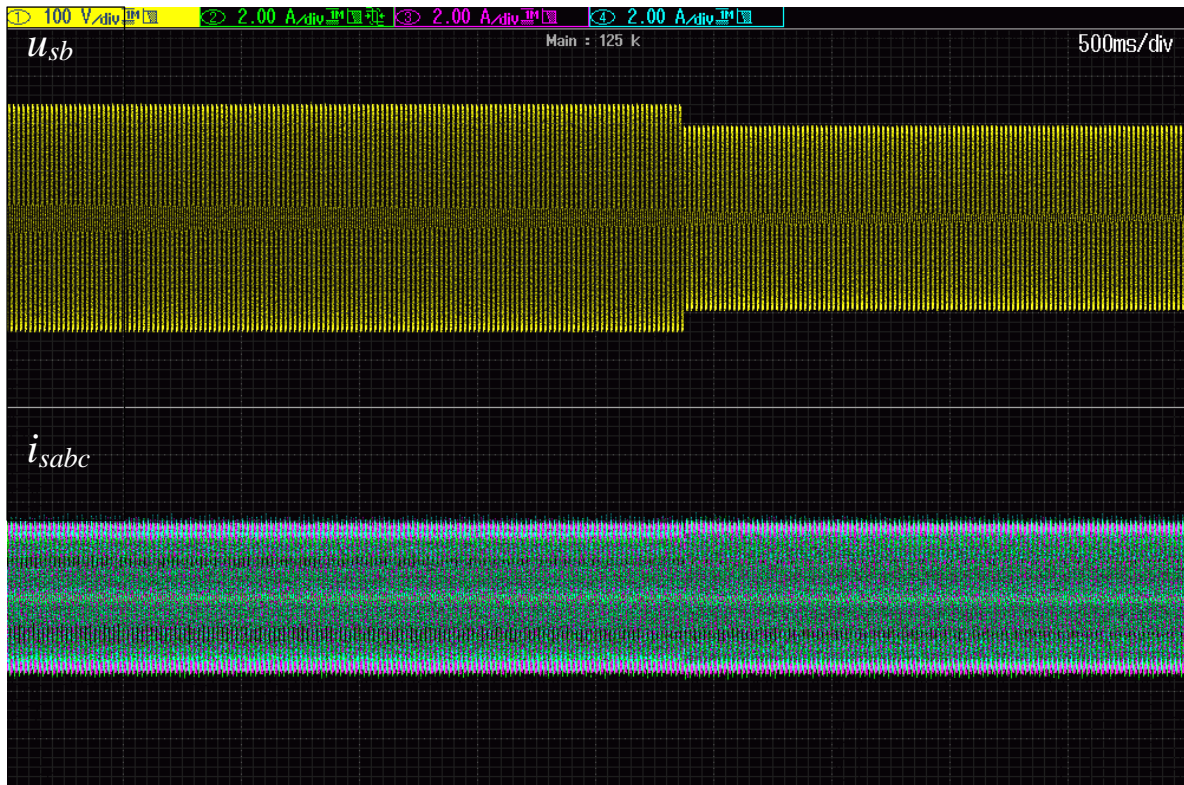
Rys. 7.59. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 1 A/div) dla zadanej składowej czynnej prądu o amplitudzie 3 A, w stanie asymetrii napięć zasilających (zapad napięcia na fazie drugiej do 200 V)

Jeżeli w sieci zasilającej występują wahania napięcia, mogą one powodować również wahania mocy oddawanej do sieci przez przekształtnik. Aby się przed tym uchronić można zastosować dodatkową pętlę sterowania mocą (rys. 5.19) podobnie jak to wykonano w układzie jednofazowym. Na rys. 7.60 zaprezentowano przebiegi, w sytuacji gdy taka kontrola mocy nie jest realizowana. W analizowanym przypadku wystąpił zapad napięcia o 20%.

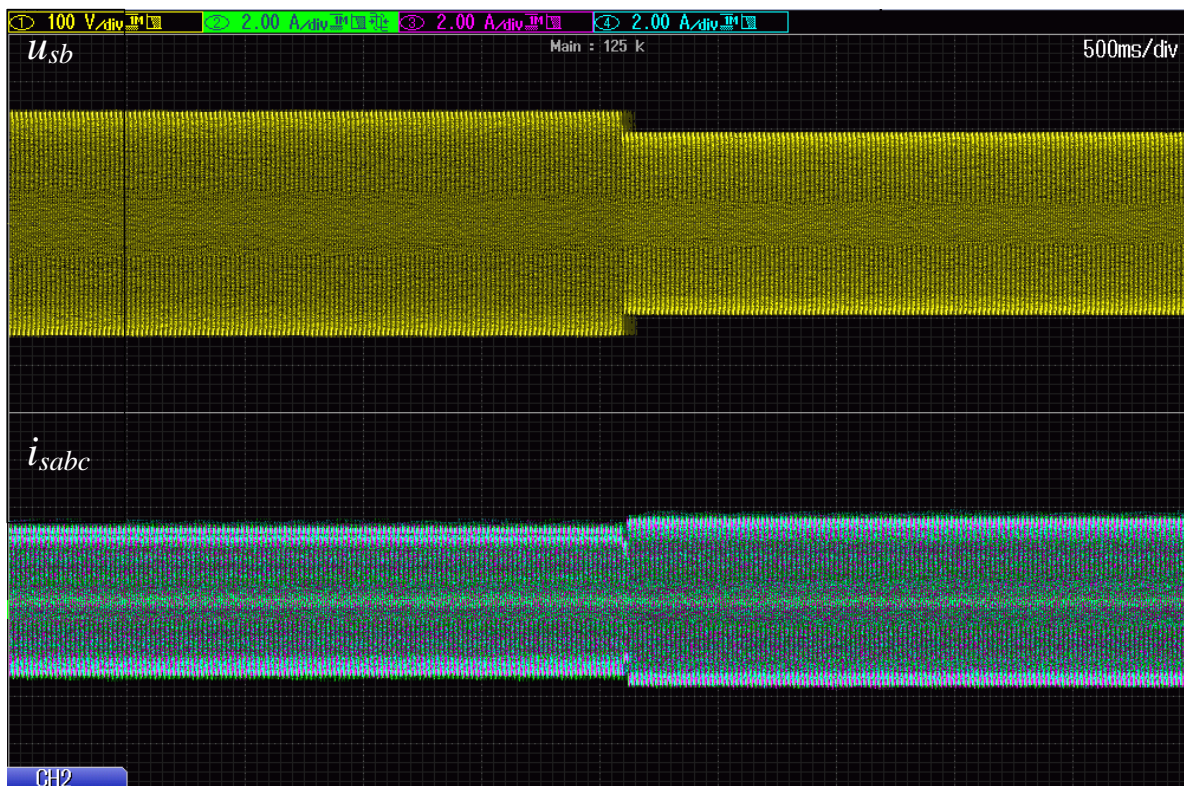


Rys. 7.60. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 1 A/div) dla zapadu napięcia o 20%

Ponieważ nie odbywa się kontrola mocy, sposób w jaki uzyskuje się wzorce przebiegów prądu, powoduje również spadek jego amplitudy. Spadku amplitudy prądu można uniknąć stosując np. pętlę fazową opartą o transformatę dq (SFR-PLL, rys. 7.61). Zadana amplituda prądu została zachowana, przez co spadek mocy był mniejszy, ale nadal występował. Na kolejnym zaprezentowanym przebiegu (rys. 7.62), analizowano sytuację, gdzie zrezygnowano z pętli fazowej na rzecz pętli sterowania mocą. Natychmiast po wystąpieniu zapadu, układ regulacji skorygował odpowiednie współczynniki, dzięki czemu utrzymany został poziom mocy oddawanej do sieci.



Rys. 7.61. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 1 A/div) dla zapadu napięcia o 20%, w przypadku pozyskiwania wzorców przebiegu prądu za pomocą pętli SFR-PLL

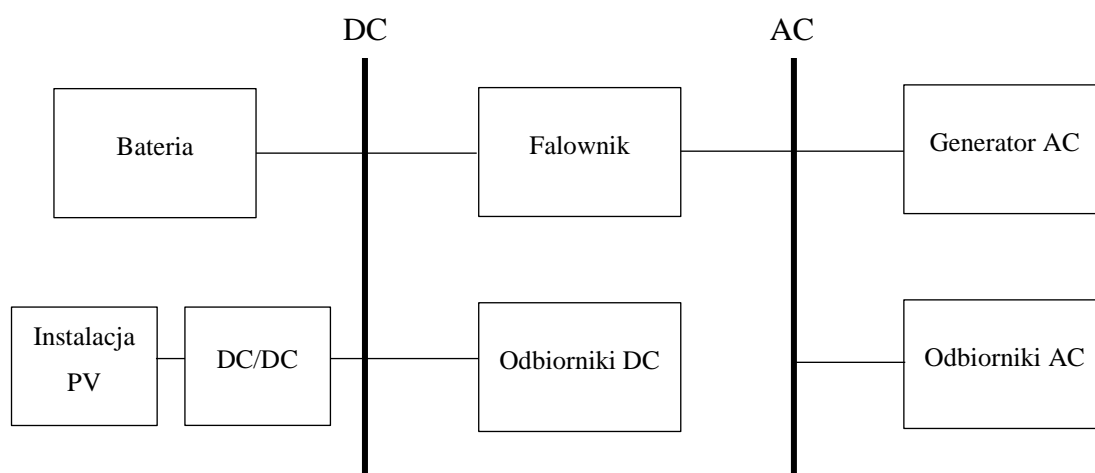


Rys. 7.62. Przebiegi napięcia drugiej fazy (górny przebieg, 100 V/div) oraz prądów fazowych (dolne przebiegi, 2 A/div) dla zapadu napięcia o 20%, w przypadku zastosowania pętli sterowania mocą

8. Praca regulatora P+R w sieci o podwyższonej częstotliwości

Powszechną praktyką w pokładowych systemach zasilania statków powietrznych jest stosowanie sieci energetycznej o wyższej częstotliwości - np. 400 Hz [61,62]. Pozwala to znacznie zmniejszyć rozmiar sprzętu elektrycznego, a tym samym jego wagę, przy jednoczesnym zachowaniu zdolności sprzętu elektrycznego do prawidłowego działania. Zwykle w takich platformach stosuje się przekształtniki trójfazowe [63, 64], ale aby jeszcze bardziej zmniejszyć rozmiar, rozwiązaniem jest zastosowanie sieci jednofazowej [66-69].

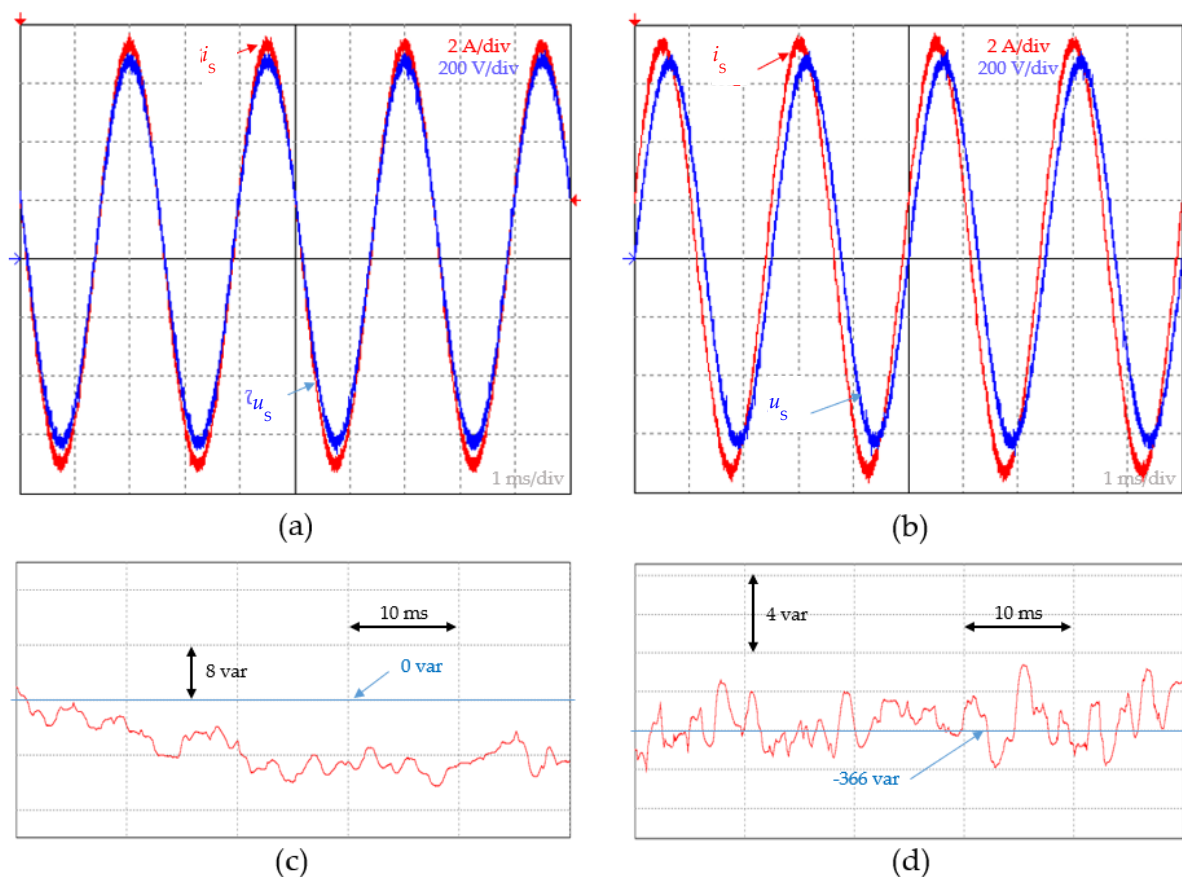
W badanym przypadku, sieć nie jest typową siecią elektroenergetyczną, ale siecią pokładową zainstalowaną na platformie mobilnej, która ma wyższą częstotliwość 400 Hz. Sieć ta ma zatem charakter lokalny i umożliwia podłączenie różnych źródeł energii i obciążeń. W sieci pokładowej występuje moc bierną (jej źródłem są np. silniki pokładowe), która powinna być kompensowana przez odpowiednie kompensatory.



Rys. 8.1 Schemat blokowy pokładowego systemu zasilania

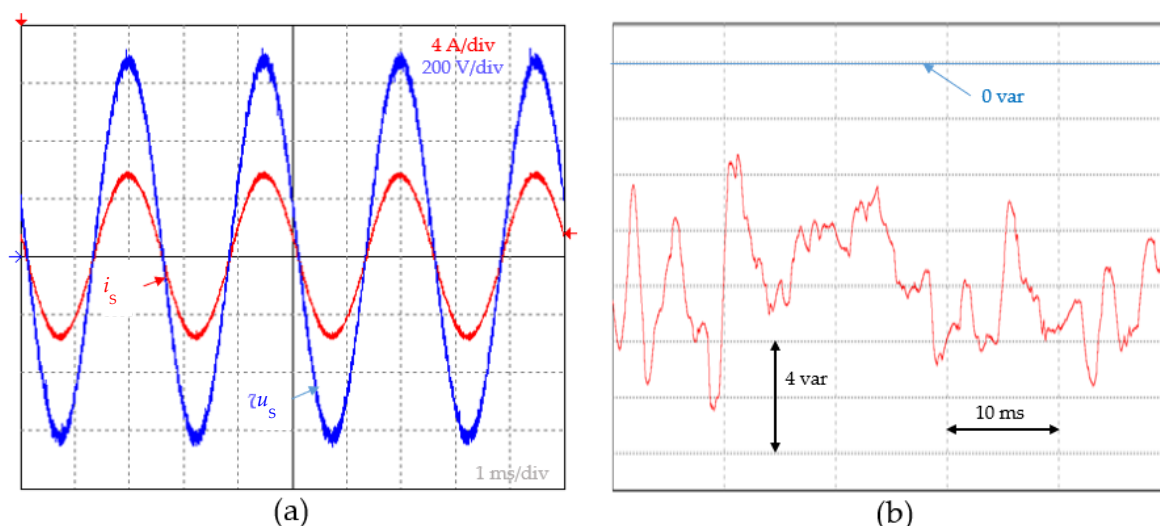
Na rysunku 8.1, przedstawiono uproszczony schemat blokowy obwodu mocy pokładowego systemu zasilania. Składa się on z dwóch głównych szyn zasilających – DC i AC. Głównymi źródłami energii mogą być magazyny energii bądź generatory AC (np. elektrownie wiatrowe małej mocy). Dodatkowo do szyny DC może być dołączona odpowiednio kondycjonowana energia z paneli fotowoltaicznych. Falownik jest sprzężeniem pomiędzy częścią DC i AC. W założeniu pełni dokładnie taką samą funkcję jak

w poprzednich etapach badań – przesyła energię do sieci AC i może generować moc bierną (na potrzeby regulacji napięcia lub kompensacji mocy). Układ poddano testom dotyczącym właśnie zadawaniu mocy biernej w obwodzie mocy i zachowaniu układu sterowania i mocy w stanach dynamicznych. Zaimplementowany układ regulacji nie różni się od tego już zaprezentowanego – dostosowano jedynie jego parametry do sieci o podwyższonej częstotliwości.



Rys. 8.2. Przebiegi w stanie ustalonym przekształtnika sieciowego bez możliwości kompensacji mocy biernej zarejestrowane dla stałej temperatury 298K i nasłonecznienia 1000W/m²: (a) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s) dla sieci zrównoważonej; (b) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s) dla sieci niezrównoważonej; (c) moc bierna dla sieci zrównoważonej; (d) moc bierna dla sieci niezrównoważonej

Zarejestrowane przebiegi prądu i napięcia sieci w stanie ustalonym dla proponowanej metody sterowania zaprezentowano na rysunku 8.2. Przebiegi odnoszą się do konfiguracji systemu sterowania, w której wartość mocy biernej została ustawiona na zero, a składowa czynna prądu zależy od mocy wyjściowej panelu fotowoltaicznego. Przebiegi zostały zarejestrowane dla tych samych warunków zewnętrznych, co w przypadku regulatora bez możliwości kompensacji mocy biernej.

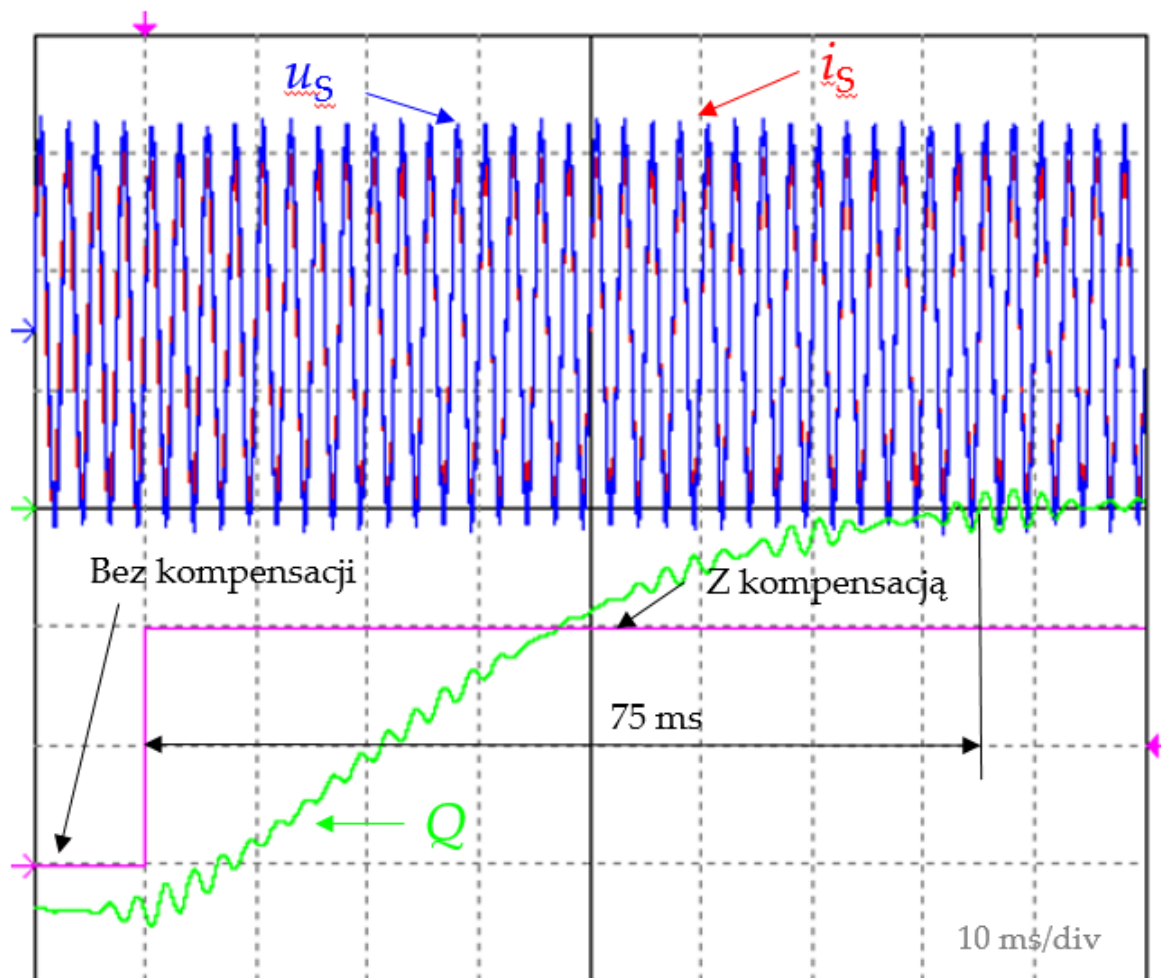


Rys. 8.3. Przebiegi w stanie ustalonym wbudowanego przekształtnika sieciowego z kompensacją mocy biernej zarejestrowane dla stałej temperatury 298K i nasłonecznienia 1000W/m²: (a) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s); (b) zadana moc bierna równa 0.

Jak można zaobserwować na rysunku 8.3b, zmierzona wartość mocy biernej różni się od wartości zadanej. Jednak zarejestrowana moc bierna została skutecznie zredukowana z wartości około -366 var do wartości bliskiej zero. Pomiary pokazują, że moc bierna w stanie ustalonym w skompensowanym układzie wynosi około -8 var, co najprawdopodobniej wynika z niedokładności układu pomiarowego i przeprowadzonych obliczeń cyfrowych.

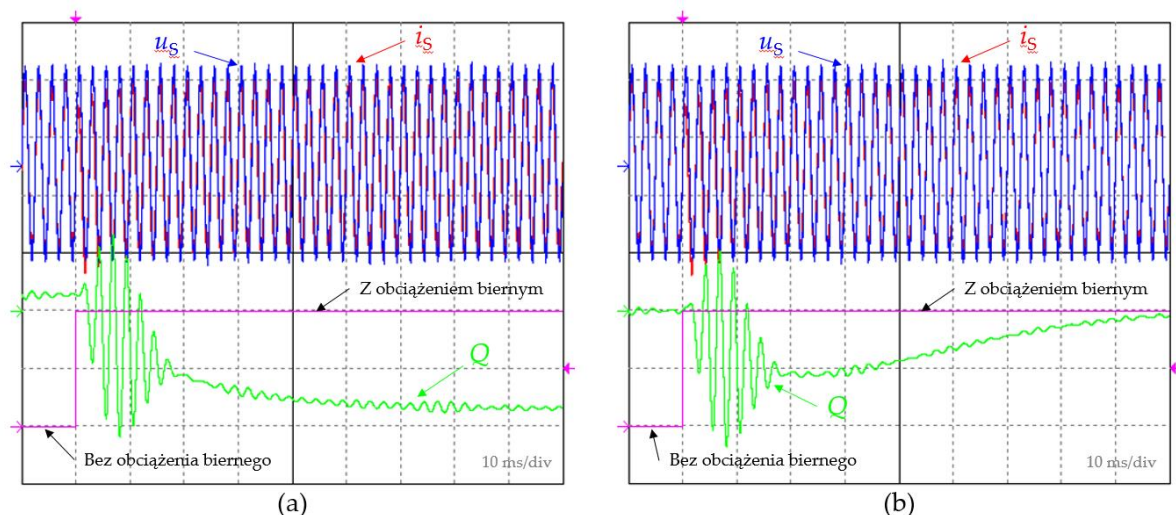
Analiza dynamiczna została przeprowadzona dla zaprojektowanego układu, w którym możliwość kompensacji mocy biernej została włączona po określonym czasie. Dla wszystkich przedstawionych wyników eksperymentalnych skompensowana moc bierna i warunki otoczenia zewnętrznego były takie same jak w poprzednich eksperymentach.

Moc bierna była obliczana z przebiegów podstawowych harmonicznnych napięcia i prądu i uśredniona za pomocą członu inercyjnego, a nie podawana za okres napięcia zasilania. Ponieważ przebiegi zawierały wyższe harmoniczne, zastosowano przy tym filtry dolnoprzepustowe. Stąd w obliczeniach mocy biernej pojawia się składowa zmienna, która jest efektem zastosowania tych filtrów. Ponieważ obliczenia były wykonywane przez układ FPGA, z określoną dokładnością, przebiegi odbiegają od teoretycznych, i służą jedynie ocenie skuteczności działania układu.



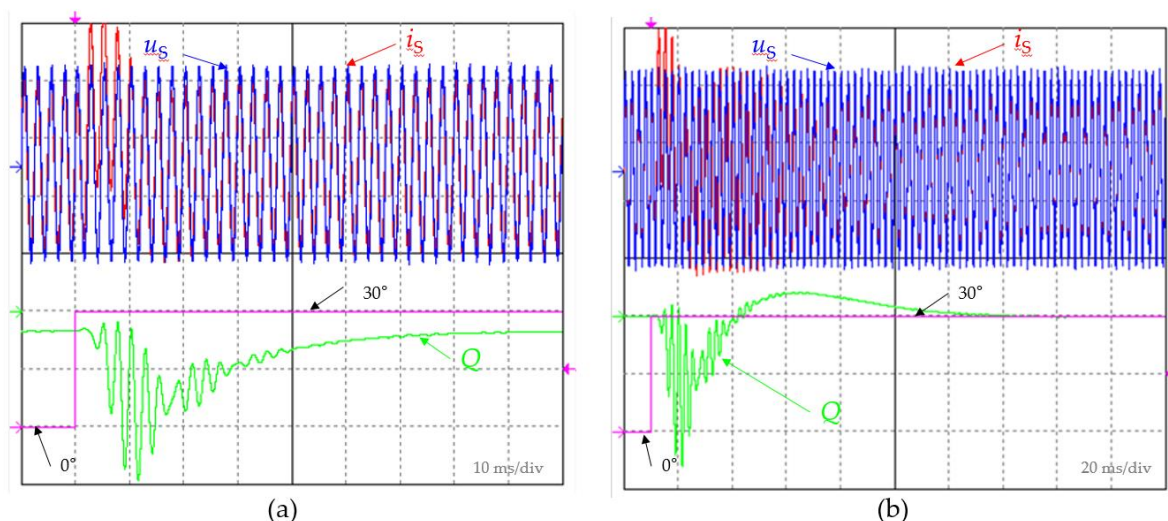
Rys. 8.4. Dynamiczna odpowiedź systemu na aktywację kompensacji mocy biernej: przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s); moc bierna (Q); sygnał aktywujący kompensację mocy biernej (On/off).

Przebiegi pokazane na rysunku 8.4 przedstawiają dynamiczną odpowiedź systemu zarejestrowaną podczas aktywacji kompensacji mocy biernej. Kompensacja jest aktywowana za pomocą sygnału wyzwalającego on/off. Jak pokazano na rysunku 8.4, w odpowiedzi na włączenie kompensacji, zarejestrowana moc bierna uzyskuje wartość zerową po czasie około 75 milisekund. Po tym czasie moc bierna występująca w sieci pokładowej jest kompensowana, a jednocześnie moc czynna generowana w panelach fotowoltaicznych jest dostarczana do sieci.



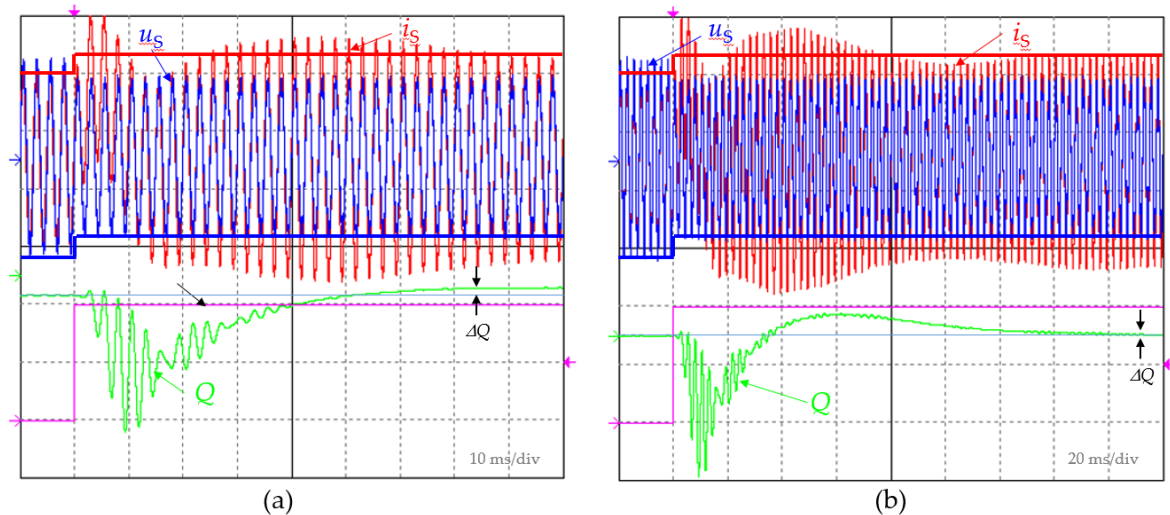
Rys. 8.5. Dynamiczna odpowiedź układu na podłączenie obciążenia ze składową mocy biernej: przebiegi napięcia sieci (u_s) i prądu sieci (i_s), mocy biernej (Q); sygnał aktywujący dodatkowe obciążenie (On/off) zarejestrowany dla (a) klasycznie sterowanego przekształtnika sieciowego bez kompensacji mocy biernej oraz dla (b) proponowanego układu.

Kolejnym krokiem w badaniu eksperymentalnym było sprawdzenie dynamicznej reakcji systemu na podłączenie obciążenia zawierającego składową mocy biernej do sieci pokładowej. Pomiary wykonano dla dwóch przypadków. W pierwszym przypadku, pokazanym na rysunku 8.5a, dodatkowe obciążenie zawierające składową mocy biernej zostało podłączone do nieobciążonej sieci, która była dodatkowo zasilana ze źródła fotowoltaicznego za pośrednictwem klasycznie sterowanego przekształtnika sieciowego. Przed podłączeniem dodatkowego obciążenia w sieci występowała niewielka składowa mocy biernej, związana głównie z impedancją sieci. Włączenie obciążenia zwiększyło zarejestrowaną moc bierną. Wyniki te odnoszą się do sytuacji, gdy warunki zewnętrzne były stacjonarne, tj. przekształtnik sieciowy dodatkowo zasilał sieć pokładową. Drugi rozpatrywany przypadek (rys. 8.5b) odnosi się do analogicznej sytuacji, ale dla proponowanego układu kompensacji mocy biernej. Skuteczność kompensacji mocy biernej pokazano przed i po podłączeniu dodatkowego obciążenia. Dodatkowe obciążenie spowodowało jedynie przejściowy stan nieskompensowany, który obserwowano przez około 90 milisekund, potwierdzając w ten sposób skuteczność proponowanej metody dynamicznie zmieniającej kompensowaną moc bierną.



Rys. 8.6. Dynamiczna odpowiedź systemu zarejestrowana dla skoku fazy o 30 stopni: przebiegi napięcia sieci (u_s) i prądu sieci (i_s), moc bierna (Q); sygnał aktywujący skok fazy od 0 do 30 stopni zarejestrowany dla (a) klasycznie sterowanego przekształtnika sieciowego bez kompensacji mocy biernej i dla (b) proponowanego systemu.

W celu określenia właściwości dynamicznych proponowanego systemu zbadano jego reakcje na zmiany przebiegu napięcia zasilającego. W pierwszej kolejności zbadano wpływ skoku kąta fazowego napięcia od 0 do 30 stopni na wartość mierzonej mocy biernej w sieci pokładowej. Badanie przeprowadzono dla statycznie podłączonego obciążenia generującego moc bierną. Poprzez zastosowanie sygnału bramkującego zmieniono wartość kąta przesunięcia fazowego i zarejestrowano przebiegi prądu, napięcia i zmierzonej mocy biernej dla przekształtnika sieciowego bez kompensacji mocy biernej (rysunek 8.6a) i proponowanego przekształtnika z kompensacją mocy biernej (rysunek 8.6b). Jak można zaobserwować na rysunku 8.6, skok kąta fazowego wywołuje jedynie stan przejściowy, który jest obserwowany w czasie zależnym od układu synchronizacji napięcia i właściwości dynamicznych układu sterowania. Dla standardowo sterowanego systemu zaobserwowano stan przejściowy trwający około 70 milisekund, a dla proponowanego systemu z kompensacją mocy biernej czas ten wynosił około 120 milisekund.

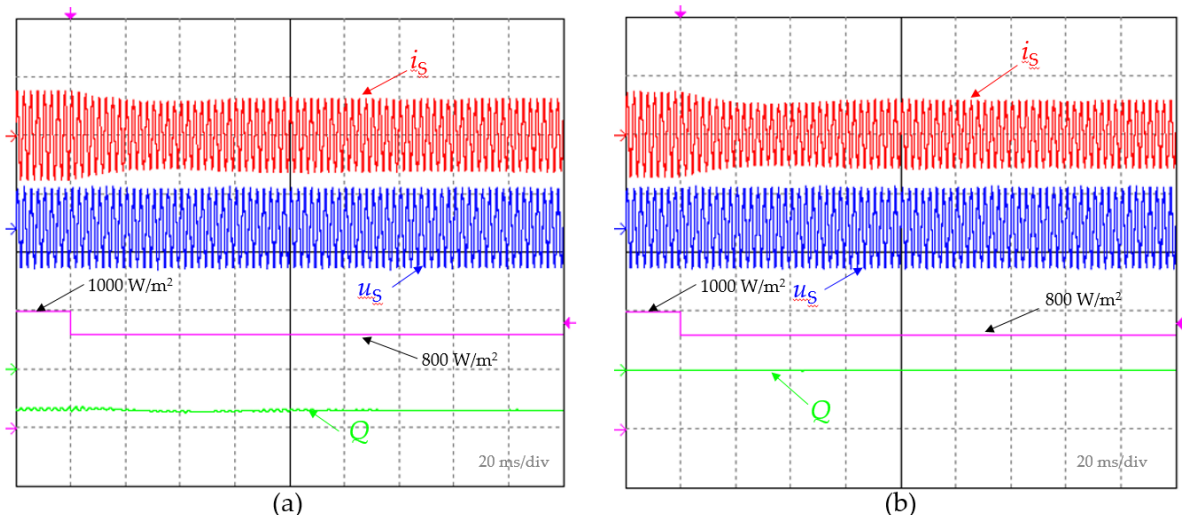


Rys. 8.7. Zapad napięcia w sieci wynoszący 20%: (a) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s), mocy biernej (Q), sygnał identyfikujący zapad napięcia (On/off) zarejestrowany dla standardowego przekształtnika sieciowego; (b) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s), mocy biernej (Q), sygnał identyfikujący zapad napięcia (On/off) zarejestrowany dla proponowanego przekształtnika sieciowego z kompensacją mocy biernej.

Rysunek 8.7 przedstawia działanie przekształtnika sieciowego zasilającego sieć o wyższej częstotliwości przy spadku napięcia o 20%. Przebiegi zostały zarejestrowane dla statycznych warunków zewnętrznych powodujących, że energia wytwarzana w ogniwach fotowoltaicznych jest taka sama. Rysunek 8.7a przedstawia przebiegi prądu i napięcia sieci oraz zmierzoną moc bierną dla przekształtnika bez kompensacji mocy biernej, dostarczającego stałą moc do sieci pokładowej. Wartości amplitudy prądu w stanie ustalonym i amplitudy napięcia zarejestrowane przed i po spadku napięcia są oznaczone liniami ciągłymi odpowiednio w kolorze czerwonym i niebieskim. Jak można zaobserwować na rysunku 8.7a, moc bierna przed spadkiem napięcia była większa niż w jego trakcie. Zmiana wartości mocy biernej jest oznaczona jako ΔQ . Ze względu na brak kompensacji składowej biernej jest to naturalny efekt obniżenia napięcia na obciążeniu reaktancyjnym. Przypadek ten jest związany ze statyczną temperaturą i warunkami oświetleniowymi ogniwa fotowoltaicznego, więc aktywny bilans energetyczny spowodował wzrost amplitudy prądu zasilającego pokładową sieć energetyczną w wyniku obniżenia napięcia. Amplituda prądu zachowywała się podobnie, gdy przekształtnik sieciowy był sterowany przez opracowany system ze skompensowaną mocą bierną, jak pokazano na rysunku 8.7b. Zaobserwowane zakłócenie amplitudy napięcia spowodowało jedynie stan nieustalony w obserwowanej mocy biernej, która wynosiła zero przed i po spadku napięcia (ΔQ wynosi zero). Pozwala to wnioskować, że zmiany napięcia w sieci

pokładowej nie wpływają na skuteczność kompensacji mocy biernej, powodując jedynie występowanie stanów nieustalonych w jej pomiarze.

Potwierdzenie skuteczności kompensacji mocy biernej wymagało dodatkowych testów eksperymentalnych w celu weryfikacji zachowania opracowanego systemu w stanach dynamicznych związanych z zewnętrznymi warunkami środowiskowymi. Przebiegi prądu sieciowego, napięcia sieciowego i mocy biernej dla układu nieskompensowanego i skompensowanego przedstawiono odpowiednio na rysunkach 8.8a i 8.8b.



Rys. 8.8. Skok natężenia promieniowania słonecznego z 1000 W/m² do 800 W/m²: (a) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s), mocy biernej (Q) i natężenia promieniowania słonecznego (zielony) zarejestrowane dla systemu bez kompensacji mocy biernej; (b) przebiegi napięcia sieciowego (u_s) i prądu sieciowego (i_s), mocy biernej (Q) i natężenia promieniowania słonecznego (zielony) zarejestrowane dla systemu z kompensacją mocy biernej.

Testy przeprowadzono dla skokowej zmiany natężenia promieniowania słonecznego z 1000W/m² do 800W/m² przy stałej temperaturze zewnętrznej 298K. Parametry napięcia na pokładzie były statyczne i nie wymuszono żadnych zmian w układzie sterowania ani w obciążeniu. Podczas badań eksperymentalnych nie zaobserwowano wpływu zmian nasłonecznienia na zmierzoną wartość mocy biernej. Moc bierna dla nieskompensowanego systemu była na stałym poziomie, w zależności od dodatkowego obciążenia podłączonego do sieci. Dla systemu skompensowanego moc ta wynosiła zero. Zmniejszenie poziomu nasłonecznienia paneli spowodowało jedynie zmniejszenie mocy czynnej zasilającej sieć poprzez zmianę amplitudy prądów. W pomiarach mocy biernej nie zaobserwowano żadnych stanów nieustalonych. Brak stanów nieustalonych w obserwacji mocy biernej wynika z faktu, że warunki zewnętrzne wpływają jedynie na działanie algorytmu MPPT. W odpowiedzi na zmianę punktu mocy maksymalnej kontrolowany jest tylko prąd kondensatora obwodu pośredniego. Jest to część systemu sterowania, która jest oddzielona

od regulatorów prądu i napięcia. Jednak zakłócenia występujące po stronie sieci pokładowej będą generować stany nieustalone w mocy biernej. Wynika to z faktu, że system sterowania prądem jest sprzężony z siecią poprzez system synchronizacji i pomiaru prądu w sieci. Przeprowadzone testy systemu, obejmujące stany ustalone i przejściowe, potwierdzają możliwości kompensacji mocy biernej w pokładowej sieci elektrycznej.

9. Podsumowanie

W pracy przeprowadzono analizę działania regulatora proporcjonalno-rezonansowego P+R, w układach falowników sieciowych on-grid, służących do sprzęgnięcia źródła energii napięcia stałego z siecią elektroenergetyczną jedno i trójfazową.

Przedstawiono koncepcję działania regulatora P+R oraz dokonano jego syntezy. Przeprowadzono badania symulacyjne układu jedno i trójfazowego DC/AC w programie IsSpice, dla typowych stanów eksploatacyjnych takich urządzeń. Następnie dokonano dyskretyzacji zaproponowanej struktury. Przeanalizowano jej pracę, aby zweryfikować poprawność przeprowadzonej implementacji do układu FPGA. Dzięki odpowiednio przeprowadzonej syntezie, zaproponowana struktura regulatora, składa się z prostych bloków matematycznych i jest znacząco prostsza w implementacji, niż inne zaproponowane metody. Porównano również dynamikę regulatora pracującego w układzie falownika z regulatorem PI, który jest klasycznie stosowany w tego typu rozwiązaniach. Regulator P+R charakteryzował się znacząco lepszą dynamiką pracy.

Badania symulacyjne przeprowadzono następnie metodą HIL (ang. *Hardware In Loop*), w układzie FPGA. Do programowalnego układu cyfrowego, zaimplementowano modele źródła energii napięcia stałego, falownika, linii zasilającej oraz układu regulacji. Dzięki temu, układ regulacji został sprawdzony przed uruchomieniem rzeczywistego stanowiska laboratoryjnego.

Badania wykazały, że przy odpowiednim wytwarzaniu wzorców prądów układu trójfazowego można w bardzo łatwy sposób kontrolować nie tylko składową czynną ale i bierną prądu linii. Może być to kłopotliwe w układzie jednofazowym, gdzie nie ma możliwości prostego przejścia do układu współrzędnych ortogonalnych (jak w układzie trójfazowym przy pomocy transformaty Clarke).

Przeprowadzone za pomocą oprogramowania komputerowego i układu HIL badania symulacyjne, pozwoliły przeprowadzić badania eksperymentalne na stanowisku laboratoryjnym. W trakcie badań modyfikowano układ regulacji, tak, aby oprócz przesyłania energii ze źródła do sieci elektroenergetycznej, można było w ramach dostępnych zasobów, wytwarzać moc bierną obu charakterów, również dla układu jednofazowego.

Zaproponowano układ generujący składowe ortogonalne oparty o podstawowe tożsamości trygonometryczne i jednofazowe napięcie zasilające. Do poprawnej pracy wymaga również transformaty do współrzędnych dq . Uzyskane składowe, pozwoliły na zadawanie zarówno prądu czynnego jak i biernego (obu charakterów) linii zasilającej.

Następnie układ regulacji zaadoptowano do falownika trójfazowego. Sterowanie w tym układzie odbywa się w osiach $\alpha\beta$, a sposób wytwarzania wzorców prądu umożliwia proste zadawanie składowej czynnej i biernej prądu linii, bez dodatkowych zabiegów jak w przypadku układu jednofazowego. Zastosowano dodatkową pętlę regulacji mocy, dzięki czemu, moc oddawana do sieci była utrzymywana na wymaganym poziomie, nawet podczas wahań napięcia.

Zaproponowana struktura regulatora, może pracować również w sieciach o innych częstotliwościach. Udowodniono to implementując regulator do układu regulacji instalacji fotowoltaicznej pokładowego systemu zasilania platformy latającej. W takich systemach stosuje się podwyższoną częstotliwość napięcia zasilającego o wartości 400 Hz. W analizowanym przypadku, wystarczyło jedynie dostosować parametry dwóch bloków zaproponowanej struktury, aby zmienić punkt pracy regulatora (co w klasycznie stosowanych metodach implementacji regulatora P+R byłoby kłopotliwe, bo częstotliwość rezonansowa jest utajona w wielu współczynnikach stosowanych równań). Badania udowodniły poprawną pracę regulatora, a zastosowany synchronizator oparty o strukturę *SOGI*, pozwolił efektywnie sterować również mocą bierną w systemie.

Przeprowadzone badania pozwoliły udowodnić, że regulator P+R dobrze spełnia swoją rolę jako regulator prądu w linii zasilającej. Charakteryzuje się lepszą dynamiką niż regulator PI, klasycznie stosowany w takich urządzeniach. Mimo swoich zalet ma też wadę, która często utrudnia jego poprawne stosowanie. Trudno jest dokonać jego implementacji do struktury cyfrowej (układów DSP lub FPGA), w której realizuje się układ regulacji. Zaproponowana implementacja, korzystająca z podstawowych bloków funkcyjnych P, I oraz PI eliminuje ten problem.

Dzięki łatwej dostępności do parametrów bloków, można zrealizować taki regulator, który w prosty sposób będzie się samo adaptował do zmieniających się parametrów linii zasilającej. Ze względu na swoją selektywną charakterystykę, zauważono, że strukturę P+R można zastosować jako szybki synchronizator układów przekształtnikowych z napięciem linii zasilającej, ale wymaga to dodatkowych badań i modyfikacji. W tych kierunkach planowane są dalsze badania.

Bibliografia

1. D. Murillo-Yarce, J. Alarcón-Alarcón, M. Rivera, C. Restrepo, J. Muñoz, C. Baier, i P. Wheeler, "A Review of Control Techniques in Photovoltaic Systems," *Sustainability*, vol. 12, p. 10598, 2020.
2. S. Golestan, E. Ebrahimzadeh, B. Wen, J. M. Guerrero, i J. C. Vasquez, "dq-Frame Impedance Modeling of Three-Phase Grid-Tied Voltage Source Converters Equipped With Advanced PLLs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 3, pp. 3524–3539, Mar. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3017387.
3. S. Hasheminasab, M. Alzayed, i H. Chaoui, "A Review of Control Techniques for Inverter-Based Distributed Energy Resources Applications," *Energies*, vol. 17, p. 2940, 2024.
4. H. Athari, M. Niroomand, i M. Ataei, "Review and Classification of Control Systems in Grid-tied Inverters," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 72, pp. 1167–1176, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.10.030.
5. Sikorski, M. Korzeniowski, i M. Malinowski, "Przełącznik AC/DC/AC w małej elektrowni wodnej," *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 6, pp. 97–97, 2011.
6. R. Grodzki, A. Sikorski, i M. Jasiński, "Predykcyjne algorytmy sterowania trójfazowym przełącznikiem AC/DC," *Przegląd Elektrotechniczny*, no. 6, pp. 105–105, 2011.
7. R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, i P. C. Loh, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 5, pp. 750–762, Sep. 2006.
8. Hanju, V. Trung-Kien, i K. Jae-Eon, "Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system," in *Energy Conversion Congress and Exposition 2009 (ECCE 2009)*, pp. 2198–2205, 2009.
9. A. Chatterjee i K. B. Mohanty, "Design and analysis of stationary frame PR current controller for performance improvement of grid tied PV inverters," in *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, 2014.
10. Gao *et al.*, "Quantization Effects on Digital-PR-Controlled Active Power Filter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 5785–5797, Dec. 2023, doi: 10.1109/.
11. Y. Li, J. Zhang, Z. Hao, i P. Tian, "Improved PR Control Strategy for an LCL Three-Phase Grid-Connected Inverter Based on Active Damping," *Applied Sciences*, vol. 11, p. 3170, 2021.
12. Stojić, M. Milinković, S. Veinović, i I. Klasnić, "Novel proportional-integral-resonant current controller for three phase PWM converters," in *2016 4th International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*, Belgrade, Serbia, 2016, pp. 1–4.
13. T. Binkowski, "Photovoltaic Inverter Control Using Programmable Logic Device," *SN Applied Sciences*, vol. 1, p. 596, 2019.
14. S. Makhoulfi, "Comparative Study Between PI and Resonant Controllers for PV Grid-Connected Inverter," *International Journal of Grid and Distributed Computing*, vol. 7, pp. 135–142, 2014.
15. Zammit, C. Spiteri Staines, i M. Apap, "Comparison between PI and PR Current Controllers in Grid Connected PV Inverters," *International Journal of Electrical and Electronics Science and Engineering*, vol. 8, pp. 221–226, 2014.

16. N. A. Rufa'i, L. Zhang, i B. Chong, "Comparison of PI and PR Controllers with Adaptive Notch Filter for LCL Filtered Grid-Tie Converters under Weak Grid," in *Proceedings of the 2019 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, Abuja, Nigeria, Aug. 20–23, 2019, pp. 650–655.
17. V. Ramesh i S. Mandava, "Microgrid Design and Control Using a Discrete Proportional Resonant Controller," *International Journal of Renewable Energy Research*, vol. 5, pp. 1041–1048, 2015.
18. O. Husev, C. Roncero-Clemente, E. Makovenko, S. P. Pimentel, D. Vinnikov, i J. Martins, "Optimization and Implementation of the Proportional-Resonant Controller for Grid-Connected Inverter with Significant Computation Delay," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 1201–1211, 2020.
19. P. Sreekumar, R. Danthakani, i S. P. Veetil, "Implementation of Proportional-Resonant Controller in an Autonomous Distributed Generation Unit," in *Proceedings of the 2018 Advances in Science and Engineering Technology International Conferences (ASET)*, Abu Dhabi, UAE, Feb. 6–Apr. 5, 2018, pp. 1–5.
20. A. Tarraso, J. I. Candela, J. Rocabert, i P. Rodriguez, "Proportional-Resonant Current Controller with Orthogonal Decoupling on the $\alpha\beta$ -Reference Frame," in *Proceedings of the IECON 2017—43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, China, Oct. 29–Nov. 1, 2017, pp. 1453–1458.
21. H. Cha, T.-K. Vu, i J.-E. Kim, "Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System," in *Proceedings of the 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, USA, Sep. 20–24, 2009, pp. 2198–2205.
22. H. Khalfalla, S. Ethni, M. Al-Greer, V. Pickert, M. Armstrong, i V. T. Phan, "An Adaptive Proportional Resonant Controller for Single Phase PV Grid Connected Inverter Based on Band-Pass Filter Technique," in *Proceedings of the 2017 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, Cadiz, Spain, Apr. 4–6, 2017, pp. 436–441.
23. N. Zhang, H. Tang, i C. Yao, "A Systematic Method for Designing a PR Controller and Active Damping of the LCL Filter for Single-Phase Grid-Connected PV Inverters," *Energies*, vol. 7, pp. 3934–3954, 2014.
24. T. Ngo i S. Santoso, "Improving proportional-resonant controller for unbalanced voltage and frequency variation grid," in *2016 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, May 2016, pp. 1–5.
25. Bennia, A. Harrag, i Y. Daili, "Adaptive Resonant Controller Based SOGI-FLL for Three-Phase Voltage Source Inverters," in *2022 19th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)*, Sétif, Algeria, 2022, pp. 756–762.
26. O. Hemakesavulu, N. Chellammal, S. S. Dash, i S. Lalitha, "A new PR-D (Proportional Resonant and Derivative) controller for resonance damping in a grid connected reverse voltage topology multi-level inverter," in *2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, San Diego, CA, USA, 2017, pp. 653–658.
27. M. Liserre, R. Teodorescu, i F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 836–841, May 2006.
28. Zhang, L. Li, D. G. Dorrell, i Y. Guo, "Space vector modulation based proportional resonant current controller with selective harmonics compensation for matrix

- converter systems," in *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Sydney, NSW, Australia, 2017, pp. 1–6.
29. Q. Zhou, Q. Li, D. Zhu, i B. Cen, "Control Strategy of Modular Multilevel Matrix Converter for Low Frequency Transmission System under Unbalanced Grid Conditions," in *2024 7th International Conference on Energy, Electrical and Power Engineering (CEEPE)*, Yangzhou, China, 2024, pp. 346–351.
 30. Z. Gong, L. Zhang, C. Liu, Z. Yang, i X. Wu, "Deadbeat Model Predictive Control for Modular Multilevel Matrix Converter Under Unbalanced Grid Conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 1258–1271, Jan. 2025, doi: 10.1109/TPEL.2024.3480357.
 31. M. Tariq, M. T. Iqbal, M. Meraj, A. Iqbal, A. I. Maswood, i C. Bharatiraja, "Design of a proportional resonant controller for packed U cell 5 level inverter for grid-connected applications," in *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Trivandrum, India, 2016, pp. 1–6.
 32. S. Trusova, V. S. Lavrinovskiy, N. A. Dobroskok, V. I. Simukhin, i K. N. Nuriev, "Design of a Control System for a Modular Multi-Level Converter of a Single-Phase Solar Power System Based on a Proportional-Resonant Controller," in *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus)*, St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021, pp. 1113–1118, doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396625.
 33. R. Reddy, M. S. Ali, i M. S. Reddy, "An Improved Response of Multi Level Inverter Based PR Controlled SMPS," *Frontiers in Energy Research*, vol. 8, Art. no. 00001, 2020, doi: 10.3389/fenrg.2020.00001.
 34. J. Buberger *et al.*, "Charging Strategy for Battery Electric Vehicles with a Battery Modular Multilevel Management (BM3) Converter System using a PR controller," in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)*, Ghent, Belgium, 2021, pp. P.1–P.10.
 35. N. Guler, H. Komurcugil, S. Bayhan, i H. Abu-Rub, "Simplified Single-Stage Buck-Boost Rectifier With Proportional-Integral and Cascaded Proportional-Resonant Control Method," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 1, pp. 348–359, Jan. 2024, doi: 10.1109/TIE.2023.3241400.
 36. P. Santiprapan, K. Areerak, i K. Areerak, "An Adaptive Gain of Proportional-Resonant Controller for an Active Power Filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 1, pp. 1433–1446, Jan. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3319476.
 37. B. Jahnavi, S. B. Karanki, i P. K. Kar, "Power quality improvement with D-STATCOM using combined PR and Comb filter-Controller," in *2021 1st International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, Bhubaneswar, India, 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICPEE50452.2021.9358692.
 38. Z. Zhang, Y. Liu, i H. Guan, "Unbalance Loads Compensation With STATCOM Based on PR Controller and Notch Filter," in *2018 10th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, Guiyang, China, 2018, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICMIC.2018.8529928.
 39. R. Sial i N. C. Sahoo, "Second-Order Generalized Integrator-Based Proportional-Resonant Current Controller for Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors," in *Proceedings of Symposium on Power Electronic and Renewable Energy Systems Control*, Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 616, S. Mohapatro and J. Kimball, Eds., Springer, Singapore, 2021.

40. P. Kumar i U. K. Kalla, "Optimal Control of Solar PV Fed Sensorless BLDC Motor Control Using of PR Controller and EMF Observer," in *2024 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*, New Delhi, India, 2024, pp. 1–6, doi: 10.1109/TENSYP61132.2024.10752280.
41. Ghanayem, M. Alathamneh, i R. M. Nelms, "Decoupled Speed and Flux Control of a Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor under an Open-Circuit Fault Using a PR Current Controller," *Energies*, vol. 16, no. 5325, 2023.
42. Nowak i S. Piróg, "Simulation Studies of the Proportional Resonant Controller," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 6, pp. 130–133, 2018.
43. Nowak i S. Piróg, "Implementation of the Proportional Resonant Controller in the FPGA System," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 7, pp. 87–90, 2019.
44. K. Janiga, "A review of voltage control strategies for low-voltage networks with high penetration of distributed generation," *Informatyka, Automatyka, Pomiar w Gospodarce i Ochronie Środowiska*, vol. 10, no. 3, pp. 60–65, 2020.
45. W. Issa, S. Sharkh, i M. Abusara, "A review of recent control techniques of drooped inverter-based AC microgrids," *Energy Science & Engineering*, vol. 12, pp. 1792–1814, 2024.
46. B. Song, L. Xu, i X. Lu, "A comparative study on Tustin rule based discretization methods for fractional order differentiator," in *2014 4th IEEE International Conference on Information Science and Technology (ICIST)*, Shenzhen, China, 2014, pp. 515–518, doi: 10.1109/ICIST.2014.6920529.
47. A. Penczek, R. Stala, Ł. Stawiarski, i M. Szarek, "Hardware-in-the-Loop FPGA-based simulations of switch-mode converters for research and educational purposes," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, no. 11, 2011.
48. M. Mudrov, A. Zyuzev, K. Nesterov, i S. Valtchev, "FPGA-based Hardware-in-the-Loop system bits capacity evaluation based on induction motor model," in *2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Milan, Italy, 2017, pp. 1–5.
49. R. Stala i M. Baszyński, *Sterowanie i modelowanie przekształtników energoelektronicznych w układach FPGA*, AGH Uczelniane wydawnictwo naukowo dydaktyczne, Kraków, 2011.
50. "Karta katalogowa Transformatorów MarkoEco2 do 3150 kVA," dostępne online: <https://energeks.pl/api/documents/Karta%20katalogowa%20Transformator%C3%B3w%20MarkoEco2%20do%203150%20kva/file>, dostęp 16.10.2024.
51. R. Behera i A. Thakur, "An overview of various grid synchronization techniques for single-phase grid integration of renewable distributed power generation systems," in *2016 IEEE Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEEOT)*, Nagercoil, India, 2016, pp. 2876–2880, doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7755223.
52. B. H. Bany Fawaz, I. A. Smadi, S. A. Albatran, i I. E. Atawi, "Advanced Single-Phase PLL-Based Transfer Delay Operators: A Comprehensive Review and Optimal Loop Filter Design," *Energies*, vol. 17, no. 2, 2024.
53. S. Golestan, J. M. Guerrero, i J. C. Vasquez, "Single-Phase PLLs: A Review of Recent Advances," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9013–9030, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2653861.
54. M. Baszyński, A. Penczek, S. Piróg, M. Szarek, i A. Mondzik, "Phase-Locked Loop for Grid-Connected Power Electronics Converters," *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 86, pp. 335–341.

55. W. Jarzyna, "A survey of the synchronization process of synchronous generators and power electronic converters," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, vol. 67, no. 6, pp. 1069–1083, 2019.
56. W. Jarzyna, D. Zieliński, i K. Gopakumar, "An evaluation of the accuracy of inverter sync angle during the grid's disturbances," *Metrology and Measurement Systems*, vol. 27, no. 2, Polish Academy of Sciences Committee on Metrology and Scientific Instrumentation, pp. 355–371, 2020, doi: 10.24425/mms.2020.132780.
57. T. Binkowski i M. Nowak, "Control System of a Single-Phase Photovoltaic Converter with Modified Quadrature Generator," *Automatyka, Elektryka, Zakłócenia*, vol. 14, no. 4 (54), pp. 94–102, 2023.
58. S. Shriram, R. Barkur, P. Joshua, i B. Shanthibhushan, "Work-in-Progress: FPGA Implementation of Synchronous Serial Interface for Hardware in Loop Simulation," in *IEEE Real-Time and Embedded Technology and Applications Symposium (RTAS)*, Pittsburgh, PA, USA, 2017, pp. 133–136.
59. B. Soreng, R. Garnayak, i R. Pradhan, "A Synchronous Reference Frame based PLL Control for a Grid-Tied Photovoltaic System," in *International Conference on Current Trends in Computer, Electrical, Electronics and Communication (CTCEEC)*, Mysore, India, 2017, pp. 1017–1022.
60. S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, i M. Monfared, "dq-Frame Cascaded Delayed Signal Cancellation-Based PLL: Analysis, Design, and Comparison With Moving Average Filter-Based PLL," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 3, pp. 1618–1632.
61. E. Sener, G. Ertasgin, i D. Zuber, "Design of a 400 Hz Current-Source Single-Phase Converter for Avionic Systems," in *Proceedings of the IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Belford, France, 11–14 December 2017, pp. 1–6.
62. Z. Li, Y. Li, P. Wang, H. Zhu, C. Liu, i F. Gao, "Single-Loop Digital Control of High-Power 400-Hz Ground Power Unit for Airplanes," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, pp. 532–543, 2010.
63. Y. Liu i C.M. Lai, "LCL Filter Design with EMI Noise Consideration for Grid-Connected Inverter," *Energies*, vol. 11, no. 1646, 2018.
64. C. Liu, C. Sun, i W. Hu, "Proportional-resonant controller of high power 400Hz inverter in stationary frame," in *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, 2008, pp. 1772–1777.
65. A. Niasar, M. Rahimi, i A. Akhbari, "Design and Simulation of a Single-Phase 400 Hz Inverter with Variable Input and Output Voltages," in *Proceedings of the 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 4–6 February 2020, pp. 1–7.
66. Liu, C. Sun, i W. Hu, "Proportional-resonant controller of high power 400Hz inverter in stationary frame," in *2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, Wuhan, China, 2008, pp. 1772–1777.
67. Niasar, M. Rahimi, i A. Akhbari, "Design and Simulation of a Single-Phase 400 Hz Inverter with Variable Input and Output Voltages," in *Proceedings of the 11th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran, 4–6 February 2020, pp. 1–7.
68. L. Mihalache, "DSP control of 400 Hz inverters for aircraft applications," *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting* (Cat. No. 02CH37344), Pittsburgh, PA, USA, 2002, pp. 1564–1571 vol. 3, doi: 10.1109/IAS.2002.1043743.

69. E. Kabalcı, "Review on novel single-phase grid-connected solar inverters: Circuits and control methods," *Solar Energy*, vol. 198, pp. 247–274, 2020, ISSN 0038-092X.

Literatura uzupełniająca

1. R. Barlik i M. Nowak, *Energoelektronika. Elementy, podzespoły, układy*, Wydawnictwo PWN, Warszawa, 2014.
2. Binkowski, Tomasz, Marek Nowak, i Stanisław Piróg. 2022. "Power Supply and Reactive Power Compensation of a Single-Phase Higher Frequency On-Board Grid with Photovoltaic Inverter" *Energies* 15, no. 7: 2563.
3. Z. Hanzelka i K. Piątek, *Instalacje fotowoltaiczne w systemie elektroenergetycznym*, Wydawnictwo PWM, Warszawa, 2023.
4. Q. Liu, T. Caldognetto, i S. Buso, "Review and Comparison of Grid-Tied Inverter Controllers in Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 7, pp. 7624-7639, July 2020.
5. M. Nowak i R. Barlik, *Poradnik inżyniera energoelektronika*, Wydawnictwo PWN, Warszawa, 1998.
6. Nowak, Marek, Tomasz Binkowski, i Stanisław Piróg. 2021. "Proportional-Resonant Controller Structure with Finite Gain for Three-Phase Grid-Tied Converters" *Energies* 14, no. 20: 6726.
7. S. Piróg, *Energoelektronika: układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne Akademii Górniczo-Hutniczej, Kraków, 2006.
8. S. Piróg, *Współczynnik mocy w liniach zasilających trójfazowe nieliniowe odbiorniki asymetryczne i sposoby poprawy jego wartości*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne Akademii Górniczo-Hutniczej, Kraków, 2021.
9. K. Zeb, W. Uddin, M. A. Khan, Z. Ali, M. U. Ali, N. Christofides, i H. J. Kim, "A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 94, pp. 1120–1141, 2018, ISSN 1364-0321.
10. Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao i C. Cheng, "Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 223–270, 2013, ISSN 1364-0321.

Streszczenie rozprawy w języku angielskim

The application of the Proportional-Resonant controller in power electronic grid converters

The subject of the paper is the application of the Proportional-Resonant controller in power electronic grid converters. The problem considered is concerned specifically with how to implement such a controller in a digital structure, and the operation of this controller in the control system of the converter, which couples the energy source to the power grid.

In this paper, the analysis of P+R structures with infinite and limited gain was carried out. Thus, a structure was obtained that consists of basic functional blocks. To verify the performance of this structure, simulation tests were carried out in dedicated software. At this stage, a continuous description of the controller was used. The results obtained confirmed the usefulness of the regulator in the assumed application.

The next step described in the paper was the discretization of the developed P+R structure. The digital P+R controller, was characterized by the same properties as the one described in the continuous signal domain. Using digital models of power system components, the digital controller and control system, real-time tests were performed. The results of these tests once again confirmed the usefulness of the controller in such converters, as well as the correctness of the control system. The tests were carried out for a single-phase and a three-phase converter.

The final element of the dissertation is experimental tests. They were carried out for a single-phase and three-phase system. Different operating states of the power grid were taken into account. The system worked properly under all assumed conditions. Solutions were proposed to improve its operation under conditions of voltage fluctuations in terms of the stability of the power returned to the grid. Using a virtual phase loop, such a control algorithm for a single-phase system was developed that allowed the generation of a reactive component in addition to the active one. Experimental tests also included tests in a grid with an increased frequency of 400 Hz. The control system was not changed, only adjustments were made to the parameters of the structure. Also in such a network, the controller worked properly.