

POLITECHNIKA WARSZAWSKA

Wydział Elektryczny

ROZPRAWA DOKTORSKA

mgr inż. Andrzej Gałeczki

**Sterowanie 3-fazowym przekształtnikiem AC/DC przy zasilaniu
napięciem odkształconym z wykorzystaniem liniowo-kwadratowego
regulatora stanu**

Promotor
prof. dr hab. inż. Lech M. Grzesiak

Promotor pomocniczy
dr hab. inż. Bartłomiej Ufnalski, prof. uczelni

Warszawa, 2019

Składam serdeczne podziękowania prof. dr. hab. inż. Lechowi M. Grzesiakowi oraz dr. hab. inż. Bartłomiejowi Ufnalskiemu, prof. uczelni, za pomoc, cenne uwagi i poświęcony czas, a także kolegom z Zakładu Napędu Elektrycznego za owocne dyskusje i twórczą atmosferę.

Pracę tę dedykuję mojej żonie Marcie oraz córkom Hani i Oli.

Praca naukowa współfinansowana przez Narodowe Centrum Badań i Rozwoju w ramach projektu rozwojowego o numerze PBS3/A4/13/2015 pt: „Nadprzewodzący magazyn energii z interfejsem energoelektronicznym do zastosowań w sieciach dystrybucyjnych”. Okres realizacji projektu: 01.07.2015–31.12.2018.



Narodowe Centrum
Badań i Rozwoju



Program Badań Stosowanych

Streszczenie

Rozprawa doktorska dotyczy zagadnienia sterowania trójfazowym, trójprzewodowym przekształtnikiem AC/DC pracującym w warunkach odkształconego napięcia zasilania. Jednym z głównych wymagań stawianych układom sterowania przekształtnikami AC/DC pracującymi w takich warunkach jest uzyskanie wysokiej jakości prądów wejściowych przekształtnika. Zaproponowane w rozprawie rozwiązanie bazuje na kaskadowej strukturze regulacji. W pętli nadrzędnej układu regulacji zastosowano proporcjonalno-całkujący regulator napięcia kondensatorów obwodu napięcia stałego. Pętla podrzędna układu regulacji zawiera regulator prądu wejściowego przekształtnika. Regulator ten wykorzystuje sprzężenie zwrotne od wektora stanu. Został on zaprojektowany w układzie odniesienia dq wirującym synchronicznie z wektorem przestrzennym napięcia sieci. Macierz wzmocnień regulatora prądu została obliczona z wykorzystaniem metody LQR. Zbadano skuteczność kompensacji wyższych harmoniczných prądów wejściowych przekształtnika dla trzech wariantów układu regulacji prądu: z dodatkowym sprzężeniem w przód od zakłócenia, z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z modelu zakłócenia oraz z wykorzystaniem obydwu tych sprzężeń. W procesie syntezy regulatora prądu z wykorzystaniem metody LQR niezbędne jest określenie wag wykorzystywanych we wskaźniku jakości. Wagi zostały dobrane z wykorzystaniem optymalizacji metodą roju cząstek. Ponadto, opracowany został algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi drugiego rzędu. Proponowana synteza układu sterowania została zweryfikowana w badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych dla układu z trójpoziomowym przekształtnikiem napięcia z diodami poziomującymi. Otrzymane wyniki eksperymentalne potwierdziły wnioski uzyskane na etapie badań symulacyjnych.

Słowa kluczowe: *przekształtnik AC/DC, regulator liniowo-kwadratowy, sterowanie ze sprzężeniem od wektora stanu, optymalizacja rojem cząstek, jakość energii*

Abstract

The dissertation describes the problem of the control of a three-phase three-wire AC/DC converter operated under distorted grid voltage conditions. One of the main difficulties with these conditions is obtaining the nearly sinusoidal grid currents. The proposed control system is based on a cascade control structure. In the outer loop of the control structure a proportional-integral DC-link voltage controller is used. In the inner loop of the control structure a state-feedback current controller is applied. The controller is designed in the dq reference frame rotating synchronously with the space vector of the grid voltage. The feedback gain matrix is designed using the LQR method. The tuning of the current controller requires defining weighting factors for the cost function. The selection of these factors has been carried out with the help of particle swarm optimization. The efficiency of the higher harmonics rejection in the converter input currents has been verified for three cases of the control structure. The first case is a control structure with an additional disturbance feed-forward. In the second case an additional feedback from the disturbance model is introduced to the control structure. The last case is a control structure utilizing both of these additional control paths. Moreover, the algorithm to limit the state signals of the current controller with second-order oscillatory terms is designed. The proposed synthesis of the control system for a three-phase AC/DC converter operated under distorted grid voltage conditions has been verified in simulation based on the three-level neutral-point clamped voltage source converter. The results of experimental studies confirm the conclusions obtained at the simulation stage.

Keywords: *AC/DC converter, linear-quadratic regulator, state-feedback control, particle swarm optimization, power quality*

Spis treści

| | |
|---|----|
| Streszczenie | 7 |
| Abstract | 8 |
| Spis symboli i skrótów | 11 |
| 1. Wstęp | 13 |
| 1.1. Wprowadzenie | 13 |
| 1.2. Przegląd literatury i uzasadnienie podjęcia tematu | 14 |
| 1.3. Teza i zakres rozprawy | 25 |
| 1.4. Struktura rozprawy | 26 |
| 2. Sterowanie przekształtnikiem AC/DC przy założeniu zasilania napięciem symetrycznym z idealnych źródeł napięcia | 27 |
| 2.1. Model matematyczny przekształtnika AC/DC | 28 |
| 2.2. Regulator prądu typu LQ | 29 |
| 2.3. Regulator prądu typu LQI | 32 |
| 2.4. Strojenie regulatora prądu z wykorzystaniem algorytmu optymalizacji rojem cząstek | 33 |
| 2.5. Projekt regulatora napięcia wyjściowego prostownika | 37 |
| 2.6. Badania symulacyjne przekształtnika AC/DC przy zasilaniu napięciem symetrycznym z idealnych źródeł napięcia | 39 |
| 3. Sterowanie przekształtnikiem AC/DC z uwzględnieniem odkształconego napięcia zasilania | 41 |
| 3.1. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i sprzężeniem od zakłócenia | 44 |
| 3.2. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i modelem zakłócenia | 49 |
| 3.3. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu, modelem zakłócenia i sprzężeniem od zakłócenia | 55 |
| 3.4. Badania symulacyjne przekształtnika AC/DC przy zasilaniu napięciem odkształconym | 59 |
| 3.5. Algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi | 66 |
| 4. Badania eksperymentalne | 74 |
| 4.1. Opis stanowiska badawczego | 74 |
| 4.2. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu bez sprzężenia od zakłócenia | 76 |

| | |
|--|-----|
| 4.3. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu z wykorzystaniem sprzężenia od zakłócenia | 78 |
| 4.4. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i modelem zakłócenia | 82 |
| 5. Zakończenie | 87 |
| Bibliografia | 90 |
| Załączniki: | 101 |
| A. Algorytm optymalizacji rojem cząstek | 101 |
| B. Schematy symulacyjne | 103 |
| Spis rysunków | 109 |
| Spis tablic | 115 |

Spis symboli i skrótów

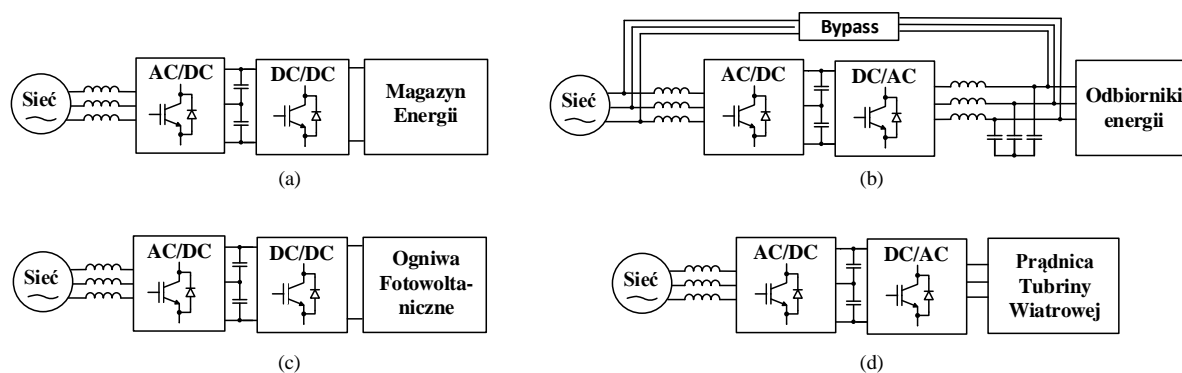
| Symbole | Opis |
|---------------|--|
| C | pojemność |
| f | częstotliwość |
| h | rzęd harmonicznej |
| I_{asm} | współczynnik asymetrii prądów |
| J | funkcja celu w metodzie LQR |
| J_{PSO} | funkcja celu w metodzie PSO |
| L | indukcyjność |
| R | rezystancja |
| \cdot^{ref} | indeks oznaczający sygnał referencyjny/zadany |
| \cdot^m | indeks górny oznaczający sygnał po przeskalowaniu |
| s | zmienna zespolona transformacji Laplace'a |
| t | czas, przedział czasu |
| T_s | okres próbkowania |
| τ | stała czasowa |
| V_{asm} | współczynnik asymetrii napięć |
| x | sygnał czasu ciągłego |
| $x(k)$ | sygnał czasu dyskretnego |
| \mathbf{x} | wektor |
| \mathbf{X} | macierz |
| z | zmienna transformacji Laurenta (przekształcenie Z) |
| $[\cdot]^T$ | transpozycja wektora lub macierzy |

| Skróty | Opis |
|------------------|---|
| ADWT | Algorytm Dostosowywania Współczynnika Tłumienia członów oscylacyjnych |
| DC-link | obwód napięcia stałego |
| DFE, dff | sprzężenie w przód od zakłócenia (Disturbance Feed-Forward) |
| GSR | Generator Sygnałów Referencyjnych |
| IMP | zadania modelu wewnętrznego (Internal Model Principle) |
| LPF | filtr dolnoprzepustowy (Low-Pass Filter) |
| LQR | regulator liniowo-kwadratowy (Linear-Quadratic Regulator) |
| LQI | regulator liniowo-kwadratowy projektowany na podstawie opisu obiektu rozszerzonego o człony całkujące |
| LQI+MOSC | regulator liniowo-kwadratowy projektowany na podstawie opisu obiektu rozszerzonego o człony całkujące i człony oscylacyjne |
| MOSC | człony multi-oscyłacyjne (Multi-Oscillatory terms) |
| NF | filtr pasmowo-zaporowy, filtr wycinający (Notch Filter) |
| PI | regulator proporcjonalno-całkujący |
| PLL | pętla synchronizacji fazy (Phase-Locked Loop) |
| PWM | modulacja szerokości impulsów (Pulse Width Modulation) |
| PSO | optymalizacja rojem cząstek (Particle Swarm Optimization) |
| RFF, rff | sprzężenie w przód od referencji (Reference Feed-Forward) |
| ROGI | uogólniony układ całkujący zredukowanego rzędu (Reduced-Order Generalized Integrator) |
| RMS, rms | wartość skuteczna (Root Mean Square) |
| SOGI | uogólniony układ całkujący drugiego rzędu (Second-Order Generalized Integrator) |
| THD _u | całkowity współczynnik odkształcenia napięcia |
| THD _i | całkowity współczynnik odkształcenia prądu |
| TR | transformator |
| VOC | metoda sterowania z orientacją układu współrzędnych względem wektora przestrzennego napięcia sieci (Voltage-Oriented Control) |

1. Wstęp

1.1. Wprowadzenie

Trójfazowy przekształtnik napięcia (ang. Voltage Source Converter) sterowany metodą modulacji szerokości impulsów (ang. PWM - Pulse Width Modulation) jest urządzeniem pozwalającym na realizację sprzęgu pomiędzy siecią zasilającą a urządzeniami dołączonymi do obwodu napięcia stałego, zapewniając dwukierunkowy przepływ energii [1]. Poprzez zastosowanie sterowania z modulacją szerokości impulsów przekształtnik AC/DC jest w stanie kształtować prądy w obwodzie dławików wejściowych z kontrolowanym przesunięciem fazowym i zapewniać regulację napięcia na kondensatorach włączonych w obwód napięcia stałego. Wobec powyższych właściwości tego rodzaju interfejs energoelektroniczny znajduje szerokie zastosowanie w układach napędowych, odnawialnych źródłach energii, układach magazynowania energii i systemach generacji rozproszonej zapewniając wysoką jakość przetwarzanej energii [2, 3, 4, 5]. Przykładowe zastosowania przekształtnika AC/DC jako interfejsu sieciowego zostały przedstawione na Rys. 1.1.



Rys. 1.1. Trójpoziomowy przekształtnik AC/DC jako interfejs sieciowy dla a) systemów magazynowania energii b) odbiorników wrażliwych na jakość energii c) elektrowni fotowoltaicznych d) elektrowni wiatrowych

Większość współczesnych odbiorników energii elektrycznej z uwagi na swoją konstrukcję pobiera z sieci prąd odkształcony negatywnie oddziałując na kształt napięcia zasilającego. Jakość dostarczanej energii, jest unormowana przez akty prawne [6]. W Tab. 1.1 podano dopuszczalną zawartość wyższych harmonicznych w napięciu zasilającym jaka może się pojawić w sieci publicznej niskiego napięcia w Polsce.

Tab. 1.1. Dopuszczalna zawartość wyższych harmonicznych w sieci publicznej niskiego napięcia (źródło [6])

| Harmoniczne nieparzyste niebędące wielokrotnością liczby 3 | | Harmoniczne nieparzyste będące wielokrotnością liczby 3 | | Harmoniczne parzyste | |
|--|-------------------|---|-------------------|----------------------|-------------------|
| numer harmoniczej | udział procentowy | numer harmoniczej | udział procentowy | numer harmoniczej | udział procentowy |
| 5 | 6 | 3 | 5 | 2 | 2 |
| 7 | 5 | 9 | 1.5 | 4 | 1 |
| 11 | 3.5 | 15 | 0.4 | 6 | 0.5 |
| 13 | 3 | 21 | 0.3 | 8 | 0.5 |
| $17 \leq h \leq 49$ | k_1 | $21 \leq h \leq 45$ | 0.2 | $10 \leq h \leq 50$ | k_2 |

gdzie:

- h oznacza numer harmoniczej,
- $k_1 = 2.27(17/h) - 0.27$ oznacza procentowy udział harmoniczej w napięciu.
- $k_2 = 0.25(10/h) + 0.25$ oznacza procentowy udział harmoniczej w napięciu.

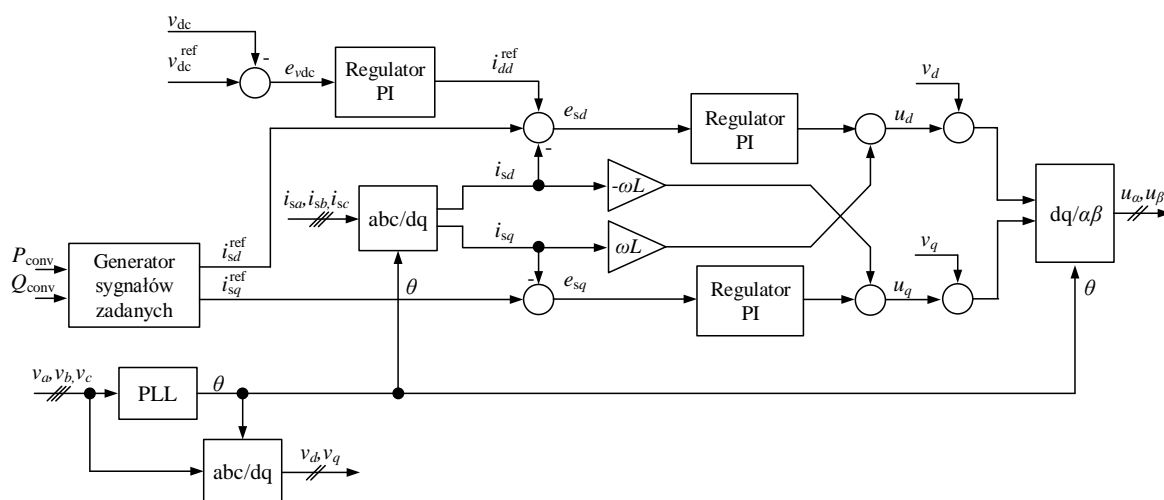
Mając na uwadze z jednej strony normy określające dopuszczalny poziom wyższych harmonicznych w napięciu sieci oraz rekomendacje dotyczące zawartości wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym przez urządzenia (np. rekomendacje Międzynarodowej Komisji Elektrotechniki [7, 8]), a z drugiej strony negatywny wpływ coraz większej liczby odbiorników nieliniowych na napięcie sieci, obszar badań naukowych związany z projektowaniem urządzeń ze szczególnym uwzględnieniem problematyki jakości energii elektrycznej ulega intensyfikacji. Istotną rolę w tym zakresie odgrywają przekształtniki AC/DC, które wyposażone w zaawansowane układy sterowania są w stanie pobierać z sieci lub oddawać do sieci prąd bliski sinusoidalnemu pomimo odkształconego napięcia sieci. Umożliwione jest to dynamicznym rozwojem techniki mikroprocesorowej, która pozwala na implementację coraz to bardziej zaawansowanych metod sterowania przekształtnikami AC/DC [9].

1.2. Przegląd literatury i uzasadnienie podjęcia tematu

Podstawowa strategia sterowania przekształtnikiem AC/DC wykorzystuje sprzężenie zwrotne od sygnałów z wyjścia obiektu i bazuje na kaskadowym układzie regulacji z orientacją układu współrzędnych względem wektora przestrzennego napięcia sieci (ang. VOC – Voltage Oriented Control) [10, 11, 12, 13]. Metoda ta została następnie rozwinięta dla układu bez wykorzystywania czujników pomiaru napięcia sieci, gdzie zastosowano orientację układu współrzędnych względem wektora przestrzennego wirtualnego strumienia (ang. VF-VOC – Virtual Flux – Voltage Oriented Control) [14, 15]. Odmiennym podejściem jest metoda bazująca na bezpośrednim sterowaniu mocą (ang. DPC – Direct Power Control) obecna w literaturze również w wersji bezczujnikowej (ang. VF-DPC – Virtual Flux – Direct Power Control) [16]. Głównym ograniczeniem przy stosowaniu metody DPC jest zmienna częstotliwość łączeń łączników energoelektronicznych utrudniająca projektowanie filtrów

wejściowych przekształtnika. Między innymi ta niedogodność została wyeliminowana w metodzie sterowania mocą z wykorzystaniem modulatora szerokości impulsów, gdzie przekształtnik pracuje ze stałą częstotliwością łączeń łączników (ang. DPC-SVM – Direct Power Control – Space Vector Modulation) [17].

Przykładową realizację układu sterowania dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym, gdzie wykorzystano układ współrzędnych zorientowany względem wektora przestrzennego napięcia sieci przedstawiono na Rys. 1.2 (według [11]). W pętli podrzędnej występują tu dwa proporcjonalno-całkujące regulatory prądu a w pętli nadrzędnej regulator PI napięcia na kondensatorach włączonych w obwód napięcia stałego.



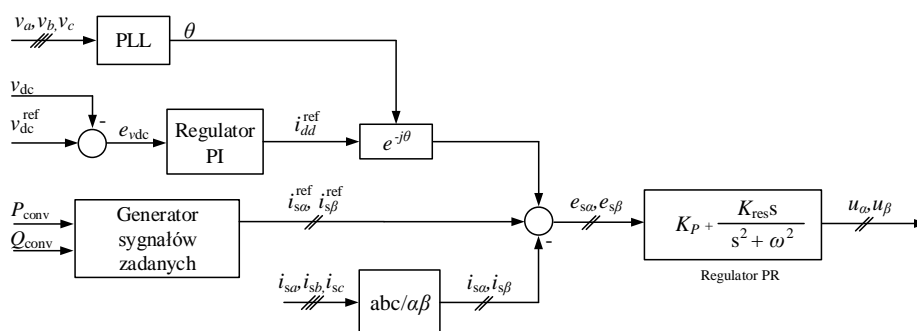
Rys. 1.2. Schemat blokowy kaskadowego układu regulacji dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w wirującym układzie współrzędnych dq (według [11])

Na schemacie blokowym z Rys. 1.2 poszczególne sygnały reprezentują:

v_{dc} – napięcie na kondensatorach obwodu DC, v_{dc}^{ref} – wartość zadana napięcia na kondensatorach obwodu DC, e_{vdc} – uchyb regulacji napięcia na kondensatorach obwodu DC, i_{sd}, i_{sq} – składowe wektora przestrzennego prądu sieci, e_{sd}, e_{sq} – składowe wektora przestrzennego uchybu regulacji prądu sieci, v_d, v_q – składowe wektora przestrzennego napięcia sieci, u_d, u_q – składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących. W pętli nadrzędnej regulator PI wypracowuje sygnał zadany i_{dd}^{ref} , który jest jednym z sygnałów referencyjnych dla pętli regulacji prądu. W bloku *Generatora sygnalów zadanych* realizowany jest nadrzędny w stosunku do układu regulacji prądu algorytm wyznaczania wartości referencyjnych i_{sd}^{ref} i i_{sq}^{ref} na podstawie składowych P_{conv} i Q_{conv} mocy chwilowej. Składowe wektora przestrzennego prądu wejściowego przekształtnika i wektora przestrzennego napięcia sieci przekształtnika przekształcane są z układu współrzędnych naturalnych abc do wirującego układu współrzędnych dq z wykorzystaniem przekształceń Clark'e (przekształcenie $abc/\alpha\beta$) i Park'a (przekształcenie $\alpha\beta/dq$) [1]. W przedstawionym układzie zrealizowano sprzężenie w przód od sygnałów zakłócenia (ang. DFF – disturbance feed-forward). Składowe u_d, u_q przekształcane są z wykorzystaniem transformaty odwrotnej $abc/\alpha\beta$ do składowych u_α, u_β wyrażonych w stacjonarnym układzie odniesienia. Do orientacji układu współrzędnych dq względem wektora przestrzennego

napięcia sieci wykorzystywany jest kąt θ wyznaczony z wykorzystaniem pętli synchronizacji fazy (ang. PLL – Phase Locked Loop) [18].

Kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC może być również zrealizowany z wykorzystaniem regulatora prądu projektowanego w stacjonarnym układzie współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$ [10, 11, 19, 20]. Przykładową realizację takiego układu regulacji dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym przedstawiono na Rys. 1.3 na podstawie [11]. W pętli podrzędnej występują tu dwa proporcjonalno-rezonansowe (ang. PR – proportional-resonant) [21] regulatory prądu a w pętli nadrzędnej regulator PI napięcia na kondensatorach włączonych w obwód napięcia stałego.



Rys. 1.3. Schemat blokowy kaskadowego układu regulacji dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w stacjonarnym układzie współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$ (według [11])

Na schemacie blokowym z Rys. 1.3 poszczególne zmienne reprezentują:

v_{dc} – napięcie na kondensatorach obwodu DC, v_{dc}^{ref} – wartość zadana napięcia na kondensatorach obwodu DC, e_{vdc} – uchyb regulacji napięcia na kondensatorach obwodu DC, $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ – składowe wektora przestrzennego prądu sieci, $e_{s\alpha}, e_{s\beta}$ – składowe wektora przestrzennego uchybu regulacji prądu sieci, v_{α}, v_{β} – składowe wektora przestrzennego napięcia sieci, u_{α}, u_{β} – składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących. K_P – wzmacnienie w torze proporcjonalnym regulatora PR prądu. K_{res} – wzmacnienie w torze regulatora PR zawierającym człon oscylacyjny. W pętli nadrzędnej regulator PI napięcia wypracowuje sygnał zadany i_{dd}^{ref} , który jest jednym z sygnałów referencyjnych dla układu regulacji prądu. Wyjściem z tego bloku *Generatorsygnatów zadanych* są w tym przypadku sygnały $i_{s\alpha}^{ref}, i_{s\beta}^{ref}$, które razem z sygnałem i_{dd}^{ref} stanowią komplet sygnałów referencyjnych dla układu regulacji prądu. Na potrzeby realizacji układu regulacji z Rys. 1.3 wykorzystywane jest przekształcenie prądów sieci i napięć zasilania przekształtnika z układu współrzędnych naturalnych do stacjonarnego układu współrzędnych ortogonalnych.

Oprócz regulatorów typu PI lub PR, powszechnie stosowanych w układach sterowania przekształtnikami AC/DC, w literaturze przedmiotu znane są między innymi metody sterowania z wykorzystaniem regulatorów prądu typu: VPI (ang. vector proportional-integral) [22, 23], dead-beat [24, 25], regulatorów repetycyjnych [26, 27] lub ślizgowych [28, 29] a także metody sterowania predykcyjnego [30, 31, 32, 33].

Strategie sterowania przekształtnikami sieciowymi projektowane z uwzględnieniem odkształconego napięcia sieci opierają się w większości na regulatorze prądu budowanym w oparciu o zasadę

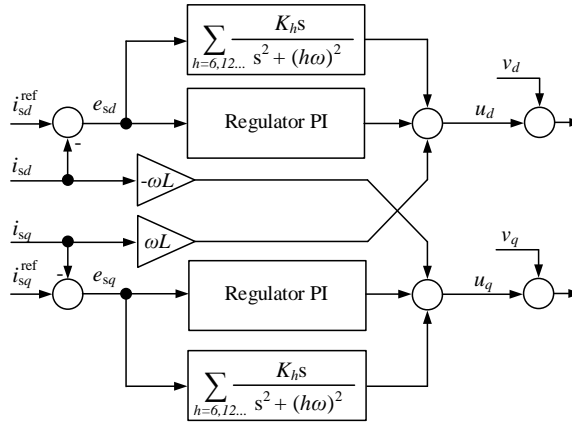
modelu wewnętrznego (ang. IMP – Internal Model Principle) [34, 27, 35, 36]. Układy sterowania wykorzystujące selektywne człony kompensujące (człony oscylacyjne, filtry) a także sterowanie repetycyjne (powtarzalne) [37, 38, 26, 39, 40] należą do najczęściej stosowanych metod bazujących na podejściu IMP i pozwalających na kompensację wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC, które pojawiają się w związku z odkształconym napięciem zasilania. Cechy wspólne dla wyżej wymienionych metod sterowania przedstawiono w pracach [41, 42]. Wśród metod sterowania mających na celu minimalizację wpływu odkształconego napięcia zasilania na prąd wejściowy przekształtnika AC/DC wyróżnić należy również rodzinę sterowań predykcyjnych [43, 44, 45, 46] a także metody z wykorzystaniem sprzężenia od zakłócenia z kompensacją opóźnienia [47, 48, 49]. Układy sterowania, w których zastosowany został obserwator zakłócenia przedstawiono m.in w pracach [50, 51, 52, 53].

W układach trójprzewodowych najczęściej mamy do czynienia z asymetrią napięć oraz odkształceniem napięć objawiającym się udziałem wyższych harmonicznych o numerach nieparzystych, gdzie harmoniczne o rzędach 5, 7, 11 oraz 13 mają zwykle udział dominujący [54]. Biorąc pod uwagę kompensację w prądzie wejściowym przekształtnika AC/DC jedynie wybranych wyższych harmonicznych o dominującym udziale, możliwe jest zastosowanie zbioru regulatorów rezonansowych o z góry nastawianych pulsacjach. Regulatory multi-rezonansowe prądu mają zastosowanie zarówno w układzie sterowania projektowanym w wirującym układzie odniesienia dq [10, 55, 56] jak również w układzie sterowania budowanym z wykorzystaniem stacjonarnego układu współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$ [57, 58, 11, 59]. Na Rys. 1.4 przedstawiono przykładowy układ regulacji prądu z dodatkowymi regulatorami rezonansowymi, w którym zastosowano układ współrzędnych wirujących dq , natomiast na Rys. 1.5 w przypadku zastosowania układu współrzędnych stacjonarnych $\alpha\beta$ (według [11]). W wyżej wymienionych pracach wykorzystywany jest regulator rezonansowy zbudowany w oparciu o człon drugiego rzędu wyrażony transmitancją:

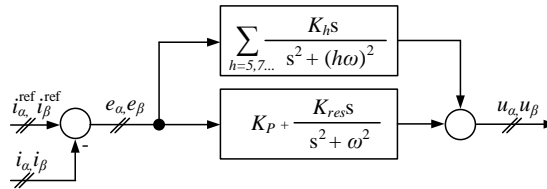
$$H_{\text{res}}(s) = \frac{K_h s}{s^2 + (h\omega)^2}, \quad (1.1)$$

gdzie K_h – wzmacnienie, $h\omega$ – pulsacja drgań własnych (nietłumionych).

W sieciach publicznych niskiego napięcia z uwagi na kształt prądów pobieranych przez obciążenia dominujący udział mają harmoniczne o rzędach 5 i 11 kolejności przeciwnej i harmoniczne rzędów 7 i 13 kolejności zgodnej [131]. Składowe oscylacyjne związane z harmonicznymi o rzędach 5 i 11 kolejności przeciwnej po przekształceniu do układu współrzędnych dq wirują w kierunku umownie przyjętym za zgodny z prędkością kątową odpowiednio 6ω i 12ω . Składowe oscylacyjne związane z harmonicznymi o rzędach 7 i 13 kolejności zgodnej po przekształceniu do układu współrzędnych dq wirują w kierunku umownie przyjętym za przeciwny z prędkością kątową odpowiednio 6ω i 12ω [60]. Wobec powyższego na potrzeby kompensacji wyżej wymienionych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC wykorzystanie układu regulacji prądu przedstawionego na Rys. 1.5 wiąże się z użyciem czterech regulatorów rezonansowych. Natomiast w układzie regulacji prądu przedstawionym na Rys. 1.4 liczbę zastosowanych regulatorów rezonansowych zredukowano do dwóch.



Rys. 1.4. Schemat blokowy układu regulacji prądu dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w układzie współrzędnych wirujących dq z wykorzystaniem regulatorów typu PI oraz regulatorów rezonansowych (według [11])



Rys. 1.5. Schemat blokowy układu regulacji prądu dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w stacjonarnym układzie współrzędnych ortogonalnych α/β z wykorzystaniem regulatorów typu PR oraz regulatorów rezonansowych (według [11])

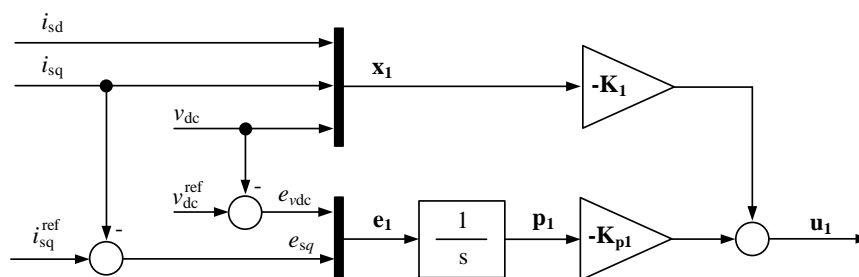
W przypadku realizacji układów sterowania przekształtnikami AC/DC, w których wykorzystuje się regulatory multi-rezonansowe, ich strojenie najczęściej odbywa się metodą prób i błędów. Należy tu zauważyć, że układ sterowania z członami multi-oscyłacyjnymi (multi-rezonansowymi) nie może być strojony z wykorzystaniem metody Naslina [62, 63].

Układ kompensacji wyższych harmonicznych polegający na wykorzystaniu wielu układów współrzędnych wirujących dq , z których każdy wiruje z prędkością kątową $h\omega$ właściwą dla tej składowej oscylacyjnej, która ma być kompensowana w prądzie opracowano zarówno dla metody VOC jak i DPC-SVM a wyniki badań przedstawiono m.in. w pracach [64, 65, 66, 67]. W tym podejściu składowe oscylacyjne po transformacji stają się sygnałami stałymi i podlegają regulacji najczęściej z wykorzystaniem regulatorów całkujących.

Układ sterowania przekształtnikiem AC/DC można zrealizować z wykorzystaniem sprzężenia od wektora stanu. Należy tu wskazać dwie metody strojenia regulatorów. Jedna z wykorzystaniem metody lokowania biegunów (ang. pole placement) i druga z wykorzystaniem regulatora liniowo-kwadratowego (ang. LQR – Linear Quadratic Regulator) [68]. Wykorzystanie metody lokowania biegunów w procesie syntezy układu sterowania dla przekształtnika AC/DC [51, 22, 69, 70] jest dość pracochłonne i najczęściej wymaga analizy położenia zer i biegunów układu zamkniętego. Z punktu widzenia wykorzystania w układzie sterowania dodatkowych układów kompensujących zadanie staje się tym trudniejsze im więcej członów chcemy zastosować w układzie. Przy wsparciu

oprogramowania dedykowanego do prowadzenia obliczeń macierzowych zadanie zaprojektowania regulatora z wykorzystaniem metody LQR sprowadza się do rozwiązania algebraicznego równania Riccati'ego [71, 72]. Dobór nastaw regulatora metodą LQR wymaga od projektanta układu regulacji opisanego modelu obiektu w przestrzeni zmiennych stanu i dobrania macierzy wagowych \mathbf{Q} i \mathbf{R} [71, 73] dla wskaźnika jakości, który jest funkcją kwadratową zawierającą wektor stanu i wektor sterowań. W przypadku układu regulacji prądu projektowanego dla przekształtnika AC/DC z filtrem wejściowym typu LCL wskazania odnośnie doboru macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} metodą prób i błędów zostały podane w pracach [74, 75].

Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym projektowany na podstawie rozszerzonego o człony całkujące modelu obiektu przedstawiono w pracach [76, 77, 78]. Na Rys. 1.6 został przedstawiony schemat układu regulacji zrealizowany w wirującym układzie odniesienia dq . Wektor zmiennych stanu składa się w tym przypadku ze



Rys. 1.6. Układ regulacji dla przekształtnika AC/DC ze sprzężeniem od wektora stanu [76]

składowych wektora przestrzennego prądu i_{sd} oraz i_{sq} , zmiennej v_{dc} reprezentującej napięcie DC-linku, zmiennej p_{sq} będącej całką z uchybu regulacji prądu $e_{sq} = i_{sq}^{ref} - i_{sq}$ w osi q oraz zmiennej stanu p_{vdc} będącej całką z sygnału uchybu $e_{vdc} = v_{dc}^{ref} - v_{dc}$ regulacji napięcia na kondensatorach obwodu DC, gdzie $\mathbf{x}_1 = [i_{sd} \ i_{sq} \ v_{dc}]^T$ natomiast $\mathbf{e}_1 = [e_{vdc} \ e_{sq}]^T$.

Prawo sterowania dla układu z Rys. 1.6 dane jest zależnością:

$$\mathbf{u}_1 = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_1 & \mathbf{K}_{p1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{p}_1 \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

gdzie:

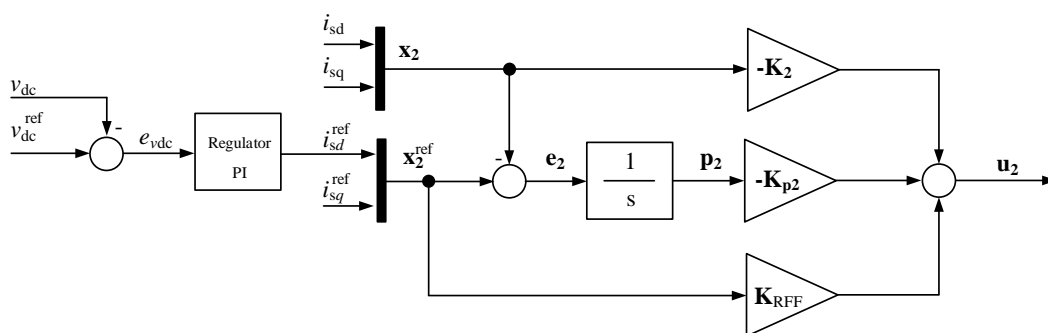
$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 & \mathbf{p}_1 \end{bmatrix}^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ v_{dc} \ p_{vdc} \ p_{sq}]^T$ – wektor zmiennych stanu,

\mathbf{u}_1 – wektor zmiennych sterujących,

$\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_{p1}$ – macierze wzmocnień regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu.

Istnieje również możliwość zachowania kaskadowej struktury regulacji z nadrzędnym regulatorem typu PI i wykorzystania opisu obiektu w przestrzeni zmiennych stanu do syntezy jedynie podrzędnego regulatora prądu. Kaskadową strukturę regulacji zastosowano między innymi w pracach [79, 80, 81, 82] dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym oraz w pracach [83, 84, 85, 86, 87, 88] dla przekształtnika AC/DC z filtrem typu LCL .

Na Rys. 1.7 przedstawiono kaskadowy układ regulacji z regulatorem prądu wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu zaprojektowany w układzie odniesienia dq dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym. Wektor zmiennych stanu składa się w tym przypadku ze składowych wektora przestrzennego prądu i_{sd} oraz i_{sq} oraz zmiennych p_{sd} i p_{sq} związanych z występowaniem członów realizujących całkowanie uchybu regulacji prądu odpowiednio w osiach d i q , gdzie $\mathbf{x}_2 = [i_{sd} \ i_{sq}]^T$, $\mathbf{x}_2^{\text{ref}} = [i_{sd}^{\text{ref}} \ i_{sq}^{\text{ref}}]^T$ natomiast $\mathbf{e}_2 = [e_{sd} \ e_{sq}]^T$.



Rys. 1.7. Kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym z regulatorem prądu wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu [81]

Prawo sterowania dla układu z Rys. 1.7 dane jest zależnością:

$$\mathbf{u}_2 = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_2 & \mathbf{K}_{p2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} + \mathbf{K}_{\text{RFF}} \mathbf{x}_2^{\text{ref}}, \quad (1.3)$$

gdzie:

$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_2 & \mathbf{p}_2 \end{bmatrix}^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ p_{sd} \ p_{sq}]^T$ – wektor zmiennych stanu,

\mathbf{u}_2 – wektor sygnałów sterujących,

oraz

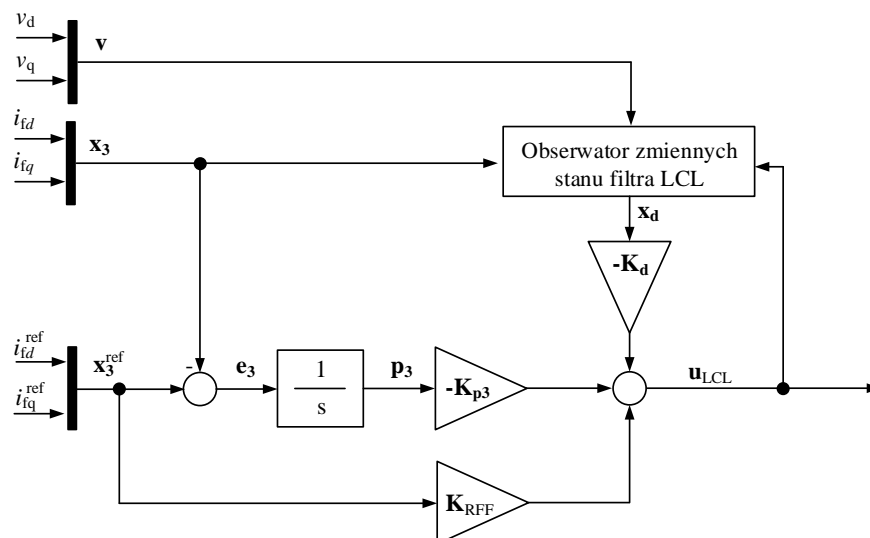
$\mathbf{K}_2, \mathbf{K}_{p2}$ – macierze wzmocnień regulatora prądu ze sprzężeniem od wektora stanu,

\mathbf{K}_{RFF} – macierz wzmocnień w torze sprzężenia wprzód od sygnału referencyjnego.

Wykorzystanie kaskadowej struktury regulacji niezależnie od zastosowanego rodzaju regulatora prądu stwarza możliwość wprowadzenia ograniczenia prądowego realizowanego z wykorzystaniem sygnałów referencyjnych prądu [89, 90]. Dostęp do sygnałów referencyjnych prądu umożliwia także realizowanie dostępnych w literaturze strategii regulacji amplitud i przesunięć fazowych prądów wejściowych przekształtnika AC/DC, gdy jest on zasilany napięciem asymetrycznym [91, 92].

Rozwiązania prezentowane w literaturze w zakresie sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem wejściowym typu LCL , gdzie wykorzystuje się sprzężenie od wektora stanu, najczęściej obejmują również wykorzystanie obserwatora stanu z uwagi na ograniczenie liczby czujników pomiarowych, realizację algorytmów tłumienia częstotliwości rezonansowej filtra LCL (ang. active damping) oraz kompensację opóźnień występujących w pętli regulacji prądu. Przykładową strukturę układu regulacji prądu w wirującym układzie odniesienia dq , który został zaprojektowany dla przekształtnika AC/DC

z filtrem wejściowym *LCL*, gdzie wykorzystano sprzężenie od wektora stanu przedstawiono na Rys. 1.8 według [52].



Rys. 1.8. Kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC z filtrem wejściowym typu *LCL* z regulatorem prądu wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu (według [52])

Wektor zmiennych stanu składa się w tym przypadku ze składowych wektora przestrzennego prądu filtra *LCL* od strony sieci i_{sd} , i_{sq} , składowych wektora przestrzennego prądu filtra *LCL* od strony przekształtnika i_{fd} , i_{fq} , składowych wektora przestrzennego napięcia v_{fd} oraz v_{fq} na kondensatorach filtra *LCL*, a także zmiennych stanu związanych z całkowaniem sygnału uchybu regulacji prądu $e_{fd} = i_{fd}^{ref} - i_{fd}$ i $e_{fq} = i_{fq}^{ref} - i_{fq}$, gdzie $\mathbf{x}_3 = [i_{fd} \ i_{fq}]^T$, $\mathbf{x}_3^{ref} = [i_{fd}^{ref} \ i_{fq}^{ref}]^T$, $\mathbf{e}_3 = [e_{fd} \ e_{fq}]^T$, $\mathbf{p}_3 = [p_{fd} \ p_{fq}]^T$. Zmienne stanu odtwarzane z wykorzystaniem obserwatora stanu są składowymi wektora $\mathbf{x}_d = [i_{sd} \ i_{sq} \ u_{fd} \ u_{fq} \ i_{fd} \ i_{fq}]^T$.

Prawo sterowania dla układu z Rys. 1.8 dane jest zależnością:

$$\mathbf{u}_{LCL} = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_d & \mathbf{K}_{p3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{p}_3 \end{bmatrix} + \mathbf{K}_{RFF} \mathbf{x}_3^{ref}, \quad (1.4)$$

gdzie:

$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d & \mathbf{p}_3 \end{bmatrix}^T = [i_{sd} \ i_{sq} \ u_{fd} \ u_{fq} \ i_{fd} \ i_{fq} \ p_{fd} \ p_{fq}]^T$ – wektor zmiennych stanu,
 \mathbf{u}_{LCL} – wektor zmiennych sterujących,

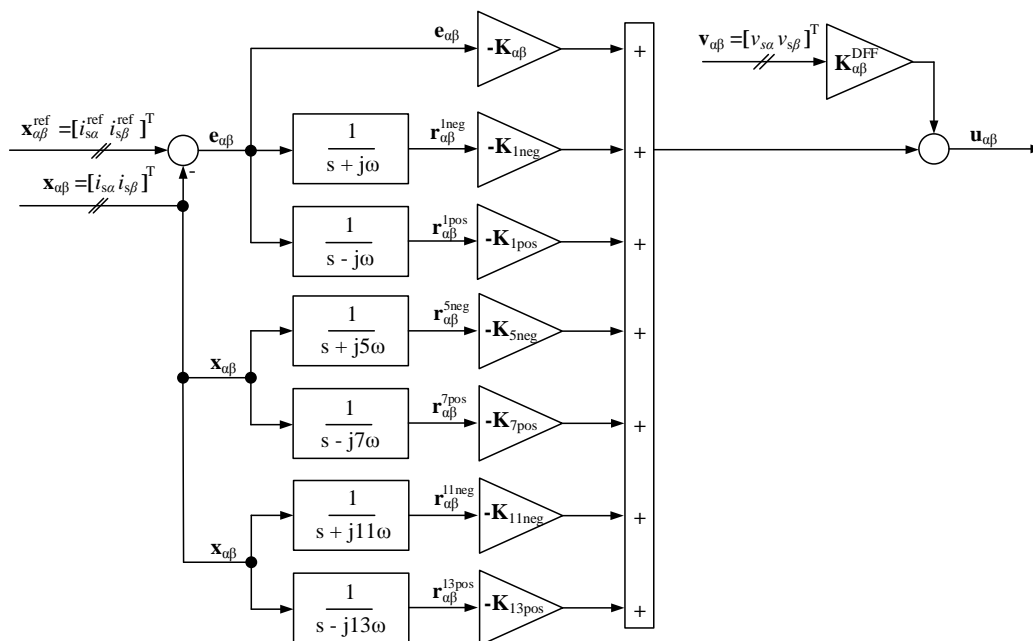
oraz

$\mathbf{K}_d, \mathbf{K}_{p3}$ – macierze wzmocnień regulatora prądu ze sprzężeniem od wektora stanu,

\mathbf{K}_{RFF} – macierz wzmocnień w torze sprzężenia wprzód od sygnałów referencyjnych.

Układ sterowania przekształtnikiem sieciowym, z regulatorem liniowo-kwadratowym zaprojektowanym dla układu regulacji prądu w układzie współrzędnych stacjonarnych $\alpha\beta$, w którym wykorzystano człony oscylacyjne bazujące na strukturze nazywanej w literaturze uogólnionym integratorem zredukowanego rzędu (ROGI – ang. Reduced Order Generalized Integrator), przedstawiono

w pracy [93] (Rys. 1.9), dla układu z indukcyjnym filtrem wejściowym oraz w pracy [94] dla układu z filtrem wejściowym typu *LCL*.



Rys. 1.9. Układ regulacji prądu ze sprzężeniem od wektora stanu zaprojektowany dla przekształtnika AC/DC w stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$, gdzie wykorzystano człony oscylacyjne o strukturze ROGI [93]

Prawo sterowania dla układu z Rys. 1.9 dane jest zależnością:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = - \begin{bmatrix} \mathbf{K}_{\alpha\beta} & \mathbf{K}_{1neg} & \mathbf{K}_{1pos} & \mathbf{K}_{5neg} & \mathbf{K}_{7pos} & \mathbf{K}_{11neg} & \mathbf{K}_{13pos} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{1neg} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{1pos} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{5neg} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{7pos} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{11neg} \\ \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{13pos} \end{bmatrix} + \mathbf{K}_{\alpha\beta}^{DFF} \mathbf{v}_{\alpha\beta} \quad (1.5)$$

gdzie:

$\begin{bmatrix} \mathbf{e}_{\alpha\beta} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{1neg} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{1pos} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{5neg} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{7pos} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{11neg} & \mathbf{r}_{\alpha\beta}^{13pos} \end{bmatrix}^T$ – wektor zmiennych stanu,

$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ – wektor sygnałów sterujących,

oraz

$\mathbf{K}_{\alpha\beta}, \mathbf{K}_{1neg}, \mathbf{K}_{1pos}, \mathbf{K}_{5neg}, \mathbf{K}_{7pos}, \mathbf{K}_{11neg}, \mathbf{K}_{13pos}$ – macierze wzmocnień regulatora prądu ze sprzężeniem od wektora stanu.

$\mathbf{K}_{\alpha\beta}^{DFF}$ – macierz wzmocnień w torze sprzężenia wprzód od zakłócenia.

W niniejszej rozprawie zaproponowano kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC zaprojektowany w wirującym układzie współrzędnych dq , gdzie w pętli podrzędnej występuje regulator prądu typu LQR z dodatkowym sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i członów oscylacyjnych o strukturze SOGI (ang. Second Order Generalised Integrator). Człony multi-oscylacyjne zostały zastosowane w celu kompensacji wyższych harmonicznych o rzędach 5, 7, 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC a także w celu symetryzacji prądów wejściowych przekształtnika przy zasilaniu napięciem asymetrycznym. Opis transmitancyjny wykorzystywanych członów oscylacyjnych dany jest wyrażeniami [95]:

$$H_{r1}(s) = \frac{K_{h1}(h\omega)^2}{s^2 + 2(h\omega)\zeta s + (h\omega)^2}, \quad (1.6)$$

$$H_{r2}(s) = \frac{K_{h2}(h\omega)s}{s^2 + 2(h\omega)\zeta s + (h\omega)^2}, \quad (1.7)$$

gdzie: K_{h1}, K_{h2} – wzmacnienie, $h\omega$ – pulsacja drgań własnych (nietłumionych), ζ – współczynnik tłumienia.

Zaproponowana w rozprawie struktura regulacji prądu z wykorzystaniem regulatora liniowo-kwadratowego i członów oscylacyjnych typu SOGI była przedmiotem publikacji autora rozprawy w latach 2015–2018 [96, 97, 98, 99, 100]. Zbliżona do zaproponowanej w rozprawie struktura układu regulacji prądu została zastosowana przez innych autorów w roku 2018 [101] w zastosowaniu do przekształtnika AC/DC z filtrem wejściowym typu LCL . W pracy tej przedstawiono układ regulacji prądu z regulatorem typu LQ projektowany w wirującym układzie odniesienia dq , gdzie zastosowano człony multi-oscylacyjne o strukturze SOGI. Przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych dla stanu ustalonego oraz dla stanów dynamicznych związanych ze skokową zmianą sygnałów referencyjnych prądu. Nie analizowano pracy przekształtnika AC/DC w warunkach asymetrii napięcia sieci, zmian kształtu napięcia sieci związanych z skokowym zwiększeniem lub zmniejszeniem poziomu harmonicznych w napięciu sieci, nie analizowano wpływu sprzężenia od zakłócenia. Na etapie doboru współrzędnych macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} posłużono się metodą prób i błędów.

Kaskadowy układ sterowania przekształtnikiem AC/DC z filtrem typu LCL , gdzie w pętli podrzędnej zastosowano regulator ze sprzężeniem od wektora stanu projektowany w wirującym układzie współrzędnych dq i bazujący na wykorzystaniu członów oscylacyjnych typu SOGI przedstawiono także w pracach [102, 103], dla wariantu, gdy dobór macierzy wzmocnień regulatora zrealizowano w procesie optymalizacji z wykorzystaniem liniowych nierówności macierzowych (ang. LMI – Linear Matrix Inequality) oraz w pracach [104, 105], dla wariantu, w którym dobór macierzy wzmocnień regulatora stanu odbywa się z wykorzystaniem normy H_∞ .

Autorzy publikacji [93, 94] podkreślają, że przy projektowaniu układu sterowania dla przekształtnika AC/DC, kompensacja tego samego zbioru harmonicznych odbywająca się poprzez wykorzystanie członów oscylacyjnych o strukturze ROGI w stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$ lub zastosowanie członów typu SOGI w wirującym układzie odniesienia dq , wiąże się z tą samą liczbą zmiennych stanu. Jednak zwracając uwagę na przedstawione w pracach [93, 94] wymagania odnośnie dyskretnej realizacji członów oscylacyjnych typu ROGI należy zauważyć, że zastosowanie członów oscylacyjnych typu ROGI

wymaga przy ich realizacji cyfrowej obliczenia wartości dwóch funkcji trygonometrycznych $\sin(hw)$ i $\cos(hw)$ dla każdej z kompensowanych harmonicznych. Wiąże się to z dodatkowym nakładem obliczeniowym dla jednostki mikroprocesorowej. W układach regulacji prądu opracowanych przez autora rozprawy i prezentowanych w jej zasadniczej części do budowy modelu zakłócenia wykorzystano człony oscylacyjne typu SOGI w wirującym układzie współrzędnych dq , biorąc pod uwagę zarówno właściwości członów oscylacyjnych typu SOGI i typu ROGI jak również wymagania w zakresie ich realizacji cyfrowej.

Istotnym zagadnieniem w procedurze projektowania regulatora LQR jest dobór wartości współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} . Podstawowe podejście bazuje na zastosowaniu metody prób i błędów z uwzględnieniem reguły Bryson'a [106]. Należy tu zauważyć, że w przypadku układu sterowania projektowanego z wykorzystaniem członów multi-oscylacyjnych, im jest ich więcej, tym dobór macierzy \mathbf{Q} staje się bardziej problematyczny [107]. W związku z powyższym atrakcyjnym rozwiązaniem na etapie doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} jest zastosowanie algorytmu optymalizacji globalnej. Dobór macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} z wykorzystaniem różnego typu algorytmów optymalizacyjnych może być realizowany bazując na: metodzie roju mrówek [108], algorytmie sztucznej kolonii pszczoł [109] czy algorytmach genetycznych [110]. W obszarze układów wytwarzania energii o wysokiej jakości napięcia wyjściowego metoda optymalizacji rojem cząstek (ang. PSO – Particle Swarm Optimization) na etapie doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR została zastosowana dla falownika napięcia z filtrem wyjściowym LC [111]. Powyższe prace stały się inspiracją dla opracowania przedstawionych w rozprawie metod sterowania przekształtnikiem AC/DC z wykorzystaniem liniowo-kwadratowego regulatora stanu z członami oscylacyjnymi, w których dobór macierzy wagowych \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR odbywa się z wykorzystaniem optymalizacji metodą roju cząstek [100, 112].

Układy regulacji prądu projektowane dla przekształtników AC/DC z wykorzystaniem regulatorów typu PI realizowane są najczęściej przy zastosowaniu jednej z dwóch metod anti-windup'u. Poprzez zastosowanie metody warunkowego całkowania (ang. conditional clamping) lub metodę polegającą na śledzeniu różnicy pomiędzy sygnałami na wyjściu regulatora przed i za blokiem ograniczenia (ang. tracking integration) [113]. Z bardziej złożonym zagadnieniem mamy do czynienia, gdy w układzie regulacji prądu przekształtnika AC/DC wykorzystywane są człony oscylacyjne, które niczym nie ograniczone i nie tłumione mogą generować sygnały powodujące przekroczenie przez sygnał sterujący przyjętych wartości granicznych związanych z obszarem możliwości elementu wykonawczego. Tematyka ograniczeń o dynamicznie zmieniającym się zakresie (ang. dynamic saturators) obecna jest w literaturze w odniesieniu do członów oscylacyjnych typu ROGI, gdzie układ regulacji prądu realizowany jest z wykorzystaniem stacjonarnego układu odniesienia $\alpha\beta$ [114, 115]. W niniejszej rozprawie przedstawiono algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi typu SOGI, gdzie pomysł wykorzystania współczynnika tłumienia zaczerpnięto z prac [116, 117].

Literatura przedmiotu w zakresie sterowania przekształtnikiem AC/DC pracującym przy zasilaniu napięciem odkształconym jest bardzo obszerna. Dokonując przeglądu literatury na potrzeby niniejszej rozprawy szczególną uwagę zwrócono na te metody, które wykorzystują człony kompensujące w układzie ze sprzężeniem od sygnałów z wyjścia obiektu lub w układach wykorzystujących sprzężenie od wektora stanu co było podyktowane tematyką rozprawy.

1.3. Teza i zakres rozprawy

W rozprawie przedstawiona została analiza pracy przekształtnika AC/DC przy zasilaniu napięciem symetrycznym, asymetrycznym i odkształconym. Opracowana została synteza układu regulacji prądu z wykorzystaniem regulatora liniowo-kwadratowego projektowanego w oparciu o opis obiektu w przestrzeni zmiennych stanu rozszerzony o człony całkujące i człony oscylacyjne. Na etapie doboru macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR wykorzystywany jest algorytm optymalizacji metodą roju cząstek.

Sformułowano następującą tezę rozprawy:

W kaskadowym układzie regulacji projektowanym dla trójfazowego przekształtnika AC/DC możliwe jest uzyskanie wysokiej jakości prądów wejściowych przekształtnika zasilanego z sieci o napięciu odkształconym, gdy w pętli podrzędnej układu regulacji występuje liniowo-kwadratowy regulator prądu z dodatkowym sprzężeniem od sygnałów z członów kompensujących a dobór macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR realizowany jest w procesie optymalizacji metodą roju cząstek.

W rozprawie zrealizowano następujące zadania:

- Analiza pracy trójfazowego przekształtnika AC/DC pracującego przy zasilaniu napięciem symetrycznym, asymetrycznym i odkształconym.
- Analiza kaskadowej struktury regulacji dla trójfazowego przekształtnika AC/DC, w której w pętli podrzędnej układu regulacji występuje regulator prądu typu LQ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z członów całkujących i członów oscylacyjnych.
- Analiza kaskadowej struktury regulacji dla trójfazowego przekształtnika AC/DC, w której w pętli podrzędnej układu regulacji występuje regulator prądu typu LQ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z członów całkujących i członów oscylacyjnych oraz sprzężeniem w przód od sygnałów zakłócenia.
- Opracowanie metody doboru wzmocnień dla regulatora prądu typu LQ ze sprzężeniem od rozszerzonego wektora stanu, w której etap doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} realizowany jest w procedurze optymalizacji metodą roju cząstek.
- Opracowanie metody ograniczania stanu regulatora prądu, gdy w pętli sprzężenia zwrotnego wykorzystywane są człony oscylacyjne drugiego rzędu z tłumieniem.
- Opracowanie modeli numerycznych i przeprowadzenie symulacji komputerowych
- Budowa układu laboratoryjnego do testowania algorytmów sterowania dla przekształtnika AC/DC zasilanego napięciem odkształconym

— Implementacja wybranych struktur sterowania przedstawionych w rozprawie w procesorze sygnałowym i przeprowadzenie badań laboratoryjnych.

1.4. Struktura rozprawy

Praca zawiera pięć rozdziałów. Rozdział 1. stanowi wstęp do rozprawy. Przedstawiono w nim przegląd literatury, tezę i zakres pracy.

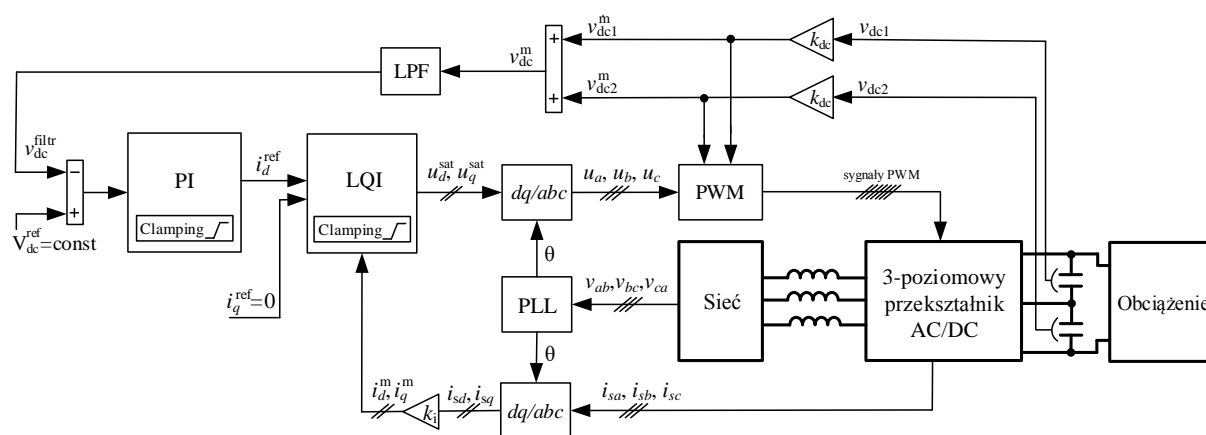
W Rozdziale 2. przedstawiono syntezę układu sterowania przekształtnikiem AC/DC prowadzoną przy założeniu zasilania przekształtnika napięciem symetrycznym z idealnych źródeł napięcia. Omówiono model matematyczny przekształtnika AC/DC dołączonego do sieci poprzez filtr indukcyjny. Poddano analizie kaskadową strukturę regulacji z nadrzędnym regulatorem PI napięcia na kondensatorach włączonych w obwód napięcia stałego oraz podrzędnym regulatorem prądu ze sprzężeniem od wektora stanu. Przedstawiono procedurę syntezy liniowo-kwadratowego regulatora stanu, w której na etapie doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR wykorzystywany jest nadrzędny algorytm optymalizacji bazujący na metodzie roju cząstek.

W Rozdziale 3. przedstawiono syntezę układu sterowania przekształtnikiem AC/DC prowadzoną przy założeniu zasilania przekształtnika napięciem asymetrycznym i odkształconym. Dokonano analizy kaskadowego układu regulacji, gdzie w pętli podrzędnej zastosowano układ regulacji prądu z regulatorem liniowo-kwadratowym w trzech wariantach: z dodatkowym sprzężeniem w przód od sygnałów zakłócenia; z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z modelu zakłócenia zbudowanego z wykorzystaniem członów całkujących i członów oscylacyjnych; z wykorzystaniem obydwu wymienionych rodzajów sprzężeń. Dla każdego z przypadków układu regulacji prądu zaprojektowano liniowo-kwadratowy regulator stanu poprzez dobór macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} za pomocą optymalizacji z wykorzystaniem metody roju cząstek. Zaproponowano mechanizm ograniczania stanu regulatora prądu ze sprzężeniem od sygnałów z członów oscylacyjnych drugiego rzędu.

W Rozdziale 4. przedstawiono opis stanowiska laboratoryjnego oraz wyniki badań laboratoryjnych wybranych struktur sterowania dla trójpoziomowego przekształtnika AC/DC o topologii z diodami poziomującymi pracującego przy zasilaniu napięciem odkształconym. W Rozdziale 5. dokonano podsumowania uzyskanych w pracy wyników i przedstawiono osiągnięcia autora rozprawy.

2. Sterowanie przekształtnikiem AC/DC przy założeniu zasilania napięciem symetrycznym z idealnych źródeł napięcia

W niniejszym rozdziale przedstawiono syntezę układu sterowania dla przekształtnika AC/DC przy założeniu zasilania napięciem symetrycznym i nieodkształconym. Na Rys. 2.1 przedstawiono schemat blokowy sterowania trójfazowym trojpoziomowym przekształtnikiem AC/DC w układzie odniesienia dq wirującym z prędkością kątową ω synchronicznie z wektorem przestrzennym napięcia sieci.



Rys. 2.1. Schemat blokowy układu sterowania przekształtnikiem AC/DC w wirującym układzie odniesienia dq z regulatorem prądu typu LQI

W podrzędnej pętli regulacji prądu zastosowano liniowo-kwadratowy regulator stanu ze sprzężeniem od prądów i sygnałów z członów całkujących. Tego rodzaju regulator w literaturze przedmiotu często określany jest akronimem LQI (ang. Linear-Quadratic Integral controller). W pętli regulacji prądu uwzględniono model układu pomiarowego w postaci wzmocnienia k_i .

W pętli nadrzędnej kaskadowego układu regulacji zastosowano regulator typu PI napięcia DC-linku. Uwzględniono filtr dolnoprzepustowy (ang. LPF – Low - Pass Filter) oraz model układu pomiarowego w postaci wzmocnienia k_{dc} . Zarówno w regulatorze PI napięcia v_{dc} jak również w torze proporcjonalno-całkującym regulatora prądu ze sprzężeniem od wektora stanu zastosowano algorytm anti-windup'u polegający na warunkowym całkowaniu (ang. integrator clamping) [118].

W przedstawionym układzie sterowania zastosowano modulator szerokości impulsów zawierający algorytm wyrównywania napięć na kondensatorach obwodu pośredniczącego, zgodnie z [119]. Zastosowano ciągłą metodę modulacji, gdzie do sygnału referencyjnego dodawany jest sygnał trójkątny

o kolejności zerowej (ang. CB-ZSS-PWM – Carrier Based PWM with Zero Sequence Signal) co pozwala na liniową pracę przekształtnika AC/DC w możliwie najszerszym zakresie.

Model matematyczny przekształtnika AC/DC w wirującym układzie odniesienia dq przedstawiono w Podrozdziale 2.1. Projekt regulatora prądu typu LQ w podstawowej wersji przedstawiono w Podrozdziale 2.2. Projekt regulatora prądu typu LQI zrealizowany na podstawie opisu obiektu rozszerzonego o całkę z uchybu regulacji prądu przedstawiono w Podrozdziale 2.3. W Podrozdziale 2.4 omówiona została zaproponowana w rozprawie metoda strojenia regulatora prądu typu LQI, gdzie etap doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} odbywa się w procesie optymalizacji metodą roju cząstek z wykorzystaniem liniowego modelu obiektu. W Podrozdziale 2.5 przedstawiony został projekt regulatora napięcia DC-linku. W Podrozdziale 2.6 przedstawione zostały wyniki badań symulacyjnych opracowane na podstawie modelu symulacyjnego z tróipoziomowym przekształtnikiem AC/DC typu NPC (ang. Neutral-Point Clamped)[120, 121].

2.1. Model matematyczny przekształtnika AC/DC

Model matematyczny trójfazowego przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym opisany w układzie odniesienia dq wirującym z prędkością kątową ω synchronicznie z wektorem przestrzennym napięcia sieci wyrażony jest równaniami [122, 14, 31]:

$$\frac{d}{dt}i_{sd} = -\frac{R}{L}i_{sd} - \frac{1}{L}v_{dc}u_d + \omega i_{sq} + \frac{1}{L}v_d \quad (2.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{sq} = -\frac{R}{L}i_{sq} - \frac{1}{L}v_{dc}u_q - \omega i_{sd} + \frac{1}{L}v_q \quad (2.2)$$

$$\frac{d}{dt}v_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \left(\frac{3}{2}u_d i_{sd} + \frac{3}{2}u_q i_{sq} - i_{obc} \right) \quad (2.3)$$

gdzie:

v_d, v_q – składowe wektora przestrzennego napięcia sieci,

i_{sd}, i_{sq} – składowe wektora przestrzennego prądu sieci,

u_d, u_q – składowe wektora przestrzennego sygnałów sterujących,

R – rezystancja filtru wejściowego,

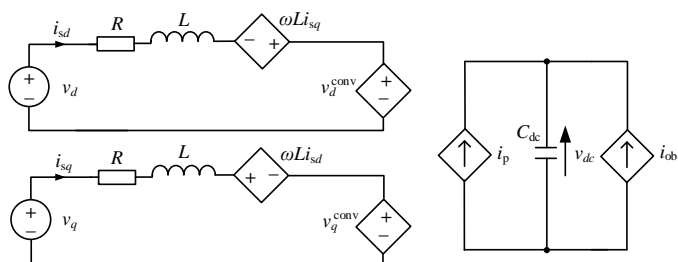
L – indukcyjność filtru wejściowego,

v_{dc} – napięcie obwodu napięcia stałego

C_{dc} – pojemność wypadkowa kondensatorów w obwodzie napięcia stałego,

i_{obc} – prąd obciążenia.

Schemat zastępczy trójfazowego przekształtnika AC/DC dołączonego do sieci został przedstawiony na Rys. 2.2.



Rys. 2.2. Schemat zastępczy trójfazowego przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym

Zgodnie ze schematem z Rys. 2.2 przekształtnik PWM modelowany jest z wykorzystaniem idealnych źródeł napięcia, gdzie $v_d^{conv} = v_{dc}u_d$ oraz $v_q^{conv} = v_{dc}u_q$. Obwody stałoprądowe modelowane są z wykorzystaniem idealnego kondensatora oraz idealnych źródeł prądu, gdzie $i_p = \frac{3}{2}u_d i_{sd} + \frac{3}{2}u_q i_{sq}$.

2.2. Regulator prądu typu LQ

Model przekształtnika AC/DC opisany równaniami od (2.1) do (2.3) jest modelem nieliniowym z uwagi na iloczyn zmiennych u_d, u_q ze zmienną v_{dc} w równaniach (2.1) i (2.2) oraz iloczyn u_d, u_q ze zmiennymi i_{sd}, i_{sq} w równaniu (2.3). Na potrzeby syntezy układu regulacji z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu niezbędna jest linearyzacja modelu przekształtnika. Najczęściej dokonuje się linearyzacji w otoczeniu statycznego punktu pracy jak to zostało pokazane w [31].

Na potrzeby syntezy układu regulacji prądu wykorzystywane są równania prądowe (2.1) i (2.2) modelu matematycznego przekształtnika. W tym przypadku problem linearyzacji może zostać rozwiązany przyjmując założenie, że v_{dc} przyjmuje wartość stałą dla nominalnych warunków pracy układu określoną jako V_{dc} . Zatem model liniowy przekształtnika przedstawiony w układzie wirującym dq i opisany w przestrzeni zmiennych stanu wyrażony jest równaniem stanu (2.4a) i równaniem wyjścia (2.5). Równanie stanu przyjmuje następującą postać:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{E} \mathbf{v}, \quad (2.4a)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_d^m \\ i_q^m \end{bmatrix}, \quad (2.4b)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{V_{dc}}{L} k_i & 0 \\ 0 & -\frac{V_{dc}}{L} k_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}. \quad (2.4c)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} k_i & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} k_i \end{bmatrix}, \quad \mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (2.4d)$$

gdzie:

i_d^m i i_q^m – składowe wektora zmiennych stanu \mathbf{x} ,

u_d i u_q – składowe wektora zmiennych sterujących \mathbf{u} ,

v_d i v_q – składowe wektora zakłóceń \mathbf{v} ,

oraz:

\mathbf{A} – macierz stanu,

\mathbf{B} – macierz sterowań,

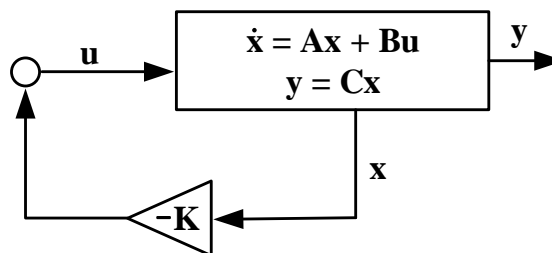
\mathbf{E} – macierz zakłóceń.

Równanie wyjścia:

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}\mathbf{u} , \quad (2.5)$$

gdzie $\mathbf{C} = \mathbf{I}_{2 \times 2}$ oraz $\mathbf{D} = \mathbf{0}_{2 \times 2}$.

Na Rys. 2.3 przedstawiono układ regulacji ze sprzężeniem od wektora stanu, dla którego rozwiązywany jest problem znalezienia wzmocnień regulatora stanu metodą LQR.



Rys. 2.3. Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu

W celu obliczenia macierzy wzmocnień regulatora \mathbf{K} w dziedzinie ciągłej została użyta funkcja `lqr` dostępna w środowisku MATLAB® [123]. Sterowanie

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} \quad (2.6)$$

minimalizuje wskaźnik jakości

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt, \quad (2.7)$$

a $\mathbf{Q} = \text{diag}([q, q])$ i $\mathbf{R} = \text{diag}([r, r])$ są macierzami wagowymi. Na tym etapie zostało założone, że te same współczynniki wagowe zostaną zastosowane w przypadku wag na głównej diagonalu macierzy \mathbf{Q} . Tę samą zasadę zastosowano w przypadku wag na głównej diagonalu macierzy \mathbf{R} . Przyjęte założenia wynikają z tego, że w obydwu osiach układu regulacji prądu, oczekujemy takiej samej odpowiedzi układu na wymuszenie w postaci skoku jednostkowego przy zerowych warunkach początkowych.

Macierz kompensacji wzmocnień statycznych \mathbf{N} w dziedzinie ciągłej jest zdefiniowana zgodnie z wyrażeniem [71] :

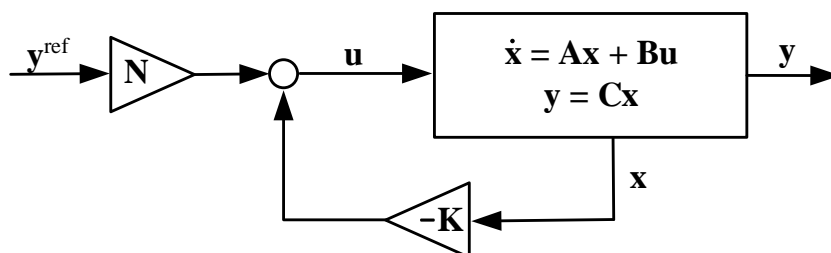
$$\mathbf{N} = \mathbf{N}_u + \mathbf{K}\mathbf{N}_x , \quad (2.8)$$

gdzie

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_x \\ \mathbf{N}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Zatem dla układu ze sprzężeniem od wektora stanu i sprzężeniem w przód od sygnału referencyjnego $\mathbf{y}^{\text{ref}} = [i_d^{\text{ref}} \ i_q^{\text{ref}}]^T$ struktura układu regulacji prądu jest zgodna ze schematem przedstawionym na Rys. 2.4 a prawo sterowania przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} + \mathbf{N}\mathbf{y}^{\text{ref}}. \quad (2.10)$$



Rys. 2.4. Układ regulacji ze sprzężeniem od wektora stanu i macierzą \mathbf{N} kompensacji wzmocnień statycznych

W celu obliczenia macierzy wzmocnień regulatora \mathbf{K}^{dys} w dziedzinie dyskretny została użyta funkcja `lqr` [124] dostępna w środowisku MATLAB®. Dla $\mathbf{y}^{\text{ref}} = \mathbf{0}$, prawo sterowania

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}^{\text{dys}}\mathbf{x}(k) \quad (2.11)$$

minimalizuje ekwiwalentny do wskaźnika ciągłego (2.7) dyskretny wskaźnik jakości.

Macierz kompensacji wzmocnień statycznych w dziedzinie dyskretny \mathbf{N}^{dys} została wyznaczona zgodnie z wyrażeniem [71]:

$$\mathbf{N}^{\text{dys}} = \mathbf{N}_u^{\text{dys}} + \mathbf{K}^{\text{dys}}\mathbf{N}_x^{\text{dys}}, \quad (2.12)$$

gdzie

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_x^{\text{dys}} \\ \mathbf{N}_u^{\text{dys}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^{\text{dys}} - \mathbf{I} & \mathbf{B}^{\text{dys}} \\ \mathbf{C}^{\text{dys}} & \mathbf{0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Macierze \mathbf{A}^{dys} , \mathbf{B}^{dys} i \mathbf{C}^{dys} są macierzami zdyskretyzowanego modelu zmiennych stanu opisanego w dziedzinie ciągłej wyrażeniem (2.4a).

Macierz kompensacji wzmocnień statycznych pozwala na uzyskanie zerowego uchybu regulacji w przypadku sygnału zakłócenia równego zero, gdy parametry systemu są dokładnie znane i nie zmieniają się w czasie. W praktyce mamy do czynienia z nieuniknionymi błędami w identyfikacji parametrów dławików sieciowych a także zmianą tych parametrów wraz ze zmianami temperatury oraz niedokładnością/niepewnością pomiarów. Wpływ tego rodzaju zakłóceń na jakość regulacji prądu może być skompensowany poprzez zastosowanie dodatkowych członów całkujących i zaprojektowanie regulatora ze sprzężeniem od rozszerzonego wektora stanu.

2.3. Regulator prądu typu LQI

Wektor sygnałów uchybu regulacji prądu definiowany jest jako:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y}^{\text{ref}} - \mathbf{y}, \quad (2.14)$$

gdzie $\mathbf{e} = [e_d \ e_q]^T$.

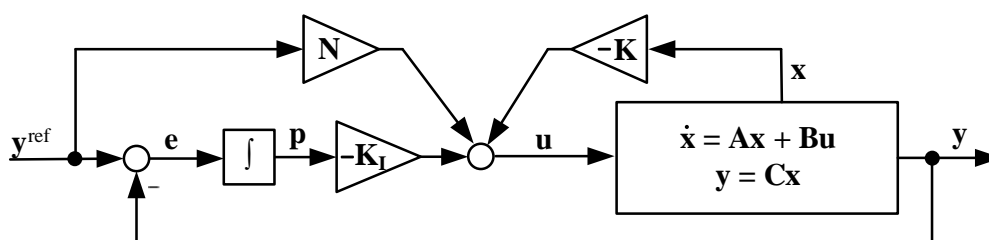
Rozszerzając układ regulacji o całkowanie sygnałów uchybu regulacji prądu wprowadzone zostały dwie nowe zmienne stanu zgodnie z wyrażeniem:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{p} = \mathbf{e}, \quad (2.15)$$

gdzie $\mathbf{p} = [p_d \ p_q]^T$.

Układ regulacji rozszerzony o całkowanie sygnałów uchybu regulacji prądu został przedstawiony na Rys. 2.5 a prawo sterowania dane jest wyrażeniem:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{x} - \mathbf{K}_I\mathbf{p} + \mathbf{N}\mathbf{y}^{\text{ref}} \quad (2.16)$$



Rys. 2.5. Układ regulacji prądu rozszerzony o całkowanie sygnałów uchybu regulacji prądu

W celu obliczenia macierzy wzmocnień dla regulatora stanu ze sprzężeniem od wektora rozszerzonego o zmienną stanu związaną z całkowaniem uchybu prądu, rozszerzony model zmiennych stanu przyjmuje postać:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_0 = \mathbf{A}_0\mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_0\mathbf{u}, \quad (2.17)$$

gdzie

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{I} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix}, \quad (2.18)$$

$$\mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_0 = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Dla układu rozszerzonego o człony całkujące w dziedzinie ciągłej (dla $\mathbf{y}^{\text{ref}} = \mathbf{0}$) sterowanie

$$\mathbf{u} = -[\mathbf{K} \ \mathbf{K}_I]\mathbf{x}_0 = -\mathbf{K}_0\mathbf{x}_0 \quad (2.20)$$

minimalizuje wskaźnik jakości

$$J = \int_0^{\infty} \mathbf{x}_0^T \mathbf{Q}_0 \mathbf{x}_0 + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} dt, \quad (2.21)$$

gdzie $\mathbf{Q}_0 = \text{diag}([q, q, q_p, q_p])$ i $\mathbf{R} = \text{diag}([r, r])$ są macierzami wagowymi.

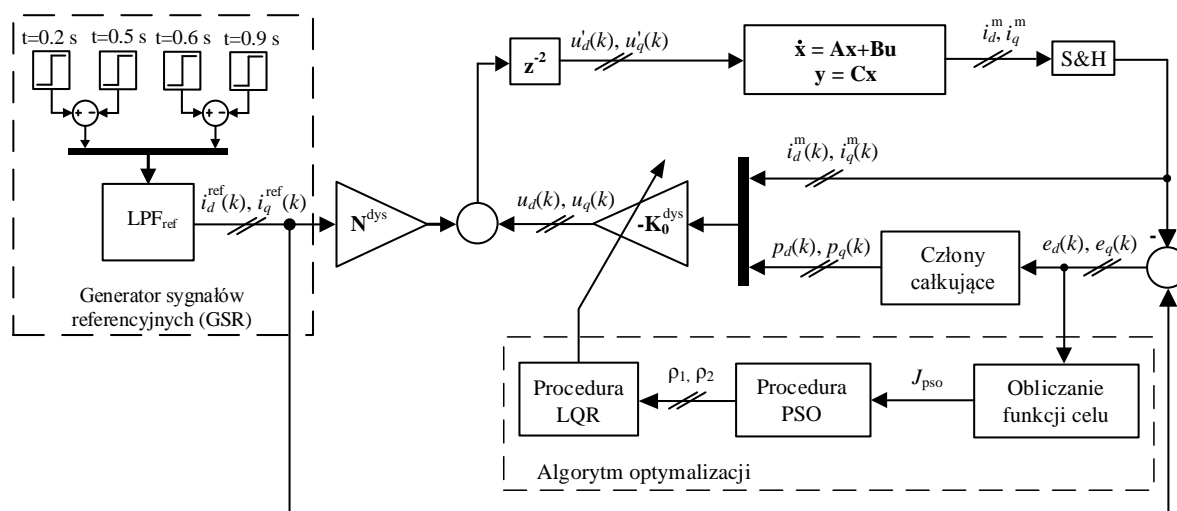
W celu obliczenia macierzy wzmocnień $\mathbf{K}_0^{\text{dys}}$ regulatora z całkowaniem uchybu prądu w dziedzinie dyskretnej została użyta funkcja `lqrd`, dostępna w środowisku MATLAB®. Prawo sterowania

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}_0^{\text{dys}} \mathbf{x}_0(k) \quad (2.22)$$

minimalizuje ekwiwalentny do ciągłego (2.21) dyskretny wskaźnik jakości.

2.4. Strojenie regulatora prądu z wykorzystaniem algorytmu optymalizacji rojem cząstek

Schemat blokowy przedstawiający proponowaną metodę doboru nastaw liniowo-kwadratowego regulatora stanu zastosowanego w pętli regulacji prądu, a prawo sterowania jest zgodne z równaniem (2.22), przedstawiono na Rys. 2.6. Parametry układu, które uwzględniono na etapie optymalizacji zostały podane w Tab. 2.1.



Rys. 2.6. Schemat blokowy prezentujący algorytm strojenia regulatora prądu typu LQI dla przekształtnika AC/DC z wykorzystaniem metody optymalizacji rojem cząstek)

Algorytm doboru wzmocnień liniowo-kwadratowego regulatora stanu z wykorzystaniem metody PSO bazuje na modelu symulacyjnym, który w głównej części składa się z liniowego modelu przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym oraz z regulatora LQI ze sprzężeniem od prądów i od sygnałów z członów całkujących. Sygnały zadane prądu w osi d i q układu regulacji generowane są w bloku *Generatorsy Sygnałów Referencyjnych* (blok GSR na Rys. 2.6). Widok główny modelu symulacyjnego zgodnego ze schematem z Rys. 2.6 przedstawiono w Załączniku B na Rys. B 1. Iteracyjna procedura optymalizacji (blok Procedura PSO na Rys. 2.6) metodą roju cząstek bazująca na przygotowanym modelu symulacyjnym została szczegółowo opisana w Załączniku A.

Tab. 2.1. Wartości elementów modelu przekształtnika AC/DC

| Symbol | Wartość | Opis |
|-----------|-------------------------|---|
| V_{dc} | 700 V | Nominalna wartość napięcia obwodu napięcia stałego |
| V_{RMS} | 400 V | Nominalna wartość RMS napięcia sieci |
| ω | $100\pi \text{ s}^{-1}$ | Pulsacja napięcia sieci |
| L | 2,0 mH | Indukcyjność filtra wejściowego |
| R | 200 m Ω | Rezystancja filtra wejściowego |
| C_{dc} | 0,75 mF | Pojemność wypadkowa kondensatorów DC-linku |
| T_s | 10^{-4} s | Okres próbkowania |
| V_{NOM} | 565 V | Nominalna wartość amplitudy napięcia przewodowego sieci |
| I_{NOM} | 20,5 A | Nominalna wartość amplitudy prądu sieci |
| k_{dc} | $1/V_{dc}$ | Współczynnik skalowania napięcia DC-linku |
| k_i | $1/I_{NOM}$ | Współczynnik skalowania prądu |

Jednym z ważnych elementów na etapie przygotowania modelu symulacyjnego zgodnego ze schematem przedstawionym na Rys. 2.6 jest identyfikacja opóźnienia w pętli regulacji prądu. Przyjęto opóźnienie $T_{mc} = T_s$, które wynika z czasu niezbędnego na wykonanie obliczeń na mikrokontrolerze, $T_{pwm} = 0,5T_s$ które wynika z przyjętej metody modulacji szerokości impulsów oraz $T_{aver} = 0,5T_s$, które wynika z uśredniania sygnałów pochodzących z pomiaru prądu (filtr przeciwwzakłóceńowy) zgodnie z analizą przeprowadzoną w [125]. Zatem całkowite opóźnienie w pętli regulacji prądu zostało określone jako $2T_s$ czyli z^{-2} dla dziedziny dyskretnej.

W ramach optymalizacji poszukiwane są wartości dwóch współczynników ρ_1 oraz ρ_2 , które służą do wyznaczenia wag w macierzy \mathbf{Q} dla procedury LQR według zależności: $q = 10^{\rho_1}$, $q_p = 10^{\rho_2}$. Poszukiwanie dwóch współczynników implikuje dwu-wymiarową przestrzeń poszukiwań. W każdym z wymiarów poszukiwany jest wykładnik potęgi o postawie 10 [111]. W każdej iteracji dla każdej cząstki obliczana jest wartość funkcji celu J_{ps0} opisanej zależnością:

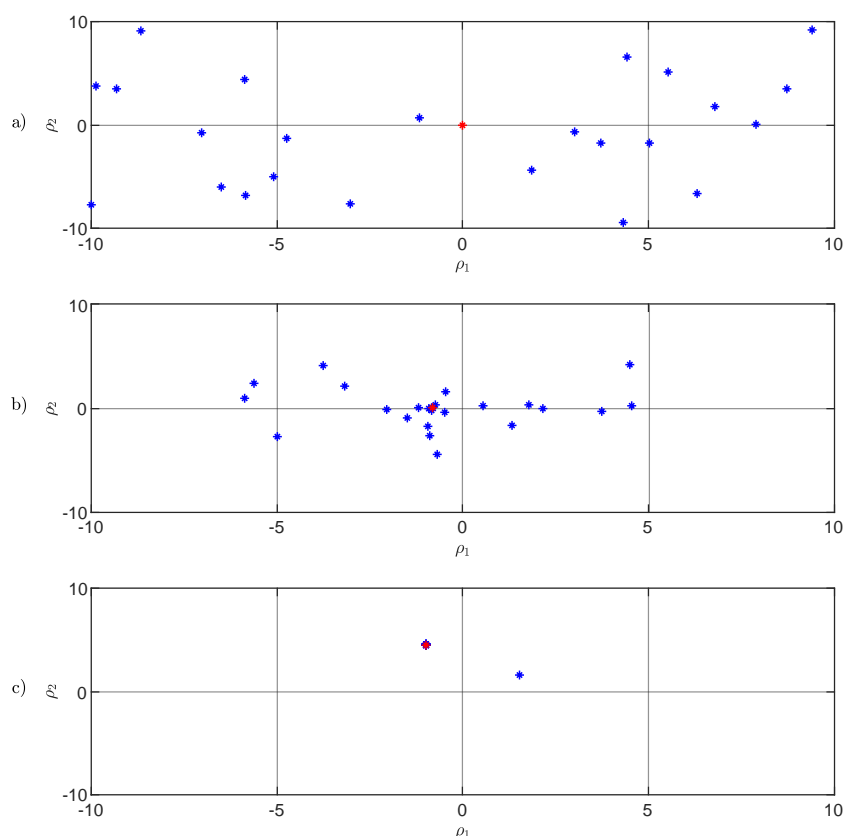
$$J_{ps0} = \sum_{k=0}^N \mathbf{e}(k)^T \mathbf{e}(k) \quad (2.23)$$

Algorytm PSO, działający w ramach procedury strojenia regulatora prądu typu LQI zgodnie ze schematem przedstawionym na Rys. 2.6, ma teoretycznie nieograniczony dostęp w zakresie doboru wartości współczynników w macierzy \mathbf{Q} (zakładamy jedynie, że macierz \mathbf{Q} ma być dodatnio półokreślona). Wyrażenie (2.23) nie zawiera składnika wskazującego na to, że rozwiązanie znalezione przez PSO ma zostać osiągnięte przy ograniczeniu dynamiki sygnału sterującego. Jak to zostało przedstawione w pracy [111], w odniesieniu do strojenia regulatora ze sprzężeniem od wektora stanu dla trójfazowego falownika napięcia, ograniczenie dynamiki sygnału sterującego jest istotne z praktycznego punktu widzenia, aby otrzymane w optymalizacji rozwiązanie mogło być z powodzeniem zastosowane w układzie fizycznym. W praktyce bowiem mamy do czynienia m.in z nieuniknionymi błędami w identyfikacji parametrów obiektu regulacji czy też występowaniem szumów systemowych i pomiarowych. Zatem w pracy [111] do funkcji celu opracowanej dla metody PSO został dodany dodatkowym element w postaci kary na dynamikę sygnału sterującego. Takie rozwiązanie wiąże się

z dodatkowym parametrem, dobieranym metodą prób i błędów, który określa wagę nakładanej kary w przyjętej funkcji celu.

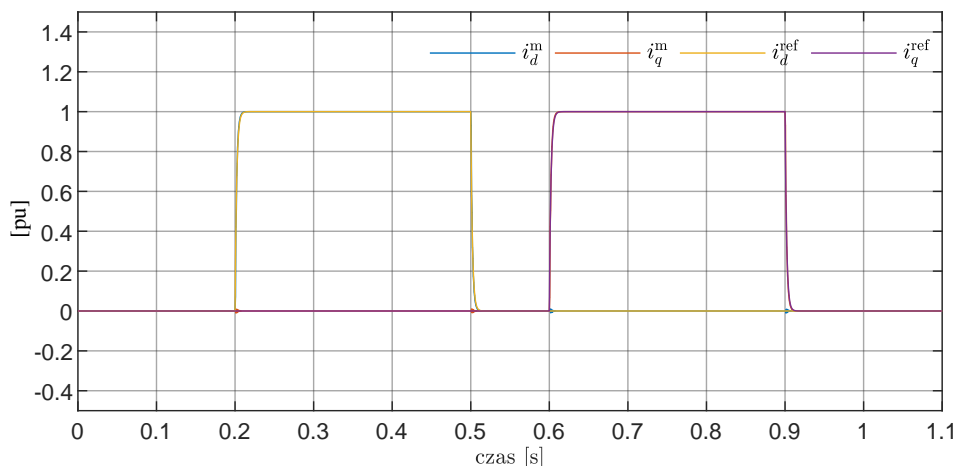
W niniejszej rozprawie zaproponowano rozwiązanie polegające na kształtowaniu sygnałów referencyjnych prądu. W takim przypadku wyrażenie (2.23) pozostaje nieparametryczne. Pożądana dynamika odpowiedzi układu regulacji prądu jest określana przez projektanta na etapie zadawania testowych sygnałów referencyjnych prądu w modelu symulacyjnym z wykorzystaniem filtrów dolnoprzepustowych LPF_{ref} tak jak to zostało przedstawione na Rys. 2.6. W niniejszej pracy stała czasowa filtra LPF_{ref} wynosiła $\tau_{LPF_{ref}} = 0,002$ s i została wybrana bazując na metodzie prób i błędów w postaci wielokrotnie przeprowadzanego procesu optymalizacji, gdzie wartość $\tau_{LPF_{ref}}$ zmieniano od zera (brak filtrowania) do 0,01 s (stała czasowa L/R) z krokiem 0,001 s. Przebieg testowych sygnałów referencyjnych $i_d^{ref}(k)$ $i_q^{ref}(k)$ dla $\tau_{LPF_{ref}} = 0,002$ s został przedstawiony na Rys. 2.8.

Przebieg procesu optymalizacji został przedstawiony na rysunkach od Rys. 2.7 do Rys. 2.10. Początkowy rozkład 24 cząstek oraz pozycje cząstek w wybranych iteracjach zostały przedstawione na Rys. 2.7. Dla procesu optymalizacji metodą PSO na tym etapie przyjęto 24 cząstki jako wielokrotność liczby 8 z uwagi na prowadzenie obliczeń równoległych z wykorzystaniem 8 rdzeni procesora. Kolorem czerwonym oznaczono cząstkę, która aktualnie jest liderem roju czyli reprezentuje najlepsze rozwiązanie po danej iteracji.



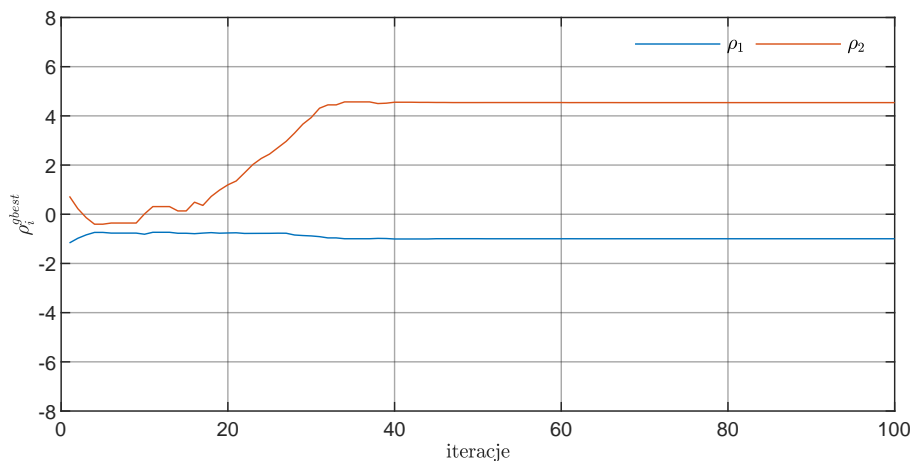
Rys. 2.7. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia

Odpowiedź układu regulacji prądu dla zadanych przebiegów sygnałów referencyjnych została przedstawiona na Rys. 2.8 dla najlepszego rozwiązania po 100 iteracji.



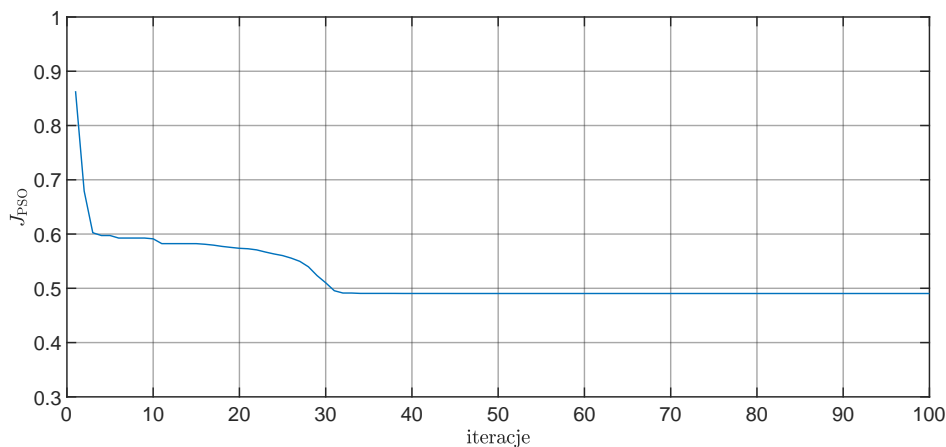
Rys. 2.8. Przebiegi sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądy w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 100 iteracji – wynik optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia

Przebiegi zmian współczynników ρ_1 i ρ_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych na poszczególnych etapach optymalizacji została przedstawiona na Rys. 2.9. Z analizy otrzymanych przebiegów współczynników ρ_1 i ρ_2 wynika, że do 35 iteracji róż cząstek intensywnie poszukuje najlepszego rozwiązania a w kolejnych iteracjach dynamika roju ulega obniżeniu z uwagi na coraz większe zagęszczenie cząstek wokół najlepszego rozwiązania.



Rys. 2.9. Przebieg współczynników p_1 i p_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia

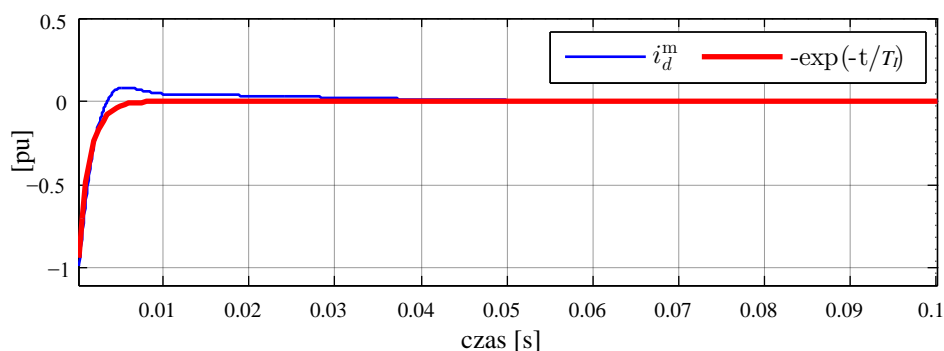
Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji została przedstawiona na Rys. 2.10.



Rys. 2.10. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia

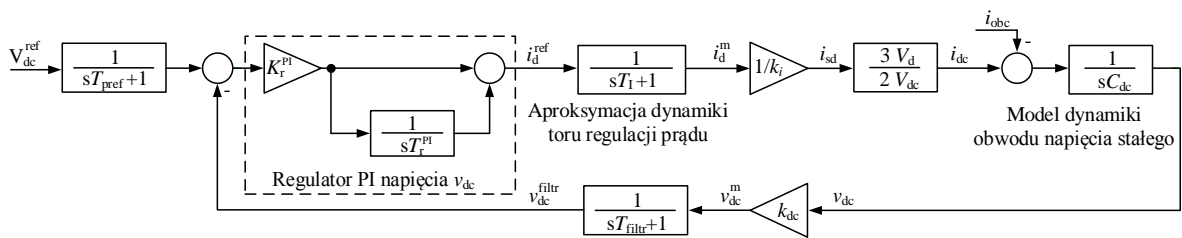
2.5. Projekt regulatora napięcia wyjściowego prostownika

Dynamika toru regulacji prądu została aproksymowana członem inercyjnym o stałej czasowej T_I na podstawie odpowiedzi układu zamkniętego na zadane warunki początkowe $\mathbf{x}_{(k=0)} = [-1 \ 0 \ 0 \ 0]^T$. Wynik aproksymacji dokonanej z wykorzystaniem funkcji `ezfit` dostępnej w przyborniku EzyFit [126] dla oprogramowania MATLAB[®] przedstawiono na Rys. 2.11.



Rys. 2.11. Odpowiedź układu zamkniętego regulacji prądu w osi d na zadane warunki początkowe

Model transmitancyjny układu regulacji napięcia DC-linku, w którym uwzględniono uproszczony model dynamiki regulacji prądu został przedstawiony na Rys. 2.12. Model transmitancyjny został opracowany na podstawie równania napięciowego (2.3) modelu matematycznego przekształtnika, przy założeniu $i_{sq} = 0$ i dla nominalnego napięcia sieci ($v_d = V_d = 325 \text{ V}$, $v_q = V_q = 0 \text{ V}$). Uwzględniono filtr dolnoprzepustowy w postaci członu inercyjnego o stałej czasowej T_{filtr} .



Rys. 2.12. Pętla regulacji napięcia v_{dc} – model transmitancyjny

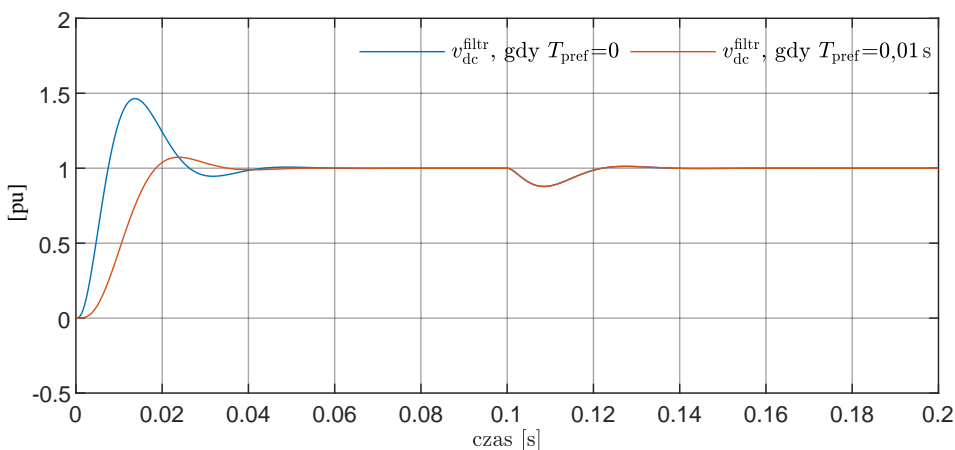
Do zadania regulacji napięcia DC-linku zastosowano regulator typu PI, którego nastawy zostały wyznaczone z kryterium symetrycznego optimum według zależności [127]:

$$K_r^{PI} = \frac{2 C_{dc} V_d k_i}{3 \alpha \tau V_{dc} k_{dc}}, \quad (2.24)$$

$$T_r^{PI} = \alpha^2 \tau, \quad (2.25)$$

gdzie : $\tau = T_I + T_{filtr}$ jest sumą stałych czasowych natomiast współczynnik $\alpha = 2, 0$.

Odpowiedź układu regulacji napięcia na skokowo zadany sygnał referencyjny oraz na skok sygnału obciążenia i_{obc} została przedstawiona na Rys. 2.13 dla dwóch przypadków. W pierwszym przypadku, gdy $T_{pref} = 0$, otrzymano 43% przeregulowanie na skokowo zadaną wartość referencyjną. W drugim przypadku zastosowano filtr na sygnale zadanym w postaci członu inercyjnego pierwszego rzędu o stałej czasowej $T_{pref} = 0,01$ s, co pozwoliło na ograniczenie wartości przeregulowania w napięciu do 10% przy skokowym zadaniu wartości V_{dc}^{ref} . Należy zwrócić uwagę, że zastosowany filtr na sygnale referencyjnym napięcia V_{dc}^{ref} realizuje swoje zadanie w fazie uruchomieniowej przekształtnika AC/DC. Tę samą funkcję w procesie startu przekształtnika AC/DC może spełniać sygnał V_{dc}^{ref} zadawany w postaci rampy.

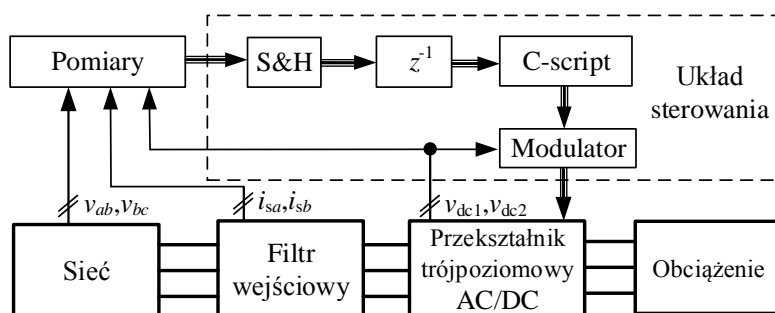


Rys. 2.13. Odpowiedź układu regulacji napięcia v_{dc} na skokową zmianę wartości zadanej

Przedstawiony sposób doboru nastaw regulatora napięcia v_{dc} był wykorzystywany zarówno na etapie badań symulacyjnych jak i eksperymentalnych dla wszystkich układów sterowania zaprezentowanych w dalszej części rozprawy.

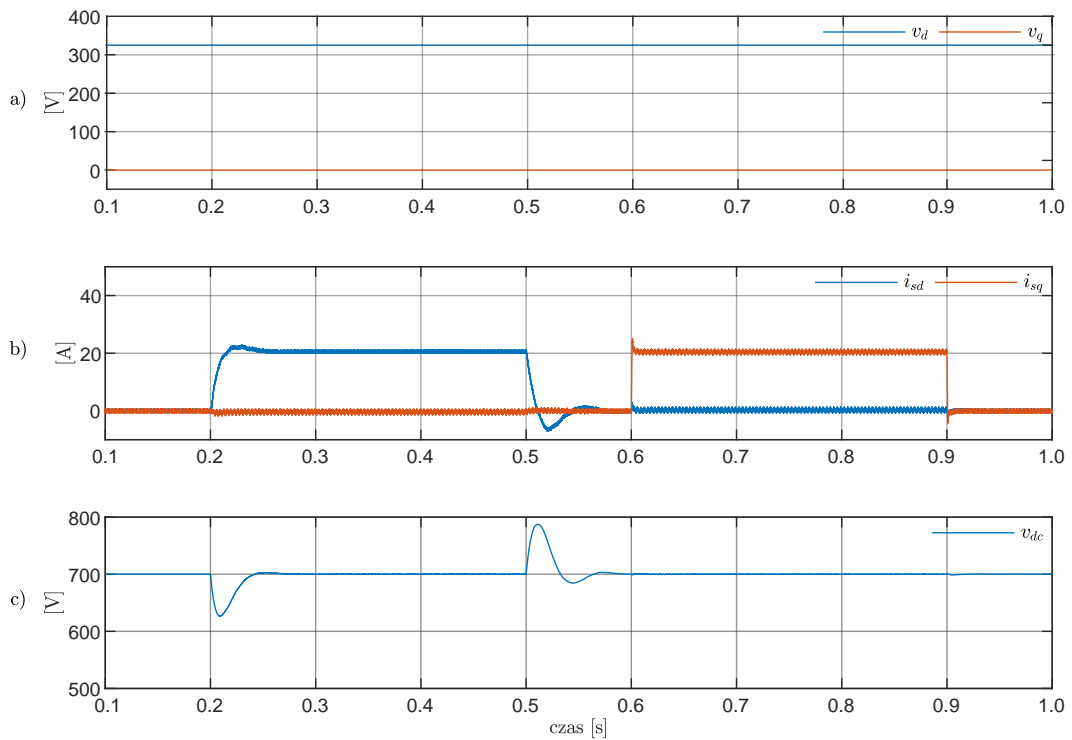
2.6. Badania symulacyjne przekształtnika AC/DC przy zasilaniu napięciem symetrycznym z idealnych źródeł napięcia

Na potrzeby przeprowadzenia badań symulacyjnych układu sterowania opracowanego dla przekształtnika AC/DC przy założeniu zasilania napięciem symetrycznym i nieodkształconym przygotowany został model symulacyjny, którego schemat blokowy przedstawiono na Rys. 2.14. Model numeryczny składał się z dwóch części. Z części obwodów mocy (przekształtnik trójpoziomowy z diodami poziomującymi, filtr wejściowy, model sieci zasilającej o napięciu symetrycznym i nieodkształconym), układów pomiarowych i kondycjonowania sygnałów (filtry anty-aliasingowe) oraz części cyfrowego układu sterowania (układ regulacji, modulator szerokości impulsów, układ wprowadzający czas martwy). Podstawowe parametry układu są zgodne z przedstawionymi w Tab. 2.1. Zastosowano częstotliwość łączeń łączników energoelektronicznych równą 10 kHz. Widok główny opracowanego modelu symulacyjnego w środowisku MATLAB®/PLECS® przedstawiono w Załączniku B na Rys. B 5.

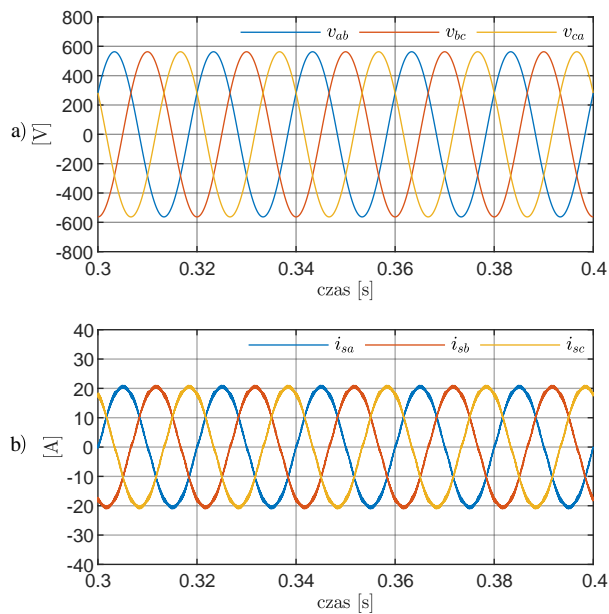


Rys. 2.14. Schemat blokowy modelu symulacyjnego

Przebiegi sygnałów reprezentujących napięcia zasilania i prądy wejściowe przekształtnika po przekształceniu z układu współrzędnych naturalnych do wirującego układu współrzędnych dq oraz przebieg napięcia DC-linku zostały przedstawione na Rys. 2.15. Układ jest zasilany napięciem nieodkształconym i symetrycznym. W przedziale czasu od 0,2s do 0,5s następuje obciążenie przekształtnika co powoduje wzrost wartości sygnału i_{sd} do poziomu 20,5 A. W 0,6s symulacji została zmieniona wartość referencyjna składowej w osi q z $i_q^{ref} = 0$ do $i_q^{ref} = 1,0$ a w 0,9s symulacji powrót do wartości początkowej. Stan ustalony pracy układu został przedstawiony na Rys. 2.16, gdzie zaprezentowano przebiegi napięć przewodowych sieci (a) oraz prądów wejściowych przekształtnika (b) w układzie współrzędnych naturalnych.



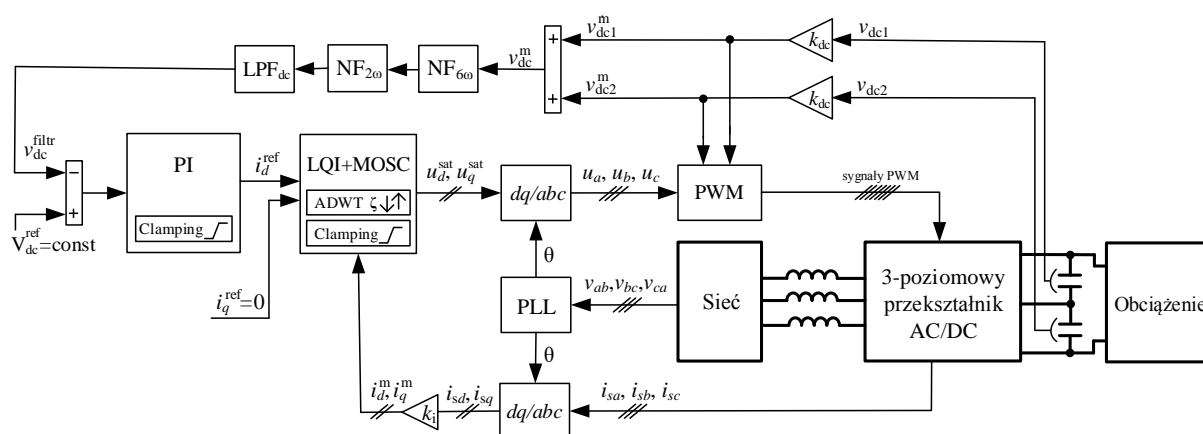
Rys. 2.15. Napięcia sieci (a) prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia dq oraz napięcie obwodu pośredniczącego – wynik symulacji dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC pracującym przy zasilaniu napięciem symetrycznym i nieodkształconym



Rys. 2.16. Napięcia przewodowe sieci (a) prądy wejściowe przekształtnika (b) – wynik symulacji w stanie ustalonym dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC pracującym przy zasilaniu napięciem symetrycznym i nieodkształconym

3. Sterowanie przekształtnikiem AC/DC z uwzględnieniem odkształconego napięcia zasilania

W niniejszym rozdziale przedstawiono proces syntezy układu sterowania dla przekształtnika AC/DC uwzględniający zasilanie urządzenia napięciem asymetrycznym i odkształconym. Na Rys. 3.1 przedstawiono schemat blokowy układu sterowania trójfazowym, trojpoziomowym przekształtnikiem AC/DC w wirującym układzie odniesienia dq pracującym w warunkach odkształconego i asymetrycznego napięcia sieci.



Rys. 3.1. Schemat blokowy układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z liniowo-kwadratowym regulatorem prądu pracujący w warunkach odkształconego i asymetrycznego napięcia sieci

Układ współrzędnych dq wiruje z prędkością ω synchronicznie z wektorem przestrzennym składowej zgodnej napięcia sieci. Zarówno w badaniach symulacyjnych jak i eksperymentalnych zastosowano pętlę synchronizacji fazy według [128], gdzie położenie wektora przestrzennego składowej zgodnej napięcia sieci estymowane jest z wykorzystaniem metody DSC (ang. Delayed Signal Cancellation) [129, 130]. Z uwagi na tętnienia napięcia o pulsacji 2ω związane z asymetrią napięcia zasilania oraz tętnienia o pulsacji 6ω związane z harmonicznymi o rzędach 5 i 7 w napięciu zasilania przekształtnika w pętli regulacji napięcia v_{dc} zastosowane zostały filtry wycinające (ang. NF – Notch Filter), aby składowe oscylacyjne nie przenosiły się na sygnał referencyjny prądu i_d^{ref} . W pętli regulacji prądu zastosowano mechanizm ograniczania stanu regulatora, gdzie w torze proporcjonalno-całkującym wykorzystywany jest algorytm warunkowego całkowania natomiast w torach zawierających człony oscylacyjne wykorzystywany jest opracowany przez autora algorytm dostosowywania współczynnika tłumienia ζ członów oscylacyjnych (ADWT).

Zaprojektowano układ regulacji prądu z regulatorem typu LQI strojonym off-line z wykorzystaniem liniowego modelu przekształtnika i algorytmu optymalizacji rojem cząstek w trzech wariantach:

- Wariant I – z podstawowym modelem zakłócenia (człony całkujące) i sprzężeniem od zakłócenia (LQI+DFF) (Podrozdział 3.1)
- Wariant II – z rozszerzonym o człony oscylacyjne modelem zakłócenia bez sprzężenia od zakłócenia (LQI+MOSC) (Podrozdział 3.2)
- Wariant III – z rozszerzonym o człony oscylacyjne modelem zakłócenia i sprzężeniem od zakłócenia (LQI+MOSC+DFF) (Podrozdział 3.3)

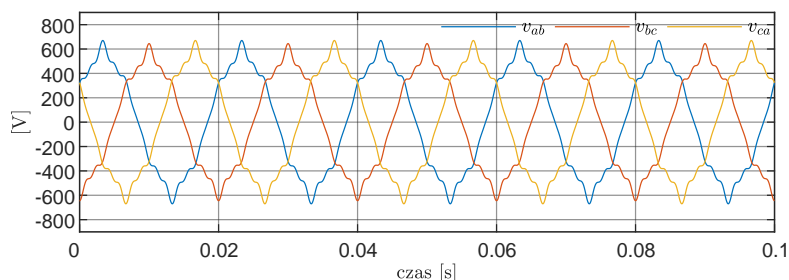
Regulator napięcia obwodu pośredniczącego został zaprojektowany według postępowania przedstawionego w Podrozdziale 2.5. Otrzymane nastawy regulatorów napięcia i prądu zostały zaimplementowane w modelu symulacyjnym z trojpoziomym przekształtnikiem AC/DC z diodami poziomującymi a otrzymane wyniki z przeprowadzonych badań symulacyjnych w liniowym zakresie pracy przekształtnika zostały przedstawione w Podrozdziale 3.4.

W Podrozdziale 3.5 przedstawiono analizę pracy regulatora prądu z członami oscylacyjnymi w sytuacji, gdy generowany sygnał sterujący przekracza wartości graniczne. Przedstawiono algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi. W torze proporcjonalno-całkującym wykorzystywany jest klasyczny algorytm anti-windup'u bazujący na warunkowym całkowaniu. W torach zawierających człony oscylacyjne zastosowano opracowany algorytm dostosowania współczynnika tłumienia członów oscylacyjnych drugiego rzędu, który został zweryfikowany dla dwóch wariantów:

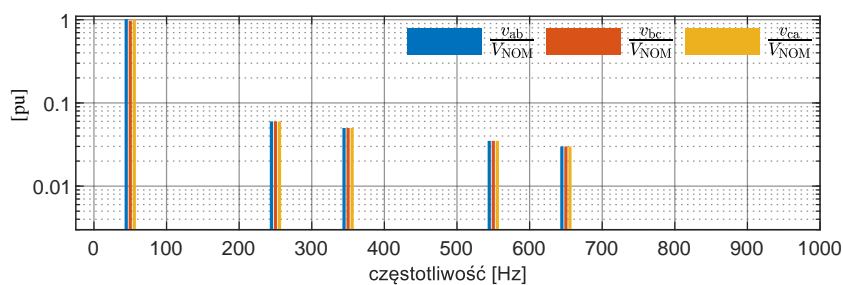
- Wariant II-A – algorytm ADWT zastosowano dla układu regulacji prądu, w którym występuje sprzężenie od sygnałów z członów całkujących i członów oscylacyjnych i nie występuje sprzężenie od zakłócenia (LQI+MOSC)
- Wariant III-A – algorytm ADWT zastosowano dla układu regulacji prądu, w którym występuje sprzężenie od sygnałów z członów całkujących i członów oscylacyjnych oraz sprzężenie od zakłócenia (LQI+MOSC+DFF)

Na potrzeby badań numerycznych zamodelowano odkształcone i asymetryczne napięcie sieci. Uwzględniono wyższe harmoniczne kolejności zgodniej o rzędach 5 i 11 oraz kolejności przeciwnej o rzędach 7 i 13 na poziomie dopuszczalnych zawartości wyższych harmonicznych w sieciach publicznych niskiego napięcia, które zostały podane w Tab. 1.1. Następnie wprowadzono asymetrię napięć poprzez dodanie składowej symetrycznej o pulsacji podstawowej i kolejności przeciwnej na poziomie 3%. Przebiegi asymetrycznego i odkształconego trójfazowego napięcia sieci w stanie ustalonym zostały przedstawione na Rys. 3.2.

Widmo częstotliwościowe napięć przewodowych sieci zostało przedstawione na Rys. 3.3. Widok główny modelu symulacyjnego na podstawie którego wygenerowano przebiegi napięcia sieci z Rys. 3.2 i Rys. 3.4 przedstawiono w Załączniku B na Rys. B6.

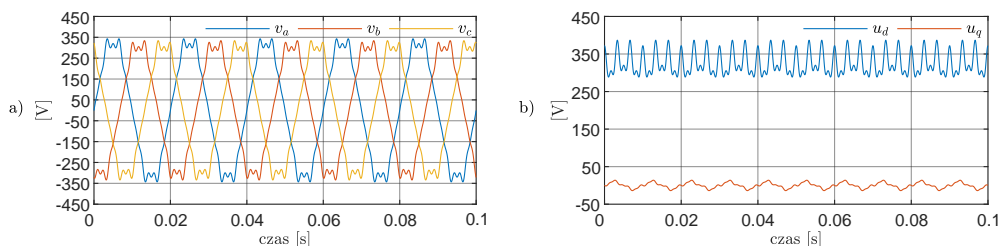


Rys. 3.2. Napięcia przewodowe modelowanej sieci



Rys. 3.3. Widmo częstotliwościowe napięcia przewodowego modelowanej sieci

W modelu symulacyjnym na podstawie pomiaru napięć przewodowych obliczane są napięcia fazowe, których przebiegi zaprezentowano na Rys. 3.4 we współrzędnych naturalnych (Rys. 3.4a) i w wirującym układzie odniesienia (Rys. 3.4b).



Rys. 3.4. Przebiegi obliczonych napięć fazowych: a) we współrzędnych naturalnych b) w wirującym układzie odniesienia

Procentowe zawartości wyższych harmonicznych w odniesieniu do podstawowej harmonicznej oraz współczynniki THD_u dla każdej z faz zostały przedstawione w Tab. 3.1.

Tab. 3.1. Napięcie sieci - procentowa zawartość harmonicznych

| | v_{ab} | v_{bc} | v_{ca} |
|-------------------|----------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 5,91 | 6,19 | 5,91 |
| 7 | 4,92 | 5,16 | 4,92 |
| 11 | 3,45 | 3,61 | 3,45 |
| 13 | 2,95 | 3,09 | 2,95 |
| THD_u | 8,93 | 9,34 | 8,93 |

Współczynnik całkowitej zawartości harmoniczných obliczany jest według zależności [61, 131]:

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n U_h^2}}{U_1} \cdot 100\% , \quad (3.1)$$

$$\text{THD}_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2}}{I_1} \cdot 100\% , \quad (3.2)$$

gdzie U_h – wartość skuteczna n-tej harmoniczných napięcia zasilania przekształtnika AC/DC; U_1 – wartość skuteczna podstawowej harmoniczných napięcia zasilania przekształtnika AC/DC; I_h – wartość skuteczna n-tej harmoniczných prądu wejściowego przekształtnika AC/DC; I_1 – wartość skuteczna podstawowej harmoniczných prądu wejściowego przekształtnika AC/DC;

Współczynniki asymetrii napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC obliczane są według zależności [61]:

$$V_{\text{asm}} = \frac{V_{\text{neg}}}{V_{\text{pos}}} \cdot 100\% , \quad (3.3)$$

$$I_{\text{asm}} = \frac{I_{\text{neg}}}{I_{\text{pos}}} \cdot 100\% \quad (3.4)$$

gdzie V_{neg} – wartość skuteczna składowej symetrycznej kolejności przeciwnej napięcia; V_{pos} – wartość skuteczna składowej symetrycznej kolejności zgodnej napięcia; I_{neg} – wartość skuteczna składowej symetrycznej kolejności przeciwnej prądu; I_{pos} – wartość skuteczna składowej symetrycznej kolejności zgodnej prądu wejściowego przekształtnika AC/DC.

3.1. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i sprzężeniem od zakłócenia

Jedną ze strategii pozwalającą na kompensację udziału wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC pracującego z siecią o napięciu odkształconym jest wykorzystanie sygnałów pomiarowych trójfazowego napięcia zasilania i uwzględnienie ich w układzie sterowania jako sprzężenie do sygnałów zakłócenia [132].

Zakładając, że $v_{\text{dc}} = V_{\text{dc}}$, $i_d = 0$ oraz $i_q = 0$ i podstawiając przyjęte wartości do równania (2.4) otrzymujemy:

$$\mathbf{0} = \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{E}\mathbf{v} , \quad (3.5)$$

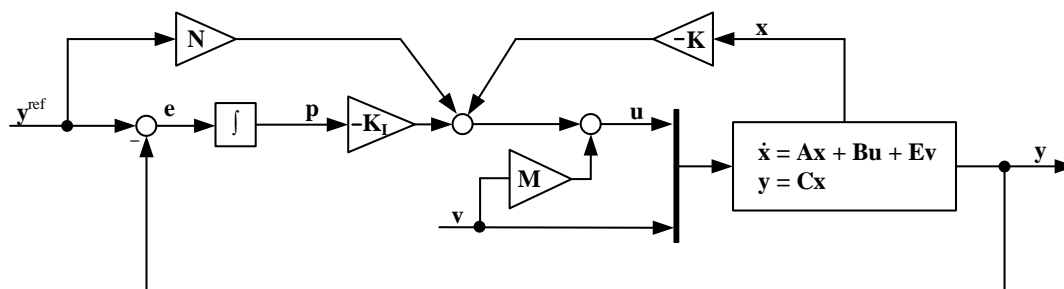
po przekształceniu:

$$\mathbf{u} = -\mathbf{B}^{-1}\mathbf{E}\mathbf{v} . \quad (3.6)$$

Macierz \mathbf{M} w torze sprzężenia od sygnału zakłócenia:

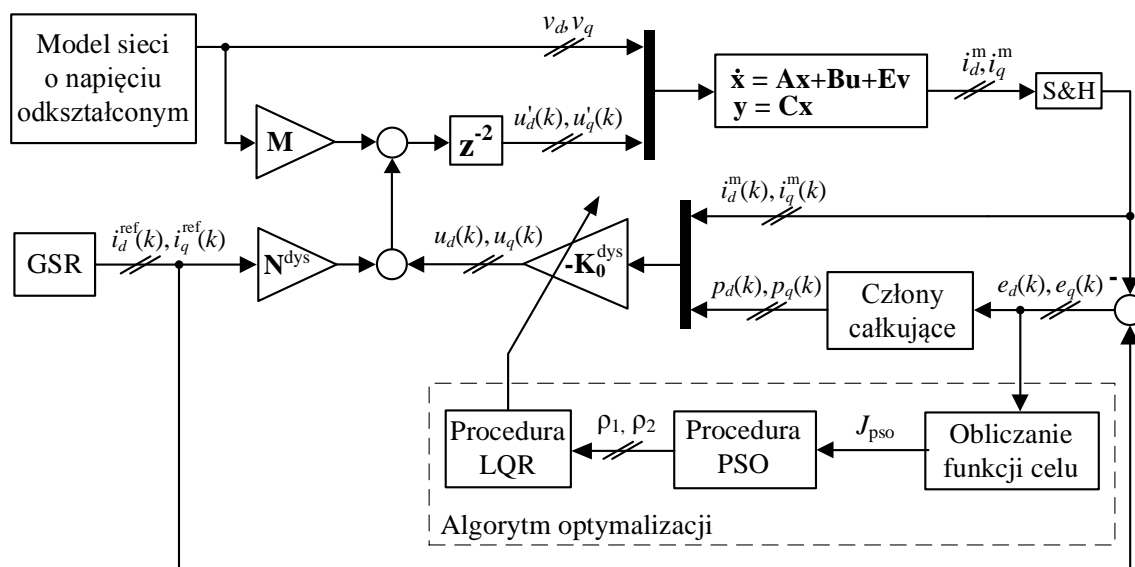
$$\mathbf{M} = -\mathbf{B}^{-1}\mathbf{E} = - \begin{bmatrix} -\frac{V_{\text{dc}}}{L} k_i & 0 \\ 0 & -\frac{V_{\text{dc}}}{L} k_i \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} k_i & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} k_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{V_{\text{dc}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{V_{\text{dc}}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Struktura układu regulacji prądu ze sprzężeniem od rozszerzonego wektora stanu, sprzężeniem w przód od sygnału referencyjnego i sprzężeniem od zakłócenia została przedstawiona na Rys. 3.5.



Rys. 3.5. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i sprzężeniem od sygnałów reprezentujących napięcie sieci

Schemat blokowy przedstawiający proponowaną strategię doboru nastaw regulatora dla układu regulacji prądu z Rys. 3.5 przedstawiono na Rys. 3.6. W porównaniu do schematu z Rys. 2.6 układ został zmodyfikowany poprzez wprowadzenie modelu sieci o napięciu asymetrycznym i odkształconym wyższymi harmonicznymi. Do układu sterowania wprowadzone zostało sprzężenie w przód od sygnałów zakłócenia. W stosunku do opisu z Rozdziału 2.4 pozostałe parametry modelu nie uległy zmianie. Widok główny modelu symulacyjnego zgodnego ze schematem z Rys. 3.6 został przedstawiony w Załączniku B na Rys. B 2.

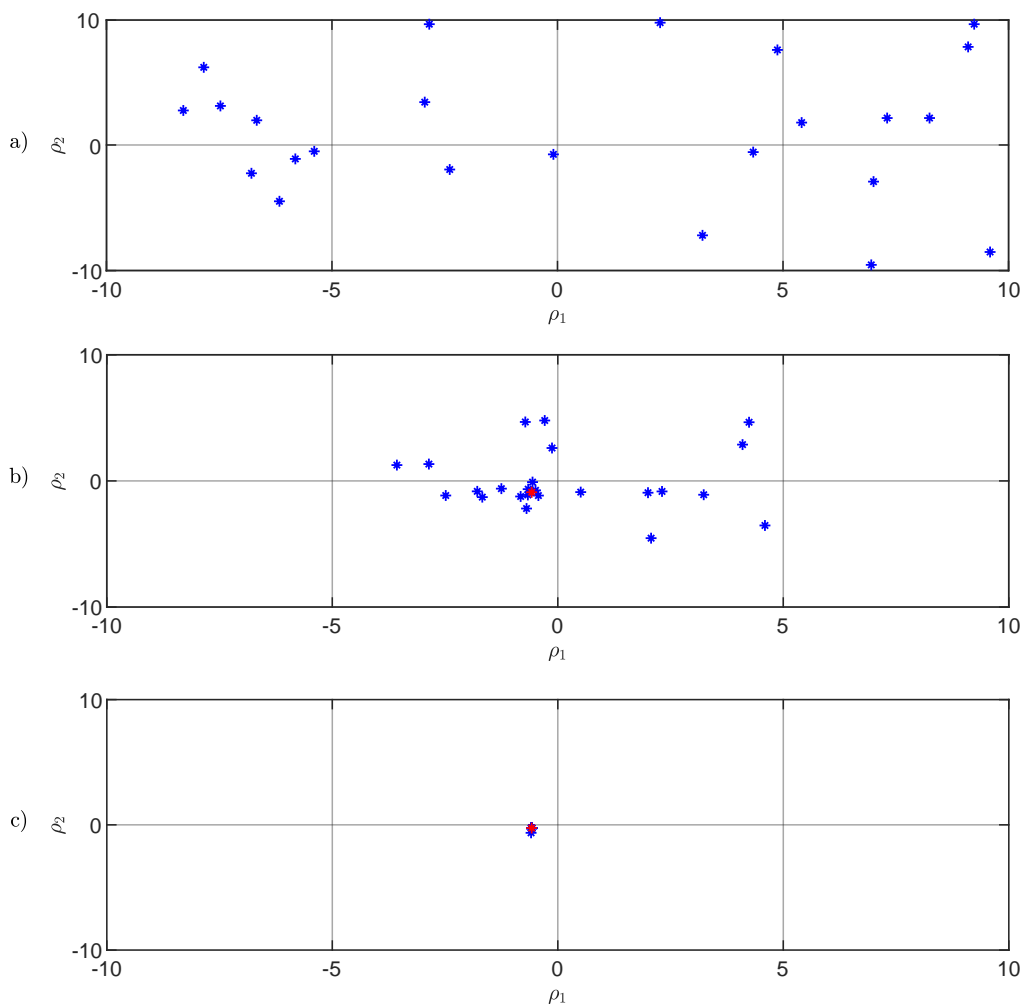


Rys. 3.6. Schemat blokowy prezentujący algorytm doboru wzmacnień liniowo-kwadratowego regulatora stanu ze sprzężeniem od sygnałów reprezentujących napięcie sieci przy wykorzystaniu algorytmu nadrzędnej optymalizacji metodą PSO

Ważnym elementem w przypadku optymalizacji wykonywanej zgodnie ze schematem przedstawionym na Rys. 3.6 jest identyfikacja opóźnienia w torze sprzężenia od sygnałów zakłócenia. Przyjęto opóźnienie $T_{mc} = T_s$, które wynika z czasu niezbędnego na wykonanie obliczeń na

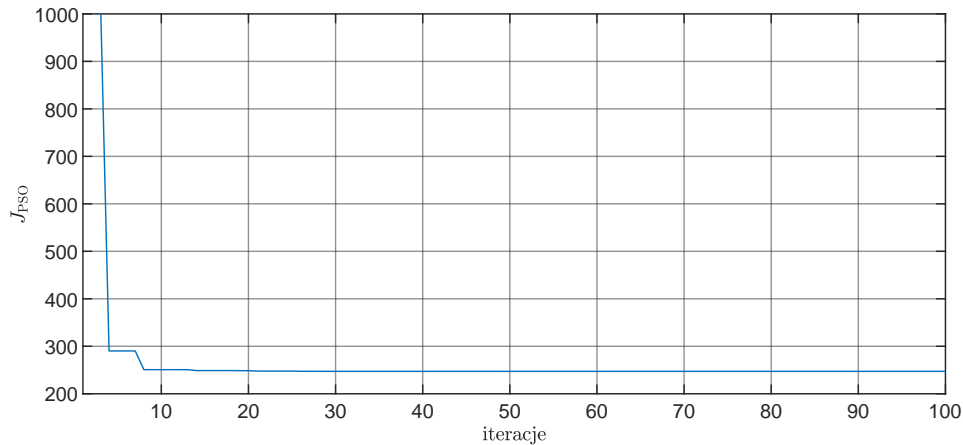
mikrokontrolerze, $T_{\text{pwm}} = 0,5T_s$ które wynika z przyjętej metody modulacji szerokości impulsów oraz $T_{\text{alias}} = 0,5T_s$, które wynika z filtru anty-aliasingowego (ang. anti-aliasing) [125]. Zatem całkowite opóźnienie w torze sprzężenia od zakłócenia zostało określone na poziomie $2T_s$ czyli z^{-2} dla dziedziny dyskretnej.

Przebieg procesu optymalizacji, który został przedstawiony na schemacie Rys. 3.6, zaprezentowano na rysunkach od Rys. 3.7 do Rys. 3.10. Początkowy rozkład 24 cząstek oraz pozycje cząstek w wybranych iteracjach zostały przedstawione na Rys. 3.7. Kolorem czerwonym oznaczono cząstkę, która reprezentuje najlepsze znalezione rozwiązanie na danym etapie optymalizacji.



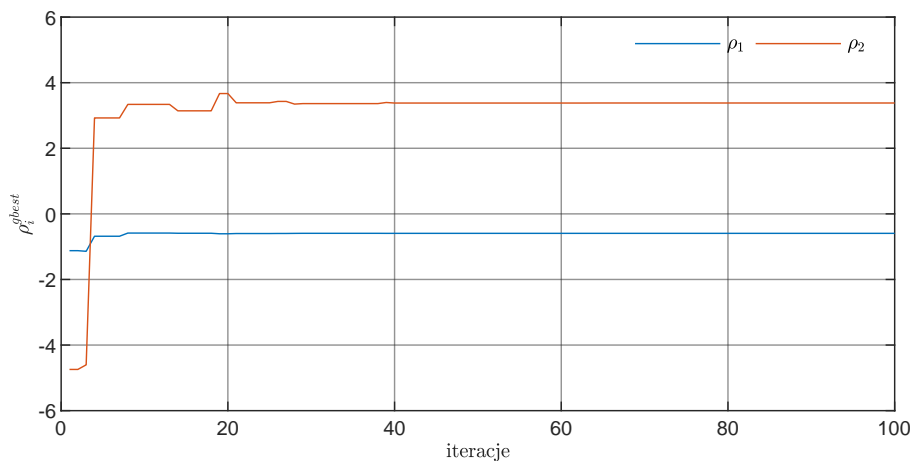
Rys. 3.7. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP

Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji metodą PSO przedstawiono na Rys. 3.8.



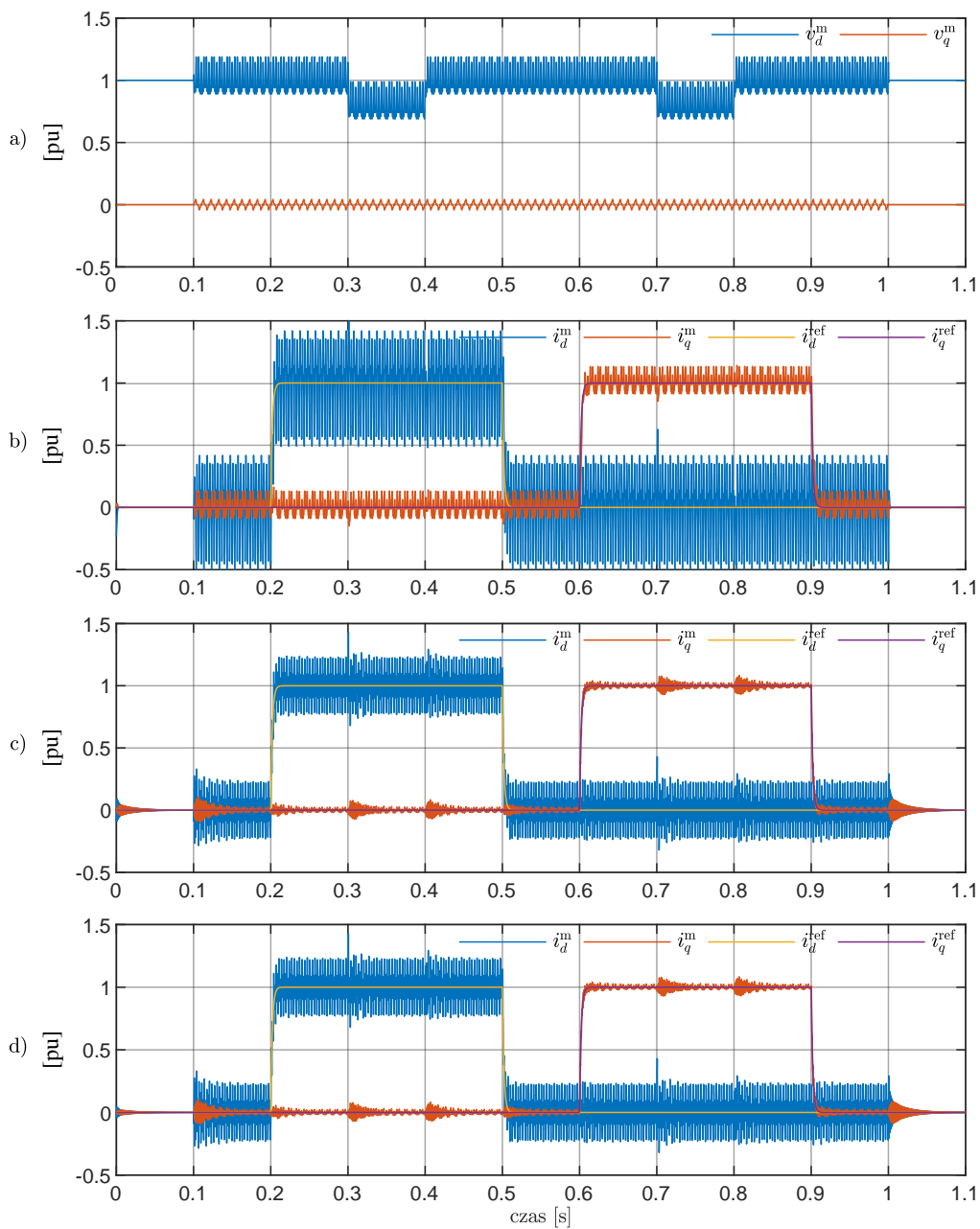
Rys. 3.8. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP

Przebieg zmian współczynników ρ_1 i ρ_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych na poszczególnych etapach optymalizacji została przedstawiona na Rys. 3.9.



Rys. 3.9. Przebieg współczynników ρ_1 i ρ_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP

Na Rys. 3.10 przedstawiono przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m i v_q^m oraz sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10 (c) oraz 100 (d) iteracji. W przedziale czasu od $t = 0,1\text{ s}$ do $t = 1,0\text{ s}$ układ jest zasilany napięciem odkształconym i asymetrycznym. Procentowa zawartość wyższych harmonicznych w napięciu zasilania jest zgodna z danymi podanymi w Tab. 3.1. Współczynnik asymetrii napięcia $V_{asm} = 3\%$. W przedziałach czasu od $t = 0,2\text{ s}$ do $t = 0,5\text{ s}$ oraz od $t = 0,6\text{ s}$ do $t = 0,9\text{ s}$ występuje 20% symetryczny zapad napięcia sieci. Od $t = 0,2\text{ s}$ symulacji następuje zmiana wartości sygnału i_{sd}^{ref} od 0 do 1 przy $i_q^{ref} = 0$. Od $t = 0,6\text{ s}$ symulacji następuje zmiana wartości sygnału i_q^{ref} od 0 do 1 przy $i_d^{ref} = 0$.

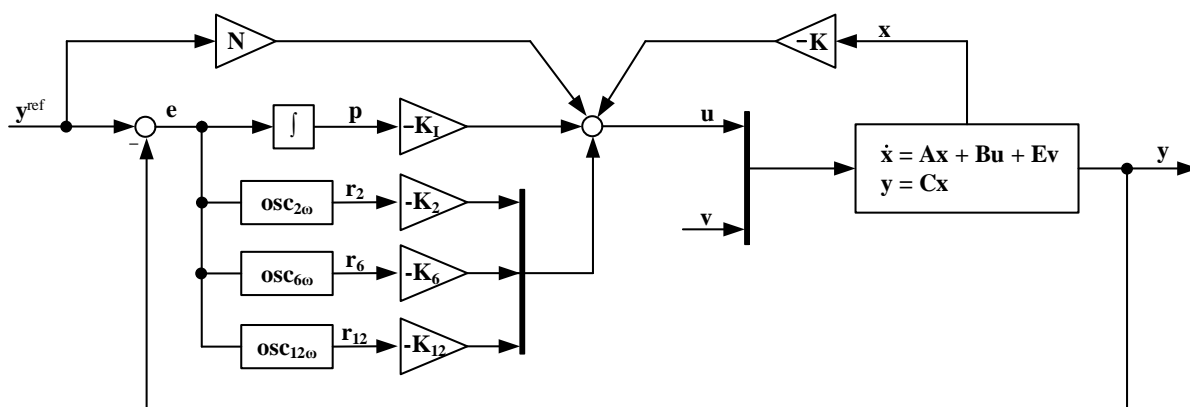


Rys. 3.10. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócone napięcie sieci v_d^m , v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10 (c) oraz 100 (d) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP

Analizując przebiegi sygnałów na Rys. 3.10d zostało stwierdzone, że sygnały i_d^m i i_q^m w przedziale czasu od $t = 0,1$ s do $t = 1,0$ s zawierają składowe oscylacyjne związane z asymetrycznym i odkształconym napięciem zasilania. Układ regulacji prądu w wersji LQI+DFP, którego nastawy zostały dobrane metodą PSO nie kompensuje w wystarczającym stopniu składowych oscylacyjnych w sygnałach i_d^m i i_q^m głównie z uwagi na występujące opóźnienie w torze sprzężenia od zakłócenia. Wartość opóźnienia w torze sprzężenia od zakłócenia ma wpływ na uchyb regulacji prądu w stanie ustalonym. Wraz ze zmniejszeniem wartości opóźnienia uchyb regulacji ulega zmniejszeniu.

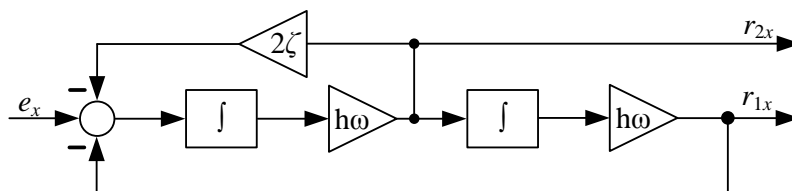
3.2. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i modelem zakłócenia

Struktura układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z modelu zakłócenia oraz sprzężeniem w przód od sygnałów referencyjnych została przedstawiona na Rys. 3.11. Model zakłócenia składa się z członów całkujących i członów oscylacyjnych. Człony oscylacyjne $osc_{2\omega}$ zostały zastosowane w celu kompensacji składowych oscylacyjnych o pulsacji 2ω , które występują w sygnałach i_d^m i i_q^m na skutek asymetrii napięcia zasilania. Człony oscylacyjne $osc_{6\omega}$ i $osc_{12\omega}$ zostały zastosowane w celu kompensacji składowych oscylacyjnych o pulsacjach 6ω i 12ω , które występują w sygnałach i_d^m i i_q^m na skutek zasilania przekształtnika napięciem odkształconym wyższymi harmonicznymi 5 i 11 o kolejności przeciwnej oraz wyższymi harmonicznymi 7 i 13 o kolejności zgodnej [97, 98].



Rys. 3.11. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i oscylacyjnych

Struktura członu oscylacyjnego bazująca na układzie uogólnionego integratora drugiego rzędu i generująca dwa wyjściowe sygnały o nastawianej pulsacji została przedstawiona na Rys. 3.12 [133, 134]. Zastosowano układ oscylacyjny z tłumieniem ζ . Współczynnik tłumienia ζ wykorzystywany jest w celu redukcji amplitudy sygnałów wyjściowych z członów oscylacyjnych w sytuacji nasycenia sygnału sterującego co zostało opisane w Podrozdziale 3.5 [99, 98].



Rys. 3.12. Układ oscylacyjny bazujący na strukturze uogólnionego integratora drugiego rzędu (ang. SOGI - Second Order Generalized Integrator)

Opis obiektu w przestrzeni zmiennych stanu został rozszerzony o równania (3.8) i (3.9) związane z członami oscylacyjnymi drugiego rzędu.

$$\frac{d}{dt}r_{1x}^{(h)} = h\omega r_{2x}^{(h)}, \quad (3.8)$$

$$\frac{d}{dt}r_{2x}^{(h)} = h\omega(e_x - r_{1x}^{(h)} - 2\zeta r_{2x}^{(h)}), \quad (3.9)$$

gdzie $h = \{2, 6, 12\}$ – rząd harmonicznej.

Na etapie projektownia układu regulacji prądu z członami oscylacyjnymi założono, że $\zeta = 0$ i $\omega = \text{const}$. Rozszerzony o człony oscylacyjne model zmiennych stanu przyjmuje postać:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{x}_{\text{aug}} = \mathbf{A}_{\text{aug}}\mathbf{x}_{\text{aug}} + \mathbf{B}_{\text{aug}}\mathbf{u} + \mathbf{E}_{\text{aug}}\mathbf{v}, \quad (3.10)$$

gdzie

$$\mathbf{A}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_0 & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \\ \mathbf{A}_{1(2)} & \mathbf{A}_{2(2)} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \\ \mathbf{A}_{1(6)} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{A}_{2(6)} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \\ \mathbf{A}_{1(12)} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{0}_{4 \times 4} & \mathbf{A}_{2(12)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{r}^{(2)} \\ \mathbf{r}^{(6)} \\ \mathbf{r}^{(12)} \end{bmatrix}, \quad (3.11)$$

$$\mathbf{B}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{14 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{0}_{14 \times 2} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{A}_{1(h)} = -h\omega \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_{2(h)} = h\omega \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

i

$$\mathbf{r}^{(h)} = [r_{1d}^{(h)}, r_{1q}^{(h)}, r_{2d}^{(h)}, r_{2q}^{(h)}]^T \quad (3.14)$$

dla $h = \{2, 6, 12\}$.

W wyrażeniach od (3.10) do (3.14):

\mathbf{A}_{aug} – macierz stanu modelu rozszerzonego;

\mathbf{B}_{aug} – macierz sterowań modelu rozszerzonego;

\mathbf{E}_{aug} – macierz zakłóceń modelu rozszerzonego;

\mathbf{x}_{aug} – rozszerzony wektor stanu;

Dla układu regulacji opisanego w dziedzinie ciągłej wyrażenie na sterowanie z rozszerzonym wektorem stanu o zmienne związane z członami oscylacyjnymi przyjmuje postać (dla $\mathbf{y}^{\text{ref}} = \mathbf{0}$):

$$\mathbf{u} = -[\mathbf{K}_0 \quad \mathbf{K}_{r2} \quad \mathbf{K}_{r6} \quad \mathbf{K}_{r12}] \mathbf{x}_{\text{aug}} = -\mathbf{K}_{\text{aug}} \mathbf{x}_{\text{aug}} \quad (3.15)$$

minimalizując wskaźnik jakości:

$$J = \int_0^\infty \mathbf{x}_{\text{aug}}^T \mathbf{Q}_{\text{aug}} \mathbf{x}_{\text{aug}} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} dt, \quad (3.16)$$

gdzie

$$\mathbf{Q}_{\text{aug}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_0 & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{r(2)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{r(6)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{Q}_{r(12)} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{Q}_{r(h)} = \text{diag}([r_{1d}^{(h)}, r_{1q}^{(h)}, r_{2d}^{(h)}, r_{2q}^{(h)}]) \quad (3.18)$$

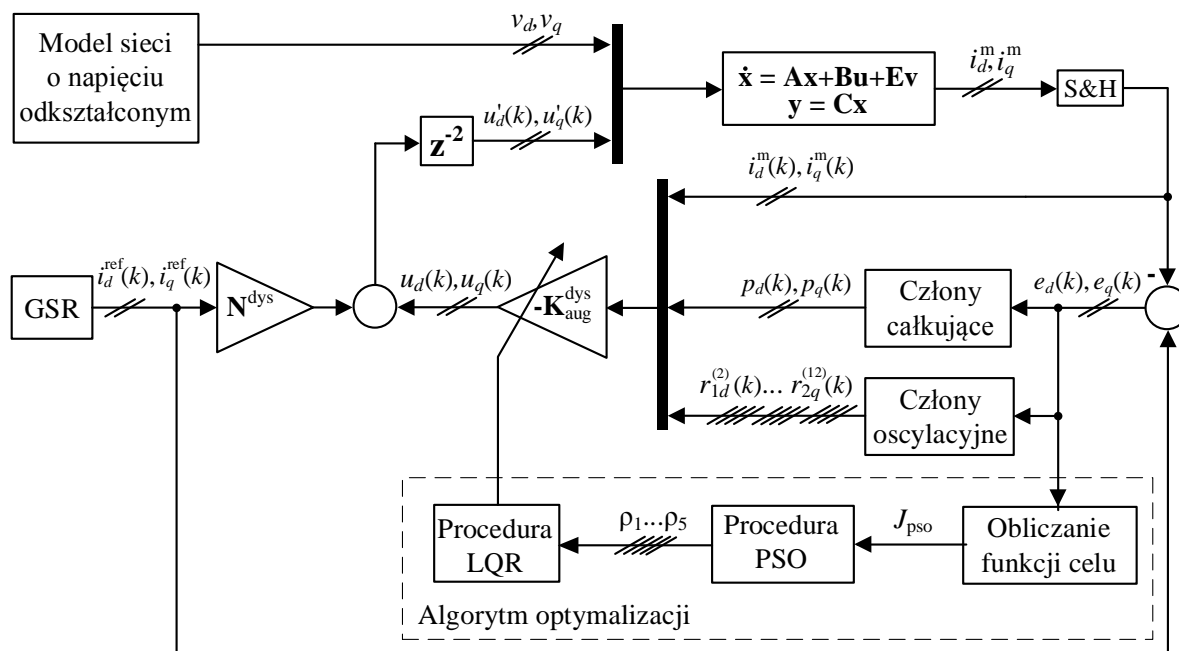
W celu obliczenia macierzy wzmocnień regulatora z całkowaniem uchybu prądu i członami oscylacyjnymi $\mathbf{K}_{\text{aug}}^{\text{dys}}$ w dziedzinie dyskretniej została użyta funkcja `lqrd`, gdzie

$$\mathbf{u}(k) = -\mathbf{K}_{\text{aug}}^{\text{dys}} \mathbf{x}_0(k) \quad (3.19)$$

minimalizuje ekwiwalenty do ciągłego (3.16) dyskretny wskaźnik jakości.

W celu realizacji członów oscylacyjnych w dziedzinie dyskretniej w modelach symulacyjnych oraz ich implementacji w kodzie realizowanym na mikrokontrolerze sygnałowym wykorzystano przekształcenie metodą Tustina z pre-warpingiem [133, 95].

Na Rys. 3.13 przedstawiono schemat blokowy proponowanej strategii doboru nastaw regulatora prądu dla układu regulacji prądu z uwzględnieniem członów całkujących i oscylacyjnych. Widok główny modelu symulacyjnego zgodnego ze schematem z Rys. 3.13 przedstawiono w Załączniku B na Rys. B 3.



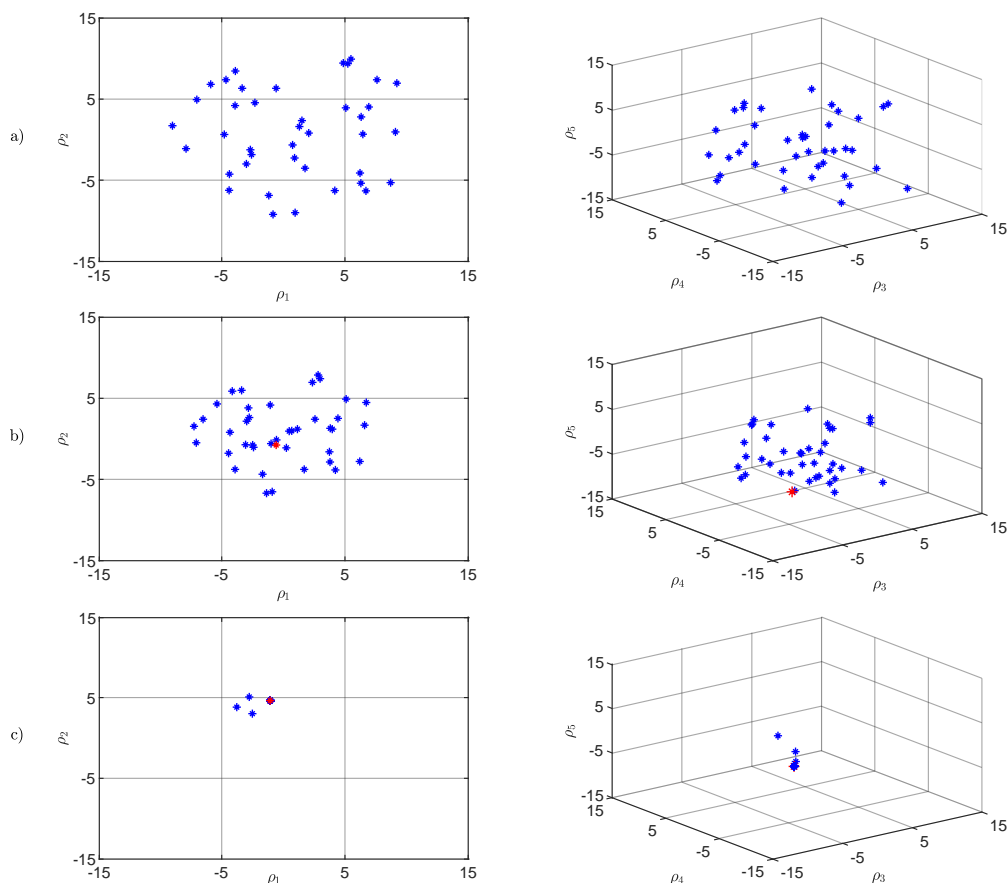
Rys. 3.13. Schemat blokowy prezentujący metodę doboru wzmocnień liniowo-kwadratowego regulatora stanu z członami oscylacyjnymi przy wykorzystaniu nadrzędnej optymalizacji metodą PSO

W ramach optymalizacji poszukiwane są wartości pięciu współczynników od ρ_1 do ρ_5 , które są wykładnikami potęgi 10 współczynników macierzy Q dla procedury LQR:

$$q = 10^{\rho_1}, q_p = 10^{\rho_2}, q_{r2} = 10^{\rho_3}, q_{r6} = 10^{\rho_4}, q_{r12} = 10^{\rho_5}$$

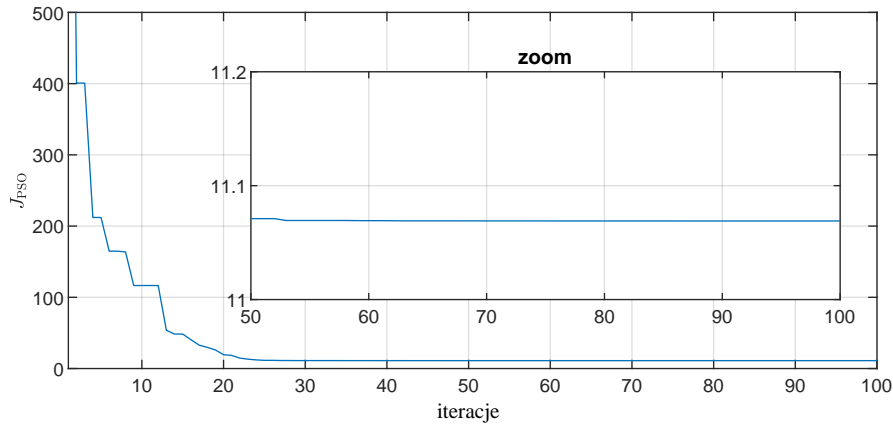
Pozostałe parametry modelu a także funkcja celu nie uległy zmianie w stosunku do opisu z Podrozdziału 3.1.

Przebieg procesu optymalizacji dla został przedstawiony na rysunkach od Rys. 3.14 do Rys. 3.17. Dla procesu optymalizacji metodą PSO na tym etapie przyjęto liczbę 40 cząstek. Liczba cząstek uległa zwiększeniu w porównaniu do badań przedstawionych w Podrozdziale 2.4 (gdzie dla dwu-wymiarowej przestrzeni poszukiwań przyjęto 24 cząstki) z wagi na zwiększenie liczby wymiarów przestrzeni poszukiwań do pięciu. Liczba cząstek została dobrana w sposób eksperymentalny. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji została przedstawiona na Rys. 3.15.



Rys. 3.14. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC

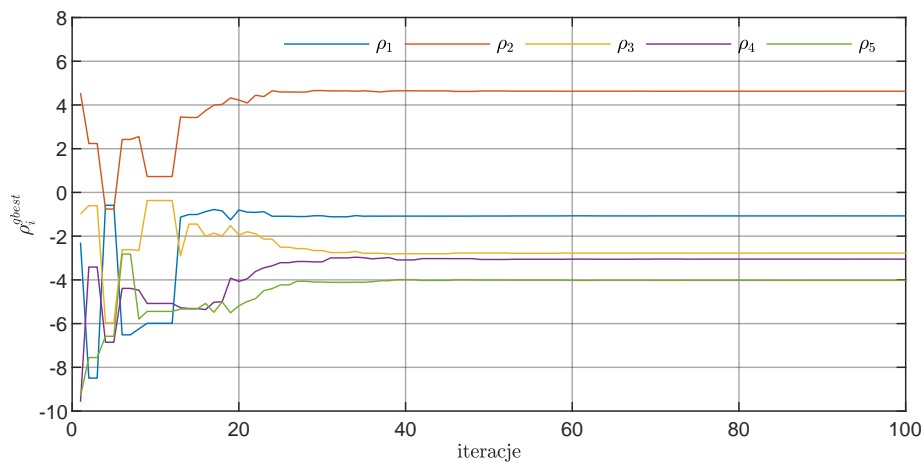
Początkowy rozkład 40 cząstek oraz ich pozycje dla wybranych iteracji zostały przedstawione na Rys. 3.14. Kolorem czerwonym oznaczono cząstkę, która reprezentuje najlepsze rozwiązanie z dotychczas znalezionych. Po zakończeniu 100 iteracji większość cząstek (za wyjątkiem trzech cząstek) znalazła się w pobliżu najlepszego rozwiązania. Brak całkowitej zbieżności roju do jednego punktu



Rys. 3.15. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach proces optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC

jest cechą charakterystyczną wykorzystywanego algorytmu roju cząstek. Przyczyną tego jest to, że w pewnych warunkach cząstki osiągają równowagę pomiędzy swoją najlepszą pozycją a pozycją wskazaną przez rój cząstek jako aktualnie najlepsza. Odbywa się to zgodnie z zależnością opisującą zasady zachowania się roju cząstek, która została przedstawiona w Załączniku A.

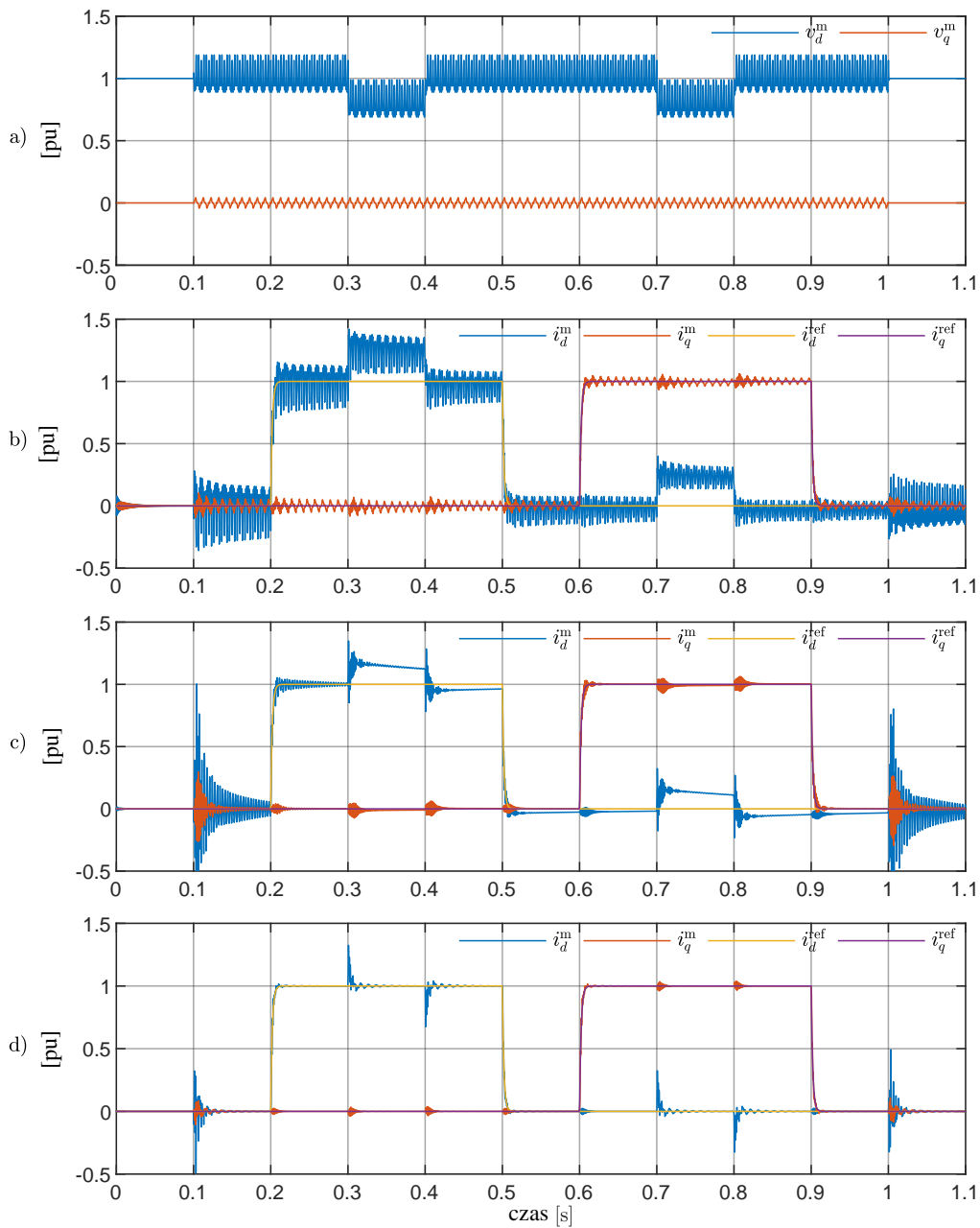
Przebieg zmian współczynników od ρ_1 do ρ_5 dla najlepszych rozwiązań znalezionych na poszczególnych etapach optymalizacji została przedstawiona na Rys. 3.16.



Rys. 3.16. Przebieg współczynników od ρ_1 do ρ_5 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC

Przy zastosowaniu zaproponowanej w rozprawie metody strojenia regulatora prądu z członami oscylacyjnymi (PSO + LQR), aby wyznaczyć wartości współczynników macierzy \mathbf{K}_{aug}^{dys} poszukiwanych jest 5 parametrów związanych ze współczynnikami kar leżącymi na głównej diagonalu macierzy \mathbf{Q} . Wszystkie wartości współczynników w macierzy \mathbf{K}_{aug}^{dys} są obliczane z wykorzystaniem funkcji `lqr` na podstawie rozszerzonego opisu obiektu w przestrzeni zmiennych stanu.

Na Rys. 3.17 przedstawiono przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m i v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10 (c) oraz 100 (d) iteracjach.



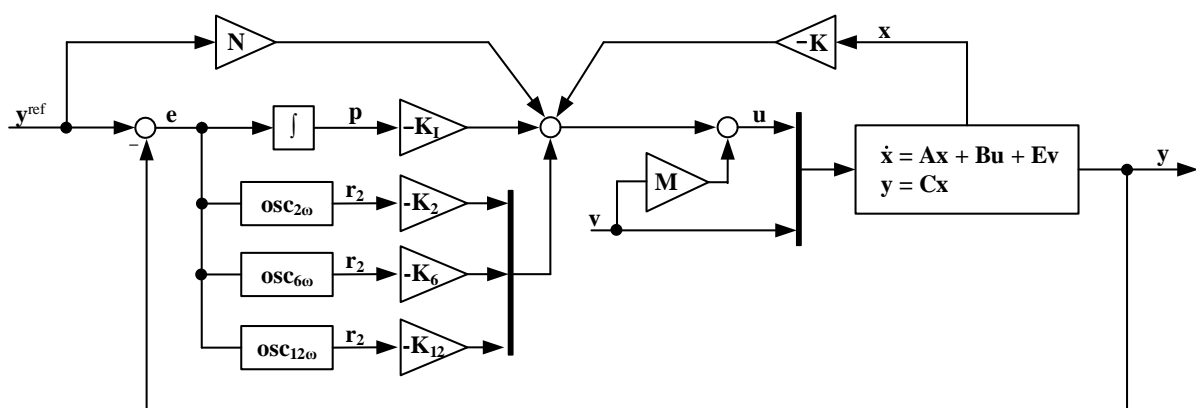
Rys. 3.17. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m oraz v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10(c) oraz 100 (d) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC

W przedziale czasu od $t = 0,1$ s do $t = 1,0$ s układ jest zasilany napięciem odkształconym i asymetrycznym. Przebiegi testowych sygnałów referencyjnych i_d^{ref} oraz i_q^{ref} oraz testowych sygnałów zakłócenia v_d i v_q nie uległy zmianie w stosunku do tego co zostało przyjęte w Podrozdziale 3.1. Analizując przebiegi sygnałów na Rys. 3.17d możemy stwierdzić, że układ regulacji prądu w wersji LQI+MOSC, którego nastawy zostały dobrane metodą PSO, skutecznie redukuje w stanie ustalonym składowe oscylacyjne o pulsacjach 2ω , 6ω i 12ω w sygnałach i_d^m i i_q^m .

W stanach dynamicznych związanych z pojawiającym się lub ustępującym zapadem napięcia sieci mamy każdorazowo do czynienia z odpowiedzią układu regulacji w postaci zmian wartości sygnałów i_d^m i i_q^m . W omawianych stanach dynamicznych mamy do czynienia z maksymalnie 30%-owym odchyleniem sygnału i_d^m od wartości zadanej i_d^{ref} . Analogiczny charakter odpowiedzi układu regulacji obserwujemy w stanach dynamicznych związanych z pojawiającym się lub ustępującym odkształceniem napięcia zasilania. Wartość sygnał i_d^m ulega odchyleniu maksymalnie o 50% w stosunku do wartości zadanej i_d^{ref} . Jedną z metod, która pozwala dokonać zmiany kształtu odpowiedzi układu regulacji prądu w stanach dynamicznych związanych ze skokową zmianą sygnałów zakłócenia jest wykorzystanie sprzężenia od zakłócenia.

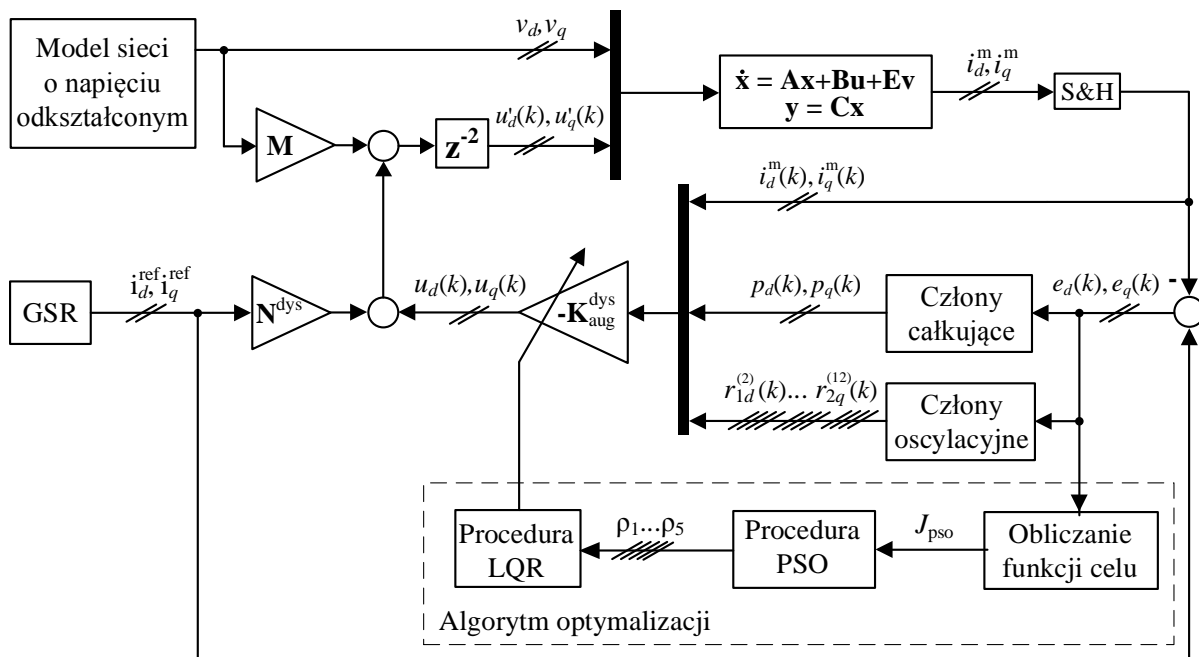
3.3. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu, modelem zakłócenia i sprzężeniem od zakłócenia

Struktura układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i oscylacyjnych oraz ze sprzężeniem od zakłócenia została przedstawiona na Rys. 3.18.



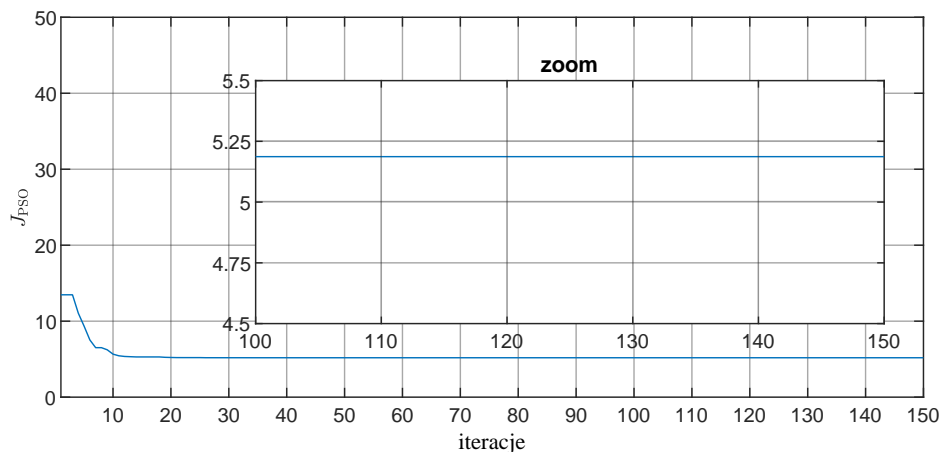
Rys. 3.18. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i oscylacyjnych oraz sprzężeniem od zakłócenia

Na Rys. 3.19 przedstawiono schemat blokowy prezentujący algorytm doboru nastaw regulatora prądu dla układu z uwzględnieniem członów oscylacyjnych i sprzężeniem od sygnałów zakłócenia. W porównaniu do schematu z Rys. 3.13 układ został rozszerzony o sprzężenie od zakłócenia z wykorzystaniem macierzy M . Widok główny modelu symulacyjnego zgodnego ze schematem z Rys. 3.19 przedstawiono w Załączniku B na Rys. B 4.



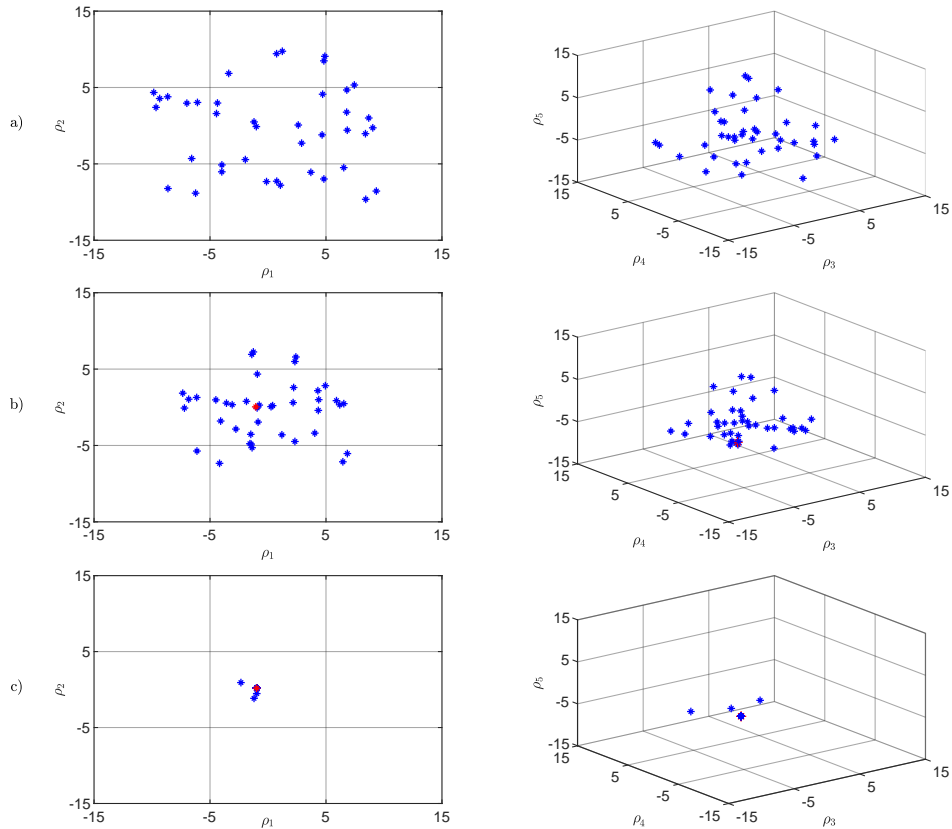
Rys. 3.19. Schemat blokowy prezentujący algorytm doboru wzmacnień liniowo-kwadratowego regulatora prądu z członami oscylacyjnymi i sprzężeniem od sygnałów zakłócenia przy wykorzystaniu optymalizacji metodą roju cząstek

Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji została przedstawiona na Rys. 3.20.



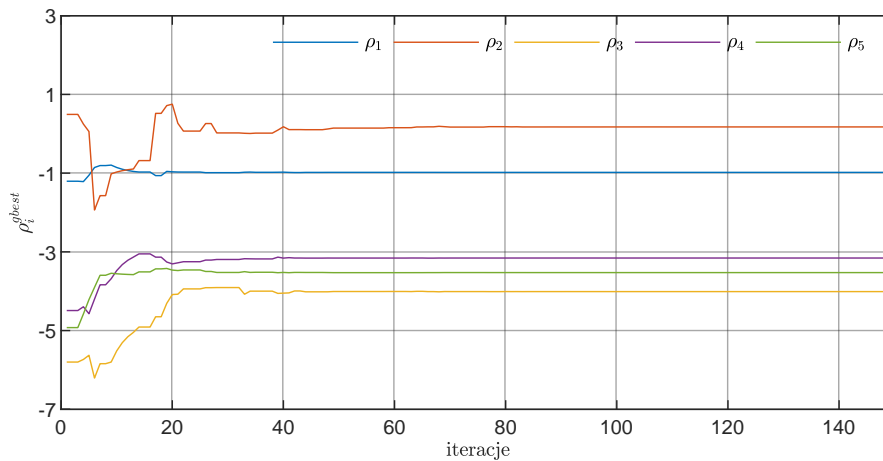
Rys. 3.20. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFF

Przebieg procesu optymalizacji dla został przedstawiony na rysunkach od Rys. 3.21 do Rys. 3.23. Początkowy rozkład 40 cząstek oraz pozycje cząstek w wybranych iteracjach zostały przedstawione na Rys. 3.21.



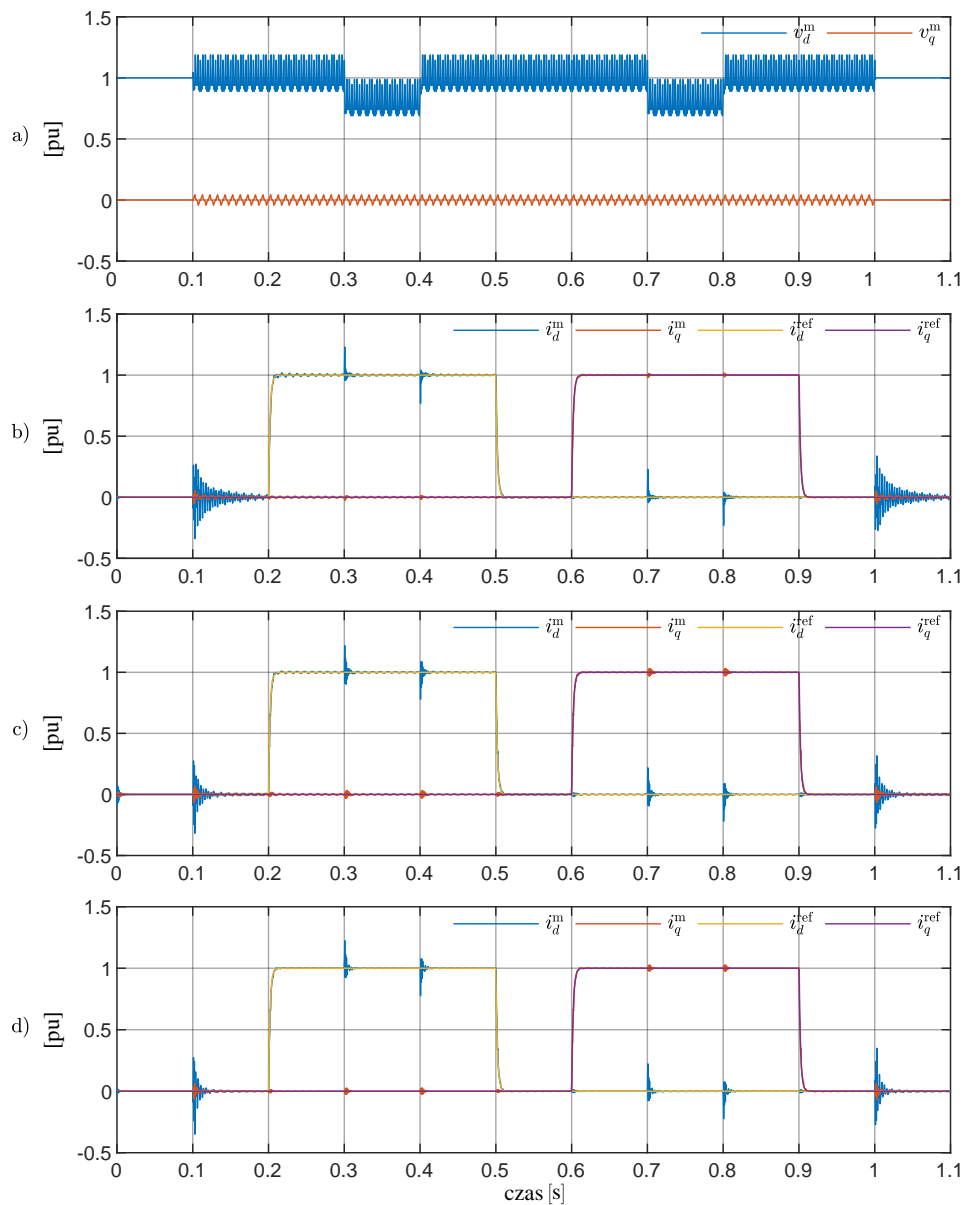
Rys. 3.21. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 150 (c) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE

Przebieg zmian współczynników od ρ_1 do ρ_5 dla najlepszych rozwiązań znalezionych na poszczególnych etapach optymalizacji został przedstawiony Rys. 3.22.



Rys. 3.22. Przebieg współczynników od ρ_1 do ρ_5 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE

Na Rys. 3.23 przedstawiono przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m i v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m , i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b), 10 (c) oraz 150 (d) iteracji.



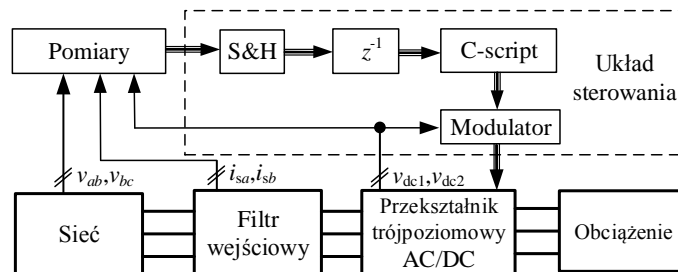
Rys. 3.23. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m oraz v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m , i_q^m w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10(c) oraz 150 (d) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFF

W przedziale czasu od $t = 0,1s$ do $t = 1,0s$ układ jest zasilany napięciem odkształconym i asymetrycznym. Przebiegi testowych sygnałów referencyjnych i_d^{ref} oraz i_q^{ref} oraz testowych sygnałów zakłócenia v_d^m i v_q^m nie uległy zmianie w stosunku do tego co zostało przyjęte w Podrozdziale 3.1. Analizując przebiegi sygnałów na Rys. 3.23d możemy stwierdzić, że układ regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFF, którego nastawy zostały dobrane metodą PSO, poprzez zastosowanie modelu zakłócenia skutecznie redukuje w stanie ustalonym składowe oscylacyjne o pulsacjach 2ω , 6ω i 12ω w sygnałach i_d^m i i_q^m . Maksymalne różnice pomiędzy wartościami sygnału i_d^m a wartościami sygnału i_d^{ref} występujące w stanach dynamicznych związanych z pojawiającym się lub ustępującym zapadem napięcia sieci a także w stanach dynamicznych związanych z pojawiającym się lub ustępującym

odkształceniem napięcia sieci zmniejszyły się o ok. 50% w porównaniu do wyników przedstawionych na Rys 3.15 dla układu bez sprzężenia od sygnałów zakłócenia. Oddziaływanie sprzężenia od zakłócenia zależy między innymi od filtrów stosowanych na sygnałach v_d i v_q . Tak jak to miało miejsce we wcześniejszych rozważaniach przedstawionych w Podrozdziale 3.1 uwzględnione zostały opóźnienia w torach pomiaru napięcia sieci.

3.4. Badania symulacyjne przekształtnika AC/DC przy zasilaniu napięciem odkształconym

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla układu sterowania trójpoziomym przekształtnikiem AC/DC przy założeniu zasilania napięciem asymetrycznym i odkształconym. Model numeryczny składał się z dwóch części. Z części obwodów mocy (przekształtnik trójpoziomowy z diodami poziomującymi, filtr wejściowy, model sieci zasilającej o napięciu odkształconym i asymetrycznym), układów pomiarowych i kondycjonowania sygnałów (filtry anti-aliasingowe) oraz części cyfrowego układu sterowania (układ regulacji, modulator szerokości impulsów, układ wprowadzający czas martwy). Zawartość wyższych harmonicznych w napięciu zasilania oraz poziom asymetrii napięcia pozostały takie same jak w Rozdziale 3, w którym omówiony został etap optymalizacji rojem cząstek. Schemat blokowy opracowanego modelu symulacyjnego przedstawiony jest na Rys. 3.24. Podstawowe parametry układu są zgodne z przedstawionymi w Tab. 2.1. Zastosowano częstotliwość łączeń łączników energoelektronicznych równą 10 kHz. Widok szczegółowy opracowanego modelu symulacyjnego w środowisku MATLAB®/PLECS® przedstawiono w Załączniku B na Rys. B 5.



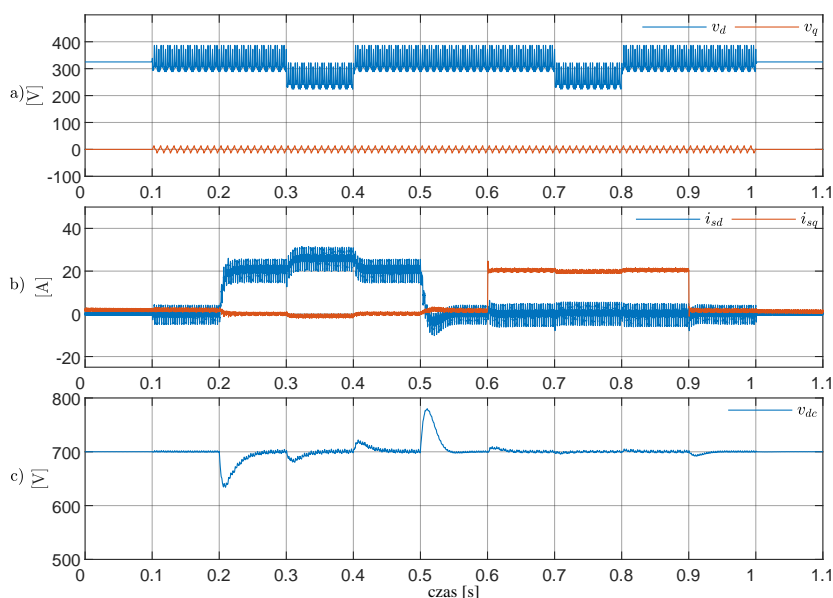
Rys. 3.24. Schemat blokowy modelu symulacyjnego

Badania symulacyjne przeprowadzono dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu w następujących wariantach:

- Wariant I – z podstawowym modelem zakłócenia (człony całkujące) i sprzężeniem w przód od sygnałów zakłócenia (LQI+DFF).
- Wariant II – z rozszerzonym o człony oscylacyjne modelem zakłócenia bez sprzężenia w przód od sygnałów zakłócenia (LQI+MOSC).
- Wariant III – z rozszerzonym o człony oscylacyjne modelem zakłócenia i sprzężeniem w przód od sygnałów zakłócenia (LQI+MOSC+DFF).

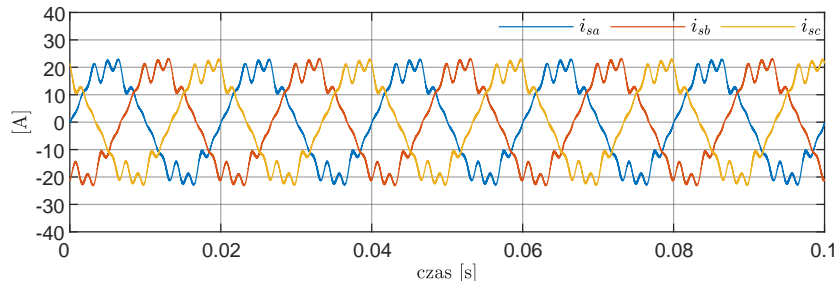
WARIANT I

W wariantcie pierwszym przeprowadzono badania symulacyjne dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC, w którym zastosowano układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od zakłócenia (LQI+DFF). Zastosowano tu nastawy regulatora będące wynikiem optymalizacji przedstawionej w Podrozdziale 3.1. Przebiegi zmiennych stanu obiektu w stanach przejściowych przedstawiono na Rys. 3.25. W przedziale czasu od $t = 0,1\text{ s}$ do $t = 1\text{ s}$ występują asymetryczne i odkształcone napięcia sieci, zgodnie z opisem przedstawionym w Rozdziale 3. W przedziałach czasu od $t = 0,3\text{ s}$ do $t = 0,4\text{ s}$ oraz od $t = 0,7\text{ s}$ do $t = 0,8\text{ s}$ występuje 20 % - owy symetryczny zapad napięcia sieci. W czasie od $t = 0,2\text{ s}$ do $t = 0,5\text{ s}$ następuje nominalne obciążenie przekształtnika, podczas gdy wartość składowej prądu $i_q^{\text{ref}} = 0$. W czasie od $t = 0,6\text{ s}$ do $t = 0,9\text{ s}$ obciążenie jest odłączone a wartość zadana $i_q^{\text{ref}} = 1$. Po dołączeniu obciążenia do obwodu pośredniczącego napięcia stałego następuje chwilowe obniżenie napięcia v_{dc} do poziomu 650 V. W czasie $t = 0,5\text{ s}$ następuje odłączenia obciążenia. Występuje tu chwilowy wzrost napięcia do poziomu 770 V po czym napięcie osiąga wartość zadaną.

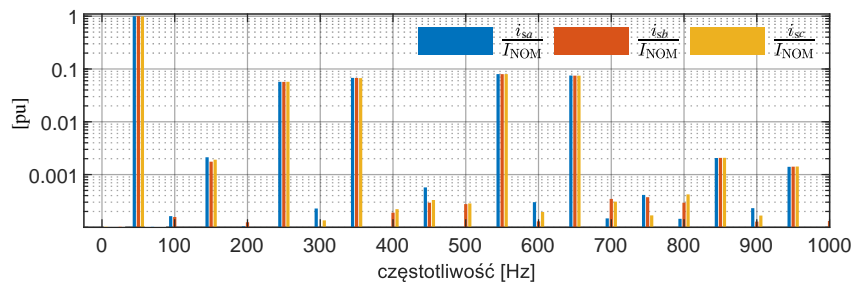


Rys. 3.25. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariantcie I (LQI+DFF)

Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika AC/DC w stanie ustalonym podczas pracy z odkształconym napięciem sieci przy nominalnym obciążeniu przekształtnika dołączonym do obwodu napięcia stałego zostały przedstawione na Rys. 3.26 a widmo częstotliwościowe tych prądów na Rys. 3.27. Analizując przebiegi prądu widoczne jest odkształcenie, które spowodowane jest niewystarczającym poziomem kompensacji wyższych harmonicznnych o rządach 5, 7, 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika.



Rys. 3.26. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF)



Rys. 3.27. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF)

Metoda sterowania badana w wariancie I nie pozwoliła osiągnąć wystarczającego poziomu redukcji wyższych harmonicznych o rzędach 5, 7, 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika. Udziały procentowe wyższych harmonicznych o wyżej wskazanych numerach, a także wartości współczynników THD, dla poszczególnych faz zostały przedstawione w Tab. 3.2.

Tab. 3.2. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF)

| | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|----------------------|----------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 5,72 | 5,68 | 5,77 |
| 7 | 6,80 | 6,74 | 6,77 |
| 11 | 8,02 | 8,00 | 8,08 |
| 13 | 7,53 | 7,46 | 7,54 |
| THD _i [%] | 9,20 | 8,80 | 8,80 |

Przeprowadzono również badania symulacyjne, w trakcie których w modelu numerycznym modyfikowano poziom asymetrii napięć poprzez zmianę zawartości składowej symetrycznej przeciwnej napięcia. W tabeli Tab. 3.3 zestawiono wartości współczynnika asymetrii prądu wejściowego przekształtnika dla wybranego poziomu asymetrii napięcia sieci.

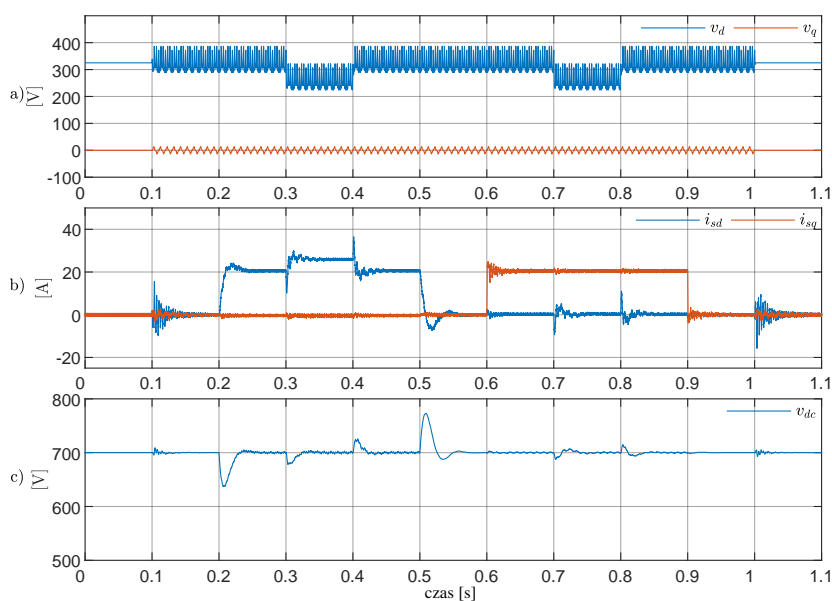
Tab. 3.3. Wartości współczynników asymetrii napięcia sieci i prądu wejściowego przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF)

| | V_{asm} | I_{asm} |
|-----------------|-----------|-----------|
| Numer symulacji | [%] | [%] |
| 1 | 1,5 | 1,02 |
| 2 | 3 | 1,14 |
| 3 | 10 | 2,38 |
| 4 | 15 | 4,55 |

Na podstawie otrzymanych wyników badań możemy stwierdzić, że układ regulacji prądu w wariancie I pozwala na częściową symetryzację prądów wejściowych przekształtnika przy pracy z siecią o napięciu asymetrycznym.

WARIANT II

W wariancie drugim przeprowadzono badania symulacyjne dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC, gdzie zastosowano układ regulacji prądu z członami oscylacyjnymi (LQI+MOSC). Zastosowano tu nastawy regulatora prądu będące wynikiem optymalizacji przedstawionej w Podrozdziale 3.2. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika i napięć zasilania w układzie współrzędnych dq oraz napięcia v_{dc} przedstawiono na Rys. 3.28.

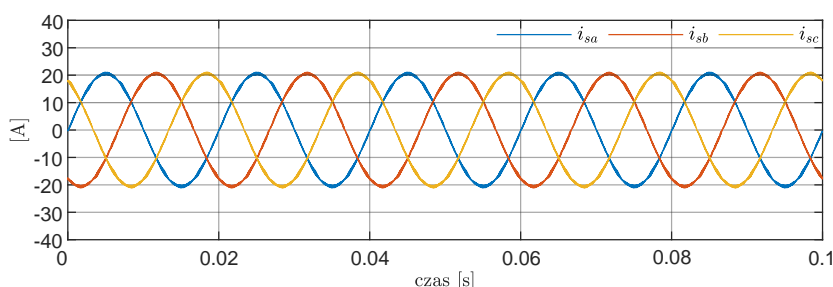


Rys. 3.28. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariancie II (LQI+MOSC)

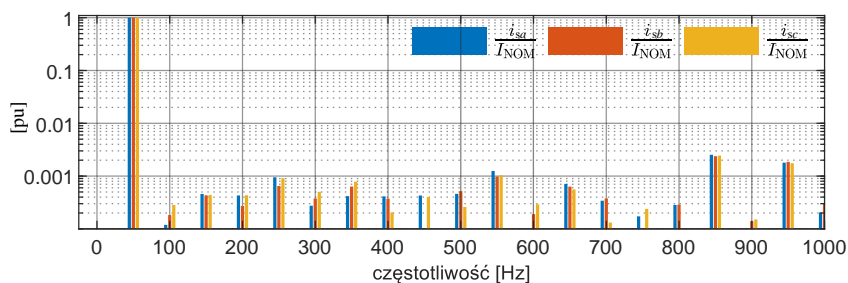
W przedziale czasu od $t = 0,1s$ do $t = 1s$ przekształtnik AC/DC zasilany jest napięciem asymetrycznym i odkształconym, zgodnie z opisem przedstawionym w Rozdziale 3. W przedziałach czasu od $t = 0,3s$ do $t = 0,4s$ oraz od $t = 0,7s$ do $t = 0,8s$ występuje 20% symetryczny zapad napięcia sieci. W czasie od $t = 0,2s$ do $t = 0,5s$ wyjście przekształtnika (obwód napięcia stałego) obciążone jest nominalną mocą, podczas gdy wartość składowej zadanej $i_q^{ref} = 0$. W czasie od $t = 0,6s$

do $t = 0,9\text{s}$ występuje brak obciążenia a wartość $i_q^{\text{ref}} = 1$. Po dołączeniu obciążenia do obwodu napięcia stałego następuje stan nieustalony i związane z tym chwilowe obniżenie napięcia DC-linku do poziomu 660 V. W czasie $t = 0,5\text{s}$ następuje odłączenie obciążenia. Występuje wtedy ok. 10% wzrost napięcia DC-linku.

Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika AC/DC w stanie ustalonym podczas pracy z odkształconym napięciem sieci i przy nominalnym obciążeniu przekształtnika dołączonym do obwodu napięcia stałego zostały przedstawione na Rys. 3.29. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika zostało przedstawione na Rys. 3.30. Otrzymane przebiegi prądów mają kształt zbliżony do sinusoidalnego. Udziały procentowe wyższych harmonicznych o wybranych rzędach a także wartości współczynnika THD_i zostały przedstawione w Tab. 3.4.



Rys. 3.29. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+MOSC)



Rys. 3.30. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC)

Tab. 3.4. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC)

| | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|--------------------|----------|----------|----------|
| Rząd harmoniczej | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 0,08 | 0,04 | 0,07 |
| 7 | 0,03 | 0,07 | 0,07 |
| 11 | 0,11 | 0,09 | 0,09 |
| 13 | 0,08 | 0,06 | 0,06 |
| THD_i [%] | 1,89 | 1,88 | 1,83 |

Zastosowanie członów oscylacyjnych skonfigurowanych na kompensowanie 5, 7, 11 i 13 harmonicznej pozwoliło osiągnąć wysoki poziom kompensacji każdej z tych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika.

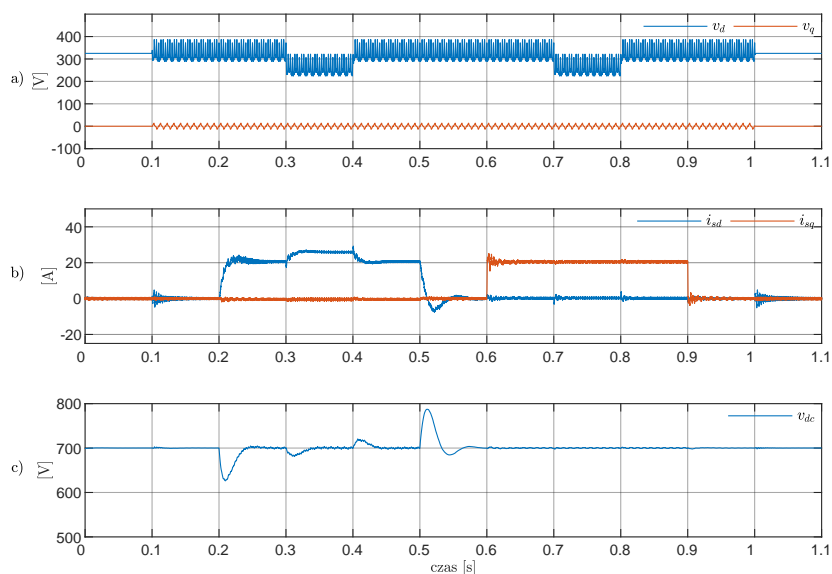
W Tab. 3.5 zestawiono wartości współczynnika asymetrii prądu wejściowego przekształtnika dla wybranych przypadków asymetrii napięcia sieci. Na podstawie otrzymanych wyników badań możemy Tab. 3.5. Wartości współczynników asymetrii napięcia sieci i prądu wejściowego przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC)

| | V_{asm} | I_{asm} |
|-----------------|-----------|-----------|
| Numer symulacji | [%] | [%] |
| 1 | 1,5 | 0,27 |
| 2 | 3 | 0,28 |
| 3 | 10 | 0,29 |
| 4 | 15 | 0,30 |

stwierdzić, że układ regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC) pozwala na uzyskanie symetrycznych prądów wejściowych przekształtnika przy pracy z siecią o napięciu asymetrycznym w badanym zakresie zmienności współczynnika asymetrii napięcia sieci.

WARIANT III

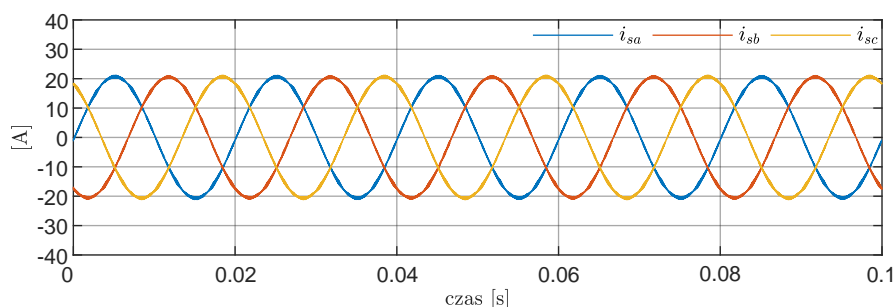
W wariancie trzecim przeprowadzono badania symulacyjne dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC, gdzie zastosowano układ regulacji prądu z członami oscylacyjnymi i ze sprzężeniem od sygnałów zakłócenia (LQI+MOSC+DFF). Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika i napięć zasilania w układzie współrzędnych dq oraz napięcia v_{dc} przedstawiono na Rys. 3.31.



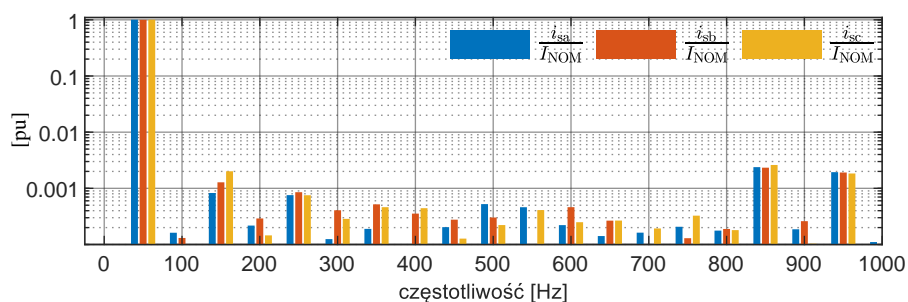
Rys. 3.31. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFF)

Zastosowano tu nastawy regulatora prądu będące wynikiem optymalizacji przedstawionej w Podrozdziale 3.3. W przedziale czasu od $t = 0,1\text{ s}$ do $t = 1\text{ s}$ występuje asymetryczne i odkształcone napięcie sieci, zgodnie z opisem przedstawionym na początku Rozdziału 3. niniejszej pracy. W przedziałach czasu od $t = 0,3\text{ s}$ do $t = 0,4\text{ s}$ oraz od $t = 0,7\text{ s}$ do $t = 0,8\text{ s}$ występuje 20% symetryczny zapad napięcia sieci. W czasie od $t = 0,2\text{ s}$ do $t = 0,5\text{ s}$ mamy do czynienia z pracą przekształtnika przy nominalnym obciążeniu dołączonym do obwodu napięcia stałego, podczas gdy wartość zadana $i_q^{\text{ref}} = 0$. W przedziale czasu od $t = 0,6\text{ s}$ do $t = 0,9\text{ s}$ przekształtnik pracuje bez obciążenia w obwodzie napięcia stałego a wartość $i_q^{\text{ref}} = 1$. Po dołączeniu obciążenia do obwodu pośredniczącego napięcia stałego następuje chwilowe obniżenie napięcia DC-linku do poziomu 650 V. W czasie $t = 0,5\text{ s}$ następuje odłączenia obciążenia i chwilowy wzrost napięcia do poziomu 780 V.

Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika AC/DC w stanie ustalonym podczas pracy z odkształconym napięciem sieci przy nominalnym obciążeniu przekształtnika dołączonym do obwodu napięcia stałego zostały przedstawione na Rys. 3.32 a widmo częstotliwościowe tych prądów na Rys. 3.33. Otrzymane przebiegi prądów mają kształt zbliżony do sinusoidalnego.



Rys. 3.32. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFP)



Rys. 3.33. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFP)

Zastosowanie członów oscylacyjnych nastawionych na kompensowanie 5, 7, 11 i 13 harmonicznej pozwoliło w wariancie III (LQI+MOSC+DFP) osiągnąć kompensację wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika na poziomie zbliżonym do tego, który otrzymano dla wariantu II (LQI+MOSC). Zastosowanie sprzężenia od sygnałów reprezentujących odkształcone napięcie zasilania pozwoliło ponadto na ponad dwukrotne zmniejszenie uchybu regulacji prądu w stanach dynamicznym związanych z zapadami napięcia w porównaniu do wyników z Rys. 3.28 uzyskanych dla wariantu II.

Udziały procentowe wyższych harmonicznych o rzędach 5, 7, 11 i 13 a także wartości współczynników THD dla poszczególnych faz zostały przedstawione w Tab. 3.6.

Tab. 3.6. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DDF)

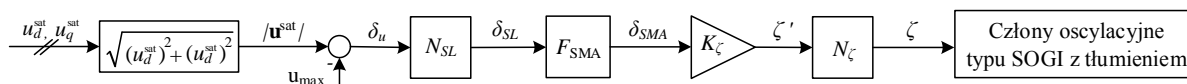
| | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|----------------------|----------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 0,09 | 0,07 | 0,08 |
| 7 | 0,02 | 0,06 | 0,04 |
| 11 | 0,06 | 0,02 | 0,05 |
| 13 | 0,02 | 0,04 | 0,02 |
| THD _i [%] | 1,88 | 1,88 | 1,84 |

Analogicznie do poprzednich dwóch wariantów również w wariancie trzecim przeprowadzono badania symulacyjne, w trakcie których, w modelu symulacyjnym modyfikowano zawartość składowej symetrycznej przeciwnej napięcia. Otrzymane wartości współczynnika asymetrii prądu wejściowego przekształtnika dla wybranych przypadków asymetrii napięcia zasilania dla Wariantu III (LQI+MOSC+DDF) okazały się zbieżne z wynikami przedstawionymi w Tab. 3.5 dla Wariantu II (LQI+MOSC).

3.5. Algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi

W układach sterowania przekształtnikami AC/DC, gdzie stosowane są regulatory typu PI powszechnie wykorzystywane są metody anti-windup'u [68, 135] polegające na warunkowym całkowaniu (ang. conditional clamping) lub śledzeniu różnicy pomiędzy sygnałami na wyjściu regulatora przed i za blokiem ograniczenia (ang. tracking integration). Druga z wymienionych metod podlegała badaniom pod kątem wykorzystania jej do regulatorów proporcjonalno-rezonansowych (PR) [136, 89]. Zostało wykazane, że takie rozwiązanie bezpośrednio przeniesione z regulatorów typu PI na strukturę regulatora PR obarczone jest problemem zniekształcenia sinusoidalnego sygnału na wyjściu regulatora PR pracującego w nasyceniu [116]. W literaturze zaproponowano dwie strategie ograniczania sygnałów generowanych przez człony oscylacyjne. Pierwsza z nich polega na śledzeniu wyjścia regulatora PR o strukturze SOGI i dostosowywaniu współczynnika tłumienia. Rozwiązanie to zostało zaprezentowane dla jednofazowego falownika napięcia [116] a także zaadoptowane dla układu sterowania przekształtnikiem napięcia umiejscowionym w układzie wytwarzania energii z maszyną dwustronnie zasilaną od strony wirnika maszyny [117]. Druga z metod polega na zastosowaniu ograniczeń o dynamicznie zmieniającym się zakresie (ang. dynamic saturators) dla członów oscylacyjnych typu ROGI i została zastosowana w układzie sterowania przekształtnikiem AC/DC w stacjonarnym układzie odniesienia [114, 115].

W niniejszej części pracy przedstawiono algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi przeznaczony dla trójfazowego przekształtnika AC/DC. Opracowany został autorski algorytm dostosowywania współczynnika tłumienia (ADWT) z wykorzystaniem średniej kroczącej prostej (ang. SMA – simple moving average) przedstawiony na Rys. 3.34.



Rys. 3.34. Schemat blokowy algorytmu dostosowywania współczynnika tłumienia (ADWT) członu oscylacyjnego o strukturze SOGI.

W pierwszym kroku algorytmu obliczany jest moduł wektora sygnału sterującego $|\mathbf{u}^{\text{sat}}|$ na podstawie składowych $u_d^{\text{sat}}, u_q^{\text{sat}}$. Układ ADWT ulega aktywacji, gdy wartość $|\mathbf{u}^{\text{sat}}|$ przekracza limit $u_{\text{max}} = 1,154$ wynikający z przyjętej metody modulacji. Poziom czułości zadziałania algorytmu określa współczynnik czułości $\delta_u^{\text{min}} \geq 0$, gdzie

$$\delta_{\text{SL}} = N_{\text{SL}}(\delta_u) = \begin{cases} \delta_u, & \text{if } \delta_u \geq \delta_u^{\text{min}} \\ \delta_u^{\text{min}}, & \text{if } \delta_u < \delta_u^{\text{min}} \end{cases} . \quad (3.20)$$

W badaniach numerycznych i eksperymentalnych przyjęto $\delta_u^{\text{min}} = 0$. Następnie sygnał δ_{SL} ulega wygładzeniu z wykorzystaniem metody średniej kroczącej według zależności:

$$\delta_{\text{SMA}}(n) = F_{\text{SMA}}(\delta_{\text{SL}}(n)) = \frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M x(n-k) , \quad (3.21)$$

gdzie $M = T_{\text{aver}}/T_s$ a T_{aver} określa szerokość okna uśredniania wyrażoną w dziedzinie czasu.

W badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych przyjęto $T_{\text{aver}} = 0,03$ s.

W celu dostosowania wzmocnienia w torze regulacji współczynnika tłumienia został wprowadzony regulator proporcjonalny według zależności:

$$\zeta' = K_{\zeta} \delta_{\text{SMA}}$$

Wzmocnienie K_{ζ} zostało dobrane na etapie badań numerycznych metodą prób i błędów zaczynając od zera i zwiększając wartość tego wzmocnienia.

Współczynnik tłumienia został ograniczony według zależności:

$$\zeta = N_{\zeta}(\zeta') = \begin{cases} \zeta_{\text{max}}, & \text{if } \zeta' > \zeta_{\text{max}} \\ \zeta', & \text{if } \zeta_{\text{min}} \leq \zeta' \leq \zeta_{\text{max}} \\ \zeta_{\text{min}}, & \text{if } \zeta' < \zeta_{\text{min}} \end{cases} \quad (3.22)$$

W badaniach symulacyjnych i eksperymentalnych przyjęto $\zeta_{\text{max}} = 1$. Ponadto, w badaniach symulacyjnych zastosowano $\zeta_{\text{min}} = 0$ a w badaniach eksperymentalnych $\zeta_{\text{min}} = 0,0001$ z uwagi na skończoną dokładność obliczeń numerycznych w cyfrowym układzie regulacji.

W przyjętej strategii ograniczania stanu członów oscylacyjnych obliczany jest współczynnik tłumienia ζ , który ma zastosowanie dla wszystkich członów oscylacyjnych występujących w układzie regulacji prądu. Ideę wykorzystania współczynnika tłumienia zaczerpnięto z prac [116, 117].

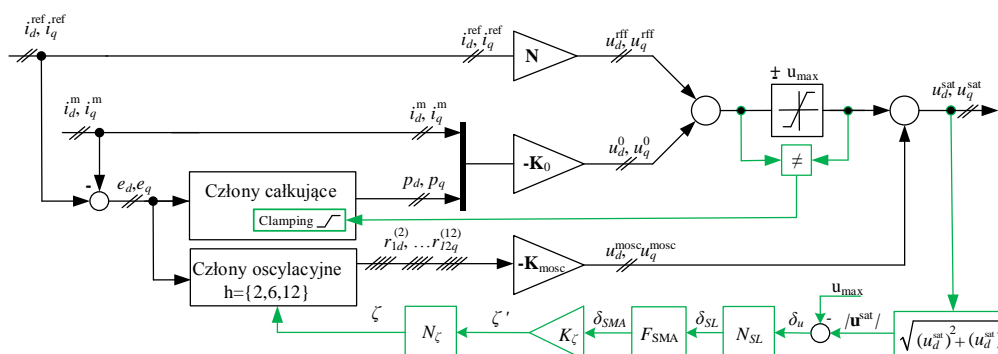
Algorytm dostosowania współczynnika tłumienia członów oscylacyjnych występujących w pętli regulacji prądu został zweryfikowany dla dwóch wariantów :

- Wariant II-A – algorytm ADWT zastosowano dla układu regulacji prądu, w którym występuje sprzężenie od sygnałów z członów oscylacyjnych i nie występuje sprzężenie od zakłócenia (LQI+MOSC)
- Wariant III-A – algorytm ADWT zastosowano dla układu regulacji prądu, w którym występuje sprzężenie od sygnałów z członów oscylacyjnych oraz sprzężenie od zakłócenia (LQI+MOSC+DDF)

W obydwu przypadkach w torze proporcjonalno-całkującym układu regulacji prądu zastosowano klasyczną metodę anti-windup'u z warunkowym całkowaniem uchybu regulacji prądu.

WARIANT II-A

W wariantcie II-A analizowano działanie proponowanego algorytmu ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi dla układu regulacji bez sprzężenia od zakłócenia (LQI+MOSC) według schematu przedstawionego na Rys. 3.35

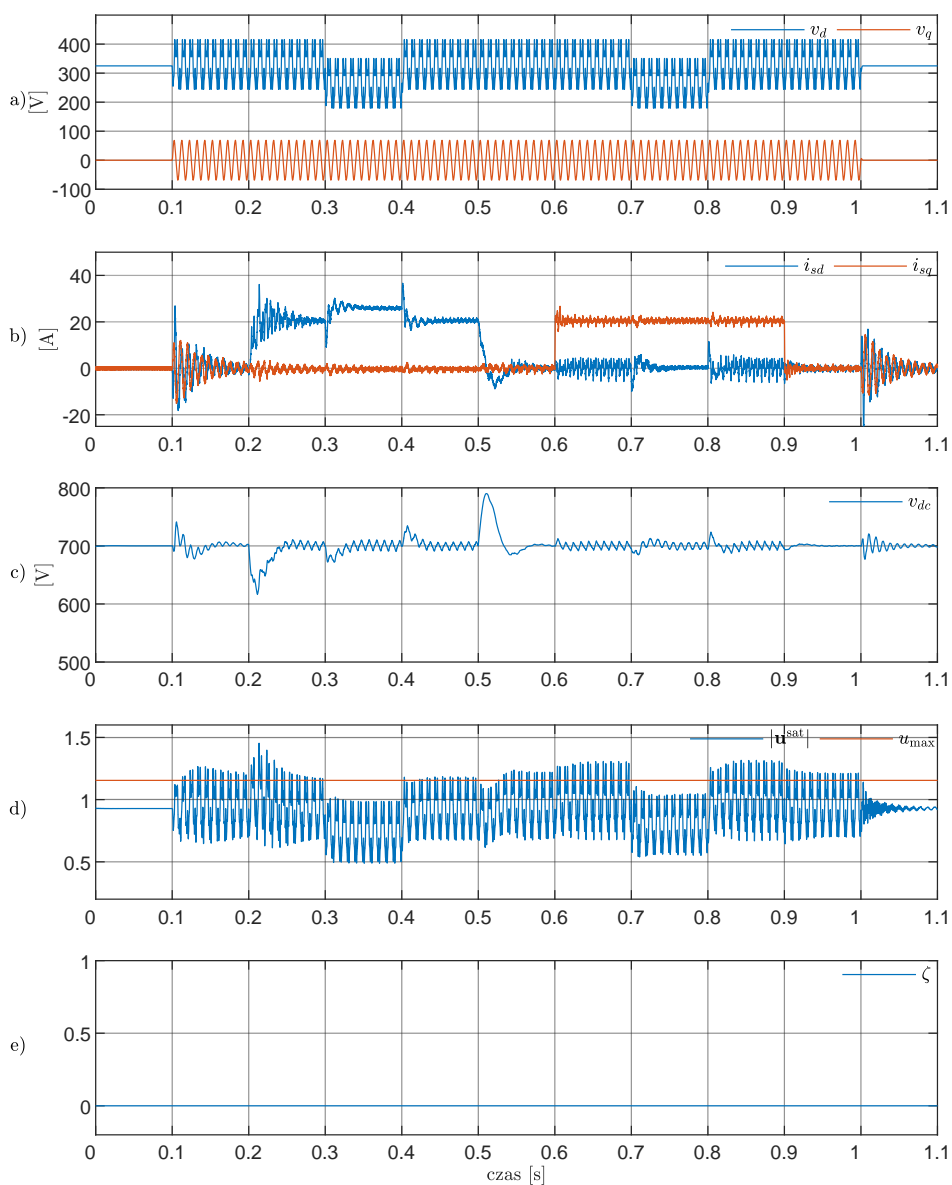


Rys. 3.35. Schemat blokowy regulatora prądu z członami oscylacyjnymi tłumionymi z wykorzystaniem algorytmu ADWT – układ regulacji prądu w wariantcie II-A

Na przedstawionym schemacie sygnały związane z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w części proporcjonalno-całkującej u_d^0, u_q^0 są odpowiednio sumowane z sygnałami związanymi ze sprzężeniem w przód od referencji u_d^{rff}, u_q^{rff} . Następnie występuje blok saturacji i węzły zaczepowe związane z anti-windup'em polegającym na warunkowym całkowaniu. W dalszej kolejności dodawane są składowe sygnały sterujące pochodzące od członów oscylacyjnych u_d^{mosc}, u_q^{mosc} a na końcu występuje węzeł zaczepowy, z którego sygnały stanowią sprzężenie zwrotne dla algorytmu ADWT. Taka struktura pozwala w sytuacji nasycenia elementu wykonawczego na ograniczenie stanu regulatora prądu najpierw w torach zawierających człony oscylacyjne a w drugiej kolejności w torze proporcjonalno-całkującym.

Przedstawione zostały wyniki symulacji dla układu regulacji prądu z włączonym algorytmem ADWT oraz w sytuacji, gdy algorytm ten był wyłączony. Przebieg symulacji i jej parametry pozostały takie, jak

dla układu regulacji prezentowanego w Rozdziale 3.4 niniejszej pracy za wyjątkiem poziomu asymetrii napięcia. W badaniach symulacyjnych, których wyniki przedstawiono w niniejszej części pracy przyjęty współczynnik asymetrii wynosił 20%. Na Rys. 3.36 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z regulatorem prądu w wariancie II-A, gdy algorytm ADWT został wyłączony.

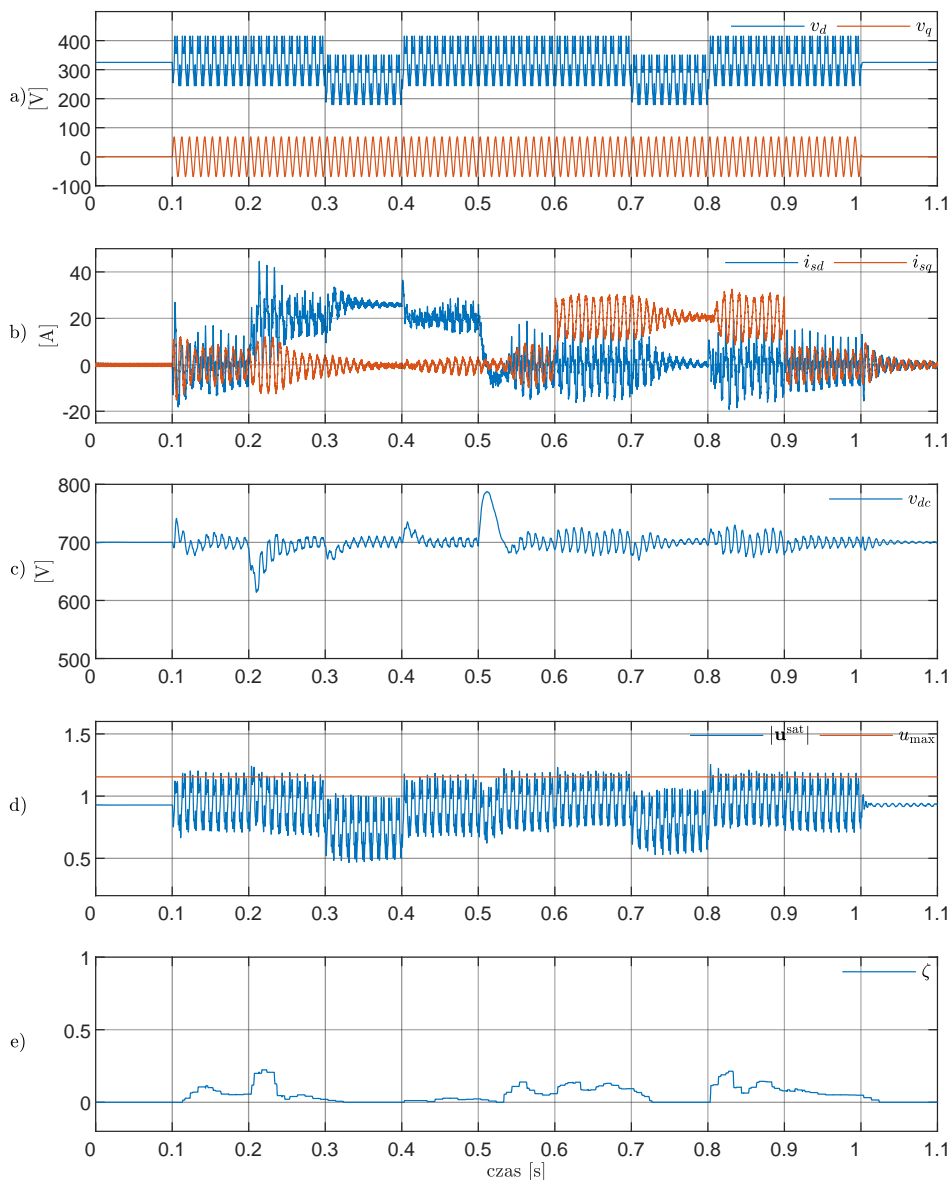


Rys. 3.36. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie II-A z wyłączonym algorytmem ADWT

W omawianym przypadku moduł sygnału sterującego $|u^{sat}|$ wiele razy przekracza założony limit u_{max} . Przekroczenie to ma największą wartość na poziomie 40% w stanie nieustalonym związanym z załączeniem obciążenia ($t = 0,2$ s). Przy zadanych w symulacji warunkach zasilania przekształtnika

oraz utrzymywanym poziomie napięcia v_{dc} sygnał sterujący zawierający składowe pochodzące od członów oscylacyjnych nie może zostać w całości zrealizowany w przedziałach czasu od $t = 0,1$ s do $t = 0,3$ s, od $t = 0,4$ s do $t = 0,7$ s oraz od $t = 0,8$ s do $t = 1,0$ s.

Na Rys. 3.37 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z regulatorem prądu w wariancie II-A, gdy algorytm ADST został włączony.



Rys. 3.37. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie II-A z włączonym algorytmem ADWT

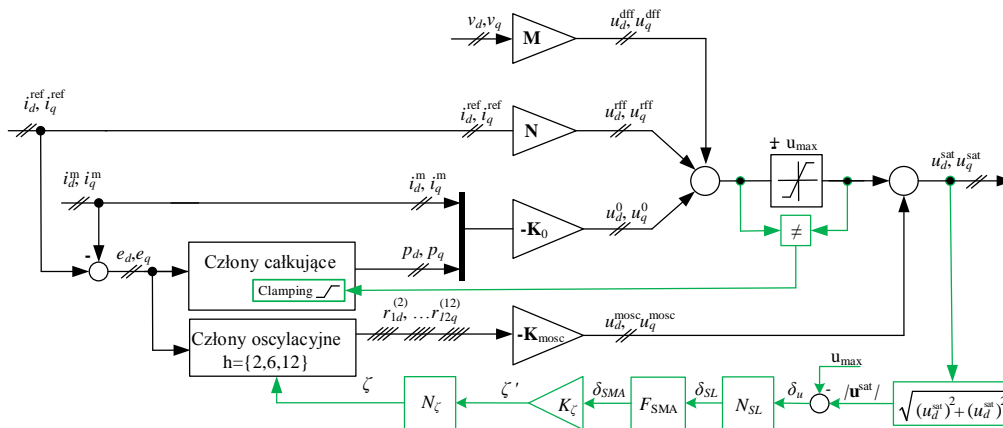
W omawianym przypadku moduł sygnału sterującego $|u|$ w przedziałach czasu od $t = 0,1$ s do $t = 0,3$ s, od $t = 0,4$ s do $t = 0,7$ s oraz od $t = 0,8$ s do $t = 1,0$ s przekracza limit u_{max} nie

więcej niż o 5%. Przekroczenia te są uśredniane w algorytmie ADWT. Na tej podstawie wyznaczany jest współczynnik tłumienia ζ członów oscylacyjnych.

Porównując przebiegi prądów wejściowych przekształtnika (Rys. 3.36b z Rys. 3.37b) należy zauważyć, że gdy człony oscylacyjne są tłumione z uwagi na pełne wykorzystanie zapasu sygnału sterującego, nie jest już możliwa pełna kompensacja wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika dla każdej chwili czasowej prezentowanego testu symulacyjnego. W przedziałach czasu od $t = 0,3s$ do $t = 0,4s$ oraz $t = 0,7s$ do $t = 0,8s$, gdy obserwujemy zapad napięcia sieci zapas sygnału sterującego ulega zwiększeniu. W związku z tym, w wyżej wymienionych przedziałach czasu współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych się zmniejsza a układ odzyskuje właściwości kompensacji wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC. Wyniki badań symulacyjnych w zakresie proponowanego układu regulacji prądu w wariancie II-A były przedmiotem publikacji [99] a wyniki eksperymentalne zaprezentowano w pracy [98].

WARIANT III-A

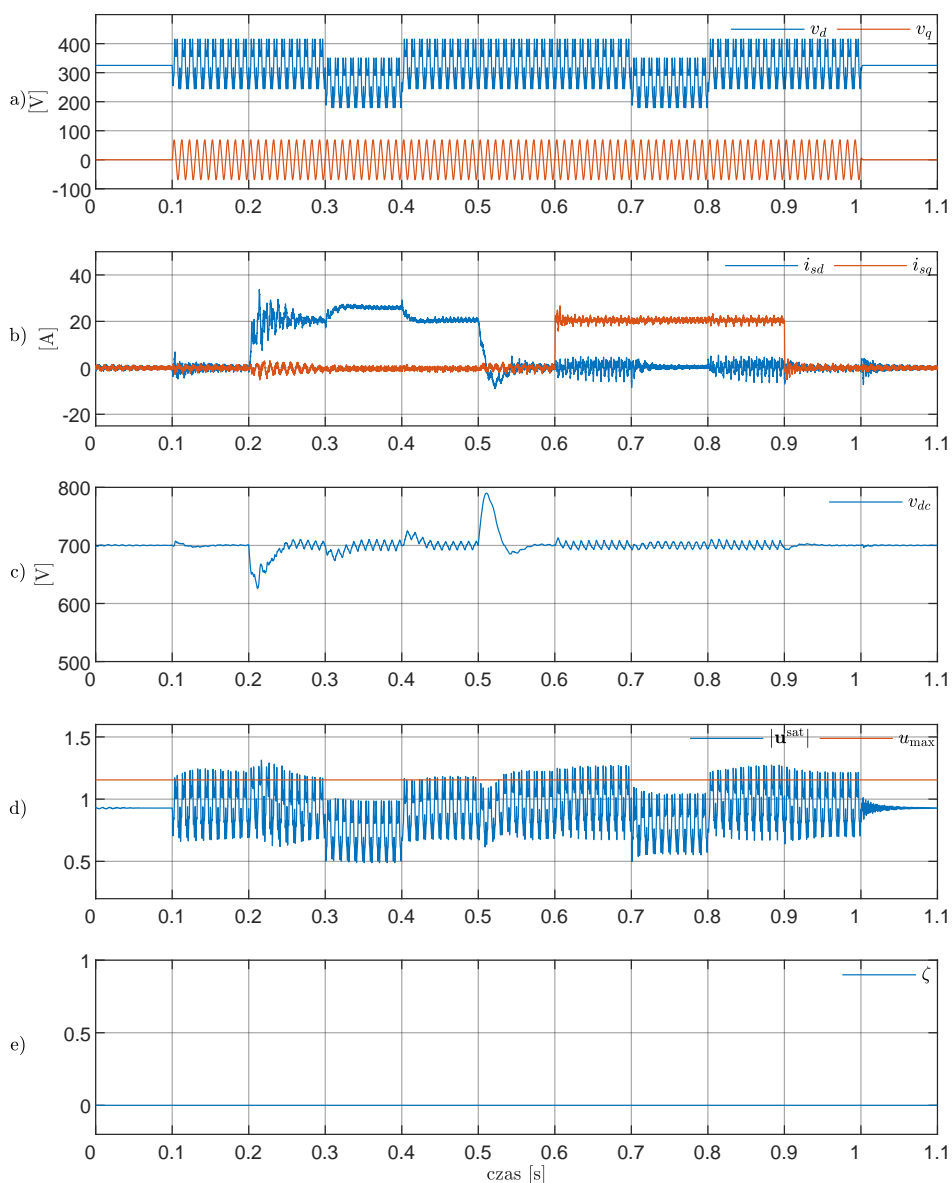
W wariancie III-A analizowano działanie proponowanego algorytmu ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi dla układu regulacji ze sprzężeniem od zakłócenia (LQI+MOSC+DFF) według schematu przedstawionego na Rys. 3.38



Rys. 3.38. Schemat blokowy regulatora prądu z algorytmem ADWT zastosowany w układzie regulacji prądu w wariancie III-A

Parametry i przebieg symulacji numerycznych pozostały analogiczne, jak dla układu regulacji w wariancie II-A. Należy zwrócić uwagę, że sygnały u_d^{dff} i u_q^{dff} związane ze sprzężeniem od zakłócenia wchodzi do węzła, gdzie sumowane są z sygnałami u_d^0 i u_q^0 związanymi z ujemnym sprzężeniem zwrotnym w torze proporcjonalno-całkującym regulatora oraz sygnałami u_d^{rff} i u_q^{rff} związanymi ze sprzężeniem w przód od referencji. Takie rozwiązanie pozwala włączyć składowe u_d^{dff} i u_q^{dff} w obszar działania zastosowanego algorytmu anti-windup'u polegającego na warunkowym całkowaniu.

Na Rys. 3.39 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z regulatorem prądu w wariantcie III-A, gdy algorytm ADWT został wyłączony.

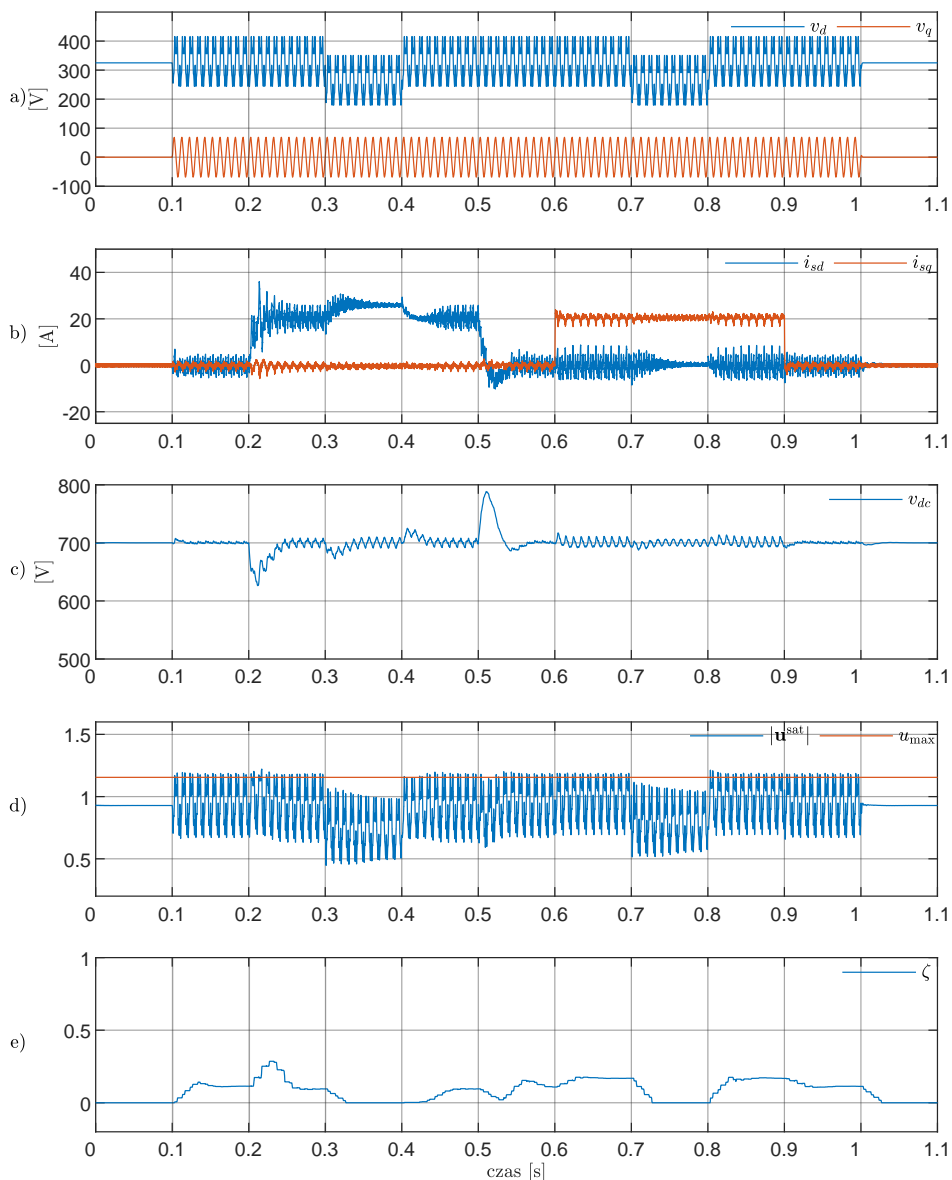


Rys. 3.39. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariantcie III-A z wyłączonym algorytmem ADST

W omawianym przypadku moduł sygnału sterującego $|u^{sat}|$ wiele razy przekracza założony limit u_{max} (maksymalnie o 20%). Dla zadanych parametrów zasilania przekształtnika i zadanego poziomu napięcia v_{dc} w przedziałach czasu od $t = 0,3$ s do $t = 0,4$ s oraz $t = 0,7$ s do $t = 0,8$ s sygnał sterujący nie może być w całości zrealizowany. Brak aktywności algorytmu dostosowywania współczynnika tłumienia pozwala członom oscylacyjnym generować sygnały o nadmiernej amplitudzie w stosunku

do tego co układ przekształtnika AC/DC jest w stanie zrealizować dla określonych w symulacji warunków zasilania.

Na Rys. 3.40 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z regulatorem prądu w wariantcie III-A, gdy algorytm ADWT jest aktywny. W omawianym przypadku moduł sygnału sterującego $|\mathbf{u}|$ przekracza założony limit u_{\max} nie więcej niż o 5%. Podobnie jak dla układu regulacji, którego wyniki przestawiono na Rys. 3.36, gdy sygnał $|\mathbf{u}^{\text{sat}}|$ przekracza limit u_{\max} następuje uśrednianie tego przekroczenia w algorytmie ADWT, w którym obliczany jest współczynnik tłumienia ζ członów oscylacyjnych.

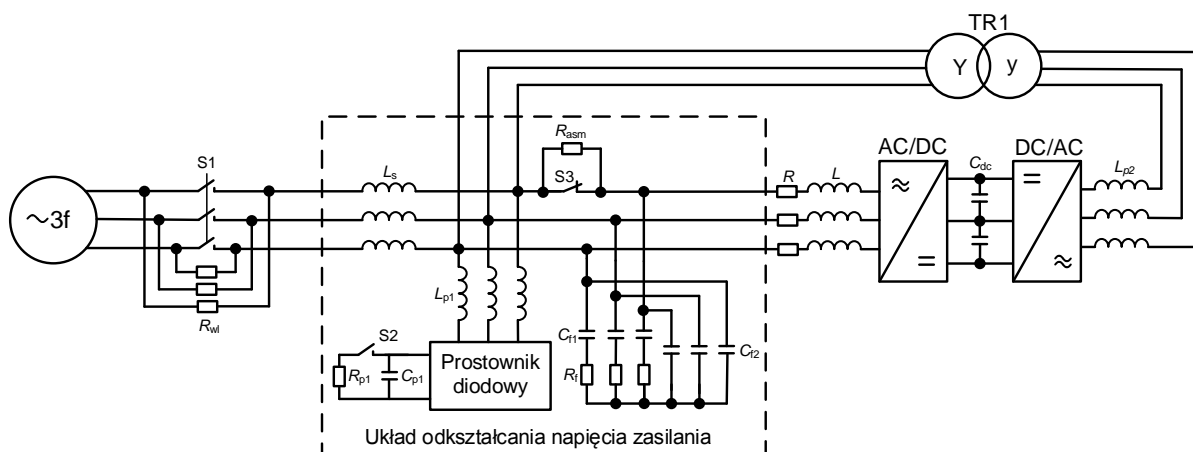


Rys. 3.40. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariantcie III - A z włączonym algorytmem ADWT

4. Badania eksperymentalne

4.1. Opis stanowiska badawczego

Na potrzeby badań eksperymentalnych opracowano stanowisko laboratoryjne, którego schemat blokowy został przedstawiony na Rys. 4.1. Układ laboratoryjny składa się z dwóch trójfazowych, trójpoziomowych przekształtników napięcia oznaczonych jako AC/DC i DC/AC z diodami poziomującymi. Obydwa przekształtniki wykorzystywały jedną platformę mikroprocesorową, w której implementowano algorytmy sterowania z wykorzystaniem mikro-kontrolera sygnałowego DSC TMS 320F28335 [137]. W związku z tym, że oba przekształtniki posiadają wspólny obwód pośredniczący napięcia stałego powinna być zapewniona separacja galwaniczna pomiędzy ich wejściami (transformator separujący TR1). Separacja galwaniczna wejść blokuje przepływ niekontrolowanych prądów składowej zerowej pomiędzy przekształtnikami wynikających z załączenia różnych stanów zerowych w obu przekształtnikach. Zastosowano układ wstępnego ładowania kondensatorów w obwodach pośredniczących napięcia stałego z wykorzystaniem stycznika S1 i trzech rezystorów (każdy o rezystancji R_{wl}). Następnie z wykorzystaniem dławików sieciowych (o indukcyjności L_s każdy), układu prostownika diodowego obciążonego rezystorem i filtra RC zbudowano układ pozwalający na uzyskanie odkształconego napięcia zasilania dla przekształtnika AC/DC. Zapad asymetryczny napięcia zasilania dla przekształtnika AC/DC uzyskiwano poprzez spadek napięcia na dodatkowym rezystorze włączanym przy wykorzystaniu stycznika S3.



Rys. 4.1. Schemat ideowo-blokowy stanowiska laboratoryjnego

Proces walidacji opracowanych struktur regulacji polegał na realizacji dwóch niezależnych algorytmów sterowania dla przekształtnika AC/DC oraz DC/AC na jednej platformie mikroprocesorowej. Dla przekształtnika DC/AC zaimplementowana została podstawowa struktura

sterowania z regulatorem LQI omówiona w Podrozdziale 3.1 bez implementowania regulatora napięcia DC-linku. Przekształtnik ten działał w trybie regulacji prądów w dławikach sieciowych (każdy o indukcyjności L_{p2}) i stanowił obciążenie aktywne dla przekształtnika AC/DC. Natomiast dla przekształtnika AC/DC implementowano wybrane układy sterowania będące przedmiotem analiz przedstawionych w rozprawie.

Wybrane parametry elementów stanowiska laboratoryjnego zostały podane w Tab. 4.1

Tab. 4.1. Wykaz podstawowych parametrów stanowiska laboratoryjnego

| Symbol | Wartość | Opis |
|-----------|-------------------------|--|
| V_{dc} | 700 V | Nominalna wartość napięcia obwodu pośredniczącego DC |
| V_{RMS} | 400 V | Nominalna wartość RMS napięcia sieci |
| ω | $100\pi \text{ s}^{-1}$ | Pulsacja napięcia sieci |
| L | 2,0 mH | Indukcyjność filtru wejściowego przekształtnika AC/DC |
| R | 200 m Ω | Rezystancja filtru wejściowego przekształtnika AC/DC |
| C | 0,75 mF | Pojemność wypadkowa obwodu pośredniczącego DC |
| f_p | 10 kHz | Częstotliwość próbkowania/łączeń |
| L_s | 1,0 mH | Indukcyjność w układzie odkształcania napięcia |
| R_{p1} | 48 Ω | Rezystancja obciążenia w obwodzie DC prostownika diodowego |
| L_{p1} | 0,8 mH | Indukcyjność w obwodzie wejściowym prostownika diodowego |
| C_{p1} | 50 μ F | Pojemność w obwodzie DC prostownika diodowego |
| C_{f1} | 10 μ F | Pojemność w układzie odkształcania napięcia |
| C_{f2} | 5 μ F | Dodatkowa pojemność w układzie odkształcania napięcia |
| R_{f1} | 22 Ω | Rezystancja w układzie odkształcania napięcia |
| L_{p2} | 2,0 mH | Indukcyjność w filtrze przekształtnika DC/AC |
| TR1 | 3x400/3x400 V | Transformator separujący |
| S1 | – | Stycznik w układzie wstępnego ładowania kondensatorów |
| S2 | – | Stycznik w obwodzie DC prostownika diodowego |
| S3 | – | Stycznik w obwodzie realizującym zapad napięcia zasilania |
| V_{NOM} | 565 V | Nominalna wartość amplitudy napięcia przewodowego sieci |
| I_{NOM} | 20,5 A | Nominalna wartość amplitudy prądu sieci |

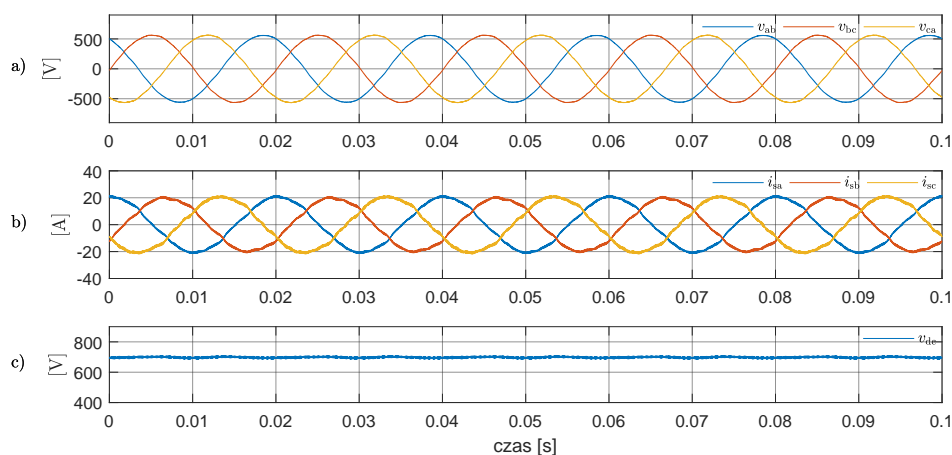
Wyniki badań eksperymentalnych w stanie ustalonym każdorazowo były rejestrowane dla dwóch wariantów odkształconego napięcia zasilania przekształtnika AC/DC. Zmiana poziomu odkształcenia napięcia realizowana jest przy wykorzystaniu stycznika S2 na schemacie z Rys. 4.1:

- Wariant zasilania S2-0 – zawartość wyższych harmonicznnych w napięciu zasilania przekształtnika AC/DC związana jest z aktualnym stanem napięcia sieci. Stycznik S2 ustawiony jest w pozycji otwartej.
- Wariant zasilania S2-1 – kształt napięcia zasilania przekształtnika AC/DC ulega zmianie z uwagi na to, że stycznik S2 jest w ustawiony w pozycji zamkniętej. Zawartość wyższych harmonicznnych w napięciu zasilania przekształtnika ulega zwiększeniu w porównaniu do wariantu zasilania S2-0.

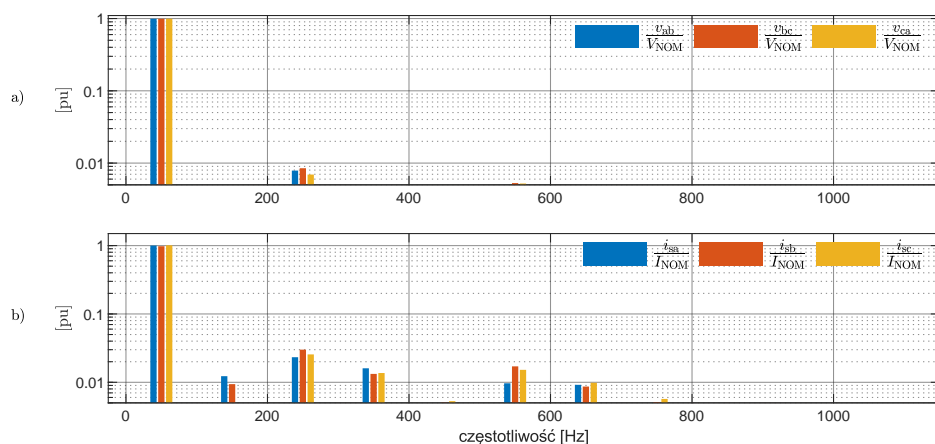
Wyniki badań eksperymentalnych związane z asymetrycznym zapadem napięcia zasilania przekształtnika AC/DC były zarejestrowane w sytuacji zmiany stanu stycznika S3 na schemacie Rys. 4.1.

4.2. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu bez sprzężenia od zakłócenia

W niniejszym podrozdziale przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych, dla układ sterowania z regulatorem prądu typu LQI, bez sprzężenia od sygnałów z członów oscylacyjnych i bez sprzężenia od zakłócenia. Wzmocnienia liniowo-kwadratowego regulatora prądu uzyskano w procesie optymalizacji metodą PSO. Zastosowano takie same warunki optymalizacji jak dla wariantu przedstawionego w Podrozdziale 3.1 z tą różnicą, że sprzężenie od zakłócenia zostało dezaktywowane. Dla przypadku pracy przekształtnika zasilanego napięciem odkształconym o parametrach przedstawionych w Tab. 4.2 (Wariant zasilania S2-0) otrzymany kształt prądu w stanie ustalonym został przedstawiony na Rys. 4.2 natomiast widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i widmo prądu wejściowego przekształtnika na Rys. 4.3.



Rys. 4.2. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0



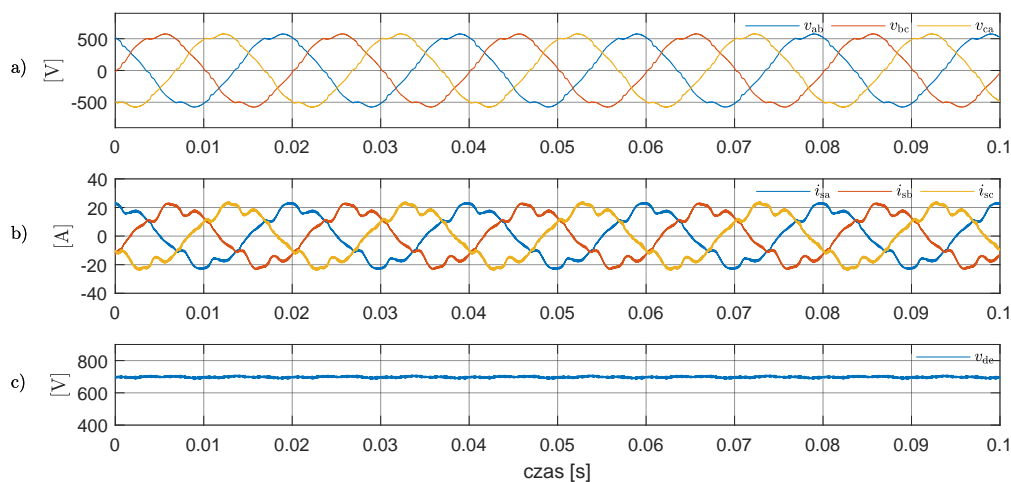
Rys. 4.3. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.2

Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w napięciach przewodowych i prądach wejściowych przekształtnika, których przebiegi przedstawiono na Rys. 4.2, zostały przedstawione w Tab. 4.2.

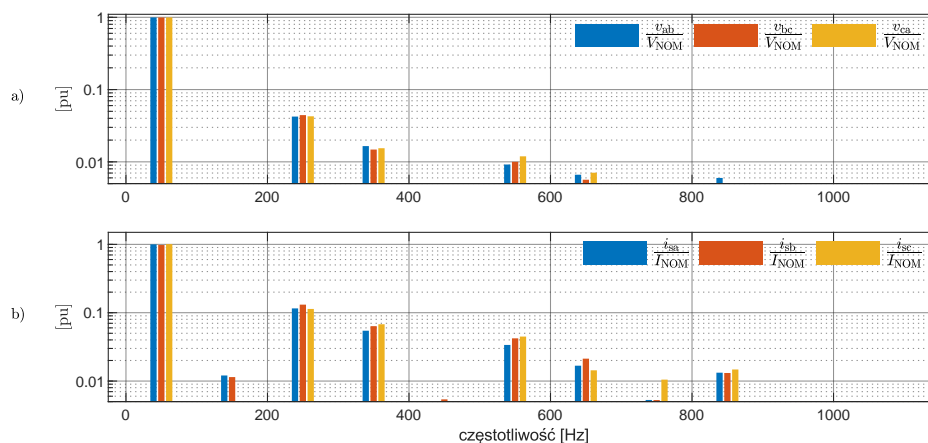
Tab. 4.2. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.2

| Rząd harmonicznej | v_{ab} [%] | v_{bc} [%] | v_{ca} [%] | i_{sa} [%] | i_{sb} [%] | i_{sc} [%] |
|-------------------|------------------|-----------------|-----------------|------------------|-----------------|-----------------|
| 5 | 0,79 | 0,85 | 0,69 | 2,35 | 3,04 | 2,52 |
| 7 | 0,25 | 0,24 | 0,16 | 1,59 | 1,34 | 1,36 |
| 11 | 0,49 | 0,53 | 0,52 | 0,96 | 1,75 | 1,52 |
| 13 | 0,35 | 0,35 | 0,47 | 0,93 | 0,88 | 0,98 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 1,15 | 1,12 | 1,13 | 3,41 | 4,08 | 3,54 |

Dla przypadku pracy przekształtnika zasilanego napięciem odkształconym o parametrach przedstawionych w Tab. 4.3 (Wariant zasilania S2-1) otrzymany kształt prądu w stanie ustalonym został przedstawiony na Rys. 4.4 a widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i widmo prądu wejściowego przekształtnika na Rys. 4.5.



Rys. 4.4. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1



Rys. 4.5. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.4

Tab. 4.3. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.4

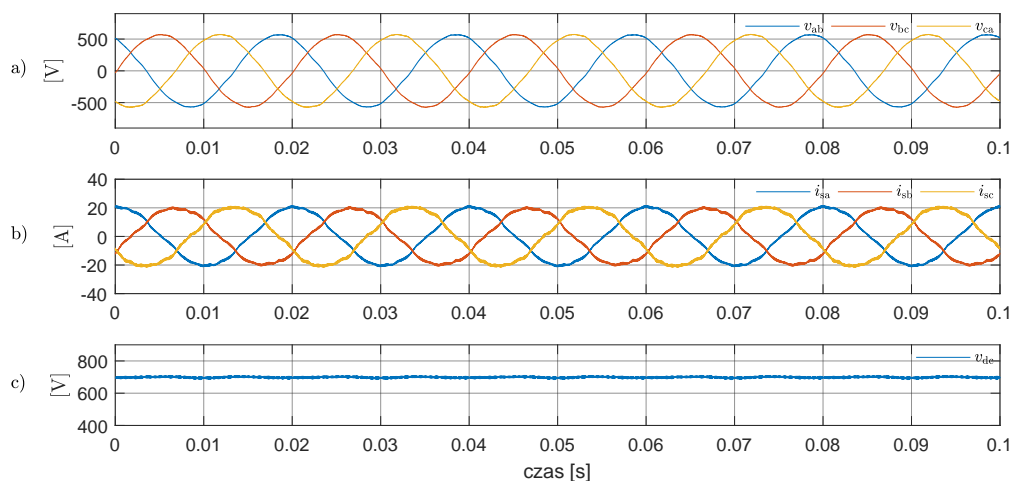
| | v_{ab} | v_{bc} | v_{ca} | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|-------------------|------------------|----------|----------|------------------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 4,25 | 4,47 | 4,28 | 11,60 | 13,45 | 11,25 |
| 7 | 1,66 | 1,49 | 1,55 | 5,43 | 6,49 | 6,71 |
| 11 | 0,92 | 1,00 | 1,20 | 3,38 | 4,35 | 4,47 |
| 13 | 0,66 | 0,56 | 0,71 | 1,66 | 2,17 | 1,42 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 4,87 | 4,99 | 4,91 | 13,53 | 15,87 | 14,12 |

Otrzymane wyniki eksperymentalnie potwierdzają wniosek wynikający z zasady IMP, że układ regulacji prądu z regulatorem typu LQI bez wykorzystania sprzężenia od zakłócenia i bez wykorzystania modelu zakłócenia (człony oscylacyjne) nie kompensuje wpływu odkształconego napięcia zasilania na prąd wejściowy przekształtnika. Po zestawieniu danych z Tab. 4.2 i Tab. 4.3 można wyciągnąć wniosek, że procentowa zawartość wyższych harmonicznych o rzędach 5, 7 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC zwiększa się wraz ze wzrostem udziału tych harmonicznych w napięciu zasilania.

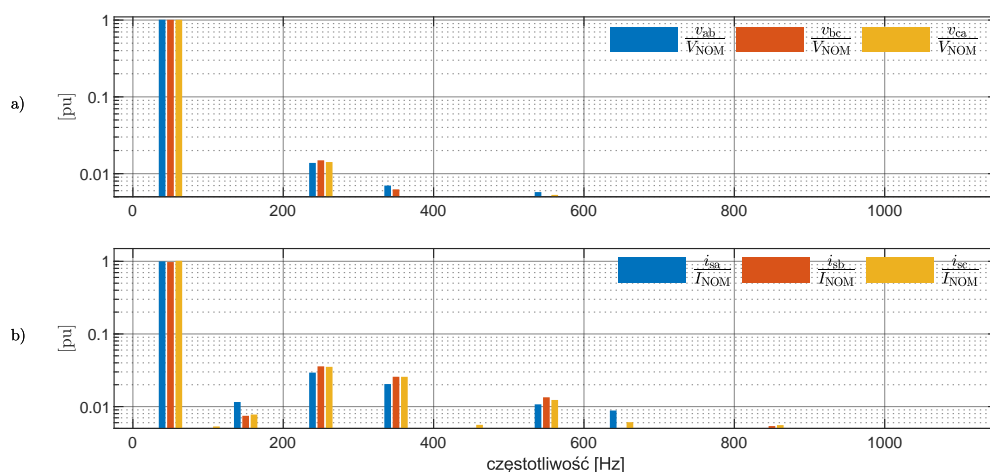
4.3. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu z wykorzystaniem sprzężenia od zakłócenia

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i sprzężeniem od sygnałów zakłócenia (LQI+DFF). Wzmocnienia liniowo-kwadratowego regulatora stanu zostały zastosowane zgodnie z wynikiem optymalizacji rojem cząstek przedstawionym w Podrozdziale 3.1.

Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika i napięcia DC-linku w stanie ustalonym zostały przedstawione na Rys. 4.6 a widmo częstotliwościowe napięcia sieci i prądu na Rys. 4.7. Wyniki badań zostały przedstawione dla normalnych warunków zasilania – Wariant zasilania S2-0. W Tab. 4.4 zestawiono udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych napięcia i prądu.



Rys. 4.6. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+DFP przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0

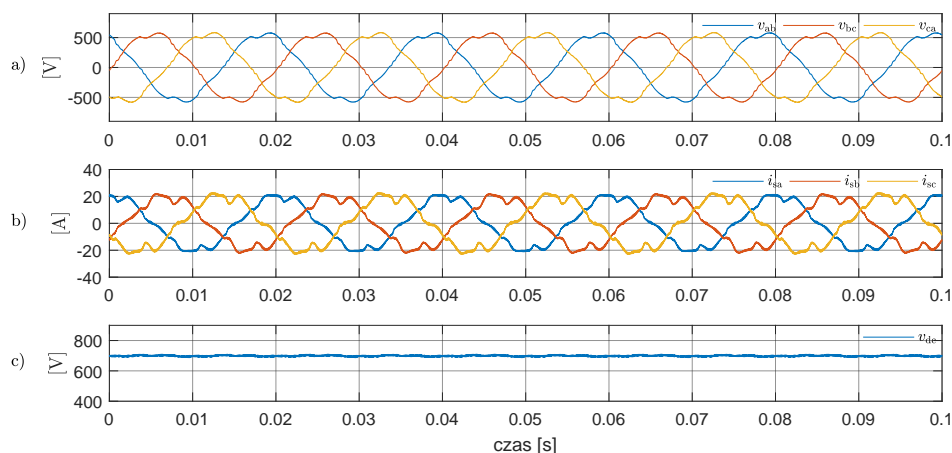


Rys. 4.7. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6

Tab. 4.4. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6

| | v_{ab} | v_{bc} | v_{ca} | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|-------------------|------------------|----------|----------|------------------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 1,39 | 1,49 | 1,34 | 2,91 | 3,80 | 3,48 |
| 7 | 0,71 | 0,61 | 0,49 | 2,10 | 2,63 | 2,53 |
| 11 | 0,57 | 0,38 | 0,52 | 1,09 | 1,39 | 1,20 |
| 13 | 0,24 | 0,10 | 0,28 | 0,87 | 0,46 | 0,61 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 1,75 | 1,74 | 1,65 | 4,07 | 5,00 | 4,72 |

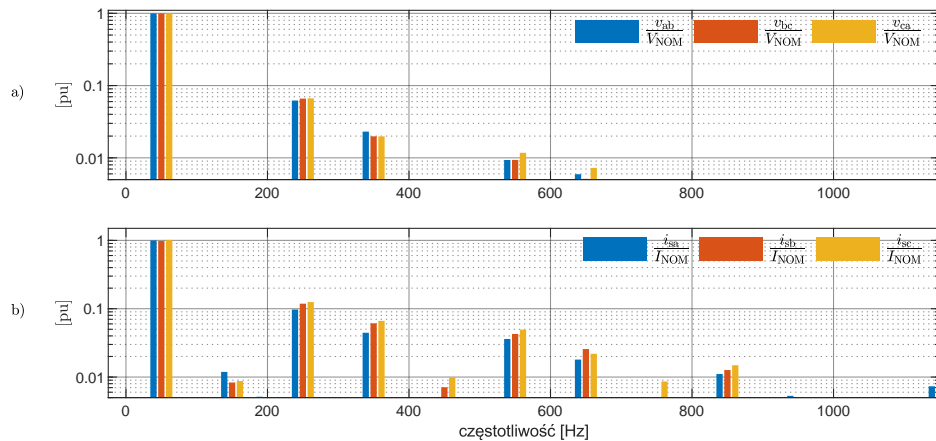
Dla przypadku pracy przekształtnika zasilanego napięciem odkształconym o parametrach przedstawionych w Tab. 4.5 (Wariant zasilania S2-1) otrzymany kształt prądu w stanie ustalonym został przedstawiony na Rys. 4.8 a widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i widmo prądu wejściowego przekształtnika na Rys. 4.9.



Rys. 4.8. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+FF przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1

Tab. 4.5. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6

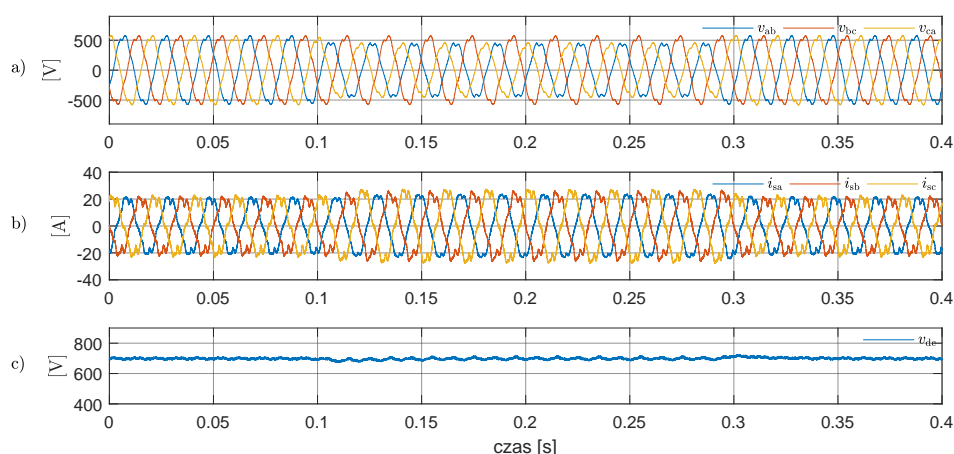
| | v_{ab} | v_{bc} | v_{ca} | i_{sa} | i_{sb} | i_{sc} |
|-------------------|------------------|----------|----------|------------------|----------|----------|
| Rząd harmonicznej | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] | [%] |
| 5 | 6,25 | 6,65 | 6,66 | 9,72 | 12,18 | 12,31 |
| 7 | 2,31 | 2,01 | 1,99 | 4,46 | 6,27 | 6,57 |
| 11 | 0,94 | 0,94 | 1,19 | 3,62 | 4,37 | 4,87 |
| 13 | 0,60 | 0,51 | 0,73 | 1,80 | 2,65 | 2,18 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 6,85 | 7,14 | 7,18 | 11,66 | 14,79 | 15,17 |



Rys. 4.9. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.8

Na podstawie otrzymanych wyników eksperymentalnych można stwierdzić, że układ regulacji prądu z regulatorem typu LQI ze sprzężeniem od zakłócenia, ale bez wykorzystania członów oscylacyjnych, nie kompensuje w wystarczającym stopniu harmonicznych o rzędach 5, 7, 11 i 13 na prąd wejściowy przekształtnika AC/DC. Podobnie jak to miało miejsce w badaniach symulacyjnych jest to głównie spowodowane opóźnieniem występującym w torze sprzężenia od zakłócenia. Po zestawieniu danych z Tab. 4.4 i Tab. 4.5 można wyciągnąć wniosek, że procentowa zawartość wyższych harmonicznych o rzędach 5, 7, 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC zwiększa się wraz ze wzrostem udziału tych harmonicznych w napięciu zasilania.

Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika i napięcia DC-linku dla napięcia odkształconego i asymetrycznego zapadu napięcia sieci zostały przedstawione na Rys. 4.10. Asymetryczne napięcia zasilania w przedziale czasu od $t = 0,1\text{s}$ do $t = 0,3\text{s}$ uzyskano poprzez



Rys. 4.10. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie w stanach dynamicznych związanych z asymetrycznym zapadem napięcia sieci dla układu regulacji prądu LQI+DFP

ustawienie stycznika S3 w pozycji otwartej zgodnie ze schematem przestawionym na Rys. 4.1.

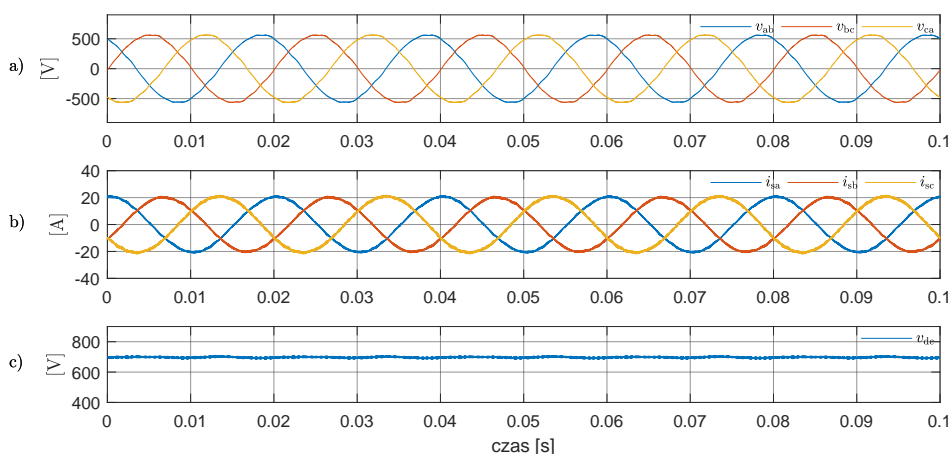
Otrzymane wyniki eksperymentalne pokazują, że dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFF nie uzyskano symetrycznych prądów wejściowych przekształtnika przy asymetrycznym napięciu zasilania. Obliczony podczas asymetrii napięć sieci współczynnik asymetrii prądów $I_{asm} = 7\%$, podczas gdy $V_{asm} = 15\%$. Pomimo wykorzystania sprzężenia od zakłócenia (metoda LQI+DFF) nie uzyskano poprawy kształtu prądów wejściowych przekształtnika AC/DC w porównaniu do metody z regulatorem prądu typu LQI bez sprzężenia od zakłócenia, dla której wyniki omówiono w Podrozdziale 4.2.

W analizowanym przypadku mamy do czynienia z tętnieniami mocy z wynikającymi z tego, że w fazie o najwyższej amplitudzie napięcia fazowego pobierany jest prąd o największej amplitudzie w fazie o najmniejszej amplitudzie napięcia (wartość amplitudy prądu jest najmniejsza). Przekłada się to na występowanie składowej oscylacyjnej o pulsacji 2ω w przebiegu napięcia DC-linku.

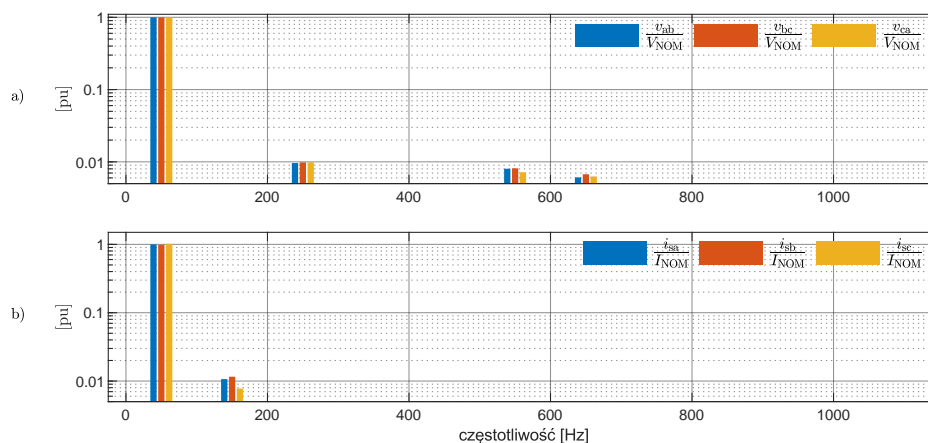
4.4. Wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i modelem zakłócenia

W niniejszym rozdziale przedstawiono wyniki badań eksperymentalnych dla układu regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i modelem zakłócenia zbudowanym z wykorzystaniem członów oscylacyjnych, którego optymalizacja została przeprowadzona zgodnie z opisem w Podrozdziale 3.2. Zastosowano algorytm ograniczania stanu regulatora prądu w wariancie II-A zgodnie z opisem w Podrozdziale 3.5.

Dla przypadku pracy przekształtnika zasilanego napięciem odkształconym o parametrach przedstawionych w Tab. 4.6 (Wariant zasilania S2-0) otrzymany kształt prądu w stanie ustalonym został przedstawiony na Rys. 4.11 a widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika na Rys. 4.12.



Rys. 4.11. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0



Rys. 4.12. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.11

Tab. 4.6. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.11

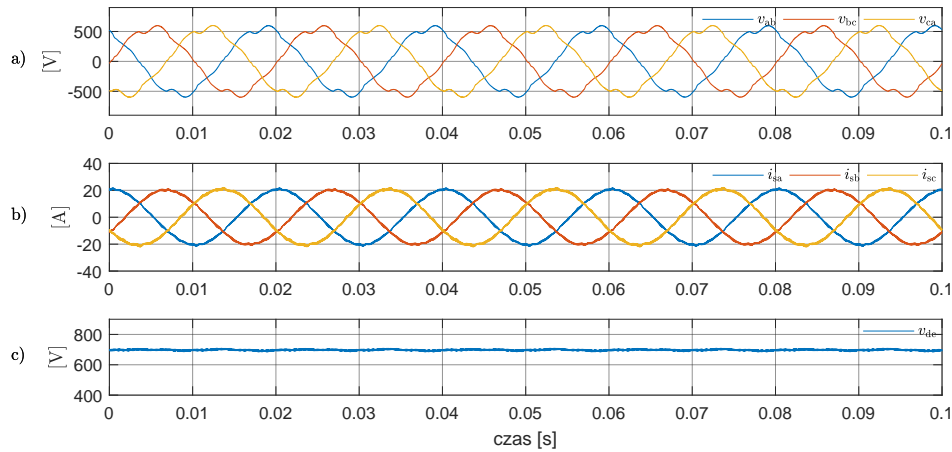
| Rząd harmonicznej | v_{ab} [%] | v_{bc} [%] | v_{ca} [%] | i_{sa} [%] | i_{sb} [%] | i_{sc} [%] |
|-------------------|------------------|-----------------|-----------------|------------------|-----------------|-----------------|
| 5 | 0,96 | 0,98 | 1,00 | 0,12 | 0,34 | 0,20 |
| 7 | 0,42 | 0,45 | 0,43 | 0,14 | 0,39 | 0,46 |
| 11 | 0,81 | 0,82 | 0,72 | 0,30 | 0,13 | 0,33 |
| 13 | 0,61 | 0,68 | 0,63 | 0,30 | 0,32 | 0,01 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 1,51 | 1,59 | 1,52 | 1,36 | 1,41 | 1,28 |

Dla przypadku pracy przekształtnika zasilanego napięciem odkształconym o parametrach przedstawionych w Tab. 4.7 (Wariant zasilania S2-1) otrzymany kształt prądu w stanie ustalonym został przedstawiony na Rys. 4.13 a widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika na Rys. 4.14.

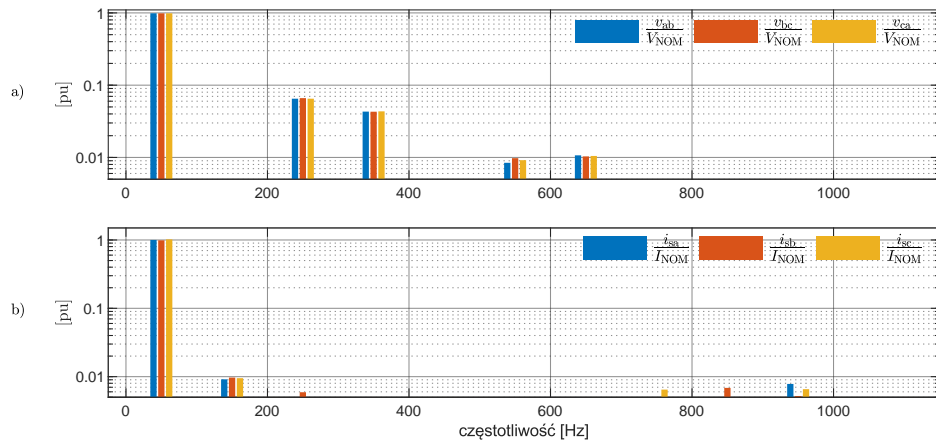
Tab. 4.7. Udziały procentowe wybranych wyższych harmonicznych w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.13

| Rząd harmonicznej | v_{ab} [%] | v_{bc} [%] | v_{ca} [%] | i_{sa} [%] | i_{sb} [%] | i_{sc} [%] |
|-------------------|------------------|-----------------|-----------------|------------------|-----------------|-----------------|
| 5 | 6,58 | 6,71 | 6,58 | 0,30 | 0,61 | 0,44 |
| 7 | 4,36 | 4,36 | 4,39 | 0,13 | 0,41 | 0,47 |
| 11 | 0,85 | 1,00 | 0,92 | 0,32 | 0,12 | 0,37 |
| 13 | 1,10 | 1,05 | 1,07 | 0,22 | 0,35 | 0,13 |
| | THD _u | | | THD _i | | |
| | 8,05 | 8,17 | 8,07 | 1,61 | 1,76 | 1,76 |

Przy wykorzystaniu w strukturze regulacji prądu członów oscylacyjnych otrzymano w eksperymentach prądy wejściowe przekształtnika zbliżone do sinusoidalnych. Udział procentowy



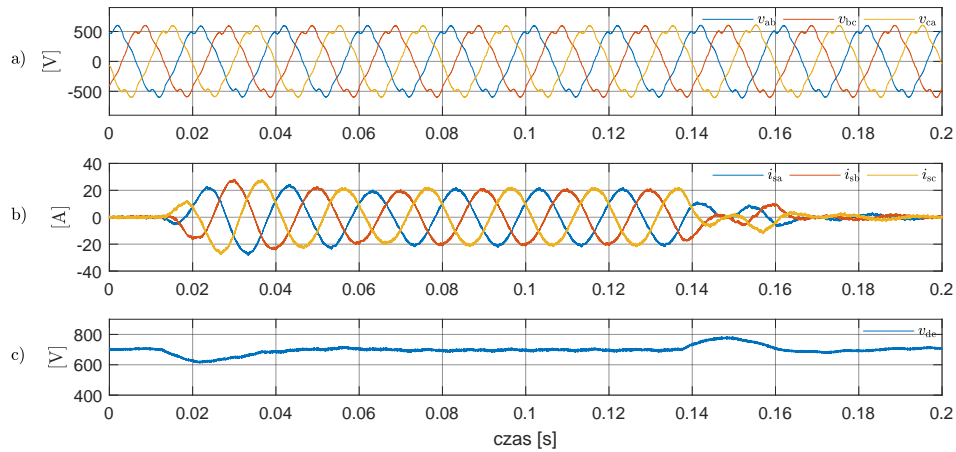
Rys. 4.13. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1



Rys. 4.14. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.13

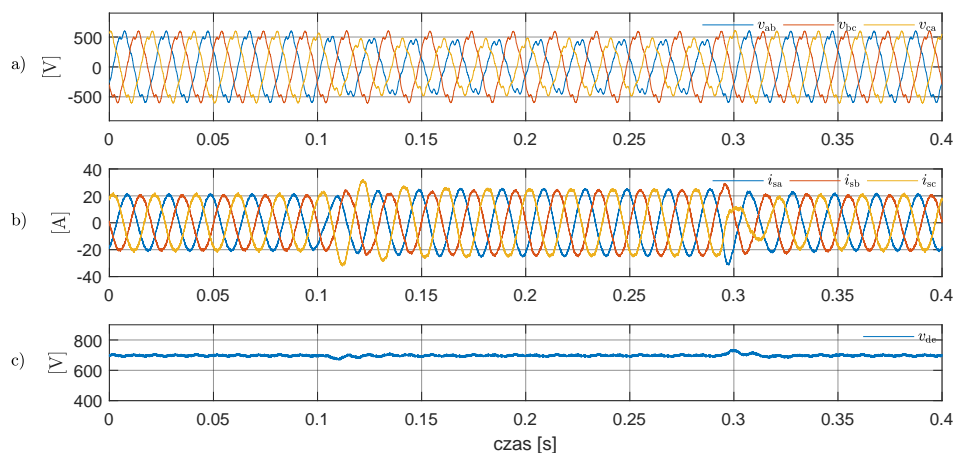
harmonicznych o numerach 5, 7, 11 i 13 w prądach wejściowych przekształtnika pozostaje na poziomie nie wyższym niż 1% pomimo zasilania przekształtnika AC/DC napięciem o THD_u powyżej 8%.

Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika oraz przebieg napięcia w obwodzie DC-linku w przypadku załączenia i odłączenia obciążenia przedstawiono na Rys. 4.15. W czasie $t = 0,2s$ następuje załączenie obciążenia o mocy 10 kW. Napięcie DC-linku ulega chwilowemu obniżeniu o ok. 10% w stosunku do wartości zadanej. Po czasie 120 ms następuje skokowe odłączenie obciążenia co powoduje chwilowe zwiększenie napięcia o ok. 10% w stosunku do wartości zadanej.



Rys. 4.15. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie w stanach dynamicznych związanych z załączeniem i odłączeniem obciążenia dla układu regulacji prądu LQI+MOSC

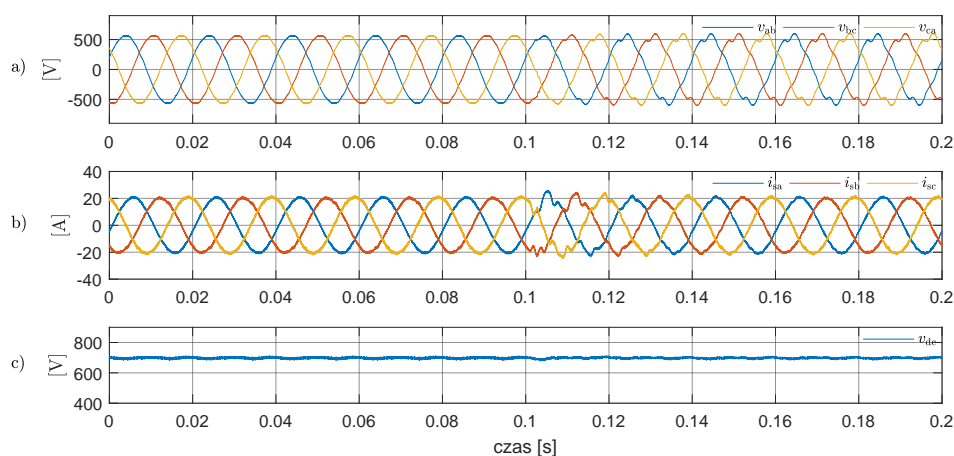
Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika oraz napięcia DC-linku podczas zapadu napięcia sieci zostały przedstawione na Rys. 4.16. Asymetryczne napięcie zasilania występuje w przedziale czasu od $t = 0,1\text{ s}$ do $t = 0,3\text{ s}$. Otrzymane wyniki eksperymentalne pokazują, że dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC uzyskano symetryczne prądy wejściowe przekształtnika. Obliczony na podstawie przebiegów w przedziale czasu od $t = 0,2\text{ s}$ do $t = 0,26\text{ s}$ współczynnik asymetrii prądów $I_{asm} = 1\%$, podczas gdy $V_{asm} = 15\%$. Uzyskane wyniki są zgodne z badaniami symulacyjnymi przedstawionymi w Podrozdz. 3.4. Symetryzacja prądów przyczyniła się do redukcji tętnień o pulsacji 2ω w porównaniu do eksperymentu przedstawionego na Rys. 4.10. Wartość amplitudy składowej oscylacyjnej o pulsacji 2ω jest ściśle związana z pojemnością obwodu pośredniczącego napięcia stałego.



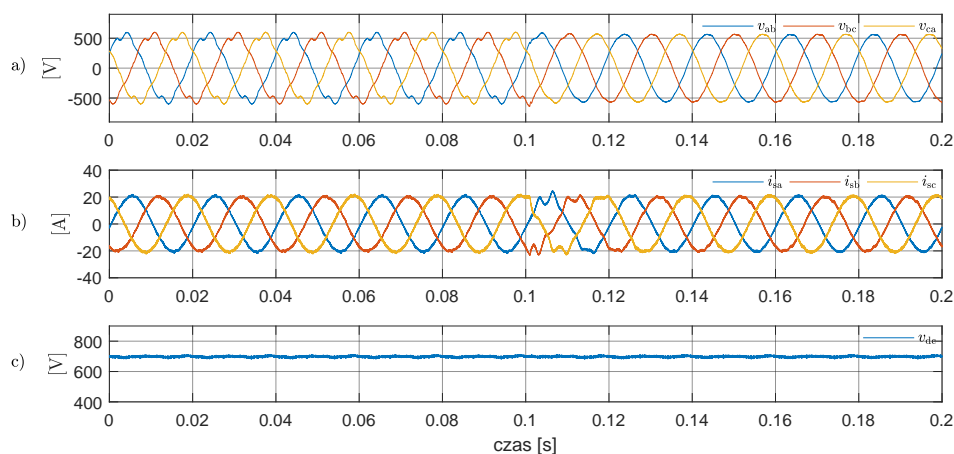
Rys. 4.16. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu sterowania z regulatorem prądu LQI+MOSC podczas asymetrycznego zapadu napięcia sieci.

Kolejny wyniki badań związane są z analizą układu regulacji podczas dynamicznej zmiany jakości napięcia zasilającego przekształtnik. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika

AC/DC oraz napięcia DC-linku przedstawiono na Rys. 4.17 w sytuacji zwiększenia zawartości wyższych harmonicznych w napięciu zasilania oraz na Rys. 4.18 w sytuacji, gdy dochodzi do zmniejszenia odkształcenia napięcia.



Rys. 4.17. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC – zmiana warunków zasilania z wariantu zasilania S2-0 na wariant zasilania S2-1



Rys. 4.18. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC – zmiana warunków zasilania z wariantu zasilania S2-1 na wariant zasilania S2-0

W obydwu przypadkach, gdy dochodzi do zmiany warunków zasilania przekształtnika AC/DC, w stanie przejściowym widoczne jest zwiększenie poziomu odkształcenia prądów wejściowych przekształtnika. Jest to związane z silnym pobudzeniem członów oscylacyjnych. Dzięki zastosowaniu algorytmu ADWT układ regulacji prądu sprowadza sygnał sterujący do poziomu umożliwiającego poprawną pracę układu. Nawet silne pobudzenie członów oscylacyjnych przy aktywnym algorytmie ADWT pozwala na stabilną pracę układu [98].

5. Zakończenie

Rozprawa doktorska obejmuje zagadnienia dotyczące sterowania trójfazowym przekształtnikiem AC/DC pracującym w warunkach odkształconego napięcia sieci. Przeprowadzona została analiza kaskadowego układu regulacji, w którym wykorzystywany jest wirujący układ współrzędnych dq zorientowany zgodnie z wektorem przestrzennym napięcia sieci. W nadrzędnej pętli układu regulacji zastosowano regulator typu PI odpowiadający za regulację napięcia na kondensatorach DC-linku. W pętli podrzędnej układu regulacji zastosowano liniowo-kwadratowy regulator prądu z dodatkowym sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i członów multi-oscylicyjnych drugiego rzędu. Opracowano metodę wyznaczenia wzmocnień regulatora prądu z członami multi-oscylicyjnymi, w której etap doboru macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} odbywa się z wykorzystaniem optymalizacji globalnej metodą roju cząstek. Omówiono dobór funkcji celu dla metody PSO oraz zbiór przebiegów testowych sygnałów referencyjnych i sygnałów zakłócenia na potrzeby procesu optymalizacji. Omówiono przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w trzech wariantach: I - z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z członów całkujących i sprzężeniem w przód od zakłócenia (LQI+DFF), II - z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z członów całkujących i członów multi-oscylicyjnych (LQI+MOSC), III - z wykorzystaniem obydwu tych sprzężeń (LQI+MOSC+DFF). Opracowano także autorski algorytm ograniczania stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi drugiego rzędu bazujący na algorytmie dostosowywania współczynnika tłumienia (ADWT) członów oscylacyjnych. Przeprowadzono jakościowe badania numeryczne zaproponowanych układów regulacji pod względem ich zdolności do kształtowania prądów wejściowych przekształtnika AC/DC dla różnych warunków zasilania. Przeprowadzone badania eksperymentalne potwierdziły wnioski i obserwacje poczynione na etapie badań symulacyjnych. Wyniki badań eksperymentalnych potwierdziły potencjał zaproponowanego układu regulacji ze sprzężeniem od wektora stanu i członami oscylacyjnymi oraz algorytmem dostosowywania współczynnika tłumienia członów oscylacyjnych (ADWT) w układach, gdzie wymagana jest wysoka jakość prądu pomimo złej jakości dostarczanej energii do przekształtnika.

Wyniki przeprowadzonych badań pozwalają na wyciągnięcie następujących wniosków:

- Zastosowanie układu regulacji prądu ze sprzężeniem od wektora stanu przy wykorzystaniu członów oscylacyjnych drugiego rzędu pozwala na symetryzację prądów wejściowych przekształtnika i efektywną kompensację wybranych harmonicznych o dominującym udziale w prądach wejściowych przekształtnika AC/DC pracującego przy zasilaniu napięciem asymetrycznym i odkształconym.

- Zastosowanie sprzężenia od zakłócenia w układzie regulacji prądu ze sprzężeniem od wektora stanu przy wykorzystaniu członów oscylacyjnych pozwala zwiększyć szybkość odpowiedzi układu regulacji prądu w sytuacji zapadu napięcia sieci w porównaniu do układu regulacji z członami multi-oscylacyjnymi, w którym sprzężenie od zakłócenia nie jest wykorzystywane.
- Liniowo-kwadratowy regulator prądu z członami oscylacyjnymi przeznaczony dla zastosowania w kaskadowym układzie regulacji dla przekształtnika AC/DC może być strojony w taki sposób, że dobór współrzędnych macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR odbywa się w procedurze optymalizacji globalnej metodą roju cząstek na liniowym modelu obiektu.
- Opracowany algorytm dostosowywania współczynnika tłumienia członów oscylacyjnych drugiego rzędu w połączeniu z klasycznym algorytmem anti-windup'u zastosowanym w torze proporcjonalno-całkującym pozwala na zrealizowanie ograniczenia stanu regulatora prądu z członami oscylacyjnymi.

Do głównych osiągnięć własnych autora przedstawionych w pracy należy zaliczyć:

- Analiza kaskadowej struktury regulacji dla trójfazowego przekształtnika AC/DC, w której wykorzystywany jest regulator prądu typu LQ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z modelu zakłócenia zbudowanego z członów całkujących i członów oscylacyjnych drugiego rzędu.
- Analiza kaskadowej struktury regulacji dla trójfazowego przekształtnika AC/DC, w której wykorzystywany jest regulator prądu typu LQ z dodatkowym sprzężeniem zwrotnym od sygnałów z modelu zakłócenia zbudowanego z członów całkujących i członów oscylacyjnych drugiego rzędu oraz sprzężeniem w przód od sygnałów zakłócenia.
- Opracowanie metody doboru wzmocnień regulatora prądu ze sprzężeniem od wektora stanu dla przekształtnika AC/DC, w której na etapie doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} dla metody LQR zastosowano algorytm optymalizacji metodą roju cząstek. Określenie funkcji celu dla metody PSO a także zbioru wymagań w postaci przebiegów testowych sygnałów referencyjnych prądów i testowych sygnałów zakłóceń.
- Opracowanie metody ograniczania stanu regulatora prądu dla przekształtnika AC/DC, gdy w układzie regulacji prądu wykorzystywane jest sprzężenie zwrotne od sygnałów z członów oscylacyjnych drugiego rzędu z tłumieniem.
- Opracowanie modeli i skryptów symulacyjnych na potrzeby przeprowadzonej w rozprawie analizy metod sterowania przekształtnikiem AC/DC.

- Budowa układu laboratoryjnego do testowania algorytmów sterowania dla przekształtnika AC/DC umożliwiającego prowadzenia badań dla różnych warunków zasilania przekształtnika. Opracowanie programów na procesor sygnałowy na potrzeby testowania wybranych struktur regulacji.

Przeprowadzone przez autora badania ilustrują zasadność strojenia multi-oscylacyjnego regulatora prądu typu LQ przy wykorzystaniu nadrzędnego algorytmu optymalizacji metodą roju cząstek na etapie doboru współczynników macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} . Opracowana procedura strojenia pozwala na zmianę nieintuicyjnej procedury doboru macierzy \mathbf{Q} i \mathbf{R} metodą prób i błędów na proces, w którym projektant określa wymagania odnośnie układu regulacji w modelu symulacyjnym poprzez kształtowanie testowych sygnałów referencyjnych i testowych sygnałów zakłócenia. Wyniki przeprowadzonych badań eksperymentalnych potwierdzają wnioski uzyskane na etapie analizy symulacyjnej.

Bibliografia

- [1] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg. *Control in Power Electronics*. Academic Press, 2002.
- [2] T Orłowska-Kowalska, F. Blaabjerg, and J. Rodríguez. *Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives*. Springer, 2014.
- [3] R. M. Strzelecki. *Power electronics in smart electrical energy networks*. Springer Science & Business Media, 2008.
- [4] G Benysek, M Kazmierkowski, J Popczyk, and R. Strzelecki. Power electronic systems as a crucial part of Smart Grid infrastructure-a survey. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical sciences*, 59(4):455–473, 2011.
- [5] G Benysek and R. Strzelecki. Modern power-electronics installations in the polish electrical power network. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 15(1):236–251, 2011.
- [6] *Kompatybilność elektromagnetyczna (EMC). Część 2.2: Środowisko. Poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzących małej częstotliwości i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach zasilających niskiego napięcia*. 2003.
- [7] *IEC 61000-3-2 Electromagnetic Compatibility (EMC)–Part 3-2: Limits for Harmonic current Emissions (Equipment Input Current ≤ 16 A per phase*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2018.
- [8] *IEC 61000-3-12 Electromagnetic Compatibility (EMC)–Part 3-12: Limits for Harmonic current Emissions (Equipment Input Current > 16 A and ≤ 75 A per phase*. International Electrotechnical Commission, Geneva, Switzerland, 2018.
- [9] G. Wrona, M. Jasiński, M. P. Kaźmierkowski, M. Bobrowska-Rafał, and M. Korzeniewski. Procesory zmiennoprzecinkowe serii TMS320F28xx w systemach sterowania przekształtników dla energetyki odnawialnej. *Przegląd Elektrotechniczny*, 87(6):73–78, 2011.
- [10] M. P. Kazmierkowski, M. Jasinski, and G. Wrona. DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(2):204–211, 2011.
- [11] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, and P. C. Loh. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 153(5):750–762, 2006.
- [12] P. Rumniak, M. Michalczyk, A. Kaszewski, **A. Galecki**, and L. Grzesiak. Multifunctional energy storage system for smart grid applications. In *19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P.1–P.8, 2017.

- [13] P. Rumniak, M. Michalczyk, A. Kaszewski, **A. Galecki**, and L. Grzesiak. Dc-link voltage control strategy for an npc voltage source converters in an effective energy storage system. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P.1–P.8, 2017.
- [14] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, and A.M. Trzynadlowski. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives. In *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON-01*, volume 2, pages 1114–1118, 2001.
- [15] M. Knapczyk and K. Pienkowski. Bezczujnikowe metody sterowania przekształtnikami sieciowym AC/DC o dwukierunkowym przepływie energii. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych PWr*, 56(1), 2004.
- [16] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D. Marques. Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(4):1019–1027, 2001.
- [17] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 51(2):447–454, 2004.
- [18] R. I. Bojoi, G. Griva, V. Bostan, M. Guerriero, F. Farina, and F. Profumo. Current control strategy for power conditioners using sinusoidal signal integrators in synchronous reference frame. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(6):1402–1412, 2005.
- [19] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong. Optimized design of stationary frame three phase AC current regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(11):2417–2426, 2009.
- [20] D. Perez-Estevez, J. Doval-Gandoy, A. G. Yepes, O. Lopez, and F. Baneira. Enhanced resonant current controller for grid-connected converters with *LCL* filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5):3765–3778, 2018.
- [21] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, Ó. Lopez, and J. Doval-Gandoy. Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4):1367–1383, 2013.
- [22] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy. Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(11):5231–5250, 2011.
- [23] A. Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, J. Malvar, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy. Transient response evaluation of stationary-frame resonant current controllers for grid-connected applications. *IET Power Electronics*, 7(7):1714–1724, 2014.
- [24] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso. Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(3):613–620, 1999.
- [25] S. Buso, T. Caldognetto, and D. I. Brandao. Dead-beat current controller for voltage-source converters with improved large-signal response. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(2):1588–1596, 2016.

- [26] R. Nazir. Advanced repetitive control of grid converters for power quality improvement, PhD thesis. *University of Canterbury*, 2015.
- [27] K. Zhou, D. Wang, Y. Yang, and F. Blaabjerg. *Periodic control of power electronic converters*. Institution of Engineering and Technology, 2017.
- [28] F. Sebaaly, H. Vahedi, H. Y. Kanaan, N. Moubayed, and K. Al-Haddad. Design and implementation of space vector modulation-based sliding mode control for grid-connected 3L-NPC inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(12):7854–7863, 2016.
- [29] M. Alali and JP Barbot. A first order sliding mode controller for grid connected shunt active filter with a *LCL* filter. *IFAC-PapersOnLine, Elsevier*, 50(1):14812–14817, 2017.
- [30] J. Rodriguez, M.P. Kazmierkowski, J.R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H.A. Young, and C.A. Rojas. State of the art of finite control set MPC in power electronics. *IEEE Transaction on Industrial Informatics*, 9(2):1003–1016, 2013.
- [31] P. Antoniewicz. *Predictive control of three phase AC/DC converters, Rozprawa doktorska*. PhD thesis, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, 2009.
- [32] A Godlewska, R Grodzki, P Falkowski, M Korzeniewski, K Kulikowski, and A Sikorski. Advanced control methods of DC/AC and AC/DC power converters—look-up table and predictive algorithms. In *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*, pages 221–302. Springer, 2017.
- [33] A. Sikorski and R. Grodzki. Predictive control of the AC/DC converter. In *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, pages 131–136, 2014.
- [34] B. A. Francis and W. M. Wonham. The internal model principle for linear multivariable regulators. *Applied mathematics and optimization*, 2(2):170–194, 1975.
- [35] K. Zhou, Y. Yang, F. Blaabjerg, and D. Wang. Optimal selective harmonic control for power harmonics mitigation. 62(2):1220–1230, 2015.
- [36] V. Blasko, L. Arnedo, P. Kshirsagar, and S. Dwari. Control and elimination of sinusoidal harmonics in power electronics equipment: A system approach. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 2827–2837. IEEE, Phoenix, AZ, USA, 2011.
- [37] D. Sha, D. Wu, and X. Liao. Analysis of a hybrid controlled three-phase grid-connected inverter with harmonics compensation in synchronous reference frame. *IET Power Electronics*, 4(7):743–751, 2011.
- [38] A. Stras, B. Ufnalski, and Lech M. Grzesiak. Particle swarm optimization-based gain, delay compensation and filter determination of a repetitive controller for a grid-tie converter. In *International Symposium on Industrial Electronics, Banja Luka, Bosnia and Herzegovina*, pages P.1–P.7, 2018.
- [39] Q. Zhong and T. Hornik. Cascaded current–voltage control to improve the power quality for a grid-connected inverter with a local load. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(4):1344–1355, 2013.
- [40] P. Zanchetta, M. Degano, J. Liu, and P. Mattavelli. Iterative learning control with variable sampling frequency for current control of grid-connected converters in aircraft power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(4):1548–1555, 2013.

- [41] B. Ufnalski, Lech M. Grzesiak, A. Kaszewski, and **A. Galecki**. On the similarity and challenges of multiresonant and iterative learning current controllers for grid converters and why the disturbance feed-forward matters. *Przełąd Elektrotechniczny*, 94(5/2018):38–46, 2018.
- [42] B. Ufnalski, **A. Galecki**, A. Kaszewski, and Lech M. Grzesiak. On the similarity and challenges of multiresonant and iterative learning current controllers under frequency fluctuations and load transients. In *20th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'18 ECCE Europe*, pages P.1–P.10, 2018.
- [43] P. Falkowski and A. Sikorski. Finite control set model predictive control for grid-connected AC–DC converters with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(4):2844–2852, 2018.
- [44] K. Kulikowski and A. Sikorski. New DPC look-up table methods for three-level AC/DC converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(12):7930–7938, 2016.
- [45] H. Heo, G. Choe, and H. Mok. Robust predictive current control of a grid-connected inverter with harmonics compensation. In *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 2212–2217, 2013.
- [46] J. A. Rohten, J. R. Espinoza, J. A. Muñoz, M. A. Pérez, P. E. Melin, J. J. Silva, E. E. Espinosa, and M. E. Rivera. Model predictive control for power converters in a distorted three-phase power supply. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(9):5838–5848, 2016.
- [47] Shude Yang and Xiangqian Tong. Voltage feedforward control with time-delay compensation for grid-connected converters. *Journal of Power Electronics*, 16(5):1833–1842, 2016.
- [48] A. Cichowski, P. Banach, and W. Sleszyński. Formowanie napięciem wyjściowym trójfazowego przekształtnika sieciowego. *Przełąd Elektrotechniczny*, 90(6):29–34, 2014.
- [49] A. Cichowski, P. Banach, W. Sleszyński, and J. Nieznański. Comprehensive distortion compensation of grid-connected inverter currents. In *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON'2014*, pages 1331–1336, 2014.
- [50] Xuehua Wang, Xinbo Ruan, Shangwei Liu, and Chi K Tse. Full feedforward of grid voltage for grid-connected inverter with LCL filter to suppress current distortion due to grid voltage harmonics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12):3119–3127, 2010.
- [51] N. Hoffmann, M. Hempel, M. C. Harke, and F. W. Fuchs. Observer-based grid voltage disturbance rejection for grid connected voltage source PWM converters with line side LCL filters. In *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 69–76. IEEE, 2012.
- [52] J. Kukkola, M. Hinkkanen, and K. Zenger. Observer-based state-space current controller for a grid converter equipped with an LCL filter: Analytical method for direct discrete-time design. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51(5):4079–4090, 2015.
- [53] N. Hoffmann and F. W. Fuchs. Online grid impedance estimation for the control of grid connected converters in inductive-resistive distributed power-networks using extended kalman-filter. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 922–929, 2012.
- [54] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, volume 29. John Wiley & Sons, 2011.

- [55] M. Cichowlas, M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, D. Sobczuk, P. Rodriguez, and J. Pou. Active filtering function of three-phase PWM boost rectifier under different line voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(2):410–419, 2005.
- [56] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 21(3):836–841, 2006.
- [57] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE transactions on industry applications*, 38(2):523–532, 2002.
- [58] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, U. Borup, and M. Liserre. A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation. In *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'04.*, volume 1, pages 580–586 Vol.1, 2004.
- [59] Yaoqin Jia, Jiqian Zhao, and Xiaowei Fu. Direct grid current control of LCL-filtered grid-connected inverter mitigating grid voltage disturbance. *IEEE Trans. Power Electron*, 29(3):1532–1541, 2014.
- [60] M. Hartman. Zastosowanie przekształcenia fortescue’a do opisów stanów energetycznych w układach wielofazowych z niesinusoidalnymi przebiegami napięć i prądów. *Przegląd Elektrotechniczny*, 82(10):61–72, 2006.
- [61] S. Piróg. *Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*. AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, 2006.
- [62] Bartłomiej Ufnalski. Autoreferat habilitacyjny.
<http://www.ee.pw.edu.pl/wp-content/uploads/2012/11/autoreferat-4.pdf>.
Online, accessed 2018-06-20.
- [63] Bartłomiej Ufnalski. Naslin polynomial method and multiresonant current controllers.
http://www.ufnalski.edu.pl/proceedings/misc/Naslin_MOSC_beamer.pdf.
Online, accessed 2018-06-20.
- [64] M. Cichowlas. *PWM Rectifier with active filtering, Rozprawa doktorska*. PhD thesis, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, 2004.
- [65] M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski, M. Bobrowska, and P. Okon. Control of AC-DC-AC converter under unbalanced and distorted input conditions. In *Compatibility and Power Electronics Conference*, pages 139–145. IEEE, 2009.
- [66] M. P. Kazmierkowski, M. Jasinski, and G. Wrona. DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(2):204–211, 2011.
- [67] K. Mozdzyński, M. Malinowski, and S. Stynski. Modified voltage oriented control resistant to grid voltage disturbances. In *IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pages 1–6, 2017.

- [68] K. J. Astrom and R. M. Murray. *Feedback systems: An introduction for scientists and engineers*. Princeton University Press, 2010.
- [69] F. Huerta, D. Pizarro, S. Cobreces, F. J. Rodriguez, C. Giron, and A. Rodriguez. LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11):4272–4284, 2012.
- [70] D. Pérez-Estévez, J. Doval-Gandoy, A. G. Yepes, and Ó. López. Positive- and negative-sequence current controller with direct discrete-time pole placement for grid-tied converters with LCL filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9):7207–7221, 2017.
- [71] Gene F. Franklin, J. Da Powell, and Abbas Emami-Naeini. *Feedback Control of Dynamic Systems (7th Edition)*. Pearson, 2014.
- [72] David L Kleinman. On an iterative technique for riccati equation computations. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 13(1):114–115, 1968.
- [73] W. Koziński. *Projektowanie regulatorów: wybrane metody klasyczne i optymalizacyjne*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2004.
- [74] F. Huerta, D. Pizarro, S. Cobreces, F. J. Rodriguez, C. Giron, and A. Rodriguez. LQG servo controller for the current control of LCL grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11):4272–4284, 2012.
- [75] E. Wu and P. W. Lehn. Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(5):1364–1373, 2006.
- [76] B. Kedjar, H.Y. Kanaan, and K. Al-Haddad. Vienna rectifier with power quality added function. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 61(8):3847–3856, 2014.
- [77] H.Y. Kanaan, A. Marquis, and K. Al-Haddad. Small-signal modeling and linear control of a dual boost power factor correction circuit. In *35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04.–2004*, volume 4, pages 3127–3133, 2004.
- [78] R. Salim, H.Y. Kanaan, K. Al-Haddad, and B. Khedjar. LQR with integral action controller applied to a three-phase three-switch three-level AC/DC converter. In *36th Annual Conference on Industrial Electronics Society IECON'2010*, pages 550–555, USA (2010).
- [79] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani. Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 45(5):691–703, 1998.
- [80] M. Gaiceanu. Advanced state feedback control of grid-power inverter. *Energy Procedia*, 14:1464–1470, 2012.
- [81] **A. Galecki**, A. Kaszewski, L. M. Grzesiak, and B. Ufnalski. State-space current controller for the four-leg two-level grid-connected converter. *Przeegl Elektrotechniczny*, 90(11):63–66, 2014.
- [82] A. Kaszewski, **A. Galecki**, B. Ufnalski, and L. M. Grzesiak. State-space current control for four-leg grid-connected PWM rectifiers with active power filtering function. In *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition PEMC'2014*, pages 1265–1271, Antalya, Turkey, 2014.
- [83] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs. Filter-based active damping of voltage source converters with LCL filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(8):3623–3633, 2011.

- [84] J. Dannehl, F.W. Fuchs, and P.B. Thogersen. PI state space current control of grid-connected PWM converters with LCL filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(9):2320–2330, 2010.
- [85] T. Hornik and Q. Zhong. A current-control strategy for voltage-source inverters in microgrids based on H_∞ and repetitive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3):943–952, 2011.
- [86] K. Lee, T. M. Jahns, T. A. Lipo, and V. Blasko. New control method including state observer of voltage unbalance for grid voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(6):2054–2065, 2010.
- [87] F. Huerta, D. Pizarro, S. Cobrecas, F. J. Rodriguez, C. Giron, and A. Rodriguez. LQG servo controller for the current control of *LCL* grid-connected voltage-source converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(11):4272–4284, 2012.
- [88] Seung-Jin Yoon, Ngoc Bao Lai, and Kyeong-Hwa Kim. A systematic controller design for a grid-connected inverter with LCL filter using a discrete-time integral state feedback control and state observer. *Energies*, 11(2):437, 2018.
- [89] N. Bottrell and T. C. Green. Comparison of current-limiting strategies during fault ride-through of inverters to prevent latch-up and wind-up. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(7):3786–3797, 2014.
- [90] A. G. Yepes, J. Doval-Gandoy, and H. Toliyat. Multi-frequency current control including distortion-free saturation and anti-windup with enhanced dynamics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [91] G. Iwanski. Virtual torque and power control of a three-phase converter connected to an unbalanced grid with consideration of converter current constraint and operation mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018.
- [92] G. Iwanski. Current progressive balancing of three phase converter operating with unbalanced grid. In *19th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'17-ECCE Europe*, pages P–1. IEEE, 2017.
- [93] C. A. Busada, S. Gomez Jorge, A. E. Leon, and J. A. Solsona. Current controller based on reduced order generalized integrators for DGS. 59(7):2898–2909, 2012.
- [94] C. A. Busada, S. Gomez Jorge, and J. A. Solsona. Full-state feedback equivalent controller for active damping in *LCL*-filtered grid-connected inverters using a reduced number of sensors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(10):5993–6002, 2015.
- [95] A. G. Yepes. Digital resonant current controllers for voltage source converters, PhD thesis. *University of Vigo, Spain*, 2011.
- [96] **A. Galecki**, A. Kaszewski, B. Ufnalski, and L. M. Grzesiak. State current controller with oscillatory terms for three-level grid-connected PWM rectifiers under distorted grid voltage conditions. In *17th Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2015-ECCE Europe*, pages 1–10, Geneva, Switzerland, 2015.

- [97] **A. Galecki**, A. Kaszewski, L. M. Grzesiak, and B. Ufnalski. Control system of the grid-connected converter based on a state current regulator with oscillatory terms. *Przegląd Elektrotechniczny*, 91(1/2015):65–69, 2015.
- [98] **A. Galecki**, L. M. Grzesiak, B. Ufnalski, A. Kaszewski, and M. Michalczuk. Multi-oscillatory current control with anti-windup for grid-connected VSCs operated under distorted grid voltage conditions. In *19th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2017-ECCE Europe*, Warsaw, Poland, 2017.
- [99] **A. Galecki**, L. Grzesiak, B. Ufnalski, A. Kaszewski, and M. Michalczuk. Anti-windup strategy for an LQ current controller with oscillatory terms for three-phase grid-tie VSCs in SMES systems. *Power Electronics and Drives*, 1(2):65–81, 2016.
- [100] **A. Galecki**, M. Michalczuk, A. Kaszewski, B. Ufnalski, and L. M. Grzesiak. Particle swarm optimization of the multioscillatory LQR for a three-phase grid-tie converter. *Przegląd Elektrotechniczny*, 94(6):43–48, 2018.
- [101] Thuy Tran, Seung-Jin Yoon, and Kyeong-Hwa Kim. An LQR-based controller design for an LCL-filtered grid-connected inverter in discrete-time state-space under distorted grid environment. *Energies*, 11(8):2062, 2018.
- [102] L. A. Maccari, J. R. Massing, L. Schuch, C. Rech, H. Pinheiro, R. C. L. F. Oliveira, and V. F. Montagner. LMI-based control for grid-connected converters with LCL filters under uncertain parameters. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 29(7):3776–3785, 2014.
- [103] N. Lai and K. Kim. Robust control scheme for three-phase grid-connected inverters with LCL-filter under unbalanced and distorted grid conditions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33(2):506–515, 2018.
- [104] S. Yang, Q. Lei, F. Z. Peng, and Z. Qian. A robust control scheme for grid-connected voltage-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1):202–212, 2011.
- [105] Y. Wang, J. Wang, W. Zeng, H. Liu, and Y. Chai. H_∞ robust control of an LCL-type grid-connected inverter with large-scale grid impedance perturbation. *Energies*, 11(1):57, 2018.
- [106] A.E. Bryson and Y.C. Ho. *Applied Optimal Control*. Washington, DC: Hemisphere, 1975.
- [107] C. Xie, X. Zhao, K. Li, J. Zou, and J. M. Guerrero. A new tuning method of multi-resonant current controllers for grid-connected voltage source converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, pages 1–1, 2018.
- [108] A. Douik, L. Hend, and H. Messaoud. Optimised eigenstructure assignment by ant system and LQR approaches. *International Journal of Computer Science and Applications*, 5(4):45–56, 2008.
- [109] T. Tarczewski and L. M. Grzesiak. Application of artificial bee colony algorithm to auto-tuning of linear-quadratic regulator for PMSM position control. *Przegląd Elektrotechniczny*, 92(6):57–62, 2016.
- [110] S. A. Ghoreishi and M. A. Nekoui. Optimal weighting matrices design for LQR controller based on genetic algorithm and PSO. In *Advanced Materials Research*, volume 433, pages 7546–7553. Trans Tech Publ, 2012.

- [111] B. Ufnalski, A. Kaszewski, and L. M. Grzesiak. Particle swarm optimization of the multioscillatory LQR for a three-phase four-wire voltage-source inverter with an LC output filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1):484–493, 2015.
- [112] A. Galecki, M. Michalczyk, B. Ufnalski, and L. M. Grzesiak. Particle swarm optimization of the state feedback current controller with oscillatory terms for a three-phase grid-tie converter. In *20th Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2018-ECCE Europe*, pages 1–10, Riga, Latvia, 2018.
- [113] B. Ufnalski. Zastosowanie sieci neuronowych do odtwarzania predkości kątowej wirnika oraz strumienia stojana w układzie napędowym z silnikiem klatkowym, rozprawa doktorska. *Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektrotechniki Przemysłowej*, 2004.
- [114] L. Harnefors, A. G. Yepes, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy. Multifrequency current control with distortion-free saturation. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4(1):37–43, 2016.
- [115] L. Harnefors, A. G. Yepes, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy. Reduction of saturation-induced distortion and antiwindup in multifrequency current control. In *17th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'15 ECCE–Europe*, pages 1–7, 2015.
- [116] S. A. Richter and R. W. De Doncker. Digital PR control with anti-windup applied to a voltage-source inverter. In *14th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'2011–ECCE Europe*, pages 1–10, 2011.
- [117] M. Szypulski and G. Iwanski. Sensorless state control of stand-alone doubly fed induction generator supplying nonlinear and unbalanced loads. *PP(99)*:1–1, 2016.
- [118] Karl J Astrom. Advanced pid control. *ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society*, 2005.
- [119] A. Stras, A. Kaszewski, and L. Grzesiak. An efficient modulation algorithm for 3-phase NPC voltage source converters. In *19th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'17–ECCE Europe*, pages P.1–P.10, 2017.
- [120] M.T. Hartman. *Wielopoziomowe falowniki napięcia*. Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki. Fundacja Rozwoju Akademii Morskiej w Gdyni, 2006.
- [121] A. Kaszewski, A. Stras, A. Galecki, M. Michalczyk, B. Ufnalski, and L. M. Grzesiak. Układ laboratoryjny energoelektronicznego interfejsu sieciowego AC/DC/DC dla magazynu energii. *Przegląd Elektrotechniczny*, 94(6):49–55, 2018.
- [122] V. Blasko and V. Kaura. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1):116–123, 1997.
- [123] Matlab. Linear-quadratic regulator (LQR) design. <https://www.mathworks.com/help/control/ref/lqr.html>. Online, accessed 2018-06-20.
- [124] Matlab. Design discrete linear-quadratic (LQ) regulator for continuous plant. <https://www.mathworks.com/help/control/ref/lqrd.html>. Online, accessed 2018-06-20.
- [125] V. Blasko, V. Kaura, and W. Niewiadomski. Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach. In *Conference Record of the 1997 IEEE Industry*

- Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, volume 1, pages 682–689. IEEE, 1997.
- [126] Frederic Moisy. A free curve fitting toolbox for matlab. <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/10176-ezyfit-2-44>. Online, accessed 2018-06-20.
- [127] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs. Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(2):380–388, 2009.
- [128] Yi Fei Wang and Yun Wei Li. Grid synchronization PLL based on cascaded delayed signal cancellation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7):1987–1997, 2011.
- [129] J. Svensson, M. Bongiorno, and A. Sannino. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(1):18–26, 2007.
- [130] F. A. Neves, M. C. Cavalcanti, H. E. de Souza, F. Bradaschia, E. J. Bueno, and M. Rizo. A generalized delayed signal cancellation method for detecting fundamental-frequency positive-sequence three-phase signals. *IEEE Transactions on power delivery*, 25(3):1816–1825, 2010.
- [131] Z. Hanzelka. *Jakość dostawy energii elektrycznej: zaburzenia wartości skutecznej napięcia*. Wydawnictwa AGH, 2013.
- [132] A. Shayestehfard, S. Mekhilef, and H. Mokhlis. IZDPWM-based feedforward controller for grid-connected inverters under unbalanced and distorted conditions. (99):1–1, 2016.
- [133] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, Ó. Lopez, and J. Doval-Gandoy. High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(2):563–576, 2011.
- [134] A. Kaszewski. Czterogłęziowy falownik o sinusoidalnym napięciu wyjściowym ze sterowaniem wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu, rozprawa doktorska. *Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej*, 2012.
- [135] Y. Peng, D. Varancic, R. Hanus, and S.R. Weller. Anti-windup designs for multivariable controllers. 34(12):1559 – 1565, 1998.
- [136] Anirban Ghoshal and Vinod John. Anti-windup schemes for proportional integral and proportional resonant controller. In *National Power Electronic Conference*. Indian Institute of Technology Roorkee., 2010.
- [137] Texas Instruments. Delfino microcontroller. <http://www.ti.com/product/TMS320F28335>. Online, accessed 2018-06-20.
- [138] P. Foryś. Zastosowanie metody roju cząstek w optymalnym projektowaniu elementów konstrukcji. *Czasopismo Techniczne. Mechanika*, 105:31–42, 2008.
- [139] M. Hosseini, S. A. M. Naeni, A. A. Dehghani, and Y. Khaledian. Estimation of soil mechanical resistance parameter by using particle swarm optimization, genetic algorithm and multiple regression methods. *Soil and Tillage Research*, 157:32–42, 2016.

- [140] A. Gosain et al. Materialized cube selection using particle swarm optimization algorithm. *Procedia Computer Science*, 79:2–7, 2016.
- [141] B. Ufnalski and L. M. Grzesiak. Particle swarm optimization of an online trained repetitive neurocontroller for the sine-wave inverter. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*, pages 6003–6009, Nov 2013.
- [142] B. Ufnalski and L.M. Grzesiak. Plug-in direct particle swarm repetitive controller with a reduced dimensionality of a fitness landscape—a multi-swarm approach. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, 63(4):857–866, 2015.
- [143] Russ C Eberhart and Yuhui Shi. Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization. In *Evolutionary Computation, 2000. Proceedings of the 2000 Congress on*, volume 1, pages 84–88. IEEE, 2000.
- [144] M. Clerc and J. Kennedy. The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space. *Evolutionary Computation, IEEE Transactions on*, 6(1):58–73, 2002.

Załączniki:

A. Algorytm optymalizacji rojem cząstek

Algorytm optymalizacji rojem cząstek (PSO, ang. *Particle Swarm Optimization*) [138, 139, 140, 141, 142] został wykorzystany w rozprawie do zadań optymalizacyjnych opisanych w Rozdziale 2. oraz Rozdziale 3. Schemat działania algorytmu PSO przedstawiony jest na Rys. A 1. Działanie algorytmu polega na przeszukiwaniu w sposób iteracyjny przestrzeni możliwych rozwiązań przez wirtualne cząstki. Cząstki zostają ocenione w każdym kroku za pomocą funkcji celu, która zdefiniowana została następująco:

$$J_{\text{psO}} = \sum_{k=0}^N \mathbf{e}(k)^T \mathbf{e}(k) \quad (\text{A } 1)$$

Współrzędne położenia cząstki w przestrzeni rozwiązań są wartościami parametrów ρ podlegającymi optymalizacji. Wyznaczenie nowej pozycji cząstki odbywa się z uwzględnieniem:

- najlepszego do chwili obecnej położenia danej cząstki,
- najlepszego położenia spośród wszystkich cząstek w danym roju
- inercji danej cząstki.

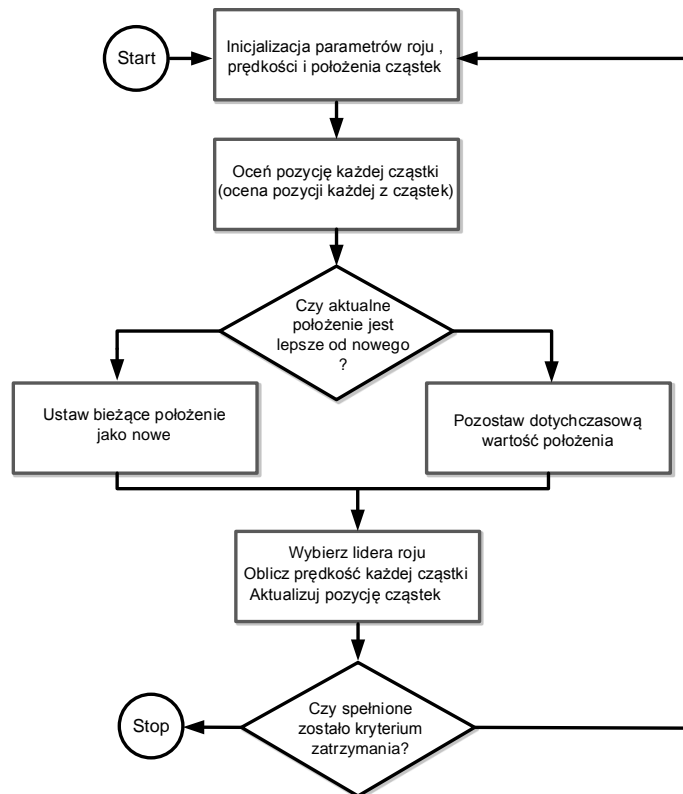
W każdej iteracji modyfikacji ulega prędkość cząstki, a następnie, modyfikowane jest położenie danej cząstki. Przyjmuje się jednostkowy przyrost czasu dla każdej iteracji, tj. $\Delta t = 1$. Aktualizacja prędkości i położenia dla danej cząstki odbywa się zgodnie z wyrażeniami:

$$v_i^j(k+1) = c_1 v_i^j(k) + c_2 r_1 (x_i^j(k_{\text{best}}^j) - x_i^j(k)) + c_2 r_2 (x_i^{j_{\text{best}}} (k_{\text{best}}^{j_{\text{best}}}) - x_i^j(k)), \quad (\text{A } 2)$$

$$x_i^j(k+1) = x_i^j(k) + v_i^j(k+1), \quad (\text{A } 3)$$

gdzie

- $v_i^j(k)$ i $x_i^j(k)$ – odpowiednio prędkość i położenie w i -tym wymiarze przestrzeni poszukiwań dla j -tej cząstki w k -tej iteracji,
- $x_i^j(k_{\text{best}}^j)$ – najlepsze dotychczas znalezione rozwiązanie danej cząstki,
- j_{best} – indeks lidera roju, czyli cząstki o najlepszym dotychczas znalezionym rozwiązaniu.
- c_1, c_2, c_3 – ustalone mnożniki wag określane jako współczynnik bezwładności, waga poznawcza oraz waga społeczna przyjęte na poziomie 0.73, 1.5 i 1.5 według typowej dla PSO formuły podanej w pracach [143, 144]
- r_1 i r_2 – liczby losowe o rozkładzie równomiernym z przedziału $\langle 0, 1 \rangle$.

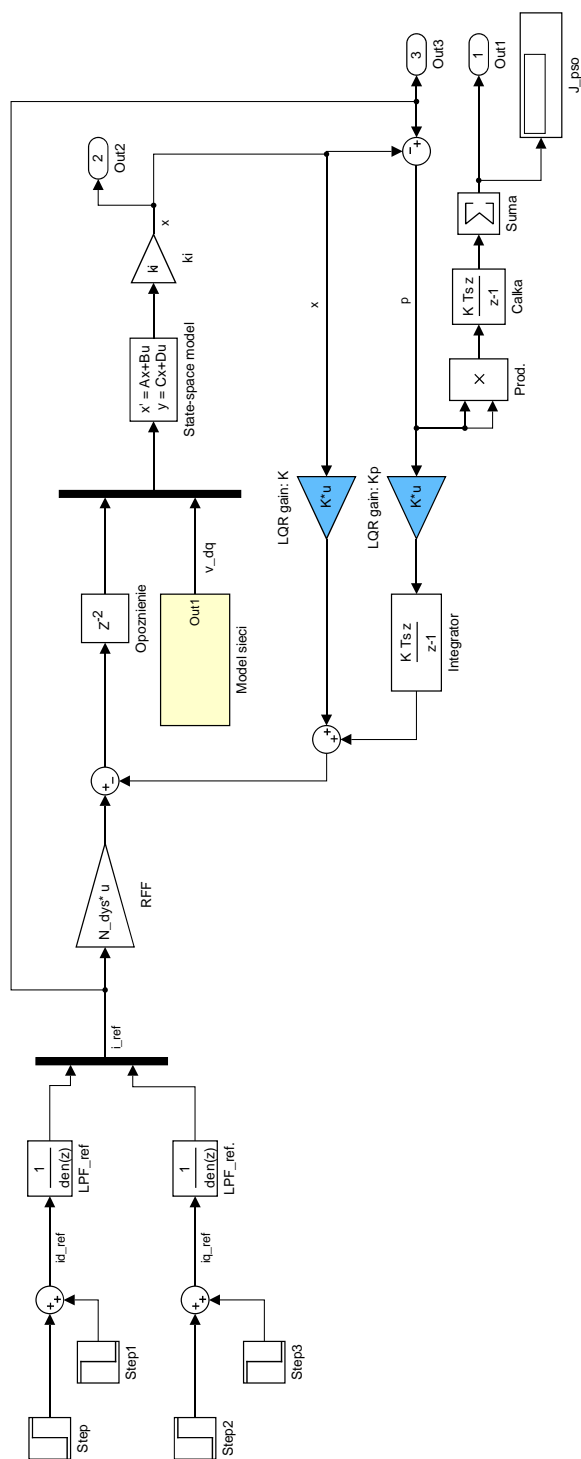


Rys. A 1. Schemat poglądowy algorytmu optymalizacji rojem cząstek

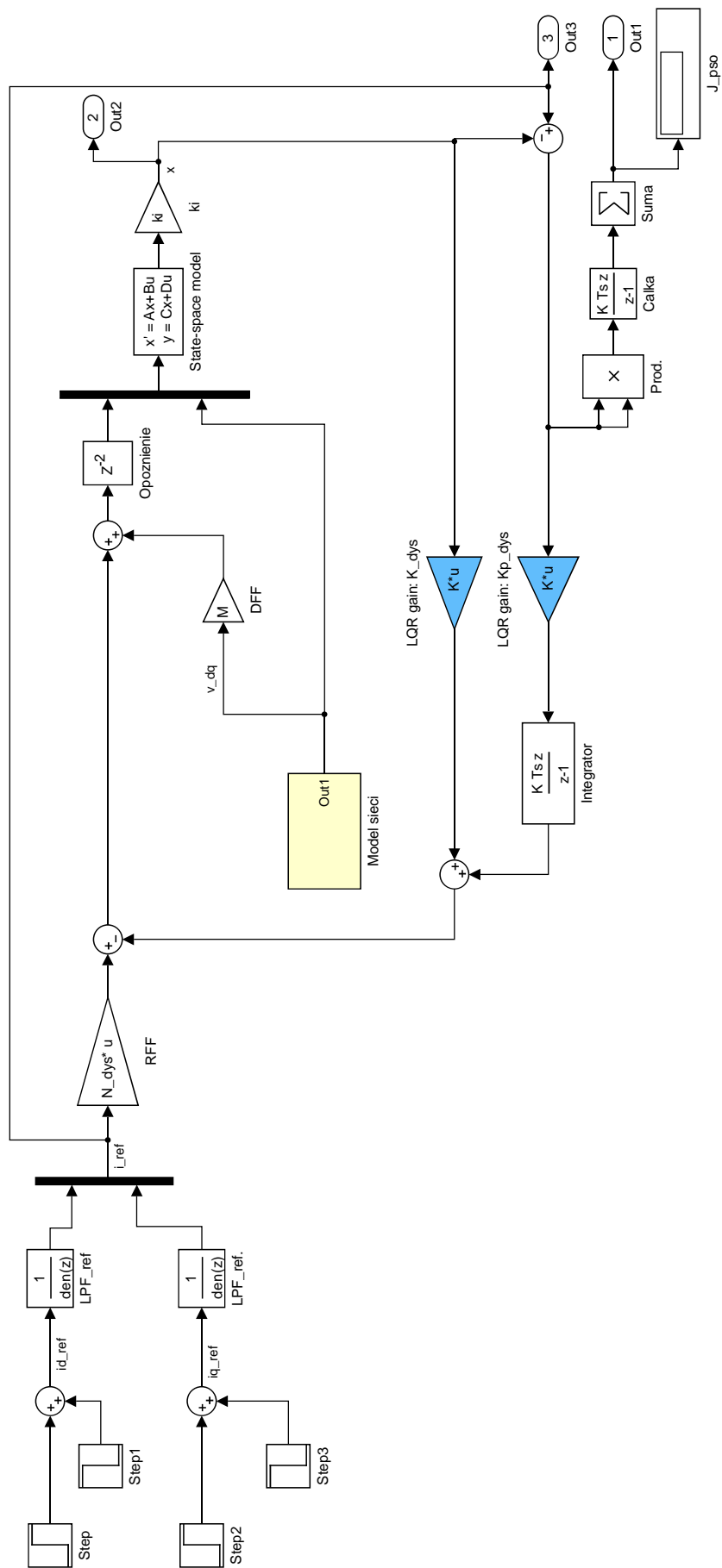
Formułowany na powyższych zasadach rój cząstek posiada cechy inteligencji zbiorowej takie jak:

- nieskomplikowana struktura populacji i proste zasady aktualizacji parametrów cząstki.
- stochastyczne zachowanie się roju cząstek przez co nie popada on w ograniczony zbiór zachowań,
- zdolność przystosowania się do środowiska opisanego funkcją celu i poszukiwanie nowego położenia przynoszącego większe korzyści, przy zachowaniu odpowiedniej wrażliwości.

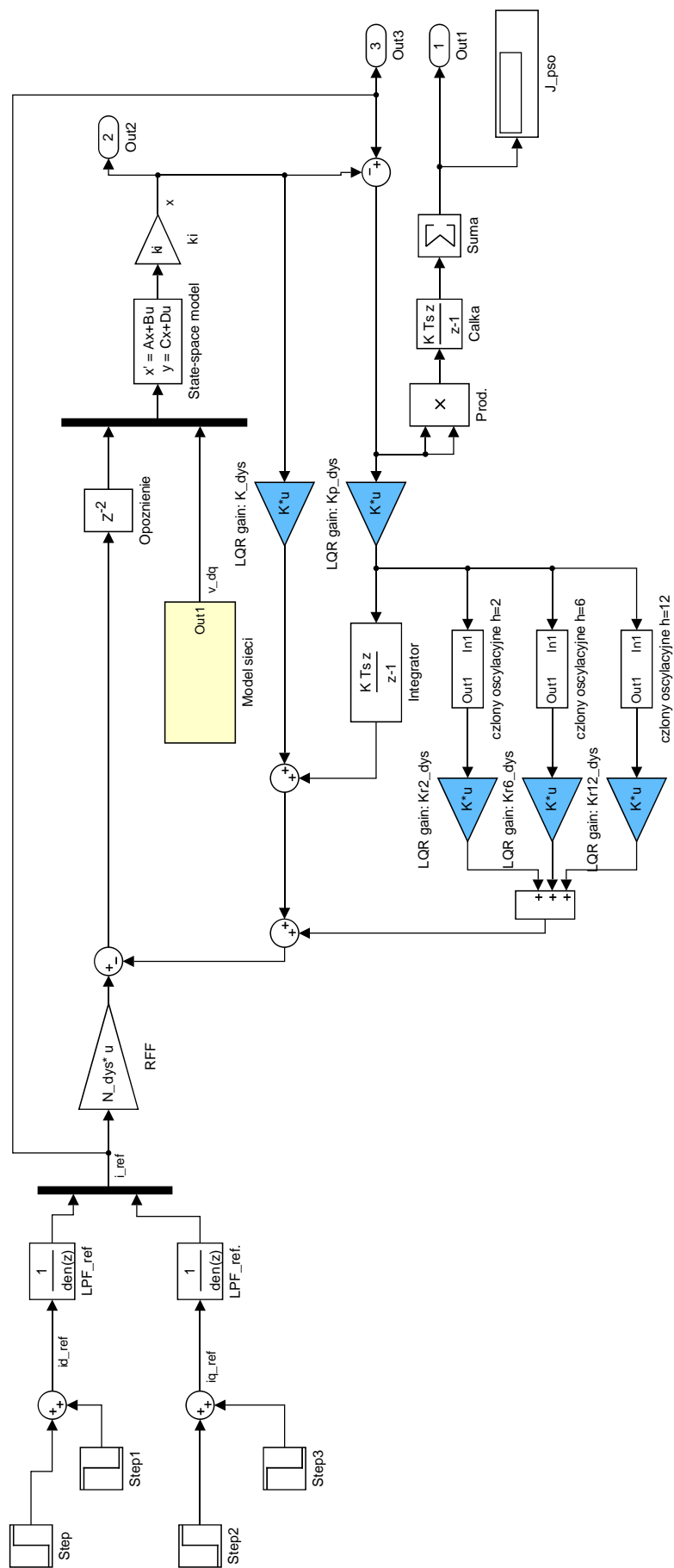
B. Schematy symulacyjne



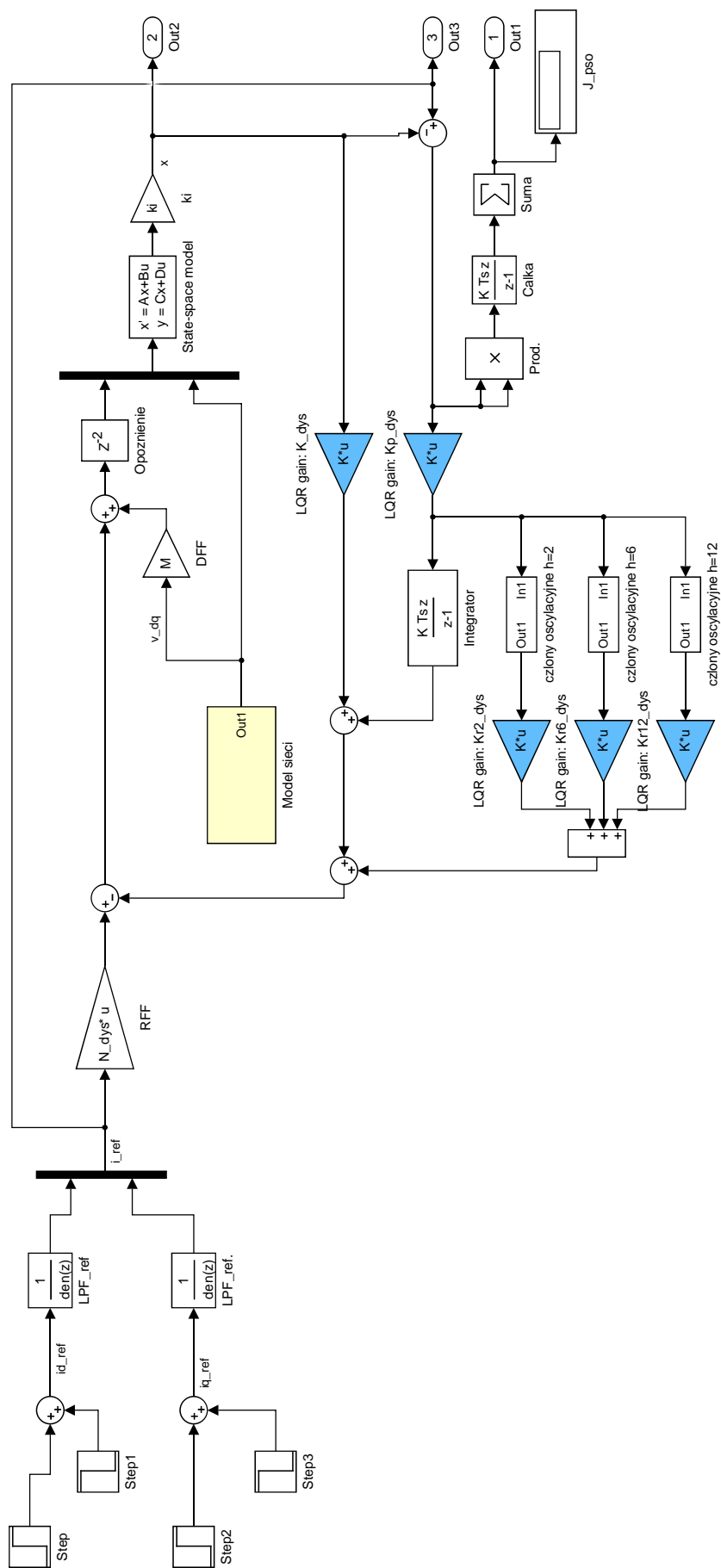
Rys. B 1. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu



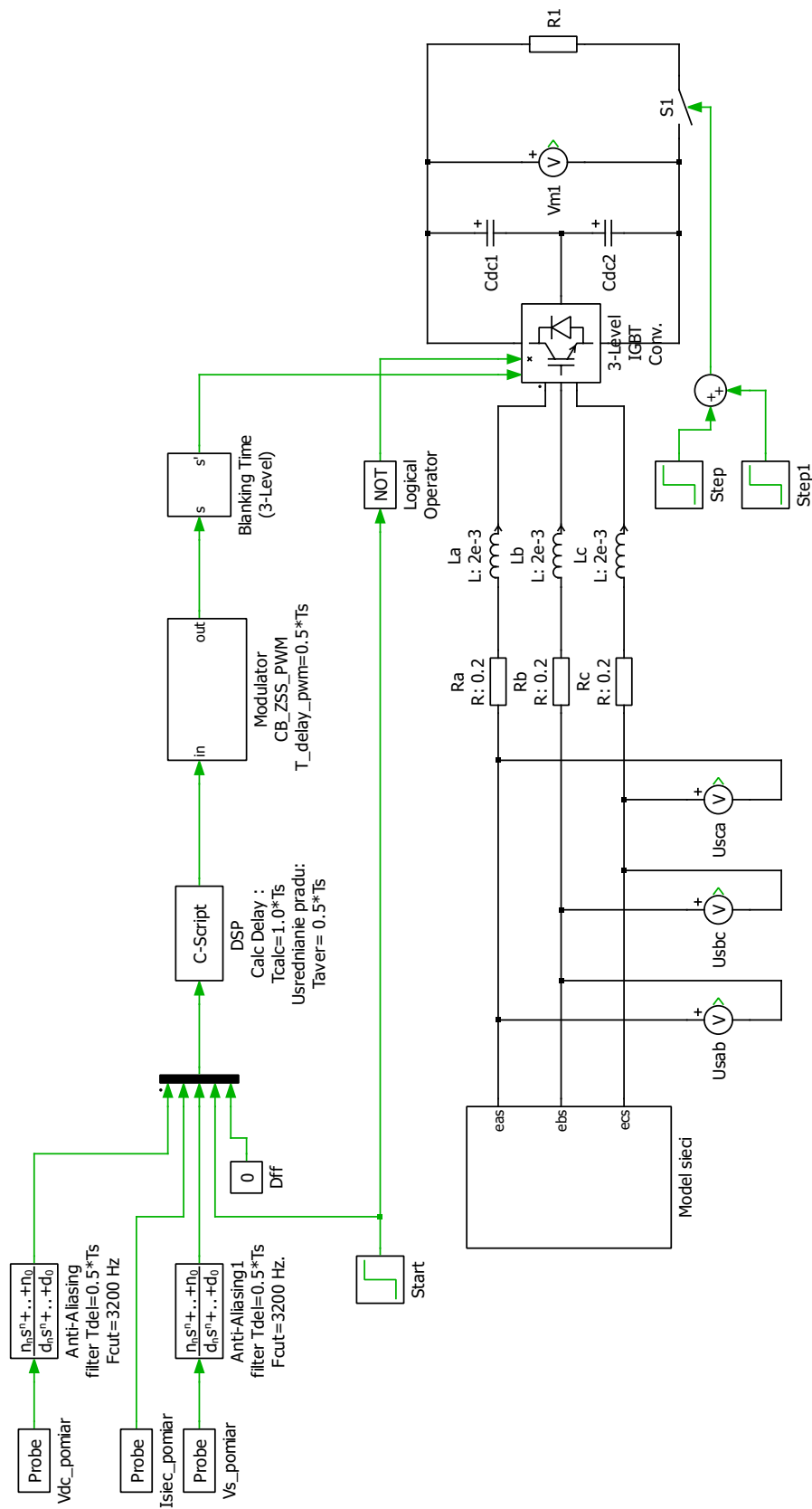
Rys. B 2. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu ze sprzężeniem od zakłócenia



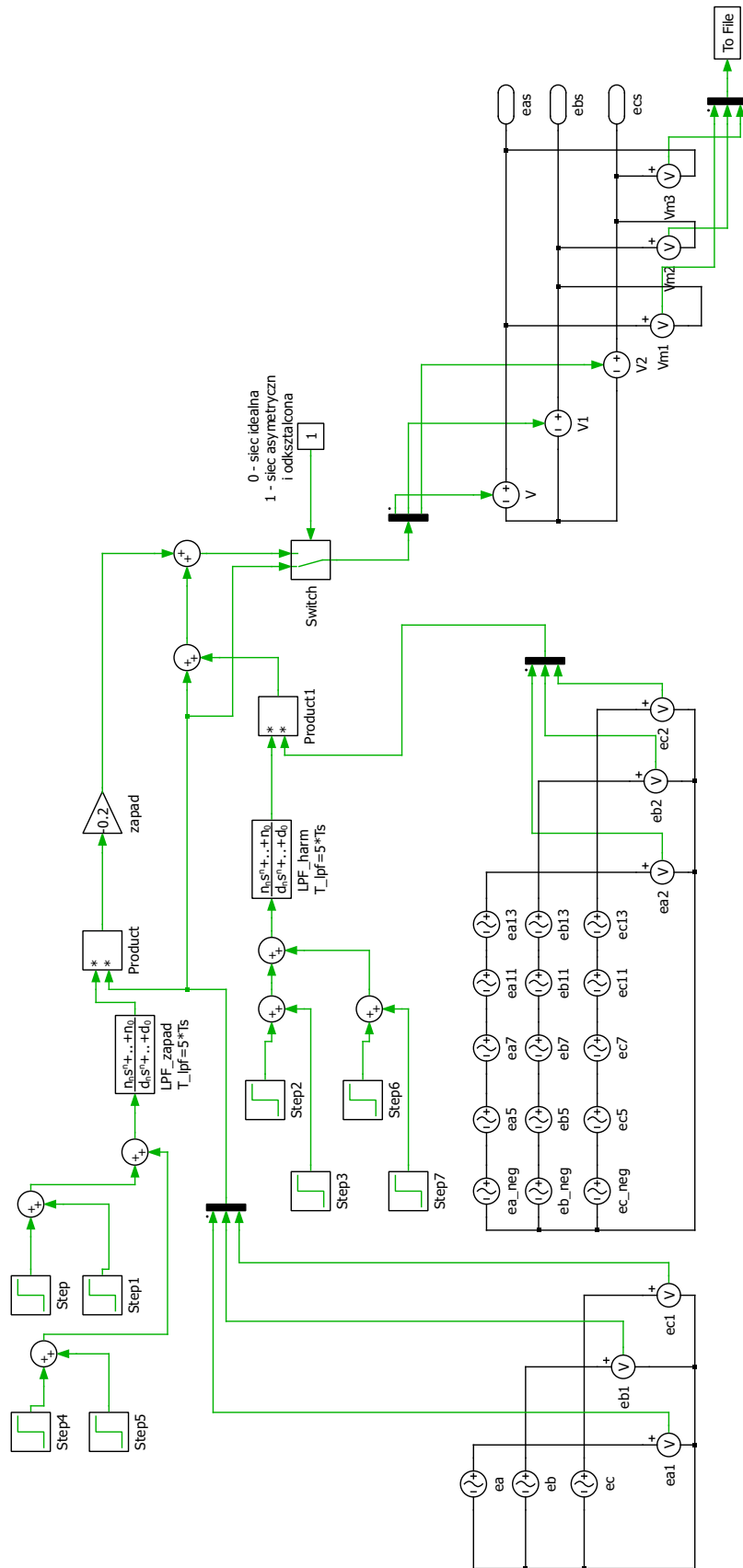
Rys. B 3. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu z członami oscylacyjnymi na wejściu



Rys. B 4. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu z członami oscylacyjnymi na wejściu i sprzężeniem od zakłócenia



Rys. B 5. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego z modulatorem szerokości impulsów



Rys. B 6. Model sieci zasilającej przekształtnik AC/DC

Spis rysunków

| | | |
|------|---|----|
| 1.1. | Trójpoziomowy przekształtnik AC/DC jako interfejs sieciowy dla a) systemów magazynowania energii b) odbiorników wrażliwych na jakość energii c) elektrowni fotowoltaicznych d) elektrowni wiatrowych | 13 |
| 1.2. | Schemat blokowy kaskadowego układu regulacji dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w wirującym układzie współrzędnych dq (według [11]) | 15 |
| 1.3. | Schemat blokowy kaskadowego układu regulacji dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w stacjonarnym układzie współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$ (według [11]) | 16 |
| 1.4. | Schemat blokowy układu regulacji prądu dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w układzie współrzędnych wirujących dq z wykorzystaniem regulatorów typu PI oraz regulatorów rezonansowych (według [11]) | 18 |
| 1.5. | Schemat blokowy układu regulacji prądu dla przekształtnika AC/DC zrealizowany w stacjonarnym układzie współrzędnych ortogonalnych $\alpha\beta$ z wykorzystaniem regulatorów typu PR oraz regulatorów rezonansowych (według [11]) | 18 |
| 1.6. | Układ regulacji dla przekształtnika AC/DC ze sprzężeniem od wektora stanu [76] | 19 |
| 1.7. | Kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym z regulatorem prądu wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu [81] | 20 |
| 1.8. | Kaskadowy układ regulacji dla przekształtnika AC/DC z filtrem wejściowym typu LCL z regulatorem prądu wykorzystującym sprzężenie od wektora stanu (według [52]) | 21 |
| 1.9. | Układ regulacji prądu ze sprzężeniem od wektora stanu zaprojektowany dla przekształtnika AC/DC w stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$, gdzie wykorzystano człony oscylacyjne o strukturze ROGI [93] | 22 |
| 2.1. | Schemat blokowy układu sterowania przekształtnikiem AC/DC w wirującym układzie odniesienia dq z regulatorem prądu typu LQI | 27 |
| 2.2. | Schemat zastępczy trójfazowego przekształtnika AC/DC z indukcyjnym filtrem wejściowym | 29 |
| 2.3. | Regulator ze sprzężeniem od wektora stanu | 30 |
| 2.4. | Układ regulacji ze sprzężeniem od wektora stanu i macierzą N kompensacji wzmocnień statycznych | 31 |
| 2.5. | Układ regulacji prądu rozszerzony o całkowanie sygnałów uchybu regulacji prądu | 32 |
| 2.6. | Schemat blokowy prezentujący algorytm strojenia regulatora prądu typu LQI dla przekształtnika AC/DC z wykorzystaniem metody optymalizacji rojem cząstek) | 33 |
| 2.7. | Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia | 35 |

| | | |
|-------|---|----|
| 2.8. | Przebiegi sygnałów i_d^m, i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 100 iteracji – wynik optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia | 36 |
| 2.9. | Przebieg współczynników p_1 i p_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia | 36 |
| 2.10. | Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI i modelu obiektu bez uwzględniania sygnałów zakłócenia | 37 |
| 2.11. | Odpowiedź układu zamkniętego regulacji prądu w osi d na zadane warunki początkowe | 37 |
| 2.12. | Pętla regulacji napięcia v_{dc} – model transmitancyjny | 38 |
| 2.13. | Odpowiedź układu regulacji napięcia v_{dc} na skokową zmianę wartości zadanej | 38 |
| 2.14. | Schemat blokowy modelu symulacyjnego | 39 |
| 2.15. | Napięcia sieci (a) prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia dq oraz napięcie obwodu pośredniczącego – wynik symulacji dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC pracującym przy zasilaniu napięciem symetrycznym i nieodkształconym | 40 |
| 2.16. | Napięcia przewodowe sieci (a) prądy wejściowe przekształtnika (b) – wynik symulacji w stanie ustalonym dla układu sterowania przekształtnikiem AC/DC pracującym przy zasilaniu napięciem symetrycznym i nieodkształconym | 40 |
| 3.1. | Schemat blokowy układu sterowania przekształtnikiem AC/DC z liniowo-kwadratowym regulatorem prądu pracujący w warunkach odkształconego i asymetrycznego napięcia sieci | 41 |
| 3.2. | Napięcia przewodowe modelowanej sieci | 43 |
| 3.3. | Widmo częstotliwościowe napięcia przewodowego modelowanej sieci | 43 |
| 3.4. | Przebiegi obliczonych napięć fazowych: a) we współrzędnych naturalnych b) w wirującym układzie odniesienia | 43 |
| 3.5. | Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu i sprzężeniem od sygnałów reprezentujących napięcie sieci | 45 |
| 3.6. | Schemat blokowy prezentujący algorytm doboru wzmocnień liniowo-kwadratowego regulatora stanu ze sprzężeniem od sygnałów reprezentujących napięcie sieci przy wykorzystaniu algorytmu nadrzędnej optymalizacji metodą PSO | 45 |
| 3.7. | Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP | 46 |
| 3.8. | Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP | 47 |
| 3.9. | Przebieg współczynników ρ_1 i ρ_2 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFP | 47 |

| | |
|---|----|
| 3.10. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócone napięcie sieci v_d^m, v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m, i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10 (c) oraz 100 (d) iteracji – przebieg optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+DFE | 48 |
| 3.11. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i oscylacyjnych | 49 |
| 3.12. Układ oscylacyjny bazujący na strukturze uogólnionego integratora drugiego rzędu (ang. SOGI - Second Order Generalized Integrator) | 49 |
| 3.13. Schemat blokowy prezentujący metodę doboru wzmacnień liniowo-kwadratowego regulatora stanu z członami oscylacyjnymi przy wykorzystaniu nadrzędnej optymalizacji metodą PSO | 51 |
| 3.14. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 100 (c) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC | 52 |
| 3.15. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach proces optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC | 53 |
| 3.16. Przebieg współczynników od ρ_1 do ρ_1 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC | 53 |
| 3.17. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m oraz v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m, i_q^m reprezentujących składowe prądu w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10(c) oraz 100 (d) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC | 54 |
| 3.18. Układ regulacji prądu z liniowo-kwadratowym regulatorem stanu ze sprzężeniem od sygnałów z członów całkujących i oscylacyjnych oraz sprzężeniem od zakłócenia | 55 |
| 3.19. Schemat blokowy prezentujący algorytm doboru wzmacnień liniowo-kwadratowego regulatora prądu z członami oscylacyjnymi i sprzężeniem od sygnałów zakłócenia przy wykorzystaniu optymalizacji metodą roju cząstek | 56 |
| 3.20. Wartość wskaźnika jakości dla najlepszego rozwiązania znalezionego na poszczególnych etapach procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE | 56 |
| 3.21. Początkowy rozkład cząstek (a), pozycje cząstek odpowiadające 10 (b) oraz 150 (c) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE | 57 |
| 3.22. Przebieg współczynników od ρ_1 do ρ_5 dla najlepszych rozwiązań znalezionych podczas procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE | 57 |
| 3.23. Przebiegi sygnałów reprezentujących zakłócenie v_d^m oraz v_q^m (a) oraz sygnałów i_d^m, i_q^m w osiach dq dla najlepszego rozwiązania po 1 (b) 10(c) oraz 150 (d) iteracji – przebieg procesu optymalizacji dla układu regulacji prądu w wersji LQI+MOSC+DFE | 58 |
| 3.24. Schemat blokowy modelu symulacyjnego | 59 |
| 3.25. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariancie I (LQI+DFE) | 60 |

| | |
|---|----|
| 3.26. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF) | 61 |
| 3.27. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFF) | 61 |
| 3.28. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariancie II (LQI+MOSC) | 62 |
| 3.29. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+MOSC) | 63 |
| 3.30. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC) | 63 |
| 3.31. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) po przekształceniu z naturalnego do wirującego układu współrzędnych, napięcie na kondensatorach obwodu pośredniczącego (c) – wyniki symulacji układu z regulacją prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFF) | 64 |
| 3.32. Przebiegi prądów wejściowych przekształtnika w stanie ustalonym – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFF) | 65 |
| 3.33. Widmo częstotliwościowe prądów wejściowych przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFF) | 65 |
| 3.34. Schemat blokowy algorytmu dostosowywania współczynnika tłumienia (ADWT) członu oscylacyjnego o strukturze SOGI. | 67 |
| 3.35. Schemat blokowy regulatora prądu z członami oscylacyjnymi tłumionymi z wykorzystaniem algorytmu ADWT – układ regulacji prądu w wariancie II-A | 68 |
| 3.36. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie II-A z wyłączonym algorytmem ADWT | 69 |
| 3.37. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie II-A z włączonym algorytmem ADWT | 70 |
| 3.38. Schemat blokowy regulatora prądu z algorytmem ADWT zastosowany w układzie regulacji prądu w wariancie III-A | 71 |
| 3.39. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie III-A z wyłączonym algorytmem ADST | 72 |
| 3.40. Napięcie sieci (a) i prądy wejściowe przekształtnika (b) w wirującym układzie odniesienia oraz napięcie obwodu pośredniczącego (c), moduł sygnału sterującego (d) oraz współczynnik tłumienia członów oscylacyjnych (e) – wyniki symulacji dla układu regulacji prądu w wariancie III - A z włączonym algorytmem ADWT | 73 |

| | |
|---|----|
| 4.1. Schemat ideowo-blokowy stanowiska laboratoryjnego | 74 |
| 4.2. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0 | 76 |
| 4.3. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.2 | 76 |
| 4.4. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1 | 77 |
| 4.5. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.4 | 78 |
| 4.6. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+DFE przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0 | 79 |
| 4.7. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6 | 79 |
| 4.8. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+FF przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1 | 80 |
| 4.9. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.8 | 81 |
| 4.10. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie w stanach dynamicznych związanych z asymetrycznym zapadem napięcia sieci dla układu regulacji prądu LQI+DFE | 81 |
| 4.11. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-0 | 82 |
| 4.12. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.11 | 83 |
| 4.13. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC przy zasilaniu napięciem zgodnie z wariantem zasilania S2-1 | 84 |
| 4.14. Widmo częstotliwościowe napięcia zasilania i prądu wejściowego przekształtnika AC/DC uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.13 | 84 |
| 4.15. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie w stanach dynamicznych związanych z załączeniem i odłączeniem obciążenia dla układu regulacji prądu LQI+MOSC | 85 |
| 4.16. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu sterowania z regulatorem prądu LQI+MOSC podczas asymetrycznego zapadu napięcia sieci. | 85 |

| | |
|---|-----|
| 4.17. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC – zmiana warunków zasilania z wariantu zasilania S2-0 na wariant zasilania S2-1 | 86 |
| 4.18. Przebiegi napięć zasilania, prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz napięcia DC-linku uzyskane w eksperymencie dla układu regulacji prądu LQI+MOSC – zmiana warunków zasilania z wariantu zasilania S2-1 na wariant zasilania S2-0 | 86 |
| A 1. Schemat poglądowy algorytmu optymalizacji rojem cząstek | 102 |
| B 1. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu | 103 |
| B 2. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu ze sprzężeniem od zakłócenia | 104 |
| B 3. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu z członami oscylacyjnymi na wejściu | 105 |
| B 4. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego zawierający liniowo-kwadratowy regulator prądu z członami oscylacyjnymi na wejściu i sprzężeniem od zakłócenia | 106 |
| B 5. Widok główny na schemat modelu symulacyjnego z modulatorem szerokości impulsów | 107 |
| B 6. Model sieci zasilającej przekształtnik AC/DC | 108 |

Spis tablic

| | |
|---|----|
| 1.1. Dopuszczalna zawartość wyższych harmoniczných w sieci publicznej niskiego napięcia (źródło [6]) | 14 |
| 2.1. Wartości elementów modelu przekształtnika AC/DC | 34 |
| 3.1. Napięcie sieci - procentowa zawartość harmoniczných | 43 |
| 3.2. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFE) | 61 |
| 3.3. Wartości współczynników asymetrii napięcia sieci i prądu wejściowego przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie I (LQI+DFE) | 62 |
| 3.4. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC) | 63 |
| 3.5. Wartości współczynników asymetrii napięcia sieci i prądu wejściowego przekształtnika – wyniki symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie II (LQI+MOSC) | 64 |
| 3.6. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika – wynik symulacji układu sterowania z układem regulacji prądu w wariancie III (LQI+MOSC+DFE) | 66 |
| 4.1. Wykaz podstawowych parametrów stanowiska laboratoryjnego | 75 |
| 4.2. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.2 | 77 |
| 4.3. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.4 | 78 |
| 4.4. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6 | 80 |
| 4.5. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.6 | 80 |
| 4.6. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.11 | 83 |
| 4.7. Udziały procentowe wybranych wyższych harmoniczných w prądach wejściowych przekształtnika uzyskane w eksperymencie dla stanu ustalonego z Rys. 4.13 | 83 |