

DANIEL WOJCIECHOWSKI

**RÓWNOLEGŁE KOMPENSATORY AKTYWNE  
DUŻEJ MOCY**

Gdynia 2013

**RECENZENCI:** dr hab. inż. Krzysztof Górecki, prof. nadzw. AMG  
dr hab. inż. Jan Iwaszkiewicz, prof. IEL

**REDAKCJA I KOREKTA:** Ewa Giedziun

**SKŁAD I OPRACOWANIE GRAFICZNE:** Jolanta Białous

**Wydawnictwo Akademii Morskiej w Gdyni**

**WYDAWCA:**



**AKADEMIA MORSKA W GDYNI**

ul. Morska 81-87

81-225 Gdynia

[www.am.gdynia.pl](http://www.am.gdynia.pl)

**ISBN 978-83-7421-194-9**

Wszelkie prawa autorskie i wydawnicze zastrzeżone

# SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ .....	5
WSTĘP .....	7
1. UWARUNKOWANIA APLIKACYJNE RÓWNOLEGLYCH KOMPENSATORÓW AKTYWNYCH .....	11
1.1. Wielkości fizyczne w trójfazowym układzie zasilania .....	11
1.2. Obszar i specyfika zastosowań .....	22
1.3. Wymagania i warunki pracy .....	32
2. OBWODY RÓWNOLEGLYCH KOMPENSATORÓW AKTYWNYCH ....	37
2.1. Model układu zasilania z równoległym kompensatorem aktywnym .....	37
2.2. Analiza porównawcza obwodów sprzęgających przekształtnik z siecią zasilającą .....	47
2.3. Systemy dużej mocy .....	55
2.4. Kompensatory przeznaczone dla sieci z przewodem neutralnym .....	63
2.5. Metodyka doboru parametrów obwodowych .....	68
3. STEROWANIE RÓWNOLEGLYMI KOMPENSATORAMI AKTYWNYMI .....	80
3.1. Struktura i ogólne założenia .....	80
3.2. Regulacja prądu .....	85
3.3. Analiza stabilności .....	99
3.4. Metodyka wyznaczania prądu kompensującego .....	103
3.5. Wpływ zmienności parametrów układu na jakość sterowania .....	121
3.6. Sterowanie w systemach kompensacji dużej mocy .....	126
3.7. Współpraca z pasywnymi kompensatorami mocy bierniej .....	130
4. WDROŻENIA OPRACOWANYCH KOMPENSATORÓW DUŻEJ MOCY .....	136
4.1. System równoległej kompensacji aktywnej o mocy 1,2 MVA – KWK „Bogdanka” .....	136
4.2. System równoległej kompensacji aktywnej o mocy 2 MVA – KWK „Ziemowit” .....	143
PODSUMOWANIE .....	149
ZAŁĄCZNIK A. PARAMETRY MODELU SYMULACYJNEGO .....	153
ZAŁĄCZNIK B. PARAMETRY MODELU LABORATORYJNEGO .....	155
LITERATURA .....	157
STRESZCZENIE .....	167

# TABLE OF CONTENTS

LIST OF SYMBOLS .....	5
INTRODUCTION .....	7
1. APPLICABILITY OF SHUNT ACTIVE POWER FILTERS .....	11
1.1. Physical quantities in three-phase supply system .....	11
1.2. Area and specificity of applications .....	22
1.3. Requirements and conditions of operation .....	32
2. CIRCUITS OF SHUNT ACTIVE POWER FILTERS .....	37
2.1. Model of the supply system with shunt active power filter .....	37
2.2. Comparative analysis of the coupling circuits .....	47
2.3. High-power systems .....	55
2.4. Compensators for four-wire supply systems .....	63
2.5. Circuit design methodology .....	68
3. CONTROL OF SHUNT ACTIVE POWER FILTERS .....	80
3.1. Structure and general assumptions .....	80
3.2. Current control .....	85
3.3. Stability analysis .....	99
3.4. Methodology of determining the compensating currents .....	103
3.5. Influence of the parameters variation on the quality of control .....	121
3.6. Control in the high-power systems .....	126
3.7. Operation with the passive reactive power compensators .....	130
4. INDUSTRIAL APPLICATIONS OF HIGH-POWER ACTIVE POWER FILTERS .....	136
4.1. 1.2 MVA shunt active power filter system – „Bogdanka” coal mine .....	136
4.2. 2 MVA shunt active power filter system – „Ziemowit” coal mine .....	143
SUMMARY .....	149
APPENDIX A. PARAMETERS OF THE SIMULATION MODEL .....	153
APPENDIX B. PARAMETERS OF THE LABORATORY MODEL .....	155
BIBLIOGRAPHY .....	157
ABSTRACT .....	167

# WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

## Oznaczenia ogólne

- $A, B, C, N$  – indeksy wielkości fazowych oraz wielkości związanych z przewodem neutralnym
- $\alpha, \beta, \theta$  – indeksy składowych ortogonalnych uzyskanych za pomocą przekształcenia Clarke
- $x, x(t), X, X_{\text{eff}}$  – wartość chwilowa, przebieg, amplituda, wartość skuteczna
- $\underline{x}, \underline{X}$  – wartość zespolona, amplituda zespolona
- $\mathbf{x}, \mathbf{X}$  – macierz zmiennych, macierz stałych
- $\bar{x}, \tilde{x}$  – składowa stała, składowa zmienna
- $(k)$  – indeks  $k$ -tej próbki sygnału cyfrowego

## Oznaczenia szczególne

- $e$  – napięcie źródłowe sieci zasilającej
- $e_{\text{PCC}}$  – napięcie zasilające w punkcie przyłączenia
- $i_K$  – prąd równoległego kompensatora aktywnego
- $i_L$  – prąd odbiorników
- $i_S$  – prąd zasilający
- $i_1$  – prąd dławika  $L_1$  obwodu sprzęgającego LCL
- $i_2$  – prąd dławika  $L_2$  obwodu sprzęgającego LCL
- $u_c$  – napięcie na kondensatorze  $C$  obwodu sprzęgającego LCL
- $u_{\text{DC}}$  – napięcie w obwodzie DC falownika
- $L_1$  – dławik obwodu sprzęgającego LCL od strony falownika
- $L_2$  – dławik obwodu sprzęgającego LCL od strony sieci zasilającej
- $C$  – kondensator obwodu sprzęgającego LCL
- $C_{\text{DC}}$  – kondensator w obwodzie DC falownika
- $L_S$  – indukcyjność zastępcza sieci zasilającej
- $R_S$  – rezystancja zastępcza sieci zasilającej
- $L_{\text{AC}}$  – dławik sieciowy odbiornika
- $f_e$  – częstotliwość napięcia zasilającego
- $f_{r,\text{LCL}}$  – częstotliwość rezonansowa obwodu LCL
- $T_{\text{imp}}$  – okres impulsowania modulatora
- $T_{\text{sampl}}$  – okres próbkowania i obliczeń układu sterowania
- $n$  – rząd harmonicznej

## Akronimy

AC	– prąd przemienny (obwód prądu przemiennego falownika)
DC	– prąd stały (obwód prądu stałego falownika)
DFT	– dyskretna transformata Fouriera
EE	– elektroenergetyczna (w odniesieniu do sieci zasilającej)
FFT	– szybka transformata Fouriera
LPF, HPF	– filtr sygnałowy dolnoprzepustowy, górnoprzepustowy
nn	– sieć zasilająca niskiego napięcia
PCC	– punkt wspólnego przyłączenia
PI	– regulator proporcjonalno-całkujący
PLL	– pętla synchronizacji fazowej
PWM	– modulator szerokości impulsów
RKA	– równoległy kompensator aktywny
SN	– sieć zasilająca średniego napięcia
STATCOM	– aktywny kompensator mocy biernej
SVPWM	– modulator szerokości impulsów zrealizowany z zastosowaniem wektorów chwilowych (przestrzennych)
THD	– współczynnik zawartości wyższych harmoniczných
TSC	– pasywny kompensator mocy biernej z przełączanymi sekcjami kondensatorów
VSI	– falownik napięcia

# WSTĘP

Monografia dotyczy problematyki związanej z zagadnieniem równoległej kompensacji prądu zasilającego w sieciach rozdzielczych z wykorzystaniem układów opartych na sterowanych, tranzystorowych przekształtnikach energoelektronicznych przyłączonych poprzez pasywne obwody sprzęgające i pracujących z wysoką częstotliwością przełączania. Układy takie określane są powszechnie mianem równoległych kompensatorów aktywnych (RKA) lub też równoległych, energetycznych filtrów aktywnych [142, 144] – jako bezpośrednie tłumaczenie terminu funkcjonującego w języku angielskim: *active power filter*.

Praca ujmuje w sposób zarówno analityczny, jak i syntetyczny zagadnienia związane ze specyfiką i obszarem zastosowań RKA, strukturami i projektowaniem obwodów głównych, a także metodami sterowania takimi kompensatorami. Przedstawione rozważania są ukierunkowane na systemy kompensacji dużej mocy i wynikają z doświadczeń autora związanych głównie z pracą badawczą, ale również ze ścisłą współpracą z przemysłem. W monografii przedstawiono oryginalne rozwiązania i metody, zweryfikowane nie tylko w sposób analityczny, symulacyjny oraz w badaniach doświadczalnych, przeprowadzonych w warunkach laboratoryjnych, ale także zastosowane i sprawdzone we wdrożonych systemach RKA dużej mocy, pracujących w warunkach przemysłowych. W pracy zawarto także uwagi uzupełniające o charakterze pragmatycznym.

Ogólnym celem stosowania RKA jest poprawa jakości energii elektrycznej w sieciach rozdzielczych. Termin „jakość energii elektrycznej” dotyczy procesu dostarczania do odbiorcy produktu, jakim jest ta energia, i odnosi się do zbioru parametrów charakteryzujących i wartościujących zwłaszcza napięcie zasilające, ale także prąd zasilający. Są to parametry określające poziom zgodności napięcia lub prądu zasilającego z wymaganiami zawartymi w rozporządzeniach, aktach normalizacyjnych, jak również w umowach pomiędzy dostawcami i odbiorcami energii. Zainteresowanie tematyką jakości energii elektrycznej wynika jednakże przede wszystkim z rzeczywistych problemów i uwarunkowań technicznych powodowanych niską jakością energii elektrycznej, prowadzących do wymiernych strat ekonomicznych [50].

Podstawową, pierwotną przyczyną obniżenia jakości energii elektrycznej jest niska jakość prądu zasilającego, zwłaszcza odkształcenia przebiegu prądu względem przebiegów sinusoidalnych, ale także niesymetria prądów fazowych i składowa bierna. Bezpośrednim skutkiem niskiej jakości prądu zasilającego jest przede wszystkim niska jakość napięcia zasilającego, zmniejszenie sprawności energetycznej procesu dostarczania energii do odbiorcy oraz nieprawidłowa praca układów zabezpieczeń. Niska jakość napięcia zasilającego powoduje nieprawidłową i mniej efektywną energetycznie pracę określonych odbiorów, może także wpływać na niepoprawne działanie elementów automatyki. Ponadto odkształcenia napięcia mogą powodować rezonans pomiędzy elementami sieci zasilającej lub odbiorcami, w tym również liniowymi.

Obserwowana eskalacja problemów technicznych i strat ekonomicznych wynikających z niskiej jakości energii elektrycznej jest związana zarówno z rosnącą liczbą i łączną mocą użytkowanych odbiorów nieliniowych, jak i ze wzrostem udziału w sieci odbiorów wrażliwych na niską jakość napięcia zasilającego. Dodatkowym czynnikiem uwydatniającym problemy z jakością energii jest rosnący udział energetyki rozproszonej opartej na odnawialnych źródłach energii [118, 146]. Problemy te dotyczą zarówno sieci komunalnych, jak i przemysłowych [76, 77] wymuszając konieczność stosowania środków technicznych służących poprawie jakości energii [14, 119, 150].

Urządzenia przeznaczone do poprawy jakości energii elektrycznej dzieli się na pasywne, aktywne i hybrydowe. Kompensatory pasywne oparte są na obwodach złożonych z elementów reaktancyjnych oraz, w niektórych przypadkach, rezystorach. W wybranych kompensatorach tego typu stosuje się automatykę sterującą przełączaniem poszczególnych sekcji obwodów, z elementami wykonawczymi w postaci tyristorów. Kompensatory aktywne oparte są na układach przekształtników tranzystorowych o komutacji wymuszonej, sterowanych z zastosowaniem modulacji impulsowej, realizowanej z częstotliwością wyższą od częstotliwości napięcia zasilającego. Przekształtniki uzupełniane są obwodami pasywnymi pełniącymi rolę sprzęgu z siecią zasilającą. Układy aktywne wyróżnia, w porównaniu do pasywnych, zwłaszcza:

- możliwość kompensacji prądu i/lub napięcia związanego z wydzieloną grupą odbiorów;
- możliwość ustalania w sposób programowy i elastyczny realizowanych zadań kompensacyjnych;
- zdolność tłumienia rezonansów w sieci zasilającej;
- odporność na pracę w warunkach niskiej jakości napięcia zasilającego;
- odporność na zmiany parametrów sieci zasilającej;
- wyższy koszt wdrożenia.

Kompensatory hybrydowe stanowią połączenie układów pasywnych i aktywnych [8, 24, 106, 142, 143, 144]. Ich stosowanie motywowane jest ograniczeniem kosztów wdrożenia poprzez zmniejszenie mocy przekształtnika, przy zachowaniu części zalet kompensatorów aktywnych.

Możliwy zakres oddziaływania układów aktywnych na poprawę energii elektrycznej zależy od konfiguracji i mocy układu. Układy aktywne odznaczające się zdolnością poprawy jakości energii elektrycznej można uszeregować umownie ze względu na możliwy zakres poprawy jakości napięcia, w kolejności malejącej, w sposób następujący:

- układy zasilania bezprzerwowego o podwójnej konwersji energii (ang. *on-line*) [153];
- układy dynamicznego odtwarzania napięcia DVR (ang. *dynamic voltage restorer*) [17, 119];
- kompensatory [8, 10, 142, 144], w tym układy przeznaczone jedynie do kompensacji prądu biernego.



Wyróżnia się kompensatory aktywne szeregowe, równoległe i szeregowo-równoległe. Kompensatory szeregowe [141, 147, 151, 152] stanowią w linii zasilającej sterowane napięcie dodawcze i są przeznaczone do lokalnej poprawy napięcia zasilającego dla wydzielonej grupy odbiorów wrażliwych na jakość zasilania. Inną możliwą funkcjonalnością takich kompensatorów jest poprawa jakości prądu zasilającego wydzielonego odbioru lub grupy określonych odbiorów, poprzez odpowiednie kształtowanie napięcia zasilającego [99]. Kompensatory równoległe, będące przedmiotem niniejszej monografii, stanowią sterowane źródła prądu dodawczego w punkcie przyłączenia realizujące poprawę jakości energii elektrycznej, w tym jakości napięcia zasilającego, poprzez odpowiednie kształtowanie prądu zasilającego. Kompensatory szeregowo-równoległe stanowią połączenie układów oraz funkcjonalności kompensatorów szeregowego i równoległego [147].

Kompensatory szeregowe i, w konsekwencji, również szeregowo-równoległe, cechuje istotne ograniczenie potencjału aplikacyjnego, wynikające ze znacznego wpływu takich układów na zmniejszenie mocy zwarciowej za punktem przyłączenia, a także braku naturalnej odporności na zwarcia występujące za tym punktem. Zmniejszenie mocy zwarciowej wpływa na istotne pogorszenie warunków pracy zabezpieczeń zwarciowych. Wymienione właściwości leżą u podstaw bardzo ograniczonego zainteresowania operatorów sieci rozdzielczych instalowaniem układów kompensacyjnych tego typu.

Systemy RKA pozbawione są wymienionych wyżej ograniczeń i zyskują coraz większą, uzasadnioną akceptację w środowisku przemysłowym jako najbardziej skuteczny i wszechstronny środek techniczny, służący zmniejszeniu negatywnego oddziaływania odbiorów na jakość energii elektrycznej. Przykładem takiej akceptacji w środowisku elektroenergetyków w Polsce są przedstawione w monografii wdrożenia systemów RKA dużej mocy.

Impulsem do zainteresowania tematyką równoległej filtracji aktywnej na świecie i również w Polsce [110, 112, 140, 142, 144, 148, 150] było wprowadzenie w 1983 roku teorii mocy chwilowych [7], która umożliwiła prostą obliczeniowo realizację sterowania RKA, a tym samym praktyczną realizację kompensatorów przy wykorzystaniu dostępnych w tamtym czasie sterowników mikroprocesorowych. Zainteresowanie omawianą tematyką jest wciąż żywe, a sama tematyka – aktualna i rozwijana.

Niniejsza publikacja wpisuje się w nurt badawczy związany z problematyką równoległej kompensacji aktywnej. Zawiera liczne rozwiązania i wnioski autorskie, przedstawione na tle krytycznej syntezy dotychczasowego dorobku światowego.

Praca składa się z czterech rozdziałów, poprzedzonych wstępem i zakończonych podsumowaniem.

Na początku rozdziału pierwszego przedstawiono wybór definicji i metod opisu wielkości fizycznych w trójfazowym układzie zasilania, niezbędnych w analizie zarówno układów i sterowania RKA, jak i jakości energii elektrycznej. Zasadniczą część rozdziału stanowi analiza specyfiki zastosowań układów RKA, a także obszaru zastosowań, wymagań i warunków pracy takich kompensatorów.

Rozdział drugi zawiera opis matematyczny i szczegółową analizę obwodów głównych RKA, z uwzględnieniem specyfiki kompensatorów dużej mocy, w tym przeznaczonych dla sieci czteroprzewodowych. W rozdziale przedstawiono ponadto metodykę projektowania obwodów RKA.

Rozdział trzeci stanowi całościowe ujęcie problematyki sterowania RKA dużej mocy. Zawarto w nim rozważania teoretyczne poparte wynikami badań zarówno symulacyjnych, jak i laboratoryjnych, dotyczące zwłaszcza regulacji prądu kompensującego, metodyki kompensacji oraz niezbędnych elementów funkcjonalnych układu sterowania. Ponadto przedstawiono analizę stabilności i odporności sterowania z uwzględnieniem rzeczywistych warunków pracy RKA.

W rozdziale czwartym zaprezentowano wybrane wyniki pomiarów dwóch wdrożonych systemów RKA dużej mocy (1,2 MVA i 2 MVA). We wdrożonych systemach zastosowano opisane w monografii oryginalne rozwiązania układowe i metody sterowania. Wyniki badań systemów RKA dużej mocy, pracujących w rzeczywistych warunkach przemysłowych, stanowią potwierdzenie poprawności opracowanych i zastosowanych rozwiązań oraz metod, będąc również istotnym rozszerzeniem wyników, przedstawionych w rozdziale trzecim.

Uzupełnieniem treści monografii jest załączona, licznie cytowana bibliografia, zawierająca obszerny wybór opracowań i wyników prac badawczych, dotyczących zagadnień związanych z szeroko rozumianą tematyką równoległej kompensacji aktywnej prądu zasilającego.

# **1. UWARUNKOWANIA APLIKACYJNE RÓWNOLEGLYCH KOMPENSATORÓW AKTYWNYCH**

W rozdziale określono uwarunkowania, dotyczące praktycznych zastosowań równoległych kompensatorów aktywnych. Uwarunkowania te związane są z jednej strony ze specyfiką potrzeb odbiorcy, wynikających ze skutków niskiej jakości energii elektrycznej, z drugiej zaś – ze strukturą i parametrami sieci zasilającej, w której konieczne jest zastosowanie systemu kompensacji. Potrzeby odbiorcy mogą być rezultatem nieprawidłowego funkcjonowania wewnętrznej sieci zasilającej lub przyłączonych do niej odbiorów, chęci zmniejszenia dodatkowych opłat za energię elektryczną, związanych ze stratami w sieci oraz z nieefektywnym wykorzystaniem źródła zasilania, bądź też wynikać z konieczności spełnienia zawartych w normach wymagań, dotyczących jakości energii elektrycznej. Struktura i parametry sieci zasilającej, w której realizowana jest kompensacja, warunkują szczegółowe rozwiązania techniczne oraz wymagania zarówno wobec obwodów głównych (rozdział 2), jak i układu sterowania kompensatora aktywnego (rozdział 3).

## **1.1. Wielkości fizyczne w trójfazowym układzie zasilania**

Właściwy opis wielkości fizycznych trójfazowego układu zasilania jest niezbędny do określenia uwarunkowań aplikacyjnych trójfazowych kompensatorów aktywnych i stanowi podstawę dla ich opisu, analizy oraz projektowania zarówno obwodów głównych, jak i układu sterowania. W szczególności, specyficzne metody dekompozycji oraz transformacji napięć i prądów, a także ich odpowiednich iloczynów określanych wspólnym mianem mocy, są kluczowe dla określenia i realizacji zadań przewidzianych dla systemu kompensacji równoległej, wynikających z metodyki opisanej w podrozdziale 3.4.

Metody opisu wielkości fizycznych w obwodach trójfazowych zależą od układu sieciowego zasilania, a także od występowania okresowości napięć i prądów. Istotny jest podział na układy sieciowe bez przewodu neutralnego, tzw. trójprzewodowe (TN-C, TT, IT), oraz z przewodem neutralnym, tzw. czteroprzewodowe (TN-C-S, TN-S).

Ze względu na opis wielkości fizycznych obwodu, trójprzewodowy układ zasilania można traktować jako uproszczenie układu czteroprzewodowego, natomiast okresowość przebiegów napięć i prądów – jako właściwość szczególną tych przebiegów, umożliwiającą zastosowanie pojęć opartych na wartości średniej oraz wartości skutecznej odpowiednich wielkości fizycznych, a także wykorzystanie reprezentacji częstotliwościowej przebiegów czasowych.

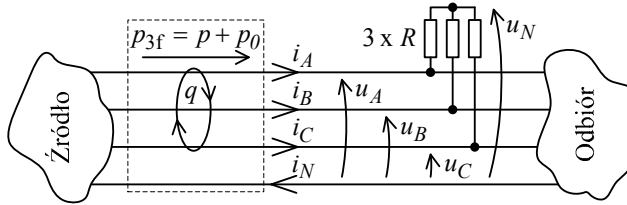
## Czteroprzewodowy układ zasilania z dowolnymi napięciami i prądami

W danym punkcie obwodu czteroprzewodowego układu zasilania (rys. 1.1) oznacza się przebiegi napięć fazowych i napięcia wspólnego jako:

$$u_A(t), u_B(t), u_C(t), u_N(t), \quad (1.1)$$

przy czym napięcie wspólne jest zmienną zależną, której interpretację fizyczną pokazano na rysunku 1.1, i stanowi średnią z napięć fazowych:

$$u_N(t) = 1/3 \cdot [u_A(t) + u_B(t) + u_C(t)]. \quad (1.2)$$



**Rys. 1.1.** Wielkości fizyczne w czteroprzewodowym układzie zasilania z dowolnymi napięciami i prądami

Przebiegi prądów fazowych i w przewodzie neutralnym oznacza się jako:

$$i_A(t), i_B(t), i_C(t), i_N(t), \quad (1.3)$$

gdzie zgodnie z pierwszym prawem Kirchhoffa jeden z prądów jest zależny od pozostałych. Kierunki dodatnich prądów fazowych wynikają z umownego, oznaczonego na rysunku 1.1, przyjęcia lokalizacji źródła i odbioru (odbiorów), natomiast kierunek dodatniego prądu w przewodzie neutralnym  $i_N$  wynika z równania:

$$i_N(t) = i_A(t) + i_B(t) + i_C(t). \quad (1.4)$$

Odpowiednie wartości chwilowe napięć i prądów oznacza się jako:

$$u_A, u_B, u_C, u_N, i_A, i_B, i_C, i_N. \quad (1.5)$$

Wielkości fazowe napięć i prądów można przekształcić do układu ortogonalnego  $\alpha\beta 0$  przy zastosowaniu transformacji Clarke [34]:

$$u_{\alpha,\beta,0} = \mathcal{E}\{u_{A,B,C}\}, \quad i_{\alpha,\beta,0} = \mathcal{E}\{i_{A,B,C}\}, \quad \text{przy czym} \quad (1.6)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T = \mathbf{M} \begin{bmatrix} u_A & u_B & u_C \end{bmatrix}^T, \quad \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T = \mathbf{M} \begin{bmatrix} i_A & i_B & i_C \end{bmatrix}^T,$$

gdzie macierz  $\mathbf{M}$  ma postać:

$$\mathbf{M}_M = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}, \quad \text{lub} \quad \mathbf{M}_P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 & \sqrt{2}/2 \end{bmatrix}, \quad (1.7)$$

odpowiednio dla transformacji z inwariantnością amplitud oraz mocy. Jeżeli nie zaznaczono inaczej, w dalszej części pracy stosowane jest przekształcenie z zastosowaniem macierzy  $\mathbf{M}_p$ .

Zaletą przekształcenia (1.6) jest wydzielenie składowej zerowej  $\theta$ , która jest związana wyłącznie z wielkościami określonymi dla przewodu neutralnego ( $u_N, i_N$ ), oraz składowych  $\alpha, \beta$ , które nie zależą od tych wielkości i nie zawierają informacji z nimi związanych. Ponadto ortogonalność składowych  $\alpha, \beta$  pozwala na rzutowanie płaszczyzny  $O\alpha\beta$  na płaszczyznę zespoloną z równoważnym układem współrzędnych  $\alpha$ - $j\beta$ . W rezultacie przebiegi (a także wartości chwilowe) napięć lub prądów fazowych w układzie trójfazowym czteroprzewodowym można zastąpić równoważną parą złożoną z sygnału zespolonego i sygnału rzeczywistego:

$$\mathbf{u}(t) \triangleq \begin{cases} \underline{u}(t) = u_\alpha(t) + ju_\beta(t) \\ u_0(t) \end{cases}, \text{ oraz } \mathbf{i}(t) \triangleq \begin{cases} \underline{i}(t) = i_\alpha(t) + ji_\beta(t) \\ i_0(t) \end{cases}. \quad (1.8)$$

Powyższa reprezentacja przebiegów fazowych napięć lub prądów ma szczególne zastosowanie w algorytmach układu sterowania kompensatorem równoległym, ze względu na możliwość praktycznego wykorzystania metod dekompozycji sygnału zespolonego, zwłaszcza przekształcenia Fouriera w przypadku spełnienia warunku okresowości tego sygnału, co opisano w dalszej części podrozdziału.

Moc chwilowa w obwodzie trójfazowym, również w czteroprzewodowym, równa jest sumie mocy chwilowych w poszczególnych fazach:

$$p_{3f} = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C, \quad (1.9)$$

i nie zależy od wyboru potencjału odniesienia dla napięć fazowych.

W pracy [7] zaproponowano teorię mocy chwilowych szczególnie użyteczną zarówno na potrzeby opisu, jak i realizacji sterowania kompensatorów równoległych. Teoria ta ma zastosowanie dla dowolnych przebiegów napięć i prądów. Oryginalna teoria definiuje moce chwilowe: rzeczywistą  $p$ , urojoną  $q$  i składowej zerowej  $p_0$  [8] przy wykorzystaniu składowych  $\alpha, \beta, \theta$  chwilowych napięć i prądów, uzyskanych za pomocą przekształcenia (1.6):

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 0 \\ u_\beta & -u_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & u_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

Moce  $p$  i  $q$  nazywane są często, odpowiednio, chwilową mocą czynną i bierną. Postać zespolona składowych  $\alpha, \beta$  napięć i prądów, zawarta w (1.8), prowadzi do definicji zespolonej mocy chwilowej [8], zdefiniowanej równaniem:

$$\underline{s} = \underline{u} \underline{i}^* = (u_\alpha + ju_\beta)(i_\alpha - ji_\beta) = \underbrace{(u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta)}_p + j \underbrace{(u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta)}_q. \quad (1.11)$$

Moce chwilowe w czteroprzewodowym układzie zasilania można więc wyrazić całościowo za pomocą pary:

$$\begin{vmatrix} \underline{s} \\ p_0 \end{vmatrix}. \quad (1.12)$$

Z równania (1.10) wynika, że moce  $p$  i  $q$ , a więc również  $\underline{s}$ , zależą wyłącznie od składowych  $\alpha, \beta$  napięć i prądów, natomiast moc  $p_0$  – wyłącznie od składowej  $0$  tych wielkości. W rezultacie moc  $p_0$  jest związana wyłącznie z napięciem  $u_N$  i prądem  $i_N$  i jest wzajemnie niezależna względem mocy chwilowych  $p$  i  $q$  (oraz  $\underline{s}$ ). Moce  $p$  i  $p_0$  wynikają z chwilowej wymiany energii pomiędzy źródłem i odbiorem. Moc  $q$  jest efektem chwilowej wymiany energii pomiędzy fazami obwodu i nie wiąże się z wymianą energii pomiędzy źródłem i odbiorem. Inwariantność mocy wynikająca z przekształcenia (1.6) przy zastosowaniu macierzy  $\mathbf{M}_p$  zgodnej z (1.7) implikuje równość:

$$p_{3f} = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta + u_0 i_0 = p + p_0. \quad (1.13)$$

Istotny, ze względu na sterowanie równoległym kompensatorem aktywnym (rozdział 3), jest rozkład prądów  $i_\alpha$  i  $i_\beta$  na składowe czynne  $i_{\alpha p}$ ,  $i_{\beta p}$  i bierne  $i_{\alpha q}$ ,  $i_{\beta q}$ , zgodnie z równaniem [8]:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix}. \quad (1.14)$$

## Czteroprzewodowy układ zasilania z okresowo zmiennymi napięciami i prądami

Metody opisu wielkości fizycznych w układzie zasilania o dowolnych przebiegach napięć i prądów mają zastosowanie również w przypadku spełnienia warunku ich okresowości. Opis ten jest jednak rozszerzony o dodatkowe pojęcia i przekształcenia, które są szczególnie istotne i szeroko stosowane w odniesieniu do ogółu zagadnień, związanych z jakością energii elektrycznej. Duże znaczenie praktyczne opisu przebiegów okresowych wynika głównie z faktu, że prądy i napięcia występujące w układach zasilania można analizować w określonym, odpowiednio wąskim oknie czasowym, w którym spełniają one warunek okresowości dokładnie lub z wystarczająco dobrym przybliżeniem.

Jednym z podstawowych pojęć charakteryzujących napięcia i prądy okresowe jest wartość skuteczna, oznaczona odpowiednio jako  $U_{\text{eff}}$  oraz  $I_{\text{eff}}$ .

Fundamentalne znaczenie ma również reprezentacja przebiegów okresowych w dziedzinie częstotliwości. Pozwala ona w szczególności na określenie i standaryzację wymagań oraz warunków pracy kompensatorów, ocenę skuteczności kompensacji, stanowiąc także podstawę wielu algorytmów stosowanych w układach sterowania kompensatorów aktywnych, umożliwiając m.in. realizację kompensacji selektywnej

(podrozdział 3.4). Reprezentacja częstotliwościowa napięć i prądów, opisanych okresową funkcją czasu  $f(t)$ , spełniających zawsze w praktyce warunki Dirichleta [155], wynika z rozwinięcia  $f(t)$  w nieskończony, zbieżny szereg Fouriera:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} [A_n \cos(n\omega_1 t) - B_n \sin(n\omega_1 t)], \quad (1.15)$$

gdzie:

$$A_n = \frac{2}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} f(t) \cos(n\omega_1 t) dt, \quad B_n = -\frac{2}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} f(t) \sin(n\omega_1 t) dt, \quad n \in \mathbb{N}, \quad (1.16)$$

oraz:

- $T$  – okres  $f(t)$ ,
- $A_n, B_n$  – amplitudy składowych kosinusoidalnej i sinusoidalnej  $n$ -tej harmonicznej,
- $\omega_1$  – pulsacja podstawowej harmonicznej,
- $A_0/2$  – wartość średnia (składowa stała) funkcji  $f(t)$ .

Przy zastosowaniu biegunowej reprezentacji amplitud harmoniczych:

$$M_n = \sqrt{A_n^2 + B_n^2}, \quad \varphi_n = \arctan(B_n/A_n), \quad (1.17)$$

przebiegi napięć lub prądów w fazie  $k$  można przedstawić w postaci:

$$f_k(t) = \sum_{n=0}^{\infty} M_{kn} \cos[n(\omega_1 t + d_k 2\pi/3) + \varphi_{kn}], \quad (1.18)$$

$$k \in A, B, C, \quad d_A = 0, \quad d_B = -1, \quad d_C = 1.$$

Właściwością ogólną okresowych napięć i prądów w trójfazowym układzie zasilania jest ich niesymetria, która występuje, gdy nie jest spełniony warunek:

$$M_{kn} = M_{ln} \wedge \varphi_{kn} = \varphi_{ln}, \quad \text{gdzie } k, l \in A, B, C \wedge k \neq l. \quad (1.19)$$

Obwody trójfazowe niesymetryczne opisuje się często przy wykorzystaniu przekształcenia Fortescue [45], rozkładającego poszczególne niesymetryczne prądy lub napięcia harmoniczne na trzy składowe symetryczne: kolejności zgodnej, kolejności przeciwnej i zerową. Przekształcenie to definiuje się na podstawie reprezentacji  $n$ -tej harmonicznej napięć lub prądów fazowych (zgodnie z równaniem 1.18) za pomocą wskazów zespolonych zdefiniowanych jako:

$$\underline{F}_{kn} = M_{kn} e^{j(n d_k \cdot 2\pi/3 + \varphi_{kn})}, \quad k \in A, B, C. \quad (1.20)$$

Przekształcenie Fortescue ma postać:

$$\begin{bmatrix} \underline{F}_{I,n} \\ \underline{F}_{II,n} \\ \underline{F}_{0,n} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{F}_{An} \\ \underline{F}_{Bn} \\ \underline{F}_{Cn} \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

gdzie:

$$a = e^{j2\pi/3},$$

$\underline{E}_{I,n}$  – składowa zgodna,

$\underline{E}_{II,n}$  – składowa przeciwna,

$\underline{E}_{0,n}$  – składowa zerowa  $n$ -tej harmonicznej napięcia lub prądu.

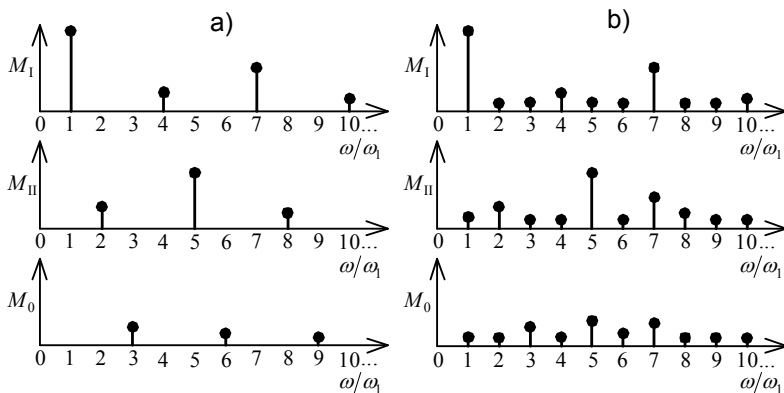
Poszczególne składowe symetryczne  $n$ -tej harmonicznej, wynikające z przekształcenia (1.21), są wskazami:

$$\underline{E}_{I,n} = M_{I,n} e^{j\varphi_{1,n}}, \quad \underline{E}_{II,n} = M_{II,n} e^{j\varphi_{2,n}}, \quad \underline{E}_{0,n} = M_{0,n} e^{j\varphi_{0,n}}, \quad (1.22)$$

reprezentującymi rzeczywiste sygnały sinusoidalne o pulsacjach, wynikających z rzędu harmonicznej  $n$ . W rezultacie zastosowania przekształcenia (1.21) otrzymuje się trzy widma częstotliwościowe, osobno dla każdej składowej symetrycznej. Widma te, w przeciwieństwie do widm wielkości fazowych, odwzorowują w sposób całościowy dla trzech faz i przewodu neutralnego zarówno odkształcenia, jak i niesymetrię związaną ze wszystkimi napięciami lub prądami harmonicznymi.

Na rysunku 1.2a pokazano przykładowe widma amplitudowe składowych symetrycznych dla napięć lub prądów fazowych odkształconych i symetrycznych, natomiast na rysunku 1.2b – dla odkształconych i niesymetrycznych. Niezerowe składowe odpowiadające symetrycznemu układowi zasilania (rys. 1.2a) wynikają z równości (1.19) zastosowanej do (1.20) i (1.21). Dla tego przypadku każda z harmonicznymi reprezentowana jest przez jedną i tylko jedną niezerową składową symetryczną, wynikającą z zależności:

$$\begin{aligned} M_{I,n} \neq 0 &\Leftrightarrow n = 1 + 3m, & M_{II,n} \neq 0 &\Leftrightarrow n = 2 + 3m, \\ M_{0,n} \neq 0 &\Leftrightarrow n = 3 + 3m, & & m \in \mathbb{N}. \end{aligned} \quad (1.23)$$



**Rys. 1.2.** Przykładowe widma amplitudowe składowych symetrycznych według (1.22), napięć lub prądów fazowych odkształconych: a) symetrycznych, b) niesymetrycznych



Inna metoda analizy okresowych napięć lub prądów fazowych wynika z reprezentacji (1.8), uzyskanej z wykorzystaniem przekształcenia Clarke (1.6), której ogólna postać jest następująca:

$$\underline{f}(t) = \begin{cases} f(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \\ f_0(t) \end{cases} \quad (1.24)$$

Na podstawie (1.24), napięcia lub prądy w trójfazowym czteroprzewodowym układzie zasilania przedstawić można w dziedzinie częstotliwości za pomocą pary złożonej z widma sygnału zespolonego  $\underline{f}(t)$  i widma sygnału rzeczywistego  $f_0(t)$ . Proponuje się następującą reprezentację:

$$\left\{ \begin{aligned} \underline{f}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \underline{M}_{\alpha\beta,n} e^{jn\omega_1 t}, \text{ gdzie } \underline{M}_{\alpha\beta,n} = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} \underline{f}(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \\ f_0(t) &= \sum_{n=0}^{\infty} M_{0,n} \cos[n\omega_1 t + \varphi_{0,n}], \text{ gdzie } M_{0,n}, \varphi_{0,n} \text{ wynikają z (1.16) i (1.17).} \end{aligned} \right. \quad (1.25)$$

Porównanie reprezentacji (1.25) (przy zastosowaniu przekształcenia (1.6) z inwariantnością amplitudy) z (1.22), prowadzi do następujących spostrzeżeń:

- amplitudy zespolone  $\underline{M}_{\alpha\beta,n}$  dla  $n \geq 0$  w (1.25) równe są odpowiadającym im wskazom składowej zgodnej  $\underline{E}_{I,n}$  w (1.22);
- amplitudy zespolone  $\underline{M}_{\alpha\beta,n}$  dla  $n < 0$  w (1.25) równe są odpowiadającym im wskazom składowej przeciwnej  $\underline{E}_{II,m}$  w (1.22), przy założeniu  $m = -n$ ;
- amplitudy  $M_{0,n}$  i kąty fazowe  $\varphi_{0,n}$  harmonicznych składowej zerowej w (1.25) równe są analogicznie oznaczonym modułom i argumentom wskazów dla danego  $n$ , zdefiniowanych w (1.22).

Powyższe właściwości stanowią o równoważności reprezentacji częstotliwościowej (1.25), wynikającej z przekształcenia Clarke, z reprezentacją (1.22) wynikającą z przekształcenia Fortescue, w odniesieniu do okresowych, niesymetrycznych napięć lub prądów występujących w trójfazowym czteroprzewodowym układzie zasilania.

Istotną zaletą obydwu metod jest całościowy opis wielkości w układzie trójfazowym czteroprzewodowym, z jednoczesnym wydzieleniem składowych napięć lub prądów, związanych z ich odkształceniem oraz niesymetrią, a także wydzielenie składowych, związanych z przewodem neutralnym. Znacząca różnica pomiędzy obiema metodami reprezentacji wynika z kolejności zastosowanych przekształceń. Reprezentację (1.25) uzyskano za pomocą:

- przekształcenia Clarke (1.6), wydzielającego składowe związane z przewodem neutralnym dla dowolnych napięć lub prądów;
- przekształcenia okresowych napięć lub prądów do postaci widmowej,

natomiast reprezentację (1.22) za pomocą:

- przekształcenia poszczególnych, okresowych wielkości fazowych do postaci widmowej, zgodnie z (1.16) i (1.17);
- przekształcenia Fortescue (1.21), wydzielającego składowe symetryczne.

Jedynie pierwsza z metod, prowadząca do reprezentacji (1.25), opisuje całościowo wielkości w układzie trójfazowym na każdym z dwóch etapów przekształceń. W rezultacie metoda ta, przy potraktowaniu jej drugiego etapu jako opcjonalnego dla okresowych napięć lub prądów, umożliwia pełniejszą analizę wielkości w trójfazowym układzie zasilania z nieokresowymi (dowolnymi) napięciami i/lub prądami. Właściwość ta jest istotna dla zagadnień, związanych z kompensacją prądów zasilających.

Przykładowe widma amplitudowe zgodne z (1.25), odpowiadające odkształconym, symetrycznym napięciom lub prądom fazowym (por. rys. 1.2a), pokazano na rysunku 1.3. Harmoniczne o ujemnych częstotliwościach, występujące w widmie  $|M_{\alpha\beta}|$  sygnału  $f(t)$ , odpowiadają harmonicznym dla składowych przeciwnych zgodnych z (1.22). Niezerowe harmoniczne wynikają z zależności:

$$M_{\alpha\beta,n} \neq 0 \Leftrightarrow n = 1 \pm 3m, \quad M_{0,n} \neq 0 \Leftrightarrow n = 3 + 3m, \quad m \in \mathbb{N}. \quad (1.26)$$

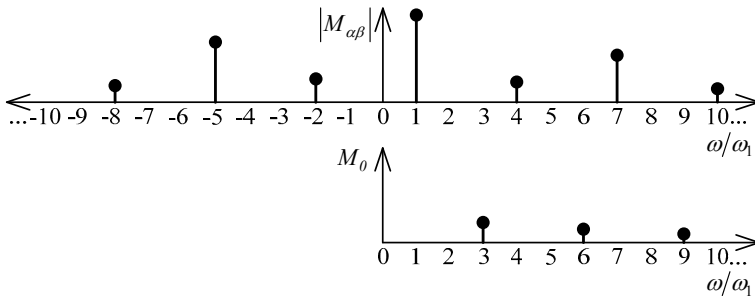
Widma zgodne z (1.25), uzyskane dla niesymetrycznych napięć lub prądów, zawierają, w ogólnym przypadku, dowolne niezerowe harmoniczne. Przy czym niezerowe harmoniczne o rzędach niezdefiniowanych w (1.26) wynikają z niesymetrii tych harmonicznych.

W trójfazowym układzie zasilania z periodycznymi napięciami i prądami definiuje się moc czynną  $P$ , równą wartości średniej za okres z mocy chwilowej:

$$P = \frac{1}{T} \int_{\tau}^{\tau+T} p_{3f}(t) dt. \quad (1.27)$$

Istotną z praktycznego punktu widzenia wielkością jest moc pozorna, która definiowana jest najczęściej jako:

$$S = \sum_k U_{k,\text{eff}} I_{k,\text{eff}}, \quad k \in A, B, C. \quad (1.28)$$



**Rys. 1.3.** Przykładowa para widm amplitudowych zgodna z (1.25), dla napięć lub prądów fazowych odkształconych symetrycznych

Moc bierna nie ma jednej, przyjętej powszechnie definicji. Historyczne znaczenie mocy biernej jako składowej  $S_{3f}$  związanej ze zmianą energii elektrycznej, zgromadzonej w polu magnetycznym lub elektrycznym odpowiednich elementów reakcyjnych, jest nieaktualne wobec faktu występowania, w ogólnym przypadku, niezerowanej mocy biernej (według dowolnej znanej definicji) na zaciskach odbiorów nieliniowych, w tym przekształtników energoelektronicznych [8]. Wobec powyższego otwartą kwestią pozostaje również znaczenie fizyczne mocy biernej. W zagadnieniach związanych z kompensacją prądów zasilających zastosowanie poszczególnych definicji mocy biernej wynika z przyjętej metodyki kompensacji aktywnej (podrozdział 3.4), z doboru kompensatora pasywnego i jego współpracy z kompensatorem aktywnym (podrozdział 3.7), a także ze stosowanej metody rozliczeń za energię elektryczną pomiędzy dostawcą i odbiorcą energii. W normie [60] przyjęto jako obowiązującą następującą definicję mocy biernej [41]:

$$Q_1 = 3 \cdot U_{1,1,\text{eff}} I_{1,1,\text{eff}} \sin \varphi_{1,1}. \quad (1.29)$$

W wymiarze zarówno teoretycznym, jak i praktycznym w dalszym ciągu funkcjonują jednak również inne definicje mocy biernej, w tym definicja wprowadzona przez Budeanu [23]:

$$Q_B = \sum_k \sum_{n=1}^{\infty} U_{kn,\text{eff}} I_{kn,\text{eff}} \sin \varphi_{kn}, \quad k \in A, B, C, \quad (1.30)$$

wraz z definicją tzw. mocy odkształceń (dystorsji), wprowadzaną jako rozszerzenie równości „trójkąta mocy”, w postaci:

$$D_B = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_B^2}. \quad (1.31)$$

Inną powszechnie znaną definicję mocy biernej wprowadził Fryze [46]:

$$Q_F = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (1.32)$$

Kolejną definicją mocy biernej, istotną z punktu widzenia współpracy kompensatora aktywnego z kompensatorem pasywnym, jest definicja zaproponowana przez Iliovici w [61]:

$$Q_{IL} = -\frac{1}{2\pi} \oint idu = -\frac{1}{4\pi} \int_{\tau}^{\tau+T} \left( u \frac{di}{dt} - i \frac{du}{dt} \right) dt. \quad (1.33)$$

Moc bierna  $Q_{IL}$ , określona na zaciskach elementu reaktacyjnego, wynika z pochodnej względem czasu z chwilowej energii magazynowanej przez ten element, bez względu na odkształcenia napięcia zasilającego.

Moce chwilowe, zdefiniowane zależnością (1.10), zawierają, dla periodycznych napięć i prądów, składowe stałe (oznaczone makronem) i przemienne (oznaczone tyldą), wynikające z podstawienia (1.25) do (1.10). Wyrażając moce chwilowe jako funkcje chwilowych napięć i prądów harmonicznnych, otrzymuje się zależności:

$$p = \bar{p} + \tilde{p} = \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Re}(u_n \dot{i}_n^*)}_{\bar{p}} + \underbrace{\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Re}(u_m \dot{i}_n^*) \right]}_{\tilde{p}}, \quad (1.34)$$

$$q = \bar{q} + \tilde{q} = \underbrace{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Im}(u_n \dot{i}_n^*)}_{\bar{q}} + \underbrace{\sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Im}(u_m \dot{i}_n^*) \right]}_{\tilde{q}}, \quad (1.35)$$

$$p_0 = \bar{p}_0 + \underbrace{\tilde{p}'_0 + \tilde{p}''_0}_{\tilde{p}'_0} = \underbrace{\sum_{n=0}^{\infty} u_{0,n} \dot{i}_{0,n}}_{\bar{p}_0 + \tilde{p}'_0} + \underbrace{\sum_{\substack{m=0 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[ \sum_{n=0}^{\infty} u_{0,m} \dot{i}_{0,n} \right]}_{\tilde{p}''_0}. \quad (1.36)$$

Składowe stałe chwilowych mocy  $p$  i  $q$  wynikają z iloczynów napięć i prądów harmoniczných tych samych rzędów, natomiast składowe przemienne – z iloczynów harmoniczných różnych rzędów, w tym harmoniczných wynikających z niesymetrii (o rzędach  $n$  niespełniających warunków (1.26)).

Obwód związany z przewodem neutralnym ma właściwości analogiczne do obwodu jednofazowego. Moc chwilowa składowej zerowej  $p_0$  ma zatem wszystkie cechy mocy chwilowej w obwodzie jednofazowym. Składowa przemienne mocy  $p_0$  wynika zarówno z interakcji pomiędzy napięciami i prądami harmonicznymi różnych rzędów, jak i tych samych rzędów. W rezultacie, inaczej niż dla mocy  $p$  i  $q$ , nie jest możliwe występowanie składowej stałej  $p_0$  bez współistnienia składowej zmiennej tej mocy.

Na podstawie (1.13), a także w wyniku podstawienia (1.25) do (1.34) oraz do (1.35) i porównania z odpowiednio: (1.27), (1.29) i (1.30), oczywiste jest występowanie równości:

$$P = \bar{p} + \bar{p}_0, \quad Q_1 = \bar{q}(u_1, \dot{i}_1), \quad Q_B = \bar{q}. \quad (1.37)$$

## Trójprzewodowy układ zasilania

W trójprzewodowym układzie zasilania z dowolnymi napięciami i prądami zastosowanie mają wszystkie zależności dla układu czteroprzewodowego. Przyjmują one jednakże formę uproszczoną w rezultacie spełnienia warunku  $i_N(t) = 0$ . Napięcie wspólne  $u_N(t)$  może mieć, w ogólnym przypadku, wartość niezerową, nie wpływa ono jednak na prądy fazowe i można je pominąć. W rezultacie w układzie trójprzewodowym nie występuje składowa zerowa napięcia  $u_0$  i prądu  $i_0$ , zdefiniowana w (1.6), natomiast trzy napięcia/prądy fazowe można przedstawić za pomocą pojedynczego sygnału zespolonego  $f(t)$  (por. (1.8), a także (1.24)). W dalszej konsekwencji nie

występuje chwilowa moc składowej zerowej  $p_0$ , zdefiniowana w (1.10). Składowe zerowe (układy zerowe)  $F_{0,n}$  prądów, uzyskane za pomocą przekształcenia (1.21), są zerowe dla dowolnego rzędu harmonicznej  $n$ , natomiast analogiczne składowe napięć można pominąć. Zależności (1.27) do (1.33) mają niezmienną postać.

## Wskaźniki jakości energii elektrycznej

W niniejszej pracy zastosowanie mają następujące, podstawowe wskaźniki jakości, dotyczące napięć, prądów i mocy:

- współczynnik zawartości harmonicznych THD, stanowiący wskaźnik poziomu odkształceń przebiegów  $f(t)$  okresowych napięć lub prądów fazowych względem przebiegów sinusoidalnych:

$$\text{THD}_f = \sqrt{\sum_{n=2}^{40} F_n^2} / F_1 \cdot 100\%, \text{ lub } \text{THD}_{f,\infty} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} F_n^2} / F_1 \cdot 100\%, \quad (1.38)$$

odpowiednio dla harmonicznych o rzędach  $n \leq 40$  (zgodnie z PN-EN 50160 [113]) oraz dla wszystkich harmonicznych;

- współczynnik zawartości  $n$ -tej harmonicznej napięcia lub prądu:

$$h_n = F_n / F_1 \cdot 100\%; \quad (1.39)$$

- poziom niesymetrii napięcia lub prądu dla składowych, odpowiednio, przeciwnej i zerowej:

$$AS_{f,\text{II}} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} M_{\text{II},n}^2} / \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} M_{\text{I},n}^2}, \quad AS_{f,0} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} M_{0,n}^2} / \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} M_{\text{I},n}^2}; \quad (1.40)$$

- współczynnik mocy:

$$\lambda = P/S, \quad (1.41)$$

równy jedności dla równokształtnych napięć i prądów;

- współczynnik przesunięcia fazowego:

$$\lambda_d = P_{\text{I},1} / S_{\text{I},1} = \cos \phi, \quad (1.42)$$

gdzie  $\phi$  oznacza kąt przesunięcia pomiędzy składową zgodną podstawowej harmonicznej prądu i analogiczną składową napięcia.

Ze względu na jedną ze stosowanych metod kompensacji prądu (podrozdział 3.4) przydatny jest wskaźnik, mający charakter współczynnika mocy, przyjmujący wartość maksymalną równą jedności wtedy i tylko wtedy, gdy przebieg prądu zasilającego jest zgodny z przebiegiem składowej zgodnej podstawowej harmonicznej napięcia. Proponuje się następującą definicję współczynnika mocy składowej zgodnej:

$$\lambda_{U_1} = \frac{P_{U_1}}{S_{U_1}} = \frac{U_{\text{I},1,\text{eff}} I_{\text{I},\text{eff}} \cos \phi}{U_{\text{I},1,\text{eff}} I_{\text{eff}}} = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + (\text{THD}_i / 100)^2}}. \quad (1.43)$$

Współczynnik mocy (1.43) wiąże ze sobą wskaźniki (1.38) oraz (1.42), umożliwiając całościową ocenę jakości prądu zasilającego w sposób niezależny od odkształcenia i niesymetrii napięcia.

## 1.2. Obszar i specyfika zastosowań

Równoległe kompensatory aktywne (RKA) służą poprawie jakości energii elektrycznej w sieciach rozdzielczych. Od strony funkcjonalnej RKA stanowi sterowane źródło prądu, przyłączone w określonym punkcie sieci PCC (ang. *point of common coupling*). Układy RKA nie zawierają źródeł ani odbiorników energii elektrycznej, natomiast integralną częścią każdego kompensatora jest zasobnik energii. Zasobnik ten pełni rolę bufora, mającego zdolność chwilowego pobierania i oddawania energii, zgodnie z wymaganiami wynikającymi z realizowanej metodyki kompensacji (podrozdział 3.4) i związanego z nią przebiegu chwilowej mocy  $p_{3f}$  na wyjściu kompensatora. W rezultacie niezbędne jest zapewnienie zerowego bilansu energii zasobnika w określonym przedziale czasu, co wiąże się (przy pominięciu strat mocy w kompensatorze wynikających z jego sprawności) z wymogiem zerowej wartości średniej chwilowej mocy  $p_{3f}$  na wyjściu RKA w danym przedziale czasu  $T_{max}$ .

Sformułowane powyżej uwarunkowania funkcjonalne implikują zadania kompensacyjne możliwe do realizacji przez system lub pojedynczy układ RKA.

Zadania te, a także odpowiadające im podstawowe cele kompensacji, podano w tabeli 1.1. Wymienione w tabeli zadania RKA, oznaczone od 1a do 1g, dotyczą kompensacji odpowiednich składowych prądu zasilającego. Ogólnie ujmując, pierwotnym efektem realizacji tych zadań jest poprawa jakości prądu, natomiast efektem wtórnym – poprawa jakości napięcia. Są to najważniejsze i najczęściej realizowane zadania RKA. Możliwość realizacji tych zadań związana jest z energią zastosowanego zasobnika. Zadania zostały wymienione w umownej kolejności, wynikającej z rosnącego zapotrzebowania na energię zasobnika. Kompensacja mocy biernej  $q$  (zdefiniowanej w (1.10)) lub jej składowych teoretycznie nie wymaga stosowania zasobnika energii [7, 8]. Pełna kompensacja składowych aperiodycznych prądu, w tym udarów, wymaga natomiast użycia w układzie RKA zasobnika o energii odpowiednio większej niż energia udaru, a także doboru obwodów głównych kompensatora ze względu na maksymalną chwilową moc udaru.

Regulacja napięcia stanowi zadanie RKA, realizowane poprzez generowanie mocy biernej. W tym sensie zadanie to jest powiązane z kompensacją mocy biernej i jego realizacja również, teoretycznie, nie wymaga stosowania zasobnika energii. Zasadnicza różnica wynika jednak z celu generowania przez układ RKA mocy biernej. W przypadku realizacji funkcji regulacji napięcia wymagany jest w układzie sterowania RKA nadrzędny regulator tego napięcia, zadający wyjściową moc bierną kompensatora.

Tabela 1.1

Zadania równoległych kompensatorów aktywnych i podstawowe cele ich realizacji

Ozn.	Rodzaj zadania kompensacyjnego RKA	Podstawowe cele realizacji zadania kompensacyjnego
1a	kompensacja mocy biernej	zwiększenie stopnia wykorzystania wydolności energetycznej układu zasilania (poprawa współczynnika mocy)
1b	kompensacja wyższych harmonicznym prądu zasilającego wraz z ich niesymetrią	zmniejszenie odkształceń harmonicznym napięcia
1c	kompensacja niesymetrii podstawowej harmonicznym prądu zasilającego	symetryzacja napięcia
1d	kompensacja prądu w przewodzie neutralnym	zmniejszenie odkształceń napięcia
1e	kompensacja składowych interharmonicznym i podharmonicznym prądu zasilającego	zmniejszenie odkształceń napięcia, w tym odpowiedzialnych za migotanie światła
1f	kompensacja składowych nieokresowych prądu zasilającego, z pominięciem udarów	zmniejszenie nieokresowych odkształceń napięcia
1g	kompensacja udarów prądu	łagodzenie zapadów napięcia; wyrównanie przebiegu chwilowej mocy obciążenia
2	regulacja napięcia zasilającego	regulacja profilu napięcia zasilającego
3	tłumienie rezonansów występujących w sieci zasilającej	stabilizacja układu zasilania, zmniejszenie odkształceń napięcia

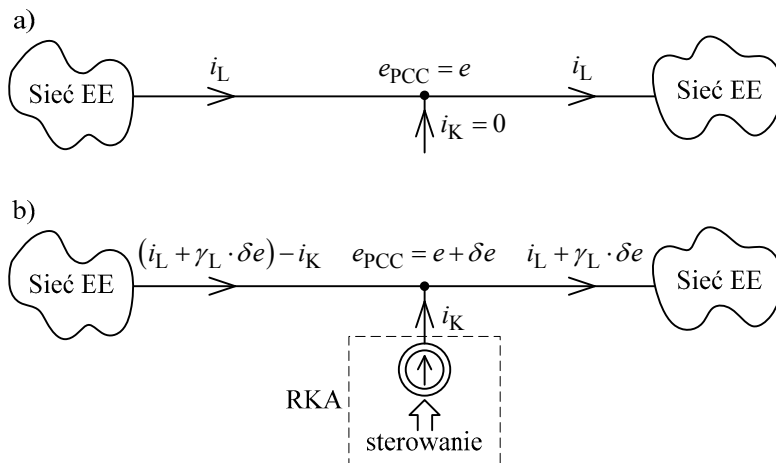
Aktywne kompensatory mocy biernej [119] oraz układy do regulacji napięcia zasilającego należą do grupy układów, nazywanej wspólnie STATCOM (ang. *static synchronous compensator*) lub D-STATCOM (ang. *distributed-STATCOM*) – w przypadku układów pracujących w sieci rozdzielczej. Układy STATCOM należą do rodziny układów sterujących przesyłem energii FACTS (ang. *flexible AC transmission systems*) [53].

Ostatnie z możliwych zadań RKA polega na tłumieniu niepożądanych rezonansów, mogących wystąpić w sieci rozdzielczej głównie w wyniku oddziaływania reakcji sieci z pasywnymi kompensatorami mocy biernej [6]. Rezonans taki powoduje odkształcenie napięcia zasilającego w wyniku spadków napięć na przewodach i urządzeniach sieci rozdzielczej. Bezpośrednim zadaniem RKA jest selektywne emulowanie konduktancji dla składowych harmonicznym napięcia zasilającego, będących wynikiem rezonansu. Najbardziej skuteczne tłumienie rezonansów zapewnia lokalizacja RKA na końcu toru prądowego [6].

Jakość realizacji wszystkich z wymienionych zadań kompensacyjnych zależy zarówno od struktury i parametrów obwodów głównych kompensatora (rozdział 2), jak i sterowania (rozdział 3). Ogólne wymagania wobec wymienionych elementów RKA określono w podrozdziale 1.3.

Potencjał aplikacyjny równoległych kompensatorów aktywnych obejmuje swoim zasięgiem zarówno sieci rozdzielcze obsługiwane przez dostawców energii elektrycznej, jak i wewnętrzne sieci zasilające obsługiwane przez odbiorców. Dostawcy energii odpowiadają za jakość napięcia, natomiast odbiorcy są zobowiązani przez dostawców do zapewnienia odpowiednio wysokiej jakości prądu pobieranego w punkcie przyłączenia i rozliczani za obniżone parametry jakościowe prądu. Zagadnienie to sprecyzowano w podrozdziale 1.3. Ponadto potrzeby odbiorców w zakresie poprawy jakości energii mogą wynikać z niepoprawnej pracy elementów sieci zasilającej i/lub odbiorów, co zaznaczono we wstępie. W konsekwencji powyższych uwarunkowań, w zakresie zainteresowania dostawców energii leży funkcjonalność RKA, dotycząca zwłaszcza regulacji napięcia, lub szerzej – regulacji profilu napięcia, a także tłumienia rezonansów w sieci zasilającej, natomiast w zakresie zainteresowania odbiorców energii znajdują się wszystkie wymienione wcześniej elementy funkcjonalności RKA, przy czym najszersze zastosowanie ma kompensacja odpowiednich składowych prądu. Ogólna analiza teoretyczna układów RKA, dobór obwodów głównych, jak również sterowanie są, w ogólnym przypadku, takie same dla kompensatorów instalowanych po stronie odbiorcy i dostawcy. Uwarunkowania aplikacyjne RKA zależą natomiast od struktury i parametrów sieci, zwłaszcza kompensowanych odbiorów zlokalizowanych w pobliżu punktu przyłączenia RKA, a także od stopnia określoności informacji o sieci zasilającej.

Na rysunku 1.4 pokazano ogólną ideę układu zasilania z zastosowanym równoległym kompensatorem aktywnym, przedstawionym jako idealne, sterowane źródło prądu. Na rysunku wyodrębniono fragment toru prądowego wokół PCC, stanowiący element sieci elektroenergetycznej (EE) dla przypadków: bez RKA (rys. 1.4a) i z RKA (rys. 1.4b). Zaznaczono chwilowe napięcia i prądy określone dla dowolnej fazy. W układzie bez kompensatora symbolem  $i_L$  oznaczono prąd odbioru, zaznaczając jego umowny zwrot, natomiast symbolem  $e_{PCC}$  – napięcie w PCC. Oznaczenia te mogą dotyczyć zarówno wielkości fazowych, jak i składowych zgodnych z (1.8).



**Rys. 1.4.** Napięcia i prądy wokół PCC w układzie zasilania: a) bez RKA i b) z RKA



Dla uproszczenia zawartej poniżej ogólnej analizy układu można wstępnie przyjąć, że zwrot prądu  $i_L$  określa lokalizację pojedynczego źródła i odbioru.

Bezpośrednim skutkiem działania RKA (rys. 1.4b) jest zmniejszenie się wartości prądu źródła o wartość prądu kompensatora. W następstwie zmiany prądu źródła zmianie ulega także napięcie w PCC o wartość  $\delta e$  spadku napięcia na elementach sieci zlokalizowanych pomiędzy źródłem i PCC. Odpowiednim zmianom ulega również napięcie w innych punktach sieci, w szczególności w pobliżu PCC. Jest to ważny, pośredni efekt pracy RKA, pozwalający na poprawę jakości napięcia poprzez kompensację prądu, a także na przeprowadzenie regulacji napięcia i tłumienia rezonansów. Kolejnym efektem pracy RKA jest zmiana prądu odbioru w wyniku zmian napięcia w PCC, związana z chwilową podatnością napięciową  $\gamma_L$  tego odbioru:

$$\gamma_L = \frac{\delta i_L}{\delta e_{PCC}}, \quad (1.44)$$

która ma wymiar konduktancji. Wraz ze zmianą prądu odbioru zmianie ulegają również jego niepożądane, kompensowane składowe. W celu zachowania pełnej kompensacji niezbędna jest więc odpowiednia zmiana prądu kompensatora  $i_K$ . Zmiana taka jest możliwa w praktyce jedynie w przypadku okresowego charakteru  $i_L(t)$  w danym przedziale czasu. Dla okresowego  $i_L(t)$  opisany powyżej ciąg przyczynowo skutkowy występuje do uzyskania przez układ zasilania stanu tymczasowej równowagi. W złożonym układzie zasilania, gdy po obydwu stronach PCC przyłączonych jest wiele źródeł i odbiorów, skutki pracy RKA stanowią wypadkową oddziaływania wszystkich elementów sieci. Całościowa analiza teoretyczna układu jest wówczas zagadnieniem znacznie bardziej złożonym ze względu na, w ogólnym przypadku, nieliniowy charakter poszczególnych jego elementów, zwłaszcza odbiorów.

Szerokie zastosowanie w analizie takich układów mają symulacje oparte na metodach numerycznych. W zastosowaniach praktycznych wystarczająca jest zazwyczaj analiza uproszczona, uwzględniająca jedynie strukturę sieci zasilającej w pobliżu punktu przyłączenia RKA, czyli w miejscach, w których występują największe zmiany napięcia  $\delta e$ , i wynikające z tych zmian największe oddziaływanie na prądy pobierane przez lokalne odbiory.

Sprowadzając lokalne odbiory nieliniowe do punktu przyłączenia, można z dobrym przybliżeniem założyć liniowość obwodów układu zasilania określonych od źródeł do PCC. Analiza układu zasilania z RKA wokół punktu przyłączenia możliwa jest wtedy przy zastosowaniu, zgodnie z twierdzeniem Thevenina, uproszczonego modelu tych obwodów w postaci zastępczego źródła napięcia  $e$  oraz zastępczej indukcyjności  $L_S$  i rezystancji  $R_S$  sieci.

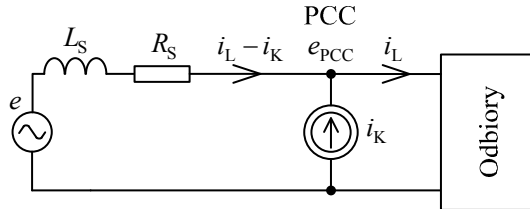
Model taki pokazano na rysunku 1.5. Napięcie w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$  wynika bezpośrednio z parametrów obwodowych modelu i jest równe:

$$e_{PCC} = e - R_S(i_L - i_K) - L_S \frac{d(i_L - i_K)}{dt}. \quad (1.45)$$

Przy zastosowaniu reprezentacji napięć i prądów za pomocą wskazów, zgodnie z (1.20), zależność (1.45) dla składowej harmonicznej o rzędzie  $n$  ma postać:

$$\underline{E}_{PCC,n} = E_n - \underline{Z}_{S_n} (\underline{I}_{L_n} - \underline{I}_{K_n}), \text{ gdzie } \underline{Z}_{S_n} = R_S + jn\omega L_S. \quad (1.46)$$

Impedancja  $\underline{Z}_{S_n}$  dla harmonicznej o rzędzie  $n$  jest częścią widma impedancyjnego  $\underline{Z}_S(\omega)$ , które, w ogólnym przypadku, określa zmienność indukcyjności  $L_S$  i rezystancji  $R_S$  w funkcji częstotliwości.



**Rys. 1.5.** Uproszczony model układu zasilania określony wokół punktu przyłączenia RKA

Maksymalną zmianę napięcia w PCC, będącą rezultatem pracy RKA, można oszacować dla harmonicznej o rzędzie  $n$  przy zastosowaniu względnej mocy zwarciowej w miejscu przyłączenia, określonej ze względu na moc znamionową kompensatora. Przy pominięciu  $R_S$ , względną moc zwarciową, określoną dla RKA, zdefiniować można dla  $n$ -tej harmonicznej prądu jako:

$$k_{zw,n} = \frac{1}{n} \frac{S_{zw}}{S_{N,RKA}} = \frac{1}{n} \cdot \frac{3E_{eff}^2}{X_{SI}} \cdot \frac{1}{3E_{eff} I_{KNn}} = \frac{E_{eff}}{n \cdot X_{SI} \cdot I_{KNn}}, \quad (1.47)$$

gdzie:

- $S_{zw}$  – moc zwarciowa w PCC,
- $S_{N,RKA}$  – znamionowa moc pozorna kompensatora,
- $I_{KNn}$  – prąd znamionowy kompensatora.

W równaniu (1.47) zakłada się, że cała moc RKA przeznaczona jest na generowanie prądu harmonicznego o rzędzie  $n$ , co odpowiada największej zmianie napięcia  $E_{PCC,n}$ . Zmianę tę określa zależność:

$$\Delta E_{PCC,n} = \frac{E_{eff}}{k_{zw,n}}. \quad (1.48)$$

Równanie (1.48) definiuje maksymalną zmianę wartości  $n$ -tej harmonicznej napięcia w PCC w wyniku działania RKA. Odwrotność  $k_{zw,n}$  odzwierciedla ogólną zdolność kompensatora przyłączonego w danym punkcie sieci do poprawy jakości napięcia poprzez kompensację odpowiednich składowych prądu zasilającego, a także zdolność RKA do regulacji napięcia i tłumienia rezonansu w sieci zasilającej.

W znaczeniu ogólnym, względną moc zwarciową, ustaloną dla  $n = 1$ , określa tzw. sztywność sieci zasilającej w PCC względem rozpatrywanych odbiorów. Sieć jest idealnie sztywna dla  $k_{zw} = \infty$ . W praktyce względną moc zwarciową w dowolnym punkcie sieci zasilającej, wyznaczona dla mocy sumarycznej wszystkich odbiorów

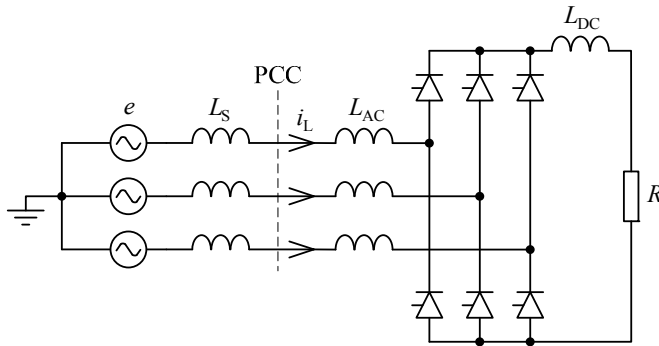
przyłączonych w pobliżu tego punktu, jest nie mniejsza niż  $k_{zw} = 10$ . Dla takiej wartości  $k_{zw}$  sieć jest miękka, co oznacza duże zmiany napięcia w PCC wskutek pracy rozpatrywanych odbiorów.

Analiza wpływu zmian napięcia w PCC, związanych z pracą RKA, na zmiany prądu odbiorów przyłączonych w tym punkcie, a także ocena uwarunkowań aplikacyjnych RKA, jest możliwa przy zastosowaniu klasyfikacji odbiorów ze względu na ich podatność napięciową, zdefiniowaną w postaci wartości chwilowej w (1.44). Przy założeniu okresowych napięć i prądów podatność napięciową odbioru dla  $n$ -tej harmonicznej można zdefiniować, przy zastosowaniu reprezentacji wymienionych wielkości za pomocą amplitud, jako:

$$\Gamma_n = \frac{\Delta I_{Ln}}{\Delta E_{PCC,n}}. \quad (1.49)$$

Ocena podatności napięciowej odbiorów prowadzi do wyróżnienia odbiorów o charakterze prądowym oraz o charakterze napięciowym [8].

Przykładem często występującego w praktyce odbioru o charakterze prądowym jest prostownik tyrystorowy (lub diodowy) z dławikiem w obwodzie prądu stałego, pokazany na rysunku 1.6.



**Rys. 1.6.** Prostownik tyrystorowy z dławikiem w obwodzie prądu stałego jako przykład odbioru o charakterze prądowym

Indukcyjność  $L_S$  modeluje, podobnie jak na rysunku 1.5, zastępczą indukcyjność rozproszenia sieci zasilającej, natomiast  $L_{AC}$  – indukcyjność dławików sieciowych prostownika. Pominięto zastępczą rezystancję sieci  $R_S$ . W prostowniku takim spełniony jest warunek:

$$L_{DC} \gg L_S + L_{AC}, \quad (1.50)$$

w rezultacie czego prąd  $i_L$  jedynie w bardzo niewielkim stopniu zależy od indukcyjności  $L_S$  i  $L_{AC}$  i wpływ ten można pominąć. Z podobnej nierówności:

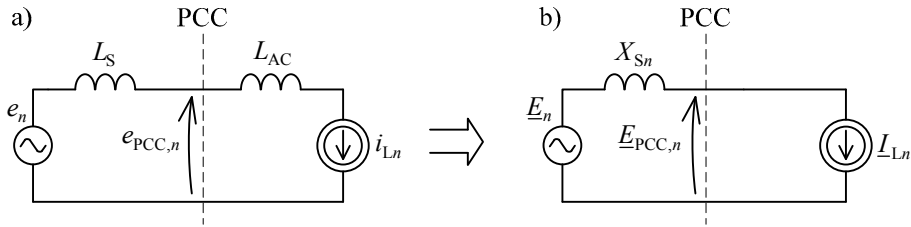
$$L_S \ll L_{DC} + L_{AC}, \quad (1.51)$$

wynika natomiast, że prąd  $i_L$  zależy w bardzo niewielkim stopniu od odkształceń harmoniczných napięcia  $e$ .

Prostownik pracujący w stanie quasi-ustalonym można więc przybliżyć za pomocą źródła prądów harmoniczných, zgodnie z rysunkiem 1.7. Na rysunku 1.7a zastosowano oznaczenia napięć i prądów w postaci wartości chwilowych odpowiednich harmoniczných o rzędzie  $n$ . Indukcyjność  $L_{AC}$  nie wpływa na prąd  $i_{Ln}$  ani też na napięcie w punkcie przyłączenia  $e_{PCC,n}$ . Napięcie to zależy jedynie od prądu  $i_{Ln}$  i od indukcyjności  $L_S$ . W rezultacie indukcyjność  $L_{AC}$  można pominąć, co pokazano na rysunku 1.7b. Na rysunku tym oznaczono napięcia i prąd za pomocą wskazów zespolonych. Składowe harmoniczne napięcia w PCC są równe:

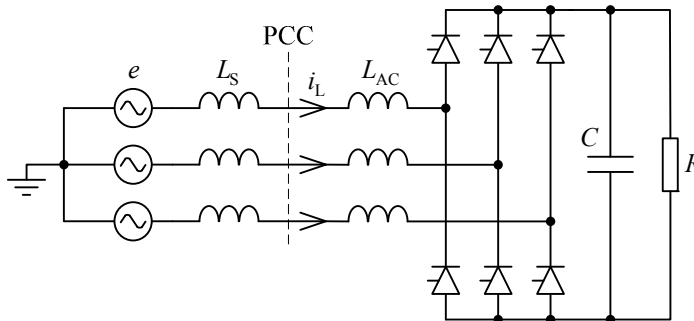
$$\underline{E}_{PCC,n} = \underline{E}_n - jX_{Sn} \underline{I}_{Ln}, \quad (1.52)$$

i zgodnie z modelem obwodowym napięcie w PCC nie wpływa na prąd prostownika. Podatność napięciowa odbioru o charakterze prądowym jest zatem, zgodnie z (1.49), równa  $\Gamma = 0$ .



**Rys. 1.7.** Modele zastępcze prostownika tyristorowego (lub diodowego) z dławikiem w obwodzie prądu stałego: a) wariant pośredni, b) wariant uproszczony

Przykładem odbioru o charakterze napięciowym jest prostownik z kondensatorem w obwodzie prądu stałego, pokazany na rysunku 1.8. Jednofazowe prostowniki takiego rodzaju stosuje się powszechnie m.in. w zasilaczach impulsowych urządzeń domowego użytku. Napięcie kondensatora  $C$  jest cyklicznie przełączane pomiędzy fazami zgodnie z komutacją tyristorów (diod).



**Rys. 1.8.** Prostownik tyristorowy z kondensatorem w obwodzie prądu stałego jako przykład odbioru o charakterze napięciowym

Prostownik pracujący w stanie quasi-ustalonym można więc zastąpić źródłem napięć harmoniczných, co pokazano na rysunku 1.9a. Zastąpienie źródła napięcia  $u_n$

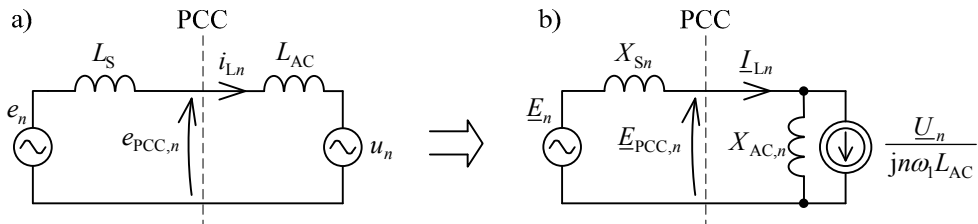
równoważnym źródłem prądu prowadzi do modelu, przedstawionego na rysunku 1.9b. Na rysunku tym oznaczono napięcia i prąd za pomocą wskazów zespolonych. Składowa harmoniczna prądu odbioru wynika z zależności:

$$I_{Ln} = \frac{E_{PCC,n}}{jX_{AC,n}} + \frac{U_n}{jX_{AC,n}} = \frac{E_{PCC,n} + U_n}{jX_{AC,n}}. \quad (1.53)$$

Napięcie w punkcie przyłączenia jest opisane równaniem (1.52). Z (1.53) wynika zależność, określająca podatność napięciową odbioru:

$$\Gamma_n = \frac{1}{X_{AC,n}}. \quad (1.54)$$

Zgodnie z (1.54) podatność napięciowa rozpatrywanego odbioru o charakterze napięciowym jest odwrotnie proporcjonalna do indukcyjności zastosowanych dławików sieciowych  $L_{AC}$ .

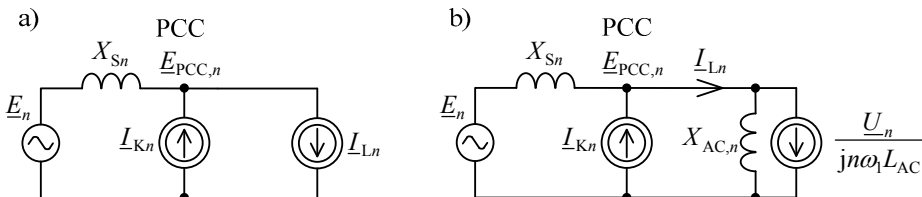


**Rys. 1.9.** Modele zastępcze prostownika tyristorowego (lub diodowego) z kondensatorem w obwodzie prądu stałego: a) ze źródłem napięciowym, b) ze źródłem prądowym

Rodzaj odbiorów kompensowanych przez RKA wpływa na specyfikę aplikacji kompensatora.

Na rysunku 1.10 pokazano modele obwodowe układów zasilania z RKA, kompensującym prąd odbioru o charakterze, odpowiednio, prądowym (rys. 1.10a) oraz napięciowym (rys. 1.10b). W poniższych rozważaniach zakłada się, że w obydwu przypadkach kompensator sterowany jest tak, aby zapewniał pełną kompensację prądów harmonicznych o rzędach  $n > 1$ , zatem:

$$\begin{cases} I_{K1} = 0 \\ I_{Kn} = I_{Ln} \leftarrow n > 1. \end{cases} \quad (1.55)$$



**Rys. 1.10.** Model zastępczy układu zasilania z odbiorem (odbiorami): a) o charakterze prądowym, b) o charakterze napięciowym, kompensowanym przez RKA

W rezultacie kompensacji zgodnej z (1.55) zmianie ulega napięcie w PCC (w odniesieniu do napięcia w układzie bez RKA, zależność (1.52)). Zmiana ta nie zależy od rodzaju kompensowanego odbioru. Napięcia harmoniczne w PCC w układzie z kompensatorem są równe:

$$\begin{cases} \underline{E}_{PCC,1} = \underline{E}_1 - jX_{S1} \underline{I}_{L1} \\ \underline{E}_{PCC,n} = \underline{E}_n \quad \Leftarrow n > 1, \end{cases} \quad (1.56)$$

zatem praca RKA wpływa na zmianę napięć  $E_{PCC,n}$  zgodnie z zależnością:

$$\begin{cases} \Delta \underline{E}_{PCC,1} = 0 \\ \Delta \underline{E}_{PCC,n} = X_{Sn} \underline{I}_{Ln} \quad \Leftarrow n > 1. \end{cases} \quad (1.57)$$

Z równania (1.57) wynika, że w układzie zasilania z RKA, realizującym kompensację według (1.55), zawartość wyższych harmonicznych w  $e_{PCC}$  jest taka sama jak w napięciu źródłowym  $e$ . W rezultacie kompensator pozornie usztywnia sieć względem składowych harmonicznych napięć i prądów o rzędzie  $n > 1$ .

Zgodnie z wcześniejszymi rozważaniami, zmiana napięć harmonicznych w PCC nie wpływa na prąd odbioru o charakterze prądowym. Zmiana napięcia  $e_{PCC}$  wpływa jednak na prąd odbioru o charakterze napięciowym. Względna zmiana wyższych harmonicznych tego prądu wynika z (1.54) i (1.57) i jest wprost proporcjonalna do wartości zastępczej indukcyjności sieci  $L_S$ , natomiast odwrotnie proporcjonalna do indukcyjności dławików sieciowych  $L_{AC}$  odbioru o charakterze napięciowym, zgodnie z zależnością:

$$\begin{cases} \frac{\Delta I_{L1}}{I_{L1}} = 0 \\ \frac{\Delta I_{Ln}}{I_{Ln}} = \frac{X_{Sn}}{X_{AC,n}} = \frac{L_S}{L_{AC}} \quad \Leftarrow n > 1. \end{cases} \quad (1.58)$$

Zmiana prądów harmonicznych, zgodnie z (1.58), ma zawsze znak dodatni, co oznacza wzrost prądów harmonicznych odbioru o charakterze napięciowym w rezultacie kompensacji realizowanej przez RKA. Pełna kompensacja prądu takich odbiorów wymaga zatem, aby prąd kompensujący generowany przez RKA był odpowiednio większy niż wynikałoby to z prądu odbioru w układzie bez kompensacji. Ta istotna właściwość wpływa ujemnie na racjonalność stosowania równoległego kompensatora aktywnego jako środka technicznego, służącego kompensacji prądu odbioru o charakterze napięciowym. Kompensację prądu odbioru o charakterze napięciowym można realizować przy wykorzystaniu kompensatora szeregowego [8, 119, 141, 147, 151, 152] o mniejszej mocy w porównaniu do mocy kompensatora równoległego realizującego to samo zadanie [99]. Obszar zastosowań takich kompensatorów ogranicza się jednak do kompensacji wydzielonych pojedynczych odbiorów. Kompensatory szeregowo mogą stanowić wtedy integralną część odbioru [99].

Praktyczne znaczenie przedstawionych powyżej rozważań jest tym większe, im większy jest stopień określoności parametrów sieci zasilającej, zwłaszcza odbiorów zlokalizowanych wokół punktu przyłączenia RKA. Zgodnie z takim kryterium można dokonać podziału odbiorów na określone i nieokreślone.

Odbiory określone stanowią na ogół trójfazowe odbiory dużej mocy, pracujące w sieciach przemysłowych. Odbiory takie zasilane są zwykle bez wykorzystania przewodu neutralnego (w trójprzewodowym układzie zasilania). Przykładami odbiorów spełniających powyższe kryteria, których prądy zasilające są w znacznym stopniu odkształcone, są trójfazowe prostowniki diodowe i tyrystorowe lub też cyklokonwertory.

Kompensację prądów zasilających odbiory określone realizuje się na ogół z wykorzystaniem dedykowanych systemów kompensacji, przeznaczonych dla trójprzewodowych układów zasilania, w tym systemów równoległej kompensacji aktywnej, współpracujących z wydzielonym odbiorem lub grupą odbiorów. Niektóre odbiory określone, w tym np. piece łukowe, napędy walcownicze, kompresory, są klasyfikowane jako odbiory niespokojne, czyli takie, których praca związana jest z powtarzającymi się nagłymi zmianami obciążenia, przeważnie o charakterze stochastycznym. Kompensacja prądów odbiorów niespokojnych wymaga zastosowania odpowiedniej metodyki wyznaczania prądu RKA (podrozdział 3.4).

Odbiory nieokreślone związane są ze specyfiką sieci komunalnych i przeważnie występują w takich sieciach. Są to na ogół odbiory jednofazowe małej mocy, których obwody wewnętrzne zasilane są często przy wykorzystaniu zasilaczy impulsowych. Przykładami takich odbiorów są: elektroniczny sprzęt powszechnego użytku, zasilacze urządzeń mobilnych oraz domowe odbiorniki wykorzystujące napęd sterowany, np. klimatyzatory, pralki i tym podobne. Urządzenia takie, pomimo małej mocy jednostkowej, wpływają w istotny sposób na pogorszenie lokalnych parametrów jakościowych energii elektrycznej ze względu na ich dużą liczbę.

Kompensację prądów zasilających odbiory nieokreślone realizuje się na ogół przy zastosowaniu kompensatorów, instalowanych w pobliżu rozdzielni głównej i przeznaczonych dla dużej grupy odbiorów. Kompensatory takie muszą być przystosowane do pracy w czteroprzewodowej sieci zasilającej i mieć zdolność kompensacji prądu zasilającego w przewodzie neutralnym.

Szczególnym, dodatkowym obszarem zastosowań RKA są sieci autonomiczne. Występowanie takich sieci obejmuje instalacje lądowe, przeważnie zasilane ze źródeł odnawialnych bądź rezerwowych, ale również instalacje obiektów morskich [96], np. statków lub platform wiertniczych. Specyfika takich zastosowań RKA wynika z dużej zmienności napięcia zasilającego oraz częstotliwości tego napięcia, a także małych wartości względnej mocy zwarciowej w poszczególnych punktach sieci. Ponadto odbiory przyłączane do takich sieci charakteryzuje często duża zmienność mocy.

Osobny obszar zastosowań dla urządzeń, pełniących rolę równoległych kompensatorów aktywnych, wynika z idei połączenia funkcji RKA i tranzystorowego prostownika sterowanego [172]. Prostowniki takie są powszechnie stosowane w roli sprzęgu elektrycznego w aplikacjach wymagających dopasowania źródeł i odbiorów

z siecią zasilającą, takich jak: układy generacji rozproszonej oparte na odnawialnych źródłach energii, sprzęgi mikrosieci z systemem zasilania, ale również wykorzystywane są w pośrednich przemiennikach częstotliwości, stosowanych powszechnie w napędach prądu przemiennego. Łączenie w jednym urządzeniu funkcji RKA i prostownika możliwe jest dzięki zapasowi mocy przekształtnika, wynikającemu z konieczności projektowania jego obwodów na moc maksymalną, która na ogół jest wyższa od uśrednionej mocy czynnej związanej z przetwarzaniem energii.

Wszystkie z wymienionych wyżej obszarów zastosowań równoległych kompensatorów aktywnych tworzą potencjał aplikacyjny dla systemów RKA dużej mocy. Specyfika takich systemów wynika przede wszystkim ze struktury obwodów głównych (rozdział 2) i sterowania (rozdział 3), ale również z warunków pracy opisanych w podrozdziale 1.3. Układy RKA średnich i małych mocy można traktować jako pewnego rodzaju uproszczenie względem systemów dużej mocy, z punktu widzenia wymagań stawianych tak wobec obwodów głównych, jak i sterowania. Materiał zawarty w monografii jest więc w większości aktualny lub może być w prosty sposób zaadaptowany dla układów RKA mniejszych mocy.

### 1.3. Wymagania i warunki pracy

Konieczność stosowania systemów RKA może wynikać z przyczyn technicznych, ekonomicznych, bądź też z wymagań lub zaleceń zawartych w umowach, rozporządzeniach i aktach normalizacyjnych, dotyczących zarówno dostawców, jak i odbiorców energii. Powyższe przesłanki do stosowania układów kompensacji równoległej są ze sobą ściśle skorelowane. Przyczyny techniczne wiążą się z bezpośrednimi, negatywnymi skutkami niskiej jakości tak prądu, jak i napięcia, i zostały przedstawione we wstępie. Przyczyny ekonomiczne zaś mogą wynikać bezpośrednio z przesłanek technicznych, ale również z dodatkowych opłat i kar związanych z niedopełnieniem wymagań, dotyczących jakości energii, wynikających z umów pomiędzy dostawcą i odbiorcą. Umowy takie zawierają na ogół zapisy określające zobowiązania dostawcy, dotyczące jakości napięcia w miejscu dostarczania energii elektrycznej, jak i wymagania wobec odbiorcy w zakresie jakości pobieranego prądu, zwłaszcza udziału składowej biernej. Niezależnie od przyjętych umów, zarówno dostawcy jak i odbiorcy energii zobowiązani są do spełnienia wymagań, związanych z funkcjonowaniem systemu elektroenergetycznego, zawartych w Rozporządzeniu Ministra Gospodarki [128].

Zalecane standardy, dotyczące jakości energii, zawarte są w aktach normalizacyjnych. Podstawowym dokumentem standaryzującym jakość napięcia, określonym dla państw europejskich, jest norma PN-EN 50160 [113]. Norma ta definiuje limity dla względnych wartości poszczególnych harmonicznych oraz współczynnika zawartości harmonicznych, zgodnie z tabelą 1.2. Dodatkowo w normie określono limity dla innych, wybranych wskaźników jakości napięcia, w tym związanych ze zjawiskami nieokresowymi. Podobnym dokumentem, o nieco szerszym zakresie definicji, jest norma amerykańska IEEE 519-1992 [59].



Tabela 1.2

Dopuszczalna względna zawartość składowych harmonicznnych w napięciu zasilającym według PN-EN 50160:2010

Harmoniczne nieparzyste				Harmoniczne parzyste	
Niebędące krotnością 3		Będące krotnością 3			
rząd n	wartość względna [%]	rząd n	wartość względna [%]	rząd n	wartość względna [%]
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,5	6...24	0,5
13	3	21	0,5		
17	2				
19	1,5				
23	1,5				
25	1,5				
THD <sub>Umax</sub> = 8%					

Zalecane standardy dotyczące jakości prądu zasilającego określone są jedynie dla małych odbiorów – osobno dla odbiorów o prądzie poniżej 16 A, w normie PN-EN 61000-3-2 [115], oraz odbiorów o prądzie z zakresu 16–75 A, w normie PN-EN 61000-3-12 [114]. Ponadto normy PN-EN 61000-2-2 [117] oraz PN-EN 61000-2-4 [116] zawierają zalecenia dotyczące standardów współpracy odbiorów z siecią zasilającą, odpowiednio, niskiego napięcia i w zakładach przemysłowych.

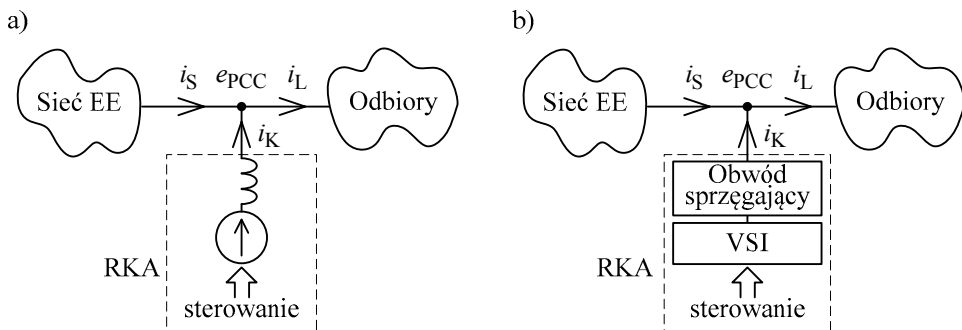
Wymagane rezultaty pracy równoległego kompensatora aktywnego wynikają z zagadnień przedstawionych powyżej i implikują zadania kompensacyjne, realizowane przez dany układ RKA. Możliwe zadania są uwarunkowane funkcjonalnością RKA i zostały podane w tabeli 1.1 (podrozdział 1.2). W tabeli tej określono także ogólny zakres, w jakim poszczególne zadania RKA wpływają na poprawę jakości energii elektrycznej, zwłaszcza jakości napięcia zasilającego.

W praktyce skuteczność realizacji przez RKA zadań kompensacyjnych warunkuje moc kompensatora, a także struktura i parametry obwodów głównych (rozdział 2) oraz sterowania (rozdział 3). Wymagania zarówno wobec obwodów głównych kompensatora, jak i układu sterowania są związane z daną aplikacją RKA i są tym większe, im większa jest maksymalna wymagana wartość pochodnej po czasie z prądu kompensującego lub krótko – dynamika tego prądu. Najwyższa dynamika prądu RKA pożądana jest, w ogólnym przypadku, przy realizacji zadań kompensacyjnych 1b, 1d, 1e, 1f, 1g oraz 3 (tab. 1.1).

Równoległy kompensator aktywny pełni rolę, jak podano w podrozdziale 1.2, sterowanego źródła prądu. Źródło takie realizuje się z wykorzystaniem odpowiednio sterowanego falownika napięcia lub falownika prądu, przyłączonego do sieci zasilającej poprzez odpowiedni obwód sprzęgający. We wdrożonych układach RKA stosowane są, jak dotąd, jedynie falowniki napięcia VSI (ang. *voltage source inverter*) które, w porównaniu do falowników prądu, wyróżnia wyższa sprawność i mniejsze gabaryty [8]. W dalszej części pracy rozważane są układy RKA z przekształtnikami VSI.

W konsekwencji zastosowania falownika napięcia sterowane źródło prądu może być zamodelowane jako sterowane źródło napięcia, przyłączone do sieci zasilającej poprzez obwód sprzęgający, co pokazano na rysunku 1.11a. Napięcie źródła jest wielkością sterującą prądem obwodu sprzęgającego, czyli prądem RKA. W praktyce obwód taki powinien być, w miarę możliwości, bezstratny i zapewniać skończone wzmocnienie dla prądu lub pochodnej prądu względem napięcia sterującego. Najprostszym obwodem spełniającym takie wymagania jest dławik (rys. 1.11a).

Na rysunku 1.11b pokazano ogólny model funkcjonalny RKA w postaci sterowanego falownika napięcia przyłączonego do sieci zasilającej poprzez obwód sprzęgający. Wyodrębnione w modelu, podstawowe elementy RKA są ze sobą ściśle powiązane i w pełni warunkują właściwości funkcjonalne kompensatora. Wzajemne powiązanie pomiędzy elementami RKA oznacza, że każdy z elementów wpływa zarówno na funkcjonowanie, jak i na wymagania formułowane wobec pozostałych elementów kompensatora. Najważniejsze uwarunkowania dla elementów układu RKA wynikają z praktycznej realizacji źródła napięcia w postaci falownika napięcia sterowanego impulsowo. Pierwszym z nich jest ograniczenie maksymalnej wartości napięcia sterującego, drugim zaś – występowanie w napięciu niepożądanych składowych harmonicznych wysokich rzędów, związanych z impulsowym charakterem pracy tranzystorów falownika napięcia. Ograniczenie napięcia wpływa na maksymalną dynamikę prądu RKA, natomiast obecność niepożądanych napięć harmonicznych wysokich rzędów wiąże się z koniecznością minimalizacji ich wpływu na występowanie analogicznych składowych w prądzie RKA, i w konsekwencji, zgodnie z (1.48), w napięciu zasilającym w pobliżu PCC. Powyższe uwarunkowania stanowią podstawę dla wyboru struktury i parametrów, kluczowego w tym aspekcie obwodu sprzęgającego falownik kompensatora z siecią zasilającą (podrozdziały 2.2 i 2.5). Obwód ten, rozumiany jako czwórnik z napięciem sterującym na wejściu i prądem RKA na wyjściu, powinno charakteryzować niskie tłumienie w zakresie wymaganego pasma kompensacji oraz wysokie tłumienie w zakresie pasma, związanego z częstotliwością pracy tranzystorów falownika RKA.



**Rys. 1.11.** Uproszczone modele funkcjonalne równoległego kompensatora aktywnego przyłączonego do PCC, w postaci: a) sterowanego źródła napięcia z dławikiem sprzęgającym, b) sterowanego falownika napięcia z obwodem sprzęgającym o właściwościach filtra dolnoprzepustowego

Wymienione powyżej wymaganie wobec RKA, dotyczące konieczności zapewnienia prądu kompensującego, a tym samym napięcia w pobliżu PCC, wolnego od tętnień wynikających z impulsowej pracy falownika RKA, jest istotne ze względu na jakość współpracy sieci i odbiorów przyłączonych w pobliżu kompensatora. W normie europejskiej [113] zawarto zalecenia, dotyczące maksymalnej zawartości harmonicznych w napięciu zasilającym jedynie dla częstotliwości nie większych niż 9 kHz. Zakres częstotliwości powyżej 9 kHz został uwzględniony w normie amerykańskiej [59], w której określono dopuszczalne wartości składowych harmonicznych odpowiednich rzędów dla prądu odbiorów. W zależności od częstotliwości pracy modulatora impulsowego zastosowanego w układzie sterowania RKA, wymienione normy europejskie mogą nie obejmować swoim zakresem rozpatrywanych zaburzeń napięcia. Zaburzenia te mogą jednak powodować niepoprawną pracę lub, nierzadko, uszkodzenie odbiorników o charakterze napięciowym lub odbiorników, których elementy składowe odznaczają się dużą podatnością napięciową dla harmonicznych wysokich rzędów. Odbiorniki tego typu są powszechne i należą do nich m.in. zasilacze impulsowe stosowane w urządzeniach teleinformatycznych lub też urządzeniach elektronicznych powszechnego użytku. Przykładem elementów odbiorów, które są nieodporne na rozważane zaburzenia napięcia, są tłumiki przepięć komutacyjnych RC wykorzystywane w prostownikach, w tym dużej mocy.

Dodatkowe wymagania wobec obwodów RKA zależą od specyfiki zastosowania danego systemu kompensacji i dotyczą zwłaszcza układów dużej mocy (podrozdział 2.3) oraz układów dla czteroprzewodowych sieci zasilających (podrozdział 2.4).

Wymagania wobec układu sterowania RKA związane są z metodyką kompensacji (podrozdział 3.4) i wynikającymi z niej zadaniami realizowanymi przez kompensator, ze strukturą i parametrami obwodów głównych, a także ze specyfiką cyfrowej realizacji algorytmów sterujących. Obwody główne RKA warunkują graniczną dynamikę prądu kompensującego, a tym samym teoretyczną granicę możliwości kompensacyjnych tego układu. Dynamika graniczna prądu określa obszar pracy RKA. Jednym z istotnych wymagań dla układu sterowania jest jak najpełniejsze wykorzystanie tego obszaru pracy i, w konsekwencji, maksymalizacja skuteczności realizacji zadań kompensacyjnych. Szczegółowe wymagania wobec układu sterowania RKA określono w podrozdziale 3.1.

Warunki pracy RKA wiążą się z właściwościami kompensowanych odbiorów (podrozdział 1.2), jakością i wartością napięcia zasilającego w punkcie przyłączenia, a także względną mocą zwarciovą w PCC określoną zarówno ze względu na moc kompensowanych odbiorów, jak i na moc RKA.

Idealne warunki pracy RKA oznaczają kompensację odbiorów o charakterze prądowym, wyróżniających się małą zmiennością mocy, przyłączonych do sieci odznaczającej się dużą wartością względnej mocy zwarciovowej (sieci sztywnej) i wysoką jakością napięcia w punkcie przyłączenia. Warunki takie oznaczają jednak na ogół brak praktycznej konieczności stosowania RKA, ponieważ efekt pracy kompensatora ograniczałby się jedynie do poprawy jakości prądu zasilającego i nie obejmował poprawy jakości napięcia w pobliżu PCC.

Przeciwieństwem idealnych warunków pracy RKA jest zwłaszcza kompensacja odbiorów niespokojnych [51], w tym odbiorów o dużej podatności napięciowej, przyłączonych do sieci odznaczającej się małą wartością względnej mocy zwarciowej (sieci miękkiej) i niską jakością napięcia w punkcie przyłączenia. Warunki takie są często bliskie rzeczywistym warunkom pracy RKA, w szczególności systemów RKA dużej mocy, ponieważ względna moc zwarciowa w punkcie przyłączenia, określona dla takich kompensatorów, przyjmuje zwykle małe wartości.

Reasumując, zadaniem RKA jest spełnienie założonych wymagań, związanych z oczekiwanym zakresem i stopniem poprawy jakości energii elektrycznej, a także ze specyfiką zastosowania kompensatora, określonych dla danych warunków pracy, z uwzględnieniem zmienności tych warunków.

## **2. OBWODY RÓWNOLEGLYCH KOMPENSATORÓW AKTYWNYCH**

Zgodnie z rozważeniami zawartymi w poprzednim rozdziale, szeroko rozumiane właściwości równoległego kompensatora aktywnego zależą od struktury i parametrów obwodów głównych tego kompensatora oraz od sterowania.

Podstawowy model funkcjonalny, w którym wyodrębniono wymienione powyżej, podstawowe elementy składowe RKA, pokazano na rysunku 1.11b w podrozdziale 1.3. Obwody główne RKA stanowi układ z pojedynczym falownikiem lub system złożony z wielu falowników napięcia przyłączonych do sieci zasilającej poprzez odpowiedni obwód lub obwody sprzęgające. Obwody główne warunkują granicę możliwości kompensacyjnych RKA, a także wpływają w znacznym stopniu na jakość współpracy RKA zarówno z siecią zasilającą, jak i z pobliskimi odbiornikami. Ponadto struktura i parametry obwodów głównych RKA warunkują dodatkowe wymagania wobec układu sterowania RKA. Struktura obwodów głównych wynika z ogólnych wymagań podanych w podrozdziale 1.3, ale także z mocy kompensatora oraz z układu sieciowego w miejscu przyłączenia.

### **2.1. Model układu zasilania z równoległym kompensatorem aktywnym**

Model układu zasilania z równoległym kompensatorem aktywnym stanowi złożenie modeli: sieci zasilającej, obwodów głównych kompensatora oraz kompensowanych odbiorów. Przeznaczeniem modelu przedstawionego w niniejszym podrozdziale jest analiza i dobór zarówno obwodów głównych RKA, jak i struktury oraz metod sterowania. Model określono dla układu czteroprzewodowego. Model układu trójprzewodowego stanowi uproszczenie, wynikające z pominięcia obwodów i wielkości występujących w równaniach, związanych z przewodem neutralnym. Rozważania teoretyczne zawarte w pracy oparto na modelu o parametrach podanych w załączniku A.

#### **Model sieci zasilającej**

Sieć zasilająca w ogólnym ujęciu stanowi rozbudowaną strukturę z wieloma źródłami i odbiornikami, urządzeniami stanowiącymi integralną część sieci, jak np.: transformatory, układy automatyki lub też zabezpieczające, a także z wieloma innymi. Znaczna część elementów sieci to obiekty nieliniowe. Ponadto elementy te połączone są pomiędzy sobą liniami przewodowymi, które, w ogólnym przypadku, stanowią linie długie o parametrach rozproszonych. Sformułowanie modelu matema-

tycznego sieci zasilającej, uwzględniającego wszystkie powyższe czynniki, jest zagadnieniem bardzo złożonym. W praktyce stosuje się dwie metody opisu takiego układu: analityczną, przy założeniu określonych uproszczeń, oraz numeryczną, zwykle pełniejszą, stosowaną szeroko w badaniach symulacyjnych.

Analiza pracy układu lub systemu RKA może być, w większości przypadków, przeprowadzona z wykorzystaniem modelu sieci zasilającej określonego wokół PCC. Przy założeniu zerowej podatności napięciowej (zależność 1.44) niekompensowanych odbiorów, sieć zasilającą wraz z tymi odbiorami można z dobrym przybliżeniem opisać przy zastosowaniu modelu liniowego. W konsekwencji, zgodnie z twierdzeniem Thevenina, dowolnie złożoną strukturę sieci zasilającej można zamodelować w PCC za pomocą zastępczego napięcia źródłowego  $e$ , indukcyjności zastępczej  $L_S$  i rezystancji zastępczej  $R_S$ , zgodnie z rysunkiem 2.1 (por. rys. 1.5). Uogólniając, napięcie zastępcze  $e$  jest odkształcone i nie odpowiada żadnemu z napięć źródeł przyłączonych do modelowanej sieci. Na rysunku zaznaczono napięcia i prądy w jednej z faz, a także dodatkowo prądy w przewodzie neutralnym. Oznaczono różne wartości odpowiednich indukcyjności i rezystancji fazowych oraz w przewodzie neutralnym, przy czym w równaniach, dla uproszczenia zapisu, założono podane poniżej, odpowiednie proporcje tych wielkości. Przy zastosowaniu notacji napięć i prądów w czteroprzewodowym układzie zgodnej z (1.8), napięcie zasilające w punkcie przyłączenia jest określone analogicznie do (1.45):

$$e_{\text{PCC}} = e - R_S i_S - L_S \frac{di_S}{dt}. \quad (2.1)$$

## Model obwodu sprzęgającego falownik RKA z siecią

Na rysunku 2.1 pokazano, oprócz modelu obwodowego sieci zasilającej, także model równoległego kompensatora aktywnego.

Podstawowymi elementami funkcjonalnymi obwodów głównych RKA są falownik napięcia i obwód sprzęgający. Rysunek prezentuje schemat obwodu sprzęgającego LCL+R. Jest to obwód najbardziej złożony spośród obwodów analizowanych w podrozdziale 2.2.

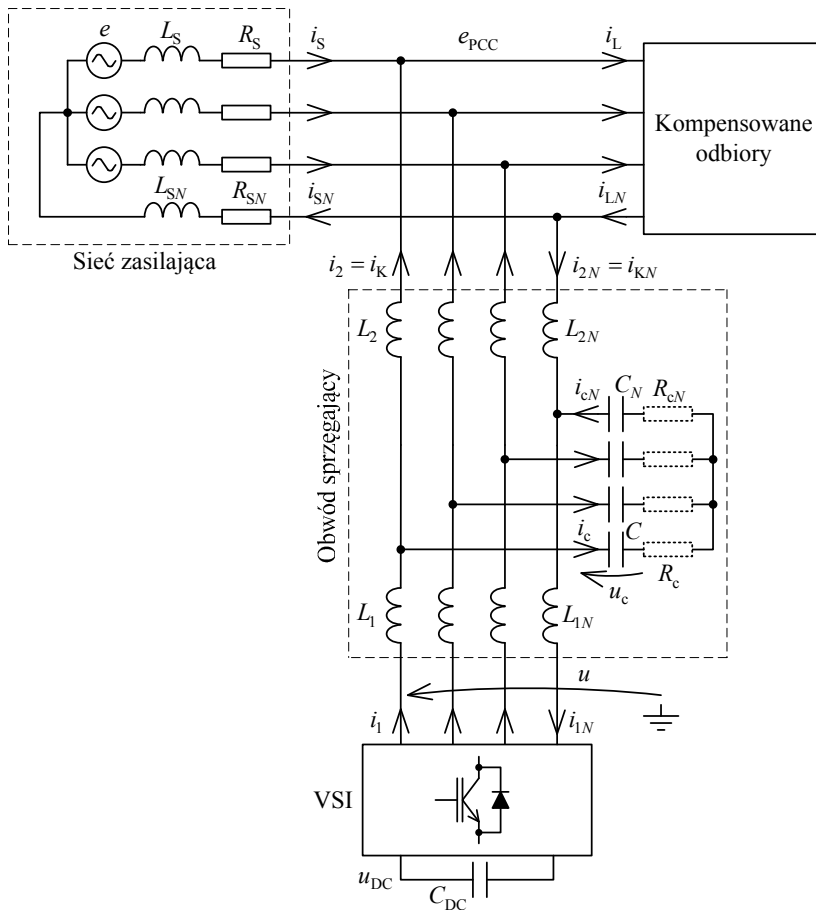
Opis matematyczny obwodu LCL+R można więc w łatwy sposób zaadaptować dla dowolnego z analizowanych obwodów przy zastosowaniu odpowiednich uproszczeń. Założenie równości  $L_{1N} = 2/3L_1$ ,  $L_{2N} = 2/3L_2$ ,  $C_N = 3/2C$  oraz  $R_{cN} = 2/3R_c$  (por. równanie 2.42) pozwala na opis czteroślazewodowego obwodu LCL+R za pomocą następującego, jednego układu równań różniczkowych:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1}{dt} = u - u_c - R_c (i_1 - i_2) \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = u_c + R_c (i_1 - i_2) - e_{\text{PCC}} \\ C \frac{du_c}{dt} = i_1 - i_2, \end{cases} \quad (2.2)$$

przy czym wartości  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $C$  i  $R_c$  dla składowej zerowej napięć i prądów wynikają z wyboru macierzy (1.7) zastosowanej w przekształceniu (1.6). Równanie (2.2) jest słuszne dla macierzy  $M_M$ . Równania stanu tego obwodu mają postać:

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u}, \quad \bar{y} = C\bar{x} + D\bar{u}, \quad (2.3)$$

$$\bar{x} = \bar{y} = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ u_c \end{bmatrix}, \quad \bar{u} = \begin{bmatrix} u \\ e_{PCC} \end{bmatrix}, \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{R_c}{L_1} & \frac{R_c}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{R_c}{L_2} & -\frac{R_c}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$



Rys. 2.1. Model obwodowy układu zasilania z równoległym kompensatorem aktywnym

oraz  $\mathbf{C}$  jest macierzą jednostkową typu 3x3, natomiast  $\mathbf{D}$  – macierzą zerową typu 3x2. Macierz transmitancji operatorowych obwodu LCL+R zdefiniowana jest następująco:

$$\mathbf{G}_{\text{LCLR}}(s) = \begin{bmatrix} G_{u \rightarrow i_1}(s) & G_{e \rightarrow i_1}(s) \\ G_{u \rightarrow i_2}(s) & G_{e \rightarrow i_2}(s) \\ G_{u \rightarrow u_c}(s) & G_{e \rightarrow u_c}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} = \quad (2.4)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{L_2 C s^2 + CR_c s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) CR_c s^2 + (L_1 + L_2) s} & -\frac{CR_c s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) CR_c s^2 + (L_1 + L_2) s} \\ \frac{CR_c s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) CR_c s^2 + (L_1 + L_2) s} & -\frac{L_2 C s^2 + CR_c s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) CR_c s^2 + (L_1 + L_2) s} \\ \frac{L_2}{L_1 L_2 C s^2 + (L_1 + L_2) CR_c s + L_1 + L_2} & \frac{L_1}{L_1 L_2 C s^2 + (L_1 + L_2) CR_c s + L_1 + L_2} \end{bmatrix}.$$

We wszystkich transmitancjach macierzy (2.4) zawarty jest człon oscylacyjny:

$$G_{\text{osc}}(s) = \frac{1}{L_1 L_2 C s^2 + (L_1 + L_2) CR_c s + L_1 + L_2}. \quad (2.5)$$

Częstotliwość rezonansowa członu (2.5), a tym samym obwodu LCL+R równa jest:

$$f_{r,\text{LCLR}} = \frac{\omega_{r,\text{LCLR}}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}, \quad (2.6)$$

i nie zależy od rezystancji  $R_c$ . Względny współczynnik tłumienia dla obwodu LCL+R wyrażony jest zależnością:

$$\zeta = \frac{CR_c}{2} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} = \frac{1}{2} CR_c \omega_{r,\text{LCLR}}. \quad (2.7)$$

Dla  $\zeta = 0$ , co odpowiada  $R_c = 0$ , analizowany obwód jest obwodem oscylacyjnym nietłumionym, natomiast dla  $\zeta \geq 1$ , co odpowiada:

$$R_c \geq \frac{2}{\omega_{r,\text{LCLR}} \cdot C}, \quad (2.8)$$

obwód traci właściwości układu oscylacyjnego. Dla współczynnika tłumienia o wartościach z przedziału od 0 do 1 obwód LCL+R jest układem oscylacyjnym tłumionym.

## Model falownika napięcia

W układach RKA może być zastosowany dowolny falownik napięcia, w tym falownik wielopoziomowy. Na potrzeby szeroko rozumianej analizy RKA wystarczający jest model funkcjonalny falownika napięcia oparty na reprezentacji półprzewodników mocy za pomocą łączników idealnych. Jedynym istotnym ograniczeniem

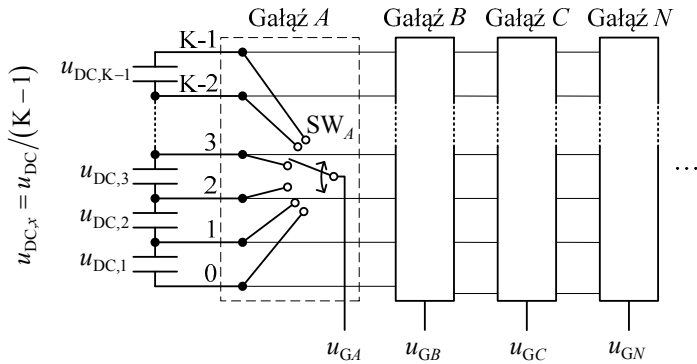


takiego modelu, w kontekście wymienionego zastosowania, jest brak możliwości wyznaczenia strat mocy falownika. Straty te wyznacza się przeważnie za pomocą symulacji numerycznych.

W dalszym opisie zastosowano oznaczenie AC w odniesieniu do obwodów prądu przemiennego falownika oraz DC – w odniesieniu do obwodów prądu stałego.

Model gałęzi, ogólnie ujmując, wielopoziomowego falownika napięcia można przedstawić w postaci łącznika wielopozycyjnego, przełączającego potencjały wynikające z podziału napięcia w obwodzie DC.

Model trójfazowego czterogałęziowego falownika, oparty na powyższym założeniu, pokazano na rysunku 2.2. W idealnym przypadku podział napięcia  $u_{DC}$  jest równomierny. Liczba pozycji łącznika SW odpowiada liczbie poziomów falownika. Model łącznikowy jest aktualny dla dowolnego falownika napięcia o komutacji wewnętrznej (wymuszonej), umożliwiającego dwukierunkowe przekształcanie energii, w tym zarówno falownika dwupoziomowego, jak i wielopoziomowego, np. NPC (ang. *neutral point clamped*) [100], FC (ang. *flying capacitor*), kaskadowego HB (ang. *H-bridge*), hybrydowego lub dowolnego innego. Model można łatwo rozszerzyć na większą liczbę gałęzi falownika.



**Rys. 2.2.** Model funkcjonalny wielopoziomowego trójfazowego, trójgałęziowego falownika napięcia

Położenie łączników SW we wszystkich gałęziach falownika reprezentowane jest przez wektor stanów  $h$  łączników danej gałęzi:

$$\mathbf{H}^T = [h_A \ h_B \ h_C \ h_N], \quad h_{A,B,C,N} \in \{0, 1, \dots, K-1\}. \quad (2.9)$$

Liczba elementów zbioru możliwych stanów modelu, zdefiniowanego:

$$\mathcal{H} = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_J\}, \quad (2.10)$$

równa jest:

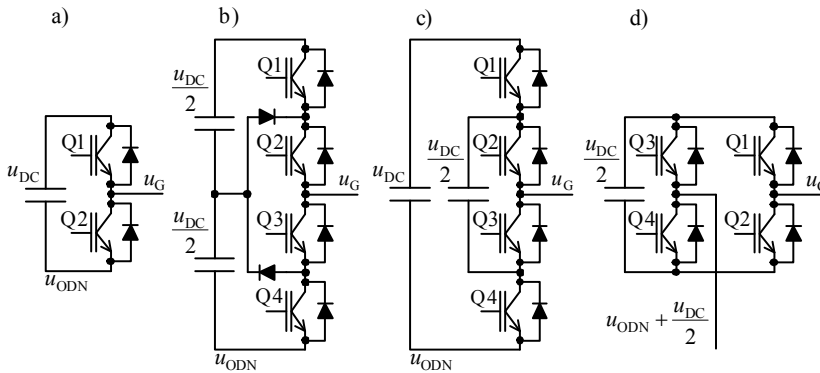
$$J = K^N, \quad (2.11)$$

gdzie:

- K – liczba poziomów falownika,
- N – liczba gałęzi falownika.

Każdą z topologii falownika wyróżnia specyficzna kombinacja lub zbiór kombinacji załączeń tranzystorów, odpowiadający określonemu stanowi modelu  $H$ . Liczba możliwych stanów modelu łącznikowego zdefiniowana w (2.11) równa jest liczbie różnych (w sensie napięcia wyjściowego w każdej z gałęzi) stanów modelowanego falownika.

Na rysunku 2.3 pokazano schematy ideowe gałęzi falownika dwupoziomowego oraz przykładowych trójpoziomowych ( $K = 3$ ) falowników typu NPC, FC i HB.



**Rys. 2.3.** Schemat ideowy gałęzi: a) falownika napięcia dwupoziomowego oraz wybranych falowników trójpoziomowych: b) NPC, c) FC, d) HB

W tabeli 2.1 podano kombinacje załączeń tranzystorów  $Q_m$  poszczególnych gałęzi falowników z rysunku 2.3, odpowiadające możliwym stanom łącznika SW (rys. 2.2).

**Tabela 2.1**

Stany załączenia tranzystorów oraz napięcia wyjściowe gałęzi falowników zgodnych z rysunkiem 2.3, odpowiadające poszczególnym stanom łącznika SW

Pozycja $h$ łącznika SW	Napięcie $u_G$	Rodzaj falownika napięcia			
		2-poziomowy	NPC	FC	HB
		$g_{Q1} g_{Q2}$	$g_{Q1} g_{Q2} g_{Q3} g_{Q4}$	$g_{Q1} g_{Q2} g_{Q3} g_{Q4}$	$g_{Q1} g_{Q2} g_{Q3} g_{Q4}$
0	0	0 1	0 0 1 1	0 0 1 1	1 0 0 1
1	$u_{DC}/2$	-	0 1 1 0	0 1 0 1	0 1 0 1
				1 0 1 0	1 0 1 0
2	$u_{DC}$	1 0	1 1 0 0	1 1 0 0	0 1 1 0

Kombinacje te wyrażono za pomocą wektorów postaci:

$$\mathbf{g}_k^T = [g_{Q1k} \quad g_{Q2k} \quad \dots \quad g_{Qmk}], \quad g_{Qmk} \in (0,1), \quad k \in A, B, C, N, \quad (2.12)$$

gdzie:

- $g_{Qm} = 1$  – stan załączenia tranzystora,
- $g_{Qm} = 0$  – stan wyłączenia.

Równoważność:

$$h_k \Leftrightarrow \{g_{k1}, g_{k2}, \dots, g_{kV}\}, \quad k \in A, B, C, N, \quad (2.13)$$

określa zbiór kombinacji załączeń tranzystorów gałęzi falownika odpowiadający stanowi łącznika modelującego tę gałąź.

W tabeli 2.1 podano również napięcia wyjściowe gałęzi falownika odniesione do odpowiednich potencjałów  $u_{ODN}$ , określone w funkcji stanu łącznika gałęzi jako:

$$u_G = h \frac{u_{DC}}{K-1}. \quad (2.14)$$

Potencjał odniesienia dla układów a), b), oraz c) z rysunku 2.3 może być określony dla dowolnie wybranego punktu obwodu DC.

Napięcie w obwodzie DC oraz potencjał odniesienia dla gałęzi falownika HB (rys. 2.3d) wybrano w taki sposób, aby napięcie wyjściowe było zgodne z napięciami określonymi dla pozostałych rodzajów falowników.

Wyjściowe napięcie fazowe falownika czterogałęziowego odnosi się do napięcia wyjściowego gałęzi  $N$ , zgodnie z zależnością:

$$u_k = u_{Gk} - u_N, \quad k \in A, B, C. \quad (2.15)$$

Podstawienie (2.14) do (2.15) prowadzi do następującej równości definiującej chwilowe napięcia fazowe falownika:

$$u_k = (h_k - h_N) \frac{u_{DC}}{K-1}, \quad k \in A, B, C. \quad (2.16)$$

Napięcia określone w (2.16) zawierają składową wspólną, będącą zmienną zależną napięć fazowych. Składowa ta, zgodnie z (1.2), równa jest:

$$u_N = \left( \frac{1}{3} \sum_{l=A,B,C} h_l - h_N \right) \frac{u_{DC}}{K-1}. \quad (2.17)$$

Napięcia fazowe falownika można przekształcić do układu  $\alpha\beta 0$ . Zastosowanie (1.6) w odniesieniu (2.16) prowadzi do równości:

$$u_\alpha = h_\alpha \frac{u_{DC}}{K-1}, \quad u_\beta = h_\beta \frac{u_{DC}}{K-1}, \quad u_0 = h_0 \frac{u_{DC}}{K-1}, \quad h_{\alpha,\beta,0} = \mathcal{E}\{h_{A,B,C} - h_N\}. \quad (2.18)$$

Napięcia wyjściowe falownika trójgałęziowego, którego obwód DC nie jest dodatkowo przyłączony do obwodu AC, można odnieść do napięcia wspólnego, zdefiniowanego w (1.2). Chwilowe napięcia fazowe falownika są wtedy równe:

$$u_k = \left( h_k - \frac{1}{3} \sum_{l=A,B,C} h_l \right) \frac{u_{DC}}{K-1}, \quad k \in A, B, C, \quad (2.19)$$

i nie zawierają składowej wspólnej, która w rozpatrywanym układzie nie ma wpływu na prądy fazowe. Napięcia fazowe zdefiniowane w (2.19) odpowiadają składowym  $\alpha, \beta$  zgodnym z (2.18), natomiast składowa  $\theta$  jest równa zero.

Zbiór chwilowych napięć fazowych falownika czterogłęziowego, odpowiadający wszystkim możliwym stanom  $\mathbf{H}_j \in \mathcal{H}, j \in (1, 2, \dots, J)$ , można przedstawić graficznie w ortogonalnym układzie współrzędnych  $\alpha\beta\theta$  za pomocą wektorów przestrzennych:

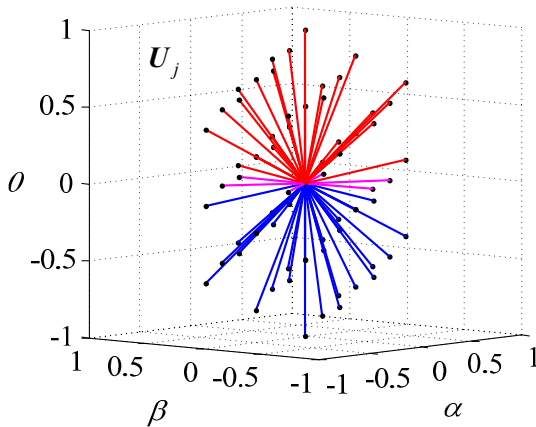
$$\mathbf{U}_j = \mathbf{u}(\mathbf{H}_j). \quad (2.20)$$

Wektory  $\mathbf{U}_j$  nazywane są wektorami podstawowymi falownika napięcia [158]. Moduły wektorów podstawowych są proporcjonalne do napięcia  $u_{DC}$ .

Na rysunku 2.4 [158] pokazano wektory podstawowe falownika trójpoziomowego czterogłęziowego, odniesione do napięcia  $u_{DC}$ .

Niech  $\mathbf{u}_{AV}$  oznacza napięcie wyjściowe falownika uśrednione w pewnym skończonym okresie czasu  $T$ :

$$\mathbf{u}_{AV} = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{U}_j(t) dt. \quad (2.21)$$



**Rys. 2.4.** Wektory główne trójpoziomowego, czterogłęziowego falownika napięcia [158]

Wektory  $\mathbf{U}_j$  określają wierzchołki bryły wielokątnej ograniczającej obszar napięć falownika  $\mathbf{u}_{AV}$ , możliwych do uzyskania z zastosowaniem modulacji impulsowej. Obszar taki nazywany jest w dalszych rozważaniach obszarem pracy falownika. Symbolem  $\Omega$  oznaczono powierzchnię stanowiącą granicę tego obszaru.

Modulacja impulsowa polega na cyklicznym przełączaniu tranzystorów falownika, a tym samym stanów falownika i odpowiadających tym stanom wektorów podstawowych  $\mathbf{U}_w$  w taki sposób, aby w pewnym skończonym okresie  $T_{imp}$  napięcie falownika  $\mathbf{u}_{AV}$  odwzorowywało napięcie zadane  $\mathbf{u}^{zad}$ :

$$\mathbf{u}^{zad} = \mathbf{u}_{AV} = \sum_{w=1}^W \frac{t_w}{T_{imp}} \mathbf{U}_w, \quad T_{imp} = \sum_{w=1}^W t_w. \quad (2.22)$$

gdzie  $t_w$  oznacza czasy załączeń poszczególnych stanów falownika. Okres  $T_{\text{imp}}$  jest okresem impulsowania lub inaczej okresem pracy modulatora impulsowego. W każdym okresie impulsowania realizowane jest załączenie określonej, zależnej od strategii modulacji, liczby odpowiednich stanów falownika. Wybór załączanych stanów wynika przede wszystkim z minimalizacji ich liczby, ale może być również rezultatem realizacji dodatkowych celów, związanych np. z równoważeniem napięć w obwodzie DC wielopoziomowego falownika napięcia [157]. Stany te załączane są na odpowiednie czasy  $t_w$  wynikające z równania (2.22). Ze względu na syntezę zadanego napięcia AC falownika  $u^{\text{zad}}$  nie jest istotna kolejność załączania poszczególnych stanów. Sekwencja załączeń stanów wynika na ogół z minimalizacji liczby przełączeń tranzystorów falownika [54]. Przełączania stanów falownika dokonuje się poprzez przełączanie odpowiednich tranzystorów, co wynika z tabeli 2.1. Wraz ze wzrostem liczby poziomów falownika maleje względny udział poszczególnych tranzystorów w przełączaniu stanów oraz odpowiadających im podstawowych wektorów napięcia AC. Przy realizacji syntezy napięcia AC falownika z wykorzystaniem minimalnej możliwej liczby stanów falownika w ramach danego  $T_{\text{imp}}$  prawdziwa jest następująca relacja pomiędzy częstotliwością przełączania napięcia AC i średnią częstotliwością przełączania tranzystorów  $f_Q$  [54]:

$$f_{\text{imp}} = \frac{1}{T_{\text{imp}}} = \frac{f_Q}{K-1}, \quad (2.23)$$

gdzie  $K$  oznacza liczbę poziomów falownika.

Inną, istotną właściwością falowników wielopoziomowych jest możliwość pracy przy wyższych napięciach zarówno po stronie DC, jak i AC. Właściwość ta jest rezultatem blokowania napięcia DC w takich falownikach przez kilka półprzewodników połączonych szeregowo [54, 158]. Dla falowników dwupoziomowych i falowników wielopoziomowych NPC, FC i HB spełniona jest zależność:

$$U_{Q,\text{max}} = \frac{u_{\text{DC}}}{K-1}, \quad (2.24)$$

gdzie:

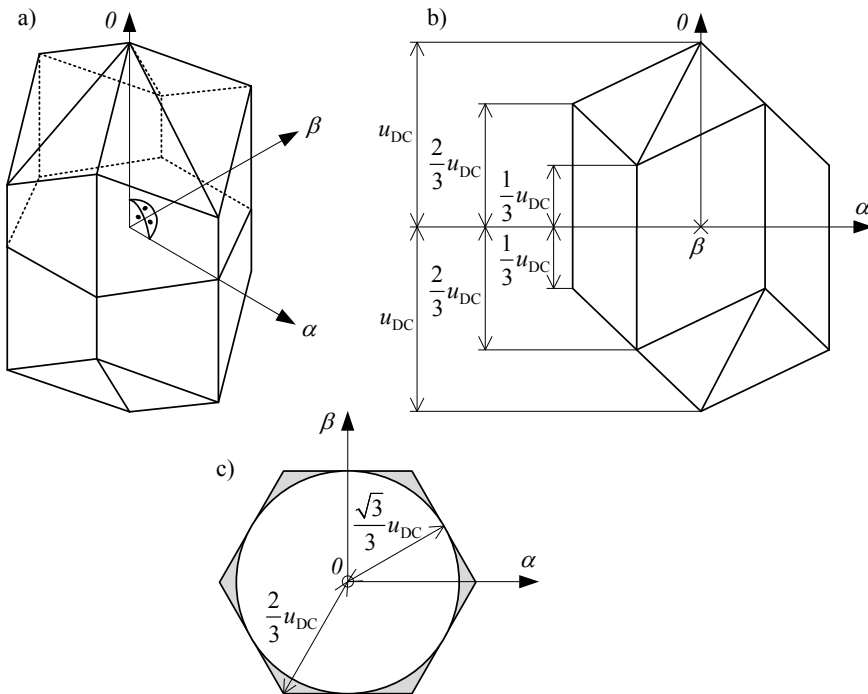
$U_{Q,\text{max}}$  – maksymalne napięcie blokowane przez pojedynczy tranzystor lub diodę,  
 $K$  – liczba poziomów falownika.

Okres  $T_{\text{imp}}$  oraz strategia zastosowanej modulacji impulsowej warunkują częstotliwości oraz wartości amplitud niepożądanych składowych harmonicznych zawartych w napięciu wyjściowym danego falownika. Zawartość niepożądanych, wyższych harmonicznych w tym napięciu zależy również, dla danego napięcia  $u_{\text{DC}}$ , od liczby poziomów falownika.

Analiza zagadnień związanych z modulacją impulsową, stosowaną w falownikach napięcia, nie wchodzi w zakres niniejszej pracy. Ta rozległa tematyka jest przedmiotem licznych opracowań naukowych. Jedną z bardziej kompletnych prac na temat modulacji impulsowej w układach przekształtnikowych jest publikacja [54].

Na rysunku 2.5 pokazano obszar pracy trójfazowego, czterogłęziowego falownika napięcia. Zaznaczono charakterystyczne wymiary graniczne obszaru pracy zależne od  $u_{DC}$ , wynikające bezpośrednio z zależności (2.18). Obszar pracy nie zależy od liczby poziomów falownika, która wpływa jedynie na liczbę i położenie wektorów podstawowych, wskazujących punkty leżące wewnątrz i na granicy obszaru.

Na rysunku 2.5c pokazano przekrój obszaru pracy, uzyskany dla zerowego napięcia wspólnego falownika  $u_N = 0$ . Przekrój ten jest jednocześnie obszarem pracy trójfazowego, trójgłęziowego falownika napięcia o dowolnej liczbie poziomów. Obszar ten jest sześciokątem foremnym. Okrąg wpisany w sześciokąt określa maksymalną wartość napięcia  $u_{AV}$  odwzorowującego napięcie sinusoidalne i symetryczne. Pola obszaru pracy, leżące poza okręgiem wpisanym, odpowiadają zakresowi pracy falownika związanemu z nadmodulacją [54, 158].



**Rys. 2.5.** Obszar pracy trójfazowego, czterogłęziowego falownika napięcia:  
a) widok w aksonometrii, b) widok na płaszczyznę  $O\alpha\theta$ , c) przekrój w płaszczyźnie  $O\alpha\beta$   
odpowiadającej napięciu wspólnemu falownika  $u_N = 0$

Granica obszaru pracy falownika napięcia, pokazanego na rysunku 2.5, stanowi jeden z czynników warunkujących graniczną dynamikę regulacji prądu kompensującego RKA. Zagadnienie to sprecyzowano w podrozdziale 2.5.

Najprostszym modelem falownika napięcia jest tzw. model uśredniony (ang. *average model*) oparty na wielkości  $u_{AV}$ . W modelu takim zakłada się, że okres

impulsowania  $T_{\text{imp}}$  dąży do zera i w rezultacie pomija się impulsowy charakter pracy falownika napięcia. Powyższe założenia prowadzą do modelu falownika napięcia określonego zależnością:

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{AV} = \min\{\mathbf{u}^{\text{zad}}, \Omega\}, \quad (2.25)$$

gdzie:

- $\mathbf{u}$  – chwilowe napięcie AC falownika,
- $\mathbf{u}^{\text{zad}}$  – zadane napięcie AC falownika.

Model zdefiniowany w (2.25) ma zastosowanie w analizie obwodów oraz układu sterowania RKA w przypadku, gdy nie jest wymagane uwzględnienie skutków impulsowej pracy falownika napięcia.

## Model kompensowanych odbiorów

Analiza zarówno obwodów głównych, jak i układu sterowania RKA wymaga zastosowania modelu kompensowanego odbioru lub grupy odbiorów nieliniowych. W związku z tym wspomniane modele można podzielić na dwie zasadnicze kategorie: modele oparte na źródle zastępczym oraz modele obwodowe.

Modele oparte na źródle zastępczym zdefiniowano w podrozdziale 1.2. Wyróżnić można modele oparte na źródle prądu (rys. 1.7) oraz oparte na źródle napięcia (rys. 1.9 i zależność (1.53)). Wybór rodzaju źródła, modelującego kompensowany odbiór, uwarunkowany jest koniecznością uwzględnienia podatności napięciowej tego odbioru. Podatność napięciowa odbioru wpływa na występowanie sprzężenia zwrotnego od kompensowanego prądu w układzie RKA, realizującym tzw. kompensację w układzie „otwartym” (podrozdział 3.1). Zmienność prądu odbioru w wyniku zmiany napięcia w PCC związanej z pracą RKA jest jednak w układach praktycznych niewielka. W rezultacie na potrzeby analizy pracy RKA wystarczający jest przeważnie model odbioru w postaci źródła prądu.

Ze względu na złożony opis analityczny modele obwodowe kompensowanych odbiorów nieliniowych mają zastosowanie w badaniach opartych na symulacjach numerycznych układu zasilania z równoległym kompensatorem aktywnym.

## 2.2. Analiza porównawcza obwodów sprzęgających przekształtnik z siecią zasilającą

Struktura i parametry obwodu sprzęgającego przekształtnik z siecią wpływają w sposób zasadniczy na właściwości kompensacyjne RKA. W niniejszym podrozdziale scharakteryzowano porównawczo następujące wybrane rodzaje obwodów sprzęgających: L, LC, LCL, LCL+R. Wybór analizowanych obwodów wynika z rozwiązań proponowanych w literaturze przedmiotu [21, 25, 33, 56, 81, 84, 103, 109, 122, 127, 130, 162, 187, 188, 194, 197]. Analiza teoretyczna zawarta poniżej, oparta

jest na modelu kompensatora, sformułowanym w podrozdziale 2.1. W modelu przyjęto strukturę obwodu sprzęgającego LCL+R. Opis pozostałych obwodów analizowanych w tym podrozdziale wynika z odpowiednich uproszczeń obwodu LCL+R.

W układzie RKA obwód sprzęgający pełni rolę czwórnika (dla napięć i prądów reprezentowanych zgodnie z (1.8)), którego wejście stanowi napięcie AC falownika  $u$ , natomiast wyjście – prąd kompensujący  $i_2$ . Charakterystyka obwodu sprzęgającego wynika więc z transmitancji  $G_{u \rightarrow i_2}(s)$ , która dla obwodu LCL+R określona jest w (2.4). Charakterystyki określono przy założeniu idealnie sztywnej sieci zasilającej. Zmienność charakterystyki obwodu zastępczego w funkcji parametrów sieci oceniono poprzez włączanie zastępczej indukcyjności sieci  $L_S$  do obwodu sprzęgającego obok lub w miejsce indukcyjności  $L_2$ . Pominięto zastępczą rezystancję sieci  $R_S$ , wobec spełnienia w układach praktycznych nierówności  $\omega L_S \gg R_S$  – zwłaszcza dla pulsacji  $\omega$ , odpowiadających składowym harmonicznym napięć i prądów wyższych rzędów.

Wymagania formułowane wobec obwodu sprzęgającego przekształtnik (falownik napięcia) RKA z siecią są zgodne z analizą przedstawioną w podrozdziale 1.3 i wynikają z dwóch podstawowych czynników:

- wymaganej, wysokiej dynamiki prądu kompensującego (podrozdział 1.2);
- konieczności ograniczenia tętnień prądu kompensującego związanych z impulsowym charakterem pracy falownika napięcia (podrozdział 2.1).

W rezultacie obwód sprzęgający powinien zapewniać małe tłumienie w paśmie związanym z wymaganym zakresem częstotliwości (a więc wymaganą dynamiką) prądu kompensującego oraz możliwie duże tłumienie w paśmie obejmującym częstotliwości składowych harmonicznym napięcia AC falownika, wynikających z modulacji impulsowej. Istotne jest również, aby właściwości obwodu sprzęgającego i w efekcie także właściwości RKA w jak najmniejszym stopniu zależały od parametrów sieci zasilającej. Dodatkowo obwód sprzęgający powinna wyróżniać jak największa sprawność.

Wobec powyższego, analiza właściwości poszczególnych obwodów sprzęgających obejmuje ocenę porównawczą:

- charakterystyk częstotliwościowych w zakresie wymaganego pasma prądu kompensującego (pasma przepustowego);
- charakterystyk częstotliwościowych w zakresie pasma związanego z napięciami harmonicznymi po stronie AC falownika, wynikającymi z modulacji impulsowej (pasma zaporowego);
- wpływu parametrów sieci na charakterystykę obwodu;
- strat mocy;

przy czym właściwości te odniesiono do obwodu LCL.

Górna granica wymaganego zakresu częstotliwości prądu kompensującego RKA może być określona zgodnie z wytycznymi, dotyczącymi jakości napięcia zasilającego, zawartymi w normie [113] i scharakteryzowanymi w podrozdziale 1.3. Norma definiuje wskaźniki jakości napięcia dla harmonicznym do 40. rzędu. W rezultacie dla częstotliwości podstawowej harmonicznej równej 50 Hz górna granica częstotli-



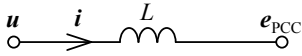
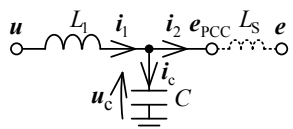
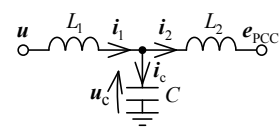
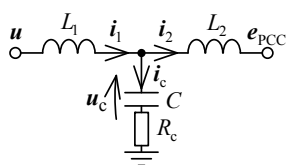
wości prądu kompensującego równa jest 2 kHz. Wartość tę można przyjąć jako górną granicę wymaganego pasma przepustowego obwodu sprzęgającego.

Skuteczność tłumienia tętnień prądu, związanych z modulacją impulsową, oceniono przy założeniu częstotliwości impulsowania  $f_{imp} = 8$  kHz (zgodnie z parametrami modelu podanymi w załączniku A). Pasma zaporowe obwodu sprzęgającego oceniono, badając tłumienie obwodu sprzęgającego dla podstawowej harmonicznej (o częstotliwości  $f_{imp}$ ) składowych napięcia falownika związanych z modulacją, a także dla wyższych harmonicznych, poprzez analizę nachylenia charakterystyki obwodu sprzęgającego powyżej częstotliwości  $f_{imp}$ .

W tabeli 2.2 podano schematy ideowe i transmitancje  $G_{u \rightarrow iz}(s)$  rozpatrywanych obwodów sprzęgających.

Tabela 2.2

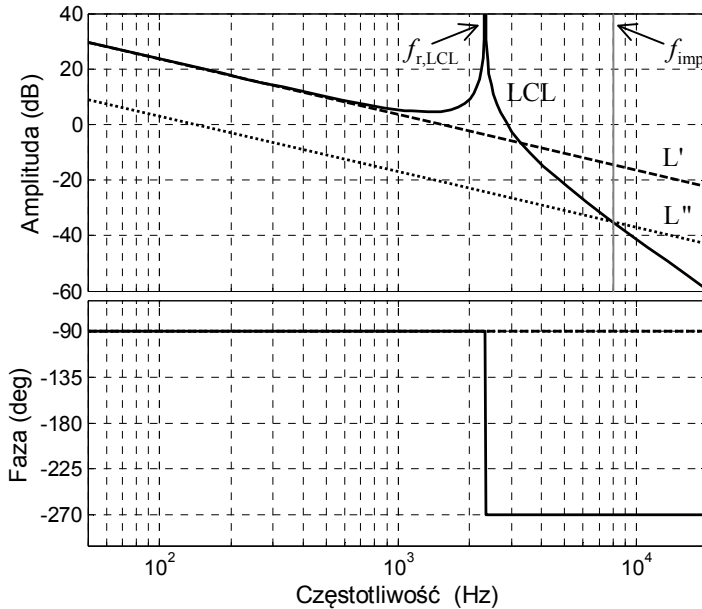
Schematy ideowe i transmitancje operatorowe obwodów sprzęgających L, LC, LCL i LCL+R

Rodzaj obwodu	Schemat ideowy	Transmitancja operatorowa $G_{u \rightarrow iz}(s)$
L		$\frac{1}{Ls}$
LC		a) $\frac{1}{L_1 s} \Leftarrow L_S = 0$
		b) $\frac{1}{L_1 L_S C s^3 + (L_1 + L_S) s} \Leftarrow L_S > 0$
LCL		$\frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s}$
LCL+R		$\frac{CR_c s + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) CR_c s^2 + (L_1 + L_2) s}$

## Porównanie dławika i obwodu LCL

Na rysunku 2.6 porównano charakterystyki częstotliwościowe obwodów L i LCL. Dławik stanowi filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu, natomiast obwód LCL – filtr trzeciego rzędu. Na rysunku zamieszczono charakterystyki obwodu sprzęgającego L (dławika sprzęgającego) dla dwóch różnych indukcyjności. Indukcyjność  $L'$  zapewnia zbieżność charakterystyk obwodów LCL i L w paśmie prądu kompensacyjnego RKA, co odpowiada zakresowi częstotliwości poniżej częstotliwości rezonansowej obwodu LCL (zależność 2.6). Indukcyjność  $L''$  zapewnia natomiast takie

samo tłumienie porównywanych obwodów dla częstotliwości impulsowania falownika, która odpowiada podstawowej harmonicznej składowych napięcia AC falownika związanych z modulacją.



**Rys. 2.6.** Porównanie charakterystyk częstotliwościowych obwodów L i LCL

Wartość indukcyjności  $L'$  wynika z przyrównania modułów transmitancji widmowych dławika i obwodu LCL dla częstotliwości napięcia  $u$  dążącej do zera i równa jest:

$$L' = \lim_{\omega \rightarrow 0} (L_1 + L_2 - \omega^2 L_1 L_2 C) = L_1 + L_2. \quad (2.26)$$

Przyrównanie modułów transmitancji widmowych dławika i obwodu LCL dla częstotliwości  $f_{imp}$  prowadzi do zależności określającej wartość  $L''$ :

$$L'' = 4\pi^2 f_{imp}^2 L_1 L_2 C - L_1 - L_2. \quad (2.27)$$

Z charakterystyk amplitudowych, pokazanych na rysunku 2.6, wynika, że obwód LCL zapewnia, w porównaniu do dławika, znacznie większe różnice wzmocnień pomiędzy pasmem przepustowym i zaporowym. Dla takich samych wzmocnień w paśmie przepustowym tłumienie obwodu LCL dla częstotliwości  $f_{imp}$  jest wyższe o około 20 dB. Analogicznie, dławik zapewniający takie samo tłumienie dla częstotliwości  $f_{imp}$ , co obwód LCL, wyróżnia około 20 dB mniejsze wzmocnienie w paśmie przepustowym. Ponadto, nachylenie charakterystyki w paśmie zaporowym wynosi dla obwodu LCL 60 dB na dekadę, natomiast dla dławika – 20 dB na dekadę. W konsekwencji obwód LCL spełnia wyszczególnione wyżej wymagania właściwe dla

obwodu sprzęgającego RKA w znacznie większym stopniu niż dławik. Co więcej, charakterystyka częstotliwościowa dławika czyni go niezdatnym dla układu RKA, którego prąd kompensujący zawiera wyższe harmoniczne, ponieważ odpowiednio wysokie tłumienie tętnień prądu można uzyskać jedynie dla indukcyjności dławika zbyttnio ograniczającej dynamikę prądu kompensującego (podrozdział 2.5).

Zastosowanie dławika jako obwodu sprzęgającego RKA jest ograniczone do układów generujących sinusoidalny prąd kompensujący o częstotliwości napięcia zasilającego, czyli do układów kompensujących moc bierną lub regulujących napięcie zasilające (są to układy STATCOM). Wybór dławika jako obwodu sprzęgającego w takich kompensatorach może być umotywowany chęcią uproszczenia obwodów mocy. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, że nawet w takim zastosowaniu obwód LCL wyróżnia, w odniesieniu do dławika, znacznie mniejsza sumaryczna indukcyjność  $L_1 + L_2$ . Przy założeniu takiego samego poziomu tłumienia obydwu obwodów dla częstotliwości  $f_{imp}$ , iloraz indukcyjności dławika  $L$  i indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  równy jest ilorazowi  $L''/L'$ , przy czym, zgodnie z (2.26) i (2.27):

$$\frac{L''}{L'} = \frac{L}{L_1 + L_2} \Big|_{\text{STATCOM}} = \frac{f_{imp}^2}{f_{r,LCL}^2} - 1. \quad (2.28)$$

W praktyce, w układach RKA z obwodem LCL zawsze spełniona jest nierówność, wynikająca z warunków stabilności układu sterowania [178] (podrozdział 3.3):

$$\frac{f_{imp}}{f_{r,LCL}} > 3 \Rightarrow \frac{L}{L_1 + L_2} \Big|_{\text{STATCOM}} > 8. \quad (2.29)$$

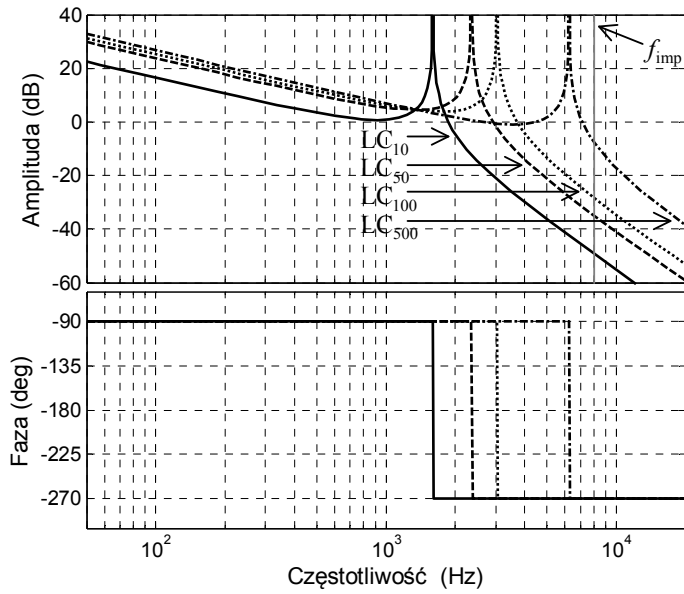
W rezultacie tak znacznej różnicy indukcyjności obwód LCL, pomimo większej złożoności, wyróżniają mniejsze gabaryty.

Właściwością obwodu LCL, wynikającą z jego rzędu, jest występowanie rezonansu (rys. 2.6) o częstotliwości zdefiniowanej równaniem (2.6). Obecność rezonansu obwodu sprzęgającego stanowi istotny czynnik warunkujący wymagania dla regulatora prądu RKA (podrozdziały 3.2 i 3.3).

## Porównanie obwodów LC i LCL

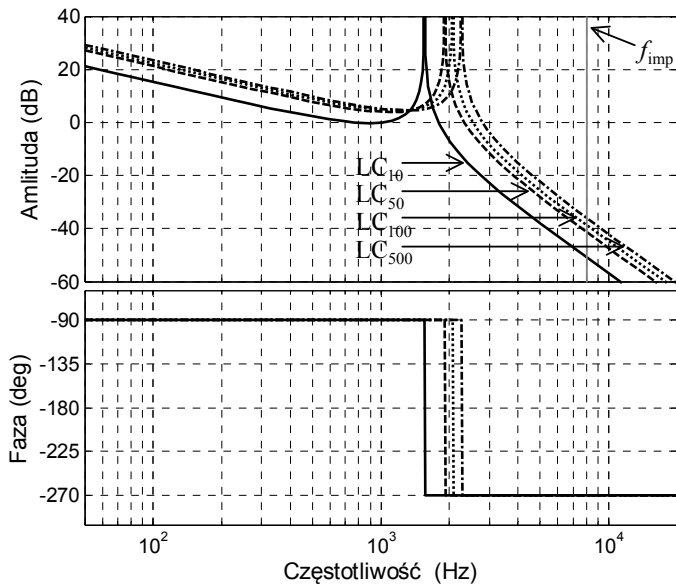
Obwód sprzęgający LC, współpracujący z siecią modelowaną idealnym źródłem napięcia, ma takie same właściwości jak dławik. W przypadku występowania niezerowej indukcyjności sieci  $L_S$  obwód LC przyjmuje właściwości obwodu LCL. Obwód LC opisany jest wtedy transmitancją wynikającą z włączenia indukcyjności  $L_S$  do struktury tego obwodu.

Na rysunku 2.7 pokazano charakterystyki częstotliwościowe obwodu LC, uzyskane dla następujących wartości zastępczej indukcyjności sieci:  $L_S = 3,4 \mu\text{H}$ ,  $17 \mu\text{H}$ ,  $34 \mu\text{H}$  oraz  $168 \mu\text{H}$ . Dla RKA o mocy 300 kVA (załącznik A) indukcyjności te odpowiadają względnej mocy zwarciowej  $k_{zw,1}$  w PCC (zależność 1.47) równej, odpowiednio: 500, 100, 50 oraz 10.



**Rys. 2.7.** Charakterystyki częstotliwościowe obwodu LC dla względnej mocy zwarciowej w PCC równej: 10, 50, 100 oraz 500

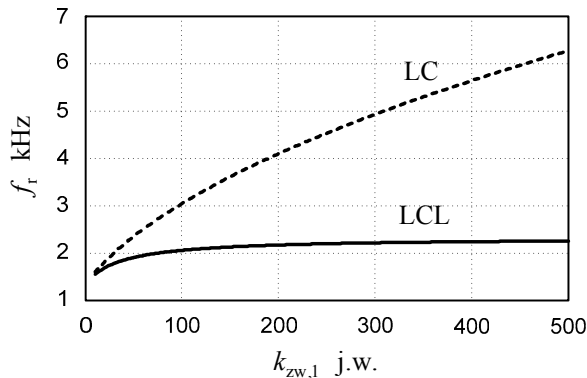
Rysunek 2.8 zawiera charakterystyki obwodu LCL uzyskane dla takich samych wartości względnej mocy zwarciowej.



**Rys. 2.8.** Charakterystyki częstotliwościowe obwodu LCL dla względnej mocy zwarciowej w PCC równej: 10, 50, 100 oraz 500

Obwód LC wyróżnia, w porównaniu do obwodu LCL, duża zmienność częstotliwości rezonansowej  $f_r$  w funkcji względnej mocy zwarciowej w PCC.

Porównanie zmienności częstotliwości rezonansowej rozpatrywanych obwodów pokazano na rysunku 2.9. Częstotliwość  $f_r$  obwodu LC ulega znacznemu zwiększeniu wraz ze wzrostem mocy zwarciowej w PCC. W przypadku obwodu LCL częstotliwość ta zmienia się w niewielkim zakresie i dąży asymptotycznie do wartości zdefiniowanej w (2.6). Zmiany częstotliwości rezonansowej obwodu sprzęgającego mają decydujący wpływ na stabilność układu sterowania RKA (podrozdział 3.3). Dodatkowym, negatywnym skutkiem wzrostu częstotliwości  $f_r$  obwodu LC jest znaczne zmniejszenie tłumienia tego obwodu dla częstotliwości impulsowania  $f_{imp}$  i jej wielokrotności.



**Rys. 2.9.** Zmienność częstotliwości rezonansowej obwodów LC i LCL w funkcji względnej mocy zwarciowej w PCC

Charakterystyki obwodu LC, pokazane na rysunku 2.7, otrzymano przy założeniu, że w PCC oprócz kompensatora przyłączone są jedynie odbiory o charakterze prądowym, modelowane obwodem pokazanym na rysunku 1.7. W przypadku, gdy RKA kompensuje odbiory o charakterze napięciowym, zastępcza indukcyjność w PCC ulega zmniejszeniu i wynika z równoległego połączenia indukcyjności sieci  $L_S$  i indukcyjności zastępczej  $L_{AC}$  odbiorów (rys. 1.9a). Wpływ zmiany indukcyjności zastępczej w PCC na charakterystykę obwodu LC jest analogiczny do efektu wynikającego ze zwiększenia mocy zwarciowej. Właściwości obwodu LC zależą więc w znacznym stopniu również od podatności napięciowej odbiorów przyłączonych w pobliżu PCC.

Ze względu na dużą zmienność częstotliwości  $f_r$  obwodu LC w funkcji zarówno mocy zwarciowej w PCC, jak i charakteru przyłączonych odbiorów, obwód taki mógłby być zastosowany jedynie w RKA, pracującym w układzie zasilania o określonych, stałych parametrach, kompensującym wydzielony odbiór o charakterze prądowym. Zmiana parametrów sieci zasilającej, związana zwłaszcza ze zwiększeniem mocy zwarciowej (np. w wyniku zwiększenia mocy transformatora zasilającego), ale również z przyłączeniem nowych odbiorów o charakterze napięciowym, wymagałaby modyfikacji obwodu sprzęgającego RKA. Możliwy zakres zmian parametrów

obwodu LC w danym układzie RKA jest jednak ograniczony ze względu na uwarunkowania, przedstawione w podrozdziale 2.5. Powyższa analiza wskazuje na znacznie ograniczoną przydatność obwodu LC jako sprzęgu przekształtnika RKA z siecią zasilającą.

## Porównanie obwodów LCL+R i LCL

Analizowany obwód LCL+R, pokazany w tabeli 2.2, jest najczęściej rozpatrywanym obwodem z pasywnym tłumieniem rezonansu [19, 32, 81, 107, 127]. Ogólna idea takich obwodów polega na rozpraszaniu energii rezonansu obwodu LCL z wykorzystaniem elementów dyssypatywnych. Celem stosowania pasywnego tłumienia rezonansu jest uproszczenie układu sterowania RKA. Realizacja sterowania RKA z obwodem sprzęgającym LCL stanowi zagadnienie złożone [127, 194], ze względu na konieczność zastosowania metod regulacji, zapewniających jednocześnie wysoką dynamikę prądu RKA i skuteczne tłumienie rezonansu obwodu sprzęgającego.

Zagadnienie to sprecyzowano w podrozdziałach 3.2 i 3.3. Włączenie do obwodu LCL rezystancji o odpowiedniej wartości pozwala na całkowite wyeliminowanie lub częściowe zmniejszenie wymagań wobec układu sterowania, związanych ze sterowaniem nietłumionym obiektem rezonansowym trzeciego rzędu.

Na rysunku 2.10 pokazano charakterystyki częstotliwościowe obwodu LCL+R, uzyskane dla rezystancji  $R_c$  równej: 0 (co odpowiada obwodowi LCL bez pasywnego tłumienia), 0,05, 0,1 oraz 0,2  $\Omega$ . Metodyka doboru rezystancji tłumiącej  $R_c$  uzależniona jest od zastosowanego sterowania. W przypadku wykorzystania w układzie sterowania proporcjonalno-całkującego (PI) regulatora prądu RKA, wartość rezystancji  $R_c$  musi być zbliżona do reaktancji kondensatora  $C$  dla częstotliwości impulsowania [107]. Zatem:

$$R_c \approx \frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{imp}} C}, \quad (2.30)$$

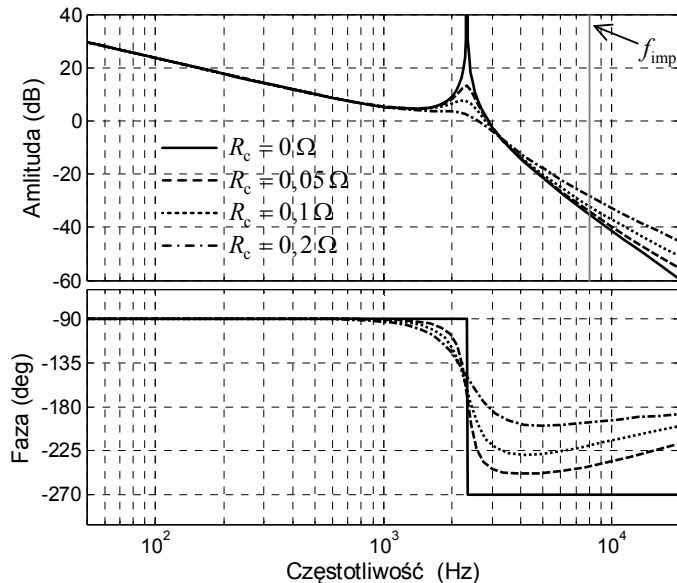
co dla rozpatrywanych parametrów RKA odpowiada  $R_c = 0,1 \Omega$ . Dla rezystancji o takiej wartości współczynnik tłumienia obwodu rezonansowego LCL równy jest, zgodnie z (2.7),  $\zeta = 0,15$ .

Wadą obwodów sprzęgających tłumionych pasywnie jest zmniejszone, w odniesieniu do obwodu LCL, nachylenie charakterystyki w paśmie zaporowym (rys. 2.10), a tym samym zmniejszony poziom tłumienia w zakresie częstotliwości, związanych z modulacją impulsową falownika RKA. Wadą takich układów jest również występowanie dodatkowych strat mocy na dołączonym rezystorze.

W literaturze przedmiotu proponowane są również inne struktury rezonansowych obwodów sprzęgających tłumionych pasywnie, np. obwód LLCL analizowany w pracach [19, 35]. Obwód taki przy odpowiednim doborze parametrów zapewnia wysoki poziom tłumienia dla częstotliwości  $f_{\text{imp}}$ , jednakże powyżej tej częstotliwości nachylenie charakterystyki wynosi tylko 20 dB na dekadę. W konsekwencji obwód ten cechuje, w porównaniu do obwodu LCL, słabe tłumienie składowych harmonicznym napięcia falownika, stanowiących wielokrotność  $f_{\text{imp}}$ .

Powyższa, szczegółowa analiza porównawcza obwodów sprzęgających L, LC, LCL oraz przykładowego, pasywnie tłumionego LCL+R jednoznacznie wyróżnia obwód LCL jako najlepiej uwarunkowany do pracy w charakterze obwodu sprzęgającego przekształtnik RKA z siecią zasilającą.

Przedstawione w dalszej części monografii rozważania na temat zarówno obwodów RKA, jak i układu sterowania (rozdział 3) dotyczą w szczególności systemów równoległej kompensacji aktywnej z obwodem sprzęgającym LCL.



**Rys. 2.10.** Charakterystyki częstotliwościowe obwodu LCL+R dla rezystancji  $R_c$  o wartości: 0; 0,05; 0,1 oraz 0,2  $\Omega$

### 2.3. Systemy dużej mocy

W niniejszym podrozdziale przedstawiono rozważania, dotyczące obwodów głównych systemów RKA dużej mocy. Pokazano propozycje struktur systemu RKA przeznaczonych dla trójprzewodowych sieci zasilających. Rozważania na temat analogicznych struktur RKA, przeznaczonych dla sieci czteroprzewodowych zawarto w podrozdziale 2.4. Metody i specyfikę sterowania systemami RKA dużej mocy scharakteryzowano w podrozdziale 3.6.

Wymagana moc systemu RKA jest, obok wymagań związanych z realizowanymi zadaniami kompensacyjnymi, czynnikiem warunkującym strukturę obwodów głównych systemu RKA. Przy czym, ze względu na strukturę tych obwodów, istotne jest wymaganie, wynikające z realizowanego zadania, dotyczące zakresu częstotliwości prądu kompensującego. Szerokość pasma prądu kompensującego wpływa na skutecz-

ność realizacji każdego z zadań kompensacyjnych RKA, wyszczególnionych w tabeli 1.1, z wyjątkiem kompensacji mocy biernej i regulacji napięcia. Kierując się wytycznymi zawartymi normach (podrozdział 1.3), a także wymaganiami określonymi w Rozporządzeniu Ministra Gospodarki [128], można przyjąć wymaganą górną granicę pasma prądu kompensacyjnego RKA równą 2 kHz. Częstotliwość ta odpowiada, zgodnie z analizą przedstawioną w podrozdziale 2.2, minimalnej wymaganej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  obwodu sprzęgającego LCL. Parametry obwodowe modelu RKA, podane w załączniku A, dobrano przy założeniu, z pewnym zapasem, częstotliwości rezonansowej obwodu LCL równej  $f_{r,LCL} = 2,33$  kHz.

Zgodnie z informacjami podanymi w podrozdziale 2.2, układ sterowania RKA z obwodem sprzęgającym LCL powinna charakteryzować zdolność tłumienia rezonansu tego obwodu. Warunkiem koniecznym do spełnienia tego wymagania jest praca modulatora falownika napięcia RKA z częstotliwością odpowiednio większą od częstotliwości  $f_{r,LCL}$ . Analiza stabilności układu sterowania RKA, przedstawiona w podrozdziale 3.3, prowadzi do określenia minimalnej wymaganej częstotliwości impulsowania napięcia AC falownika, równej  $f_{imp,min} = 3f_{r,LCL}$ . Przy założeniu określonego zapasu stabilności można przyjąć minimalną, dopuszczalną częstotliwość impulsowania  $f_{imp}$ , odpowiadającą  $f_{r,LCL} = 2,33$  kHz, równą  $f_{imp} = 8$  kHz.

Częstotliwość pracy modulatora falownika RKA  $f_{imp}$  warunkuje, w relacji proporcjonalnej, moc strat łączeniowych tranzystorów i diod zwrotnych falownika RKA. Straty łączeniowe stanowią, obok strat przewodzenia, składnik łącznej mocy strat półprzewodników zastosowanych w falowniku napięcia. Dla określonej częstotliwości  $f_{imp}$  oraz dla danych tranzystorów i diod zwrotnych moc strat tych półprzewodników jest dodatnio zależna m.in. od ich prądu przewodzenia i napięcia pracy. W rezultacie moc strat jest również dodatnio zależna od mocy znamionowej falownika. Ponadto zwiększanie mocy falownika napięcia wiąże się z koniecznością stosowania półprzewodników o odpowiednio większym prądzie i/lub napięciu znamionowym, co implikuje dodatkowy wzrost strat mocy, wynikający ze zmiany parametrów znamionowych tych półprzewodników.

Rozważania przedstawione powyżej wskazują na występowanie maksymalnej, możliwej do uzyskania mocy znamionowej RKA, opartego na pojedynczym falowniku napięcia. Przybliżona wartość maksymalnej mocy znamionowej RKA, w którym zastosowano pojedynczy, dwupoziomowy falownik napięcia, równa jest, przy uwzględnieniu dostępnych na rynku półprzewodników,  $S_{RKA,max} = 300$  kVA. Podana wartość mocy dotyczy RKA, realizującego jedno lub kilka zadań kompensacyjnych wymagających dużej dynamiki generowanego prądu. Wartość tę uzyskano na podstawie badań symulacyjnych przeprowadzonych z użyciem specjalistycznego oprogramowania, dostarczanego przez wiodących producentów półprzewodników i służącego szacowaniu strat mocy. Wykorzystano także wyniki badań analitycznych i laboratoryjnych, wykonanych w celach projektowych dla wdrożonych systemów RKA dużej mocy, które przedstawiono w rozdziale 4.

Podana, szacunkowa wartość maksymalnej mocy RKA  $S_{RKA,max}$  opartego na pojedynczym dwupoziomowym falowniku napięcia może w przyszłości ulegać zmianie wraz z rozwojem technologii półprzewodników mocy, np. półprzewodników opar-



tych na węglu krzemu (SiC). Moc  $S_{RKA,max}$  zależy od wartości iloczynu  $f_{imp,min}/f_{r,LCL}$  a więc również, w pewnym stopniu, od zastosowanego sterowania RKA. Jednakże, co warto podkreślić, wymienione czynniki nie eliminują ograniczenia  $S_{RKA,max}$ , mogą jedynie wpływać na jego wartość. W rezultacie zawsze aktualne pozostanie zagadnienie projektowania systemów RKA o mocy przekraczającej wartość  $S_{RKA,max}$ .

Sposoby realizacji obwodów głównych systemów RKA dużej mocy (rozumianej jako  $>S_{RKA,max}$ ) wynikają z konieczności ograniczenia strat mocy półprzewodników, przy jednoczesnym zachowaniu wymaganej częstotliwości impulsowania napięcia  $f_{imp}$ . Cel taki można osiągnąć poprzez:

- równoległą pracę wielu falowników napięcia;
  - zastosowanie wielopoziomowych falowników napięcia;
- przy czym oba wymienione rozwiązania można stosować jednocześnie.

### System RKA z modułami mocy pracującymi równolegle

Metoda oparta jest na idei rozdzielenia mocy systemu RKA na kilka falowników (modułów mocy) pracujących równolegle i sterowanych w taki sposób, aby funkcjonalnie tworzyły jeden system, skutecznie realizujący przewidziane zadania kompensacyjne. Przy zastosowaniu odpowiedniej liczby falowników napięcia, każdego o mocy nie większej niż  $S_{RKA,max}$ , możliwe jest konstruowanie w ten sposób systemu RKA o dowolnej mocy znamionowej.

Na rysunku 2.11 pokazano ogólny schemat ideowy systemu RKA z modułami mocy pracującymi równolegle. Każdy z falowników przyłączony jest do sieci zasilającej poprzez wydzielony obwód sprzęgający LCL. W takim systemie RKA realizowany jest podział prądu kompensującego  $i_K$  na poszczególne  $m$ -te moduły mocy. Dynamika graniczna prądu kompensującego systemu RKA określona jest więc zależnością:

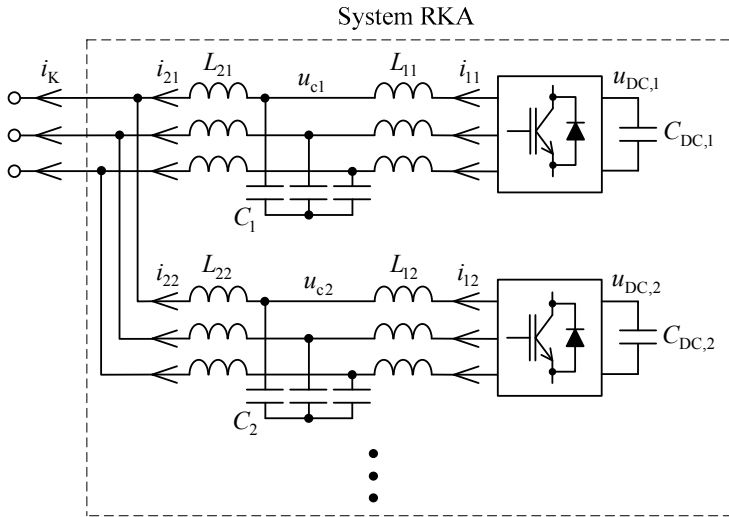
$$\frac{di_K}{dt} = \sum_m \frac{di_{2m}}{dt} . \quad (2.31)$$

Pełne rozdzielenie obwodów poszczególnych modułów składowych systemu RKA pozwala, w ogólnym przypadku, na realizację dowolnego podziału mocy pomiędzy poszczególnymi falownikami. Jednakże preferowany jest równy podział mocy, ponieważ zapewnia on najwyższą dysponowaną moc systemu w przypadku wyłączenia z pracy jednego lub kilku dowolnych falowników, równą:

$$S_{RKA} = \frac{k}{m} S_{RKA,N} , \quad (2.32)$$

gdzie:

- $S_{RKA,N}$  – moc znamionowa systemu RKA,
- $m$  – całkowita liczba modułów systemu,
- $k$  – liczba pracujących modułów.



**Rys. 2.11.** Schemat ideowy systemu RKA dużej mocy z modułami pracującymi równoległe

Ponadto równy podział mocy pomiędzy modułami RKA umożliwia uzyskanie najwyższej dyspozycyjności systemu przy zastosowaniu określonego stopnia redundancji: z jednym nadmiarowym modulem mocy (tzw. redundancja N+1) lub też kilkoma dodatkowymi modułami.

Inną, ważną ze względów praktycznych cechą systemu RKA z modułami pracującymi równoległe jest łatwa skalowalność takiego systemu. Moduły mocy RKA wraz z odpowiednim sterowaniem (podrozdział 3.6) stanowią wówczas pewnego rodzaju energoelektroniczne bloki mocy włączane do systemu kompensacji na etapie projektowania, zależnie od wymaganej mocy znamionowej RKA. Koncepcja taka wpisuje się w ideę wprowadzoną przez firmę ABB pod nazwą PEBB (ang. *power electronics building blocks*) [126].

Dla równych mocy modułów RKA zachodzi równość wartości następujących elementów obwodu:

$$L_{1m} = L_{1n}, L_{2m} = L_{2n}, C_m = C_n, C_{DC,m} = C_{DC,n}, \quad (2.33)$$

gdzie  $m$  i  $n$  są oznaczeniami indeksowymi dowolnych modułów mocy systemu RKA. Wobec (2.33) oraz równości mocy, z jaką pracują moduły RKA, można przyjąć równości następujących prądów i napięć:

$$i_{1m} = i_{1n}, i_{2m} = i_{2n}, u_{cm} = u_{cn}. \quad (2.34)$$

W konsekwencji system RKA, pokazany na rysunku 2.11, może być analizowany, ze względu na właściwości kompensacyjne, przy zastosowaniu równorzędnego systemu RKA z pojedynczym falownikiem o odpowiedniej mocy, przyłączonym do sieci poprzez obwód sprzęgający o następujących parametrach:

$$L_1 = \left[ \sum_m (L_{1m})^{-1} \right]^{-1}, \quad L_2 = \left[ \sum_m (L_{2m})^{-1} \right]^{-1}, \quad C = \sum_m C_m. \quad (2.35)$$

Gabaryty i masa systemu RKA, pokazanego na rysunku 2.11, stanowią w przybliżeniu wielokrotność wymienionych wielkości, określonych dla pojedynczego modułu mocy. Redukcja gabarytów i masy RKA dużej mocy możliwa jest przy wykorzystaniu idei zintegrowanego obwodu LCL, sprzęgającego z siecią zasilającą wszystkie falowniki pracujące w systemie.

Propozycje struktur takiego systemu RKA pokazano na rysunku 2.12 [178]. Przedstawione układy RKA są równorzędnymi obwodami, które różnią się stopniem integracji. Na rysunku 2.12a zamieszczono propozycję systemu RKA ze zintegrowanym dławikiem  $L_2$ , natomiast na rysunku 2.12b – ze zintegrowanym dławikiem  $L_2$  i kondensatorem  $C$ . Spełnienie zależności (2.35) dla indukcyjności  $L_2$  i pojemności  $C$ , oznaczonych na rysunku 2.12, implikuje równoważność układów z rysunków 2.11 i 2.12.

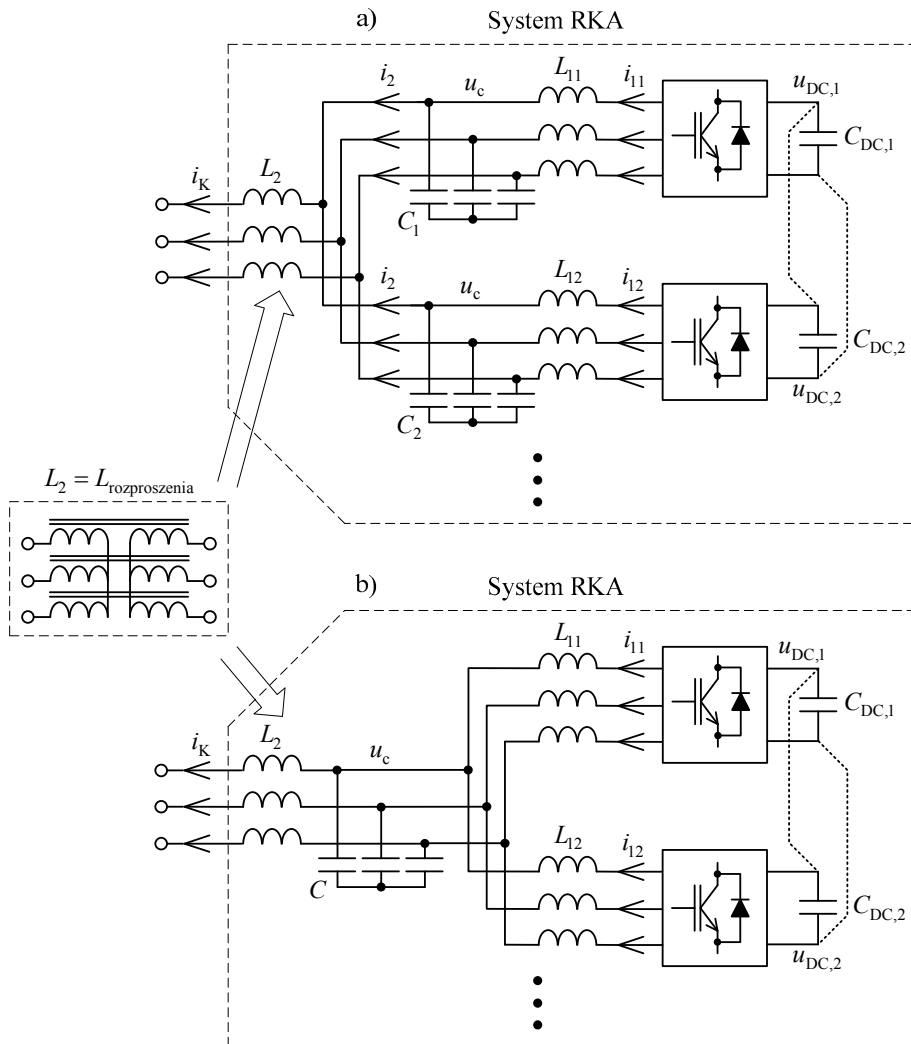
Integracja elementów obwodu sprzęgającego umożliwia znaczną redukcję gabarytów, masy, a także kosztu wdrożenia systemu RKA dużej mocy. Ponadto integracja dławika  $L_2$  pozwala na zastosowanie w jego miejsce pojedynczego transformatora o odpowiednio zaprojektowanej indukcyjności rozproszenia. Transformator ma zastosowanie w przypadku konieczności dopasowania napięcia w PCC z napięciem pracy zastosowanych falowników RKA. Rozwiązanie takie pozwala w szczególności na znaczne uproszczenie struktury systemu RKA, pracującego w sieci o napięciu wyższym od napięcia pracy falowników. Przykładem może być system RKA oparty na falownikach dwu- lub trójpoziomowych (podrozdział 4.2), przeznaczony do pracy w sieci zasilającej średniego napięcia.

Na rysunku 2.12 zaznaczono opcjonalne połączenie obwodów DC falowników systemu RKA. Połączenie takie umożliwia wspólną dla całego systemu RKA regulację napięcia  $u_{DC}$ . Zagadnienie to sprecyzowano w podrozdziale 3.6.

Wyszczególnione na rysunku 2.12 koncepcje różnych stopni integracji obwodu sprzęgającego odpowiadają dwóm różnym sposobom odłączania elementów obwodu LCL, realizowanego wraz z wyłączaniem jednego lub kilku modułów mocy przy pracującym systemie RKA. Odłączanie takie może wynikać np. ze stanu awaryjnego jednego lub kilku falowników. Wyłączanie z pracy  $m$ -tego modułu mocy RKA może być realizowane wraz z odłączeniem wyodrębnionego, przynależnego:

- dławika  $L_{1m}$  wraz z kondensatorem  $C_m$  (rys. 2.12a);
- dławika  $L_{1m}$  (rys. 2.12b).

Wymienione strategie odłączania niepracujących modułów mocy odpowiadają określonym zmianom charakterystyki obwodu LCL. Zmiany te pokazano na rysunku 2.13. Przedstawione charakterystyki uzyskano dla systemu RKA złożonego z czterech modułów mocy, każdy o parametrach zgodnych z podanymi w załączniku A. Indukcyjność  $L_2$  i pojemność  $C$  zintegrowanego obwodu LCL (rys. 2.12) wynikają z odpowiednich zależności zawartych w (2.35).

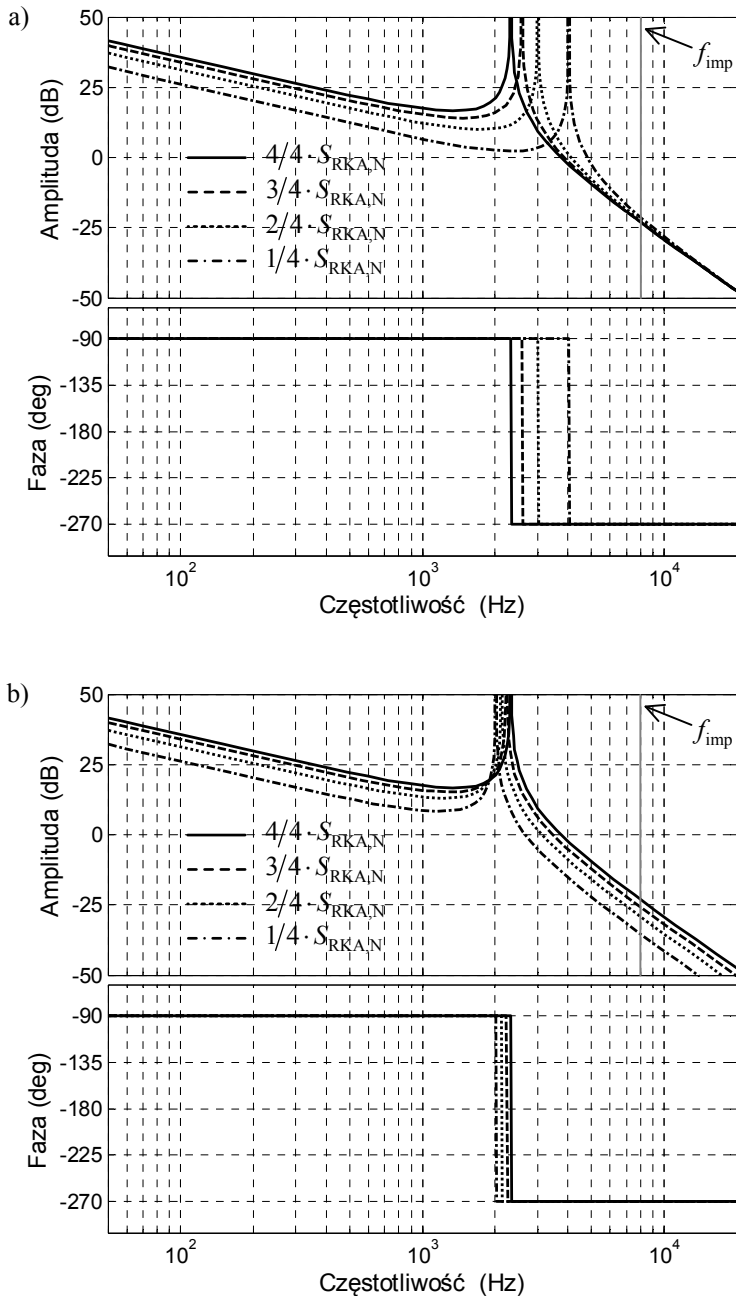


**Rys. 2.12.** Schemat ideowy systemu RKA dużej mocy ze zintegrowanym obwodem sprzęgającym LCL: a) obwód ze zintegrowanym dławikiem  $L_2$ , b) obwód ze zintegrowanym dławikiem  $L_2$  i kondensatorem  $C$

Charakterystyki obwodu LCL, pokazane na rysunku 2.13a, wynikają ze strategii odłączania wraz z niepracującym modulem zarówno przynależnego dławika  $L_{1m}$ , jak i kondensatora  $C_m$ , co odpowiada strukturze układu, pokazanej na rysunku 2.12a.

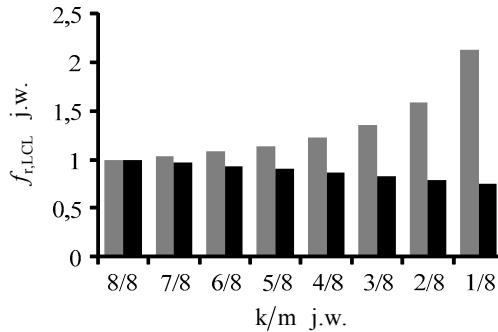
Rysunek 2.13b zawiera analogiczne charakterystyki dla strategii odłączania jedynie odpowiedniego dławika  $L_{1m}$  (rys. 2.12b).

Odłączanie wraz z niepracującym modulem mocy elementów  $L_{1m}$  i  $C_m$  powoduje wzrost częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  obwodu sprzęgającego, natomiast odłączenie tylko  $L_{1m}$  powoduje przeciwny efekt, przy jednocześnie mniejszym zakresie zmian wartości  $f_{r,LCL}$ .



**Rys. 2.13.** Charakterystyki częstotliwościowe zintegrowanego obwodu sprzęgającego LCL systemu RKA z czterema modułami mocy, odpowiadające pracy wszystkich modułów (4/4) oraz trzech (3/4), dwóch (2/4) i jednego (1/4) modułu dla strategii odłączania wraz z niepracującym modułem: a) odpowiednich elementów  $L_{1m}$  i  $C_m$ , b) tylko  $L_{1m}$

Zmienność  $f_{r,LCL}$  zintegrowanego obwodu LCL, odpowiadającą obydwu strategiom, pokazano na rysunku 2.14.



**Rys. 2.14.** Zmienność częstotliwości rezonansowej zintegrowanego obwodu LCL systemu RKA z 8 modułami mocy w funkcji liczby pracujących modułów, dla strategii odłączania wraz z niepracującym modułem odpowiednich elementów  $L_{1m}$  i  $C_m$  (szare słupki) oraz tylko  $L_{1m}$  (czarne słupki)

Wzrost częstotliwości rezonansowej obwodu LCL prowadzi do zmniejszenia wartości ilorazu  $f_{imp}/f_{r,LCL}$ . W konsekwencji zmniejszeniu ulega zapas stabilności układu sterowania RKA lub nawet może nastąpić utrata stabilności (podrozdział 3.3). Możliwe jest takie zaprojektowanie systemu RKA, aby wzrost wartości  $f_{r,LCL}$  nie spowodował utraty stabilności, jednak wiąże się to z koniecznością zastosowania odpowiednio podwyższonej częstotliwości impulsowania, co prowadzi do zwiększenia strat łączeniowych półprzewodników mocy. Podejście takie wymagałoby więc ograniczenia mocy poszczególnych modułów systemu RKA. W rezultacie powyższych uwarunkowań preferowana jest strategia odłączania wraz z niepracującym falownikiem wyłącznie przynależnej mu indukcyjności  $L_1$ . Należy jednakże zwrócić uwagę na fakt, że strategia ta powoduje zawężenie pasma przepustowego obwodu LCL w przypadku pracy jedynie części modułów systemu RKA. W konsekwencji odpowiedniemu zmniejszeniu ulega dynamika graniczna prądu kompensującego. Zakres zmiany szerokości pasma przepustowego obwodu LCL jest jednak relatywnie niewielki. Ponadto stan, w którym nie pracuje część z modułów mocy systemu RKA, należy traktować jako stan awaryjny. Istotna jest wtedy zdolność kompensatora do zachowania częściowej funkcjonalności, wynikającej z sumarycznej mocy pracujących modułów.

Wymaganie dotyczące zachowania maksymalnej możliwej funkcjonalności RKA jest istotne zwłaszcza dla – będących przedmiotem niniejszych rozważań – systemów RKA dużej mocy. Systemy takie wyróżnia zazwyczaj mała wartość względnej mocy zwarciowej w PCC, określonej w odniesieniu do RKA. Zatem, zgodnie z zależnością (1.48), praca kompensatora ma względnie duży wpływ na napięcie w PCC. Awaryjne odłączenie systemu RKA mogłoby więc, zależnie od realizowanego zadania kompensacyjnego, spowodować znaczne pogorszenie jakości napięcia zasilającego w PCC i przyczynić się do nieprawidłowej pracy lub też, w najgorszym wypadku, uszkodzenia przyłączonych w pobliżu wrażliwych odbiorów.

## System RKA z falownikiem lub falownikami wielopoziomowymi

Drugi z wymienionych sposobów realizacji systemów RKA dużej mocy polega na zastosowaniu wielopoziomowych falowników napięcia. Jak zaznaczono wcześniej, rozwiązanie takie może być wprowadzone łącznie ze strukturą RKA z wieloma modułami mocy pracującymi równolegle. W takim rozwiązaniu każdy z falowników poszczególnych modułów mocy oparty jest na, w ogólnym przypadku, dowolnej topologii wielopoziomowej.

Idea stosowania falowników wielopoziomowych w systemach kompensacji równoległej dużej mocy wynika przede wszystkim ze zmniejszonej, w odniesieniu do falowników dwupoziomowych, częstotliwości przełączania tranzystorów  $f_Q$ , określonej względem częstotliwości impulsowania napięcia AC  $f_{\text{imp}}$ . Ogólną relację pomiędzy wymienionymi częstotliwościami określono w (2.23). Zmniejszona częstotliwość przełączania tranzystorów implikuje mniejsze straty łączeniowe, a tym samym pozwala na zwiększenie limitu mocy  $S_{\text{RKA,max}}$  pojedynczego modułu RKA. Ponadto, zgodnie z (2.24), falowniki wielopoziomowe wyróżnia możliwość pracy przy wyższych napięciach AC i DC w porównaniu do falowników dwupoziomowych, zbudowanych z wykorzystaniem takich samych półprzewodników (przy braku szeregowego łączenia tranzystorów). W rezultacie zastosowanie w systemie RKA falowników wielopoziomowych pozwala na konstruowanie kompensatorów pracujących przy odpowiednio wyższych napięciach zasilających bez konieczności użycia transformatora dopasowującego [112]. Właściwość ta uwarunkowuje systemy RKA, oparte na falowniku (falownikach) wielopoziomowych, w szczególności do pracy w sieciach zasilających o napięciu, którego wartość przekracza zakres osiągalny dla falowników dwupoziomowych.

Wielokryterialna analiza porównawcza falowników dwupoziomowych i trójpoziomowych przedstawiona w [160] wskazuje na zasadność stosowania falowników trójpoziomowych również w sieciach niskiego napięcia. Rozwiązanie takie pozwala przede wszystkim na zmniejszenie gabarytów obwodu sprzęgającego LCL, a także umożliwia zastosowanie wyższego napięcia  $u_{\text{DC}}$ , prowadząc do zwiększenia dynamiki granicznej prądu RKA (podrozdział 2.5).

### 2.4. Kompensatory przeznaczone dla sieci z przewodem neutralnym

Układy RKA przeznaczone dla sieci zasilających z przewodem neutralnym (sieci czteroprzewodowych) pozwalają na kompensację prądu w tym przewodzie roboczym. Kompensatory takie mają zastosowanie zwłaszcza w czteroprzewodowych sieciach komunalnych, w których występuje niezerowy prąd w przewodzie neutralnym  $i_N$  (zdefiniowany w (1.4)), związany z pracą odbiorników jednofazowych. Przebieg prądu  $i_N$  jest, w ogólnym przypadku odkształcony, a kompensacja tego prądu wiąże się z wymaganą wysoką dynamiką prądu kompensującego RKA. Wymaganie to warun-

kuje zarówno strukturę obwodów głównych kompensatora, jak i stosowane metody sterowania.

W niniejszym podrozdziale przedstawiono struktury obwodów głównych RKA, pracujących w czteroprzewodowych sieciach zasilających, z uwzględnieniem systemów dużej mocy.

## Obwody kompensatorów oparte na pojedynczym falowniku napięcia

Kompensatory przeznaczone dla sieci czteroprzewodowych wyróżnia konstrukcja zastosowanego falownika napięcia, umożliwiająca generowanie wymaganej wartości napięcia wspólnego, zdefiniowanego w (1.2).

Ogólny model takiego falownika przedstawiono w podrozdziale 2.1 i pokazano na rysunku 2.2. Przyłączenie takiego falownika napięcia do czteroprzewodowej sieci zasilającej możliwe jest jedynie przy zastosowaniu obwodu sprzęgającego o odpowiedniej, rozszerzonej strukturze. Niezbędne jest, aby struktura obwodu sprzęgającego pozwalała na niezależne kształtowanie jego charakterystyk częstotliwościowych zarówno dla napięć i prądów fazowych, jak i wspólnych, związanych z przewodem neutralnym.

Model takiego obwodu sprzęgającego opisany jest układem równań (2.2), opartych na reprezentacji prądów i napięć zgodnej z (1.8), a pokazano go na rysunku 2.1. Ostatnie ze szczególnych wymagań dotyczy układu sterowania. Opis sterowania RKA przeznaczonego dla czteroprzewodowych sieci zasilających zawarto w podrozdziałach 3.2 i 3.4.

Wyróżnić można dwie podstawowe struktury falownika napięcia przeznaczonego do współpracy z czteroprzewodową siecią zasilającą [10, 12, 102]. Podział obejmuje falowniki:

- trójgałęziowe z dzielonym kondensatorem w obwodzie DC;
- czterogałęziowe.

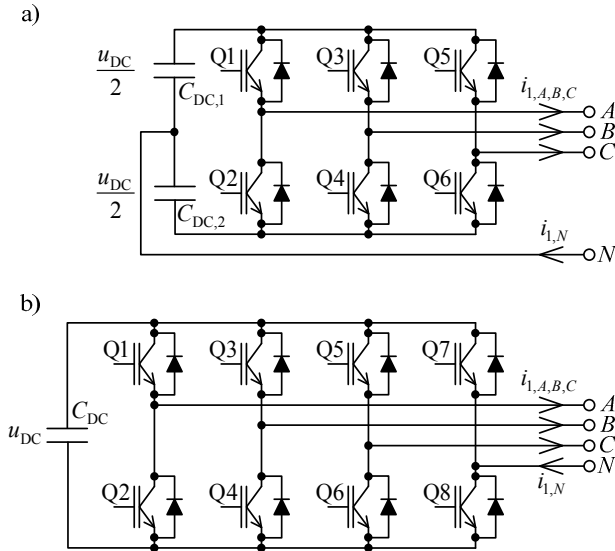
Dotyczy on zarówno falowników dwupoziomowych, jak i wielopoziomowych [102].

Obydwa rozwiązania układowe dla falowników dwupoziomowych pokazano na rysunku 2.15. Analiza porównawcza przedstawionych struktur może być oparta na kryterium w postaci kosztów elementów obwodów mocy, a także na ocenie właściwości funkcjonalnych.

Falownik czterogałęziowy (rys. 2.15b) wymaga zastosowania odpowiednio większej liczby tranzystorów. Wymagana liczba tranzystorów stanowi w tym przypadku  $4/3$  liczby tranzystorów falownika trójgałęziowego (rys. 2.15a). Proporcja ta nie zależy od liczby poziomów falownika. Struktura trójgałęziowa falownika przeznaczonego dla sieci czteroprzewodowych wymaga natomiast zastosowania dzielonego kondensatora w obwodzie DC. Ponadto w układzie takim występuje konieczność zastosowania kondensatorów  $C_{DC,1}$  i  $C_{DC,2}$  o znacznie większej pojemności zastępczej niż pojemność kondensatora  $C_{DC}$  w falowniku czterogałęziowym. Wynika ona z potrzeby ograniczenia tętnień napięcia środkowego w falowniku trójgałęziowym, wynikających bezpośrednio z prądu kompensującego w przewodzie neutralnym



[196]. Przy czym istotna jest składowa prądu, odpowiadająca składowej zmiennej chwilowej mocy  $p_0$  zdefiniowanej w (1.36). Porównanie kosztów elementów obydwu falowników wynika z porównania kosztu dodatkowych tranzystorów mocy i kosztu niezbędnej rozbudowy obwodu DC. Analiza porównawcza kosztów rozwiązań układowych, pokazanych na rysunku 2.15, zależy więc od topologii i mocy falownika, wymaganego prądu kompensującego w przewodzie neutralnym, a także od podlegających ciągle zmianom cen rynkowych. Uogólniona analiza jest zatem trudna do przeprowadzenia i jej rezultaty byłyby niewymierne.



**Rys. 2.15.** Falowniki napięcia dla systemów RKA pracujących w czteroprzewodowych sieciach zasilających: a) falownik trójgałęziowy z dzielnym kondensatorem, b) falownik czterogałęziowy

Wybór preferowanego rodzaju falownika dla RKA pracującego w czteroprzewodowej sieci zasilającej wynika w największym stopniu z porównania właściwości użytkowych przedstawionych układów. Układy pokazane na rysunku 2.15 różnią się wartościami granicznymi napięcia wspólnego  $u_N$  (zależność 1.2). Napięcie  $u_N$  stanowi, podobnie jak napięcia fazowe, wymuszenie dla obwodu sprzęgającego (podrozdział 2.2). W rezultacie wartości graniczne tego napięcia warunkują dynamikę graniczną prądu kompensującego  $i_{KN}$ , a tym samym skuteczność kompensacji prądu zasilającego w przewodzie neutralnym. Analizę dynamiki granicznej prądu RKA zawarto w podrozdziale 2.5.

Wartości graniczne napięcia AC falownika określa granica obszaru pracy tego falownika. Obszar pracy dla falownika czterogałęziowego (rys. 2.15b) pokazano na rysunku 2.5 w podrozdziale 2.1. Dla takiego falownika zakres napięcia wspólnego  $u_N$  określony jest następująco na podstawie (2.17):

$$u_{N,4G} \in \langle -u_{DC}, u_{DC} \rangle. \quad (2.36)$$

Zakres napięcia  $u_N$  falownika trójgałęziowego z dzielonym kondensatorem (rys. 2.15a) wynika z analizy stanów falownika opartej na modelu pokazanym na rysunku 2.2 i opisanym w podrozdziale 2.1. Dzielony kondensator można zamodelować za pomocą gałęzi  $N$ , przy założeniu stałego położenia łącznika  $SW_N$ , odpowiadającego napięciu wyjściowemu tej gałęzi równemu  $u_{DC}/2$ . Analiza stanów modelu prowadzi do określenia zakresu napięcia  $u_N$  falownika trójgałęziowego z dzielonym kondensatorem. Zakres ten określony jest, zgodnie z (2.17), następująco:

$$u_{N,3G} \in \left\langle -\frac{1}{2}u_{DC}, \frac{1}{2}u_{DC} \right\rangle. \quad (2.37)$$

Z porównania (2.36) i (2.37) wynika, że falownik czterogałęziowy wyróżnia, w porównaniu do falownika trójgałęziowego z dzielonym kondensatorem, dwukrotnie większy zakres napięcia wspólnego  $u_N$ . W rezultacie falownik czterogałęziowy umożliwia uzyskanie znacznie wyższej dynamiki prądu kompensującego w przewodzie neutralnym i w konsekwencji wyższą skuteczność pracy RKA w zakresie kompensacji  $i_N$ . Właściwość ta pozwala na wybór czterogałęziowego falownika napięcia jako układu preferowanego w RKA przeznaczonych dla czteroprzewodowych sieci zasilających.

Model obwodu sprzęgającego LCL+R współpracującego z siecią czteroprzewodową pokazano na rysunku 2.1 w podrozdziale 2.1. Obwód opisany jest układem równań (2.2). Równania (2.2) sformułowano przy zastosowaniu notacji (1.8) i są słuszne również dla składowej  $\theta$  jedynie przy uwzględnieniu założeń podanych przy definicji tych równań. W ogólnym przypadku równania obwodu sprzęgającego LCL dla składowych wspólnych napięć i prądów, związanych z przewodem neutralnym (tożsamych ze składowymi zerowymi przy zastosowaniu w przekształceniu (1.6) macierzy  $\mathbf{M}_M$ ) mają, zgodnie z (2.2), postać:

$$\begin{cases} L_{1N,Z} \frac{di_{1N}}{dt} = u_N - u_{cN} \\ L_{2N,Z} \frac{di_{2N}}{dt} = u_{cN} - e_{N,PCC} \\ C_{N,Z} \frac{du_{cN}}{dt} = i_{1N} - i_{2N}, \end{cases} \quad (2.38)$$

przy czym indukcyjności i pojemność zastępcza określone są następująco:

$$L_{1N,Z} = \frac{L_1}{3} + L_{1N}, \quad L_{2N,Z} = \frac{L_2}{3} + L_{2N}, \quad C_{N,Z} = \frac{3C \cdot C_N}{3C + C_N}. \quad (2.39)$$

Zależności (2.39) wynikają z definicji napięcia i prądu wspólnego, odpowiednio (1.2) i (1.4). Wartości elementów zastępczych są rezultatem odpowiedniego połączenia szeregowo-równoległego elementów obwodu LCL, związanych z przewodem neutralnym oraz przewodami fazowymi. Zgodnie z (2.39), poprzez zmianę wartości

elementów  $L_{1N}$ ,  $L_{2N}$  i  $C_N$  w zakresie od 0 do  $\infty$  można wpływać na wartości zastępcze indukcyjności i pojemności w następującym zakresie:

$$L_{1N,Z} = \left\langle \frac{L_1}{3}, \infty \right\rangle, \quad L_{2N,Z} = \left\langle \frac{L_2}{3}, \infty \right\rangle, \quad C_{N,Z} = \langle 0, 3C \rangle, \quad (2.40)$$

a tym samym kształtować charakterystykę częstotliwościową obwodu LCL dla napięć i prądów wspólnych w sposób niezależny od analogicznej charakterystyki dla napięć i prądów fazowych. Równość charakterystyk obwodu LCL dla napięć i prądów wspólnych oraz fazowych występuje przy spełnieniu warunków:

$$L_{1N,Z} = L_1, \quad L_{2N,Z} = L_2, \quad C_{N,Z} = C, \quad (2.41)$$

co odpowiada następującym wartościom elementów  $L_{1N}$ ,  $L_{2N}$  i  $C_N$ :

$$L_{1N} = \frac{2}{3}L_1, \quad L_{2N} = \frac{2}{3}L_2, \quad C_N = \frac{3}{2}C. \quad (2.42)$$

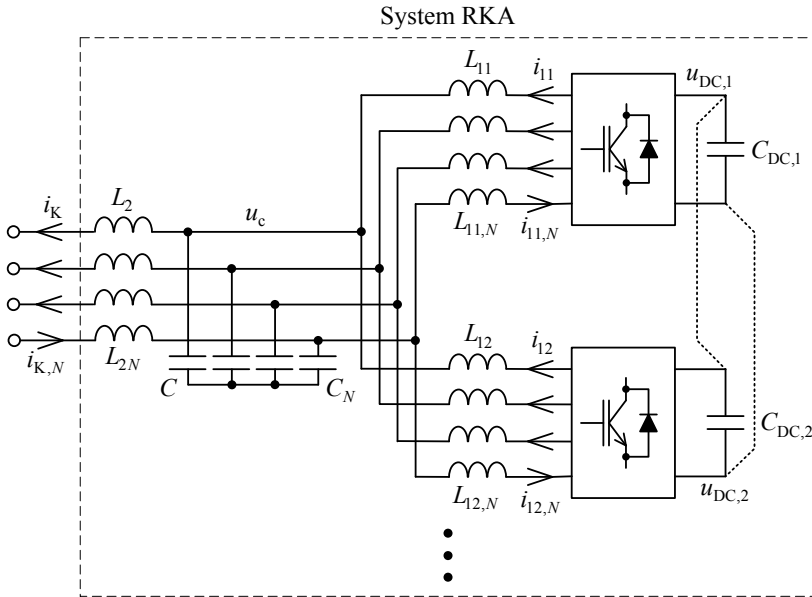
Równość wymienionych charakterystyk obwodu sprzęgającego LCL, wynikająca z (2.42), jest preferowana zwłaszcza ze względu na wyrównanie warunków stabilności układu sterowania (podrozdział 3.3) dla wielkości fazowych i wspólnych, ale również na inne uwarunkowania projektowe dla obwodu LCL, przedstawione w podrozdziale 2.5.

W literaturze przedmiotu, m.in. w pracach [12, 102, 108], proponowane są różne warianty obwodów sprzęgających przeznaczonych dla układów RKA współpracujących z czteroprzewodowymi sieciami zasilającymi, wynikające z uproszczeń obwodu opisanego powyżej. Uproszczenia takie wpływają jednak ujemnie na charakterystyki obwodu sprzęgającego, a więc również na właściwości funkcjonalne tego obwodu i w efekcie mają ograniczone zastosowanie.

## Obwody kompensatorów oparte na kilku falownikach napięcia pracujących równolegle

Opisane powyżej rozwiązania układowe RKA przeznaczonego dla czteroprzewodowych sieci zasilających, dotyczące zarówno struktury zastosowanego falownika napięcia, jak i obwodu sprzęgającego, mogą być zaadaptowane dla systemów kompensacji dużej mocy z modułami pracującymi równolegle. Struktury takich RKA są analogiczne do przedstawionych w podrozdziale 2.3 i obejmują zarówno układy z wydzielonymi, niezależnymi obwodami sprzęgającymi (analogicznymi do pokazanych na rysunku 2.11), jak i z obwodami zintegrowanymi.

Na rysunku 2.16 pokazano strukturę systemu RKA dużej mocy przeznaczonego dla sieci czteroprzewodowych, z modułami mocy pracującymi równolegle, przyłączonymi do sieci poprzez zintegrowany obwód LCL. Integracja obwodu LCL, pokazanego na rysunku, obejmuje zarówno dławiki  $L_2$  i  $L_{2N}$ , jak i kondensatory  $C$  i  $C_N$ . Analiza takiego systemu, przedstawiona w podrozdziale 2.3, jest aktualna również dla systemu RKA przeznaczonego dla czteroprzewodowych sieci zasilających.



**Rys. 2.16.** System RKA dużej mocy ze zintegrowanym obwodem sprzęgającym LCL, przeznaczony do pracy w sieci zasilającej z przewodem neutralnym

Wykorzystanie zintegrowanego obwodu sprzęgającego umożliwia, podobnie jak w przypadku RKA przeznaczonych dla sieci trójprzewodowych, zastosowanie transformatora w miejsce dławików  $L_2$  i  $L_{2N}$ , przy czym indukcyjność zastępcza  $L_{2N}$  wynika wtedy z równoległego połączenia fazowych indukcyjności rozproszenia transformatora. Zwiększenie wartości indukcyjności zastępczej  $L_{2N}$  jest możliwe w takim układzie wyłącznie przy zastosowaniu dodatkowego dławika  $L_{2N}$ . Obszar zastosowań dla transformatora w obwodzie sprzęgającym RKA, przeznaczonych dla sieci cztero- i pięcioprzewodowych jest niewielki ze względu na specyfikę takich sieci. Są to przeważnie sieci niskiego napięcia i w związku tym nie zachodzi konieczność dopasowania napięcia zasilającego z napięciem AC falowników systemu RKA.

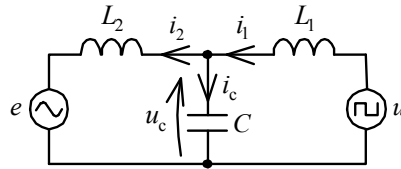
## 2.5. Metodyka doboru parametrów obwodowych

Dobór parametrów obwodowych układu przekształtnikowego stanowi jeden z podstawowych elementów całościowej analizy projektowej i optymalizacji tego układu [73]. Przedstawiona w niniejszym podrozdziale metodyka doboru parametrów obwodowych RKA opiera się na modelu kompensatora, pokazanym na rysunku 2.1 w podrozdziale 2.1, oraz opisanym układem równań różniczkowych (2.2), przy założeniu obwodu sprzęgającego LCL bez elementów dysypatywnych. Model uwzględnia strukturę RKA opartą na pojedynczym falowniku napięcia. Przedstawione rozważania są jednak aktualne również dla systemów RKA dużej mocy, z wieloma

falownikami pracującymi równolegle, w tym systemów ze zintegrowanym obwodem sprzęgającym LCL. W takim przypadku parametry obwodowe systemu RKA określa się na podstawie parametrów kompensatora opartego na pojedynczym falowniku, przy zastosowaniu zależności (2.35).

Na rysunku 2.17 pokazano zastępczy jednofazowy model obwodowy RKA, odpowiadający równaniem (2.2) dla  $R_c = 0$ . Obwód modeluje zarówno poszczególne fazy RKA, jak i przewód neutralny. Analiza właściwości RKA dla napięć i prądów, związanych z przewodem neutralnym, wymaga podstawienia odpowiednich wielkości zgodnie z (2.41).

**Rys. 2.17.** Zastępczy, jednofazowy model obwodowy RKA



W modelu założono, że zastępcza indukcyjność sieci zasilającej  $L_S$  jest zawarta w indukcyjności dławika  $L_2$ . Pominięto straty w elementach obwodu. Źródło  $u$  modeluje napięcie AC falownika kompensatora, stanowiąc sterowane wymuszenie dla obwodu sprzęgającego. Napięcie  $u$  jest, zgodnie z zależnościami (2.16) i (2.17), ograniczone. Powierzchnię graniczną napięcia  $u$ , zależną od napięcia  $u_{DC}$  w obwodzie DC falownika napięcia i aktualną dla dowolnej liczby poziomów falownika, pokazano na rysunku 2.5 w podrozdziale 2.1.

Parametry obwodu zastępczego (rys. 2.17) warunkują następujące, fundamentalne właściwości RKA:

- dynamikę graniczną prądu kompensującego;
- zawartość tętnień związanych z impulsową pracą falownika napięcia w prądzie kompensującym  $i_2$ ;
- zawartość tętnień w prądzie  $i_1$ ;
- składową prądu  $i_1$  przeładowującą kondensator  $C$ ;
- masę i gabaryty obwodu sprzęgającego.

Dobór parametrów obwodu RKA obejmuje w szczególności określenie wartości indukcyjności  $L_1$  i  $L_2$ , pojemności  $C$  oraz napięcia  $u_{DC}$  w obwodzie DC falownika napięcia, ograniczającego napięcie  $u$  po stronie AC tego falownika. Ponadto dobór parametrów obwodu RKA dotyczy pojemności kondensatora  $C_{DC}$  po stronie DC falownika. Pojemność  $C_{DC}$  pełni rolę chwilowego magazynu energii, ograniczając jednocześnie tętnienia napięcia  $u_{DC}$ , i w ten sposób wpływa w pewnym stopniu na dynamikę graniczną prądu RKA. Na końcu niniejszego podrozdziału podano uwarunkowania teoretyczne dla doboru pojemności  $C_{DC}$ . Dobór tej pojemności wynika bezpośrednio z metodyki kompensacji realizowanej przez RKA, opisaną w podrozdziale 3.4.

W literaturze przedmiotu prezentowane są różne metody doboru parametrów falownika napięcia przyłączonego do sieci poprzez obwód sprzęgający LCL [18, 32, 63, 79, 98, 125, 192]. Metody te dotyczą prostowników PWM, nie uwzględniają zatem wymagań właściwych dla RKA, związanych z dynamiką prądu kompensującego. W pracy [192] dokonano analizy obwodu LCL tłumionego pasywnie, w związku z czym przedstawione rozważania mają ograniczone zastosowanie dla obwodu bezstratnego. Metoda pokazana w [18] odznacza się dużymi uproszczeniami, nieakceptowanymi zwłaszcza przy doborze parametrów systemów RKA dużych mocy. W [98] przedstawiono propozycję całościowej optymalizacji kosztów i gabarytów pasywnie tłumionego obwodu sprzęgającego LCL, współpracującego z prostownikiem PWM. Jednakże optymalizacja gabarytów, ale również w pewnym stopniu kosztów realizacji obwodów głównych RKA, powinna mieć charakter podrzędny. Specyfika doboru parametrów obwodowych RKA wynika przede wszystkim z nadrzędnego celu, jakim jest zapewnienie wymaganej dynamiki granicznej prądu kompensującego  $i_K = i_2$ .

Analizę dynamiki  $i_2$  przeprowadzono dla dowolnej, pojedynczej fazy obwodu, następnie podano sposób określania dynamiki prądu w przewodzie neutralnym  $i_{2N}$ .

Dla danego napięcia zasilającego  $e$  dynamika graniczna prądu RKA wynika z charakterystyki obwodu sprzęgającego LCL, głównie wzmocnienia dla  $f < f_{r,LCL}$  i wartości  $f_{r,LCL}$ , a także od wartości ograniczenia napięcia  $u$ , wynikającego z napięcia  $u_{DC}$  falownika. Dynamika graniczna prądu  $i_2$  nie zależy od częstotliwości impulsowania falownika ani od strategii modulacji. W konsekwencji analizę dynamiki  $i_2$  można przeprowadzić, modelując falownik napięcia za pomocą idealnego źródła napięcia z ograniczeniem. Zgodnie z rysunkiem 2.5 wartość ograniczenia napięcia  $u$  w danej fazie zależy od napięcia zadawanego w pozostałych fazach oraz w przewodzie neutralnym. Analiza dynamiki  $i_2$ , uwzględniająca całościowo wymienione zależności, prowadzi do wyników o złożonej, mało czytelnej postaci. Przyjmuje się zatem ograniczenie  $u$  równe maksymalnej wartości fazowej, wynikającej z odpowiedniego stanu podstawowego falownika:

$$-\frac{2}{3}u_{DC} < u < \frac{2}{3}u_{DC} . \quad (2.43)$$

Przy zastosowaniu twierdzenia o włączaniu do obwodu dodatkowych, idealnych źródeł napięcia, model pokazany na rysunku 2.17 można sprowadzić do postaci pokazanej na rysunku 2.18a. Prąd  $i_1$  jest powiększony względem  $i_2$  o składową bierną przeładowywania pojemności  $C$  do napięcia o przebiegu zgodnym z przebiegiem napięcia sieci  $e$ . Przy założeniu sinusoidalnego przebiegu napięcia  $e$  składowa ta równa jest:

$$i_{1,Q} = C \frac{d}{dt} [E \sin(\omega_e t)] = \omega_e C E \cos(\omega_e t) , \quad (2.44)$$

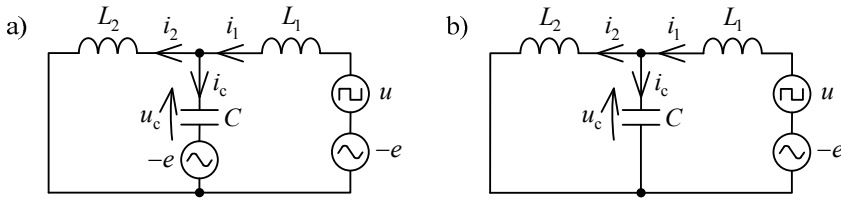
gdzie  $E$  oznacza amplitudę napięcia fazowego sieci  $e$ , natomiast  $\omega_e$  – pulsację napięcia sieci. Składowa  $i_{1,Q}$  wymuszana jest następującą składową napięcia na dławiku  $L_1$ :

$$u_{L1,Q} = L_1 \frac{d}{dt} [\omega_e C E \cos(\omega_e t)] = -\omega_e^2 L_1 C E \sin(\omega_e t) . \quad (2.45)$$

Napięcie  $u_{L1,Q}$  stanowi składnik  $u$  i w związku z tym wpływa na dynamikę graniczną prądu  $i_2$ . Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, że amplituda  $u_{L1,Q}$  jest pomijalnie mała względem amplitudy napięcia sieci  $E$ , wobec:

$$\frac{U_{L1,Q}}{E} = \omega_e^2 L_1 C = \frac{\omega_e}{\omega_{r,L1C}}, \quad \omega_e \ll \omega_{r,L1C}, \quad (2.46)$$

gdzie  $\omega_{r,L1C}$  oznacza pulsację rezonansową obwodu  $L_1 C$ . Analizę dynamiki prądu  $i_2$  można zatem przeprowadzić przy założeniu, że  $i_{1,Q} = 0$ . Założenie to pozwala na przyjęcie modelu uproszczonego, pokazanego na rysunku 2.18b, i w rezultacie na ocenę dynamiki  $i_2$  przy zastosowaniu transmitancji operatorowych obwodu LCL zdefiniowanych w (2.4).



**Rys. 2.18.** Jednofazowy, zmodyfikowany model obwodowy RKA:  
a) model dokładny, b) uproszczony

Dynamikę prądu  $i_2$  można analizować w przedziale czasu  $T$  znacznie krótszym od okresu napięcia  $e$ :

$$T \ll \frac{1}{f_e} = \frac{2\pi}{\omega_e}. \quad (2.47)$$

Przy takim założeniu można przyjąć, że wymuszenie  $u-e$  ma stałą wartość w czasie  $T$ . Dla stałego wymuszenia  $u-e$  dynamika prądu  $i_2$  wynika z odpowiedzi skokowej  $h_{u \rightarrow i_2}(t)$  obwodu LCL. Macierz odpowiedzi skokowych obwodu LCL wyznaczyć można na podstawie macierzy transmitancji operatorowych (2.4), przy uwzględnieniu, że  $R_c = 0$ . Macierz odpowiedzi skokowych ma postać:

$$\mathbf{h}_{LCL}(t) = \mathbf{L}^{-1} \left\{ \frac{\mathbf{G}_{LCL}(s)}{s} \right\} = \begin{bmatrix} h_{u \rightarrow i_1}(t) & h_{e \rightarrow i_1}(t) \\ h_{u \rightarrow i_2}(t) & h_{e \rightarrow i_2}(t) \\ h_{u \rightarrow u_c}(t) & h_{e \rightarrow u_c}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2 \sin(\omega_r t) + L_1 \omega_r t}{L_1 (L_1 + L_2) \omega_r} & \frac{\sin(\omega_r t) - \omega_r t}{(L_1 + L_2) \omega_r} \\ -\frac{\sin(\omega_r t) - \omega_r t}{(L_1 + L_2) \omega_r} & -\frac{L_1 \sin(\omega_r t) + L_2 \omega_r t}{L_2 (L_1 + L_2) \omega_r} \\ \frac{L_2 [1 - \cos(\omega_r t)]}{L_1 + L_2} & \frac{L_1 [1 - \cos(\omega_r t)]}{L_1 + L_2} \end{bmatrix}, \quad (2.48)$$

gdzie symbolem  $\omega_r = 2\pi f_{r,LCL}$  oznaczono pulsację rezonansową obwodu LCL. Zgodnie z (2.48) odpowiedź skokowa  $h_{u \rightarrow i_2}(t)$  jest określona zależnością:

$$h_{u \rightarrow i_2}(t) = \frac{t}{L_1 + L_2} - \frac{\sin(\omega_r t)}{\omega_r(L_1 + L_2)}. \quad (2.49)$$

Pierwszy, monotoniczny składnik równania (2.49) związany jest z oddziaływaniem indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  obwodu LCL, natomiast drugi ma charakter periodyczny i wiąże się z rezonansem tego obwodu. Dla wymuszenia  $u-e$  działającego na obwód LCL w przedziale czasu  $T$  spełniającym warunek:

$$T > \frac{1}{2} \frac{2\pi}{\omega_r}, \quad (2.50)$$

w równaniu (2.49) dominuje składnik monotoniczny. W rezultacie można zastosować uproszczenie równania (2.49), polegające na pominięciu składowej periodycznej, oraz analizować dynamikę  $i_2$  w sposób przybliżony, poprzez zastąpienie obwodu LCL dławikiem o indukcyjności  $L_1 + L_2$ . W podejściu takim należy przyjąć dodatkowo, że wymagane pasmo prądu kompensującego RKA  $i_2$  nie wykracza poza częstotliwość rezonansową  $f_{r,LCL}$  obwodu LCL, wyznaczającą granicę pasma przepustowego tego obwodu. Częstotliwość rezonansowa  $f_{r,LCL}$  jest zatem parametrem RKA, którego wartość należy przyjąć na początku doboru parametrów obwodowych w taki sposób, aby wymagane pasmo prądu kompensującego RKA znajdowało się poniżej  $f_{r,LCL}$ . Przesłanki do doboru  $f_{r,LCL}$ , wynikające bezpośrednio z wymagań zawartych w normach, podano w podrozdziale 2.2.

Zastosowanie określonego powyżej uproszczenia zależności (2.49) prowadzi, przy uwzględnieniu (2.43) i przyjęciu sinusoidalnego przebiegu napięcia  $e$ , do następujących zależności definiujących górną i dolną granicę dynamiki prądu kompensującego  $i_2$ :

$$\left. \frac{di_2}{dt} \right|_{gr,max} = \frac{1}{L_1 + L_2} \left[ \frac{2}{3} u_{DC} - E \sin(\omega_e t) \right], \quad (2.51)$$

$$\left. \frac{di_2}{dt} \right|_{gr,min} = \frac{1}{L_1 + L_2} \left[ -\frac{2}{3} u_{DC} - E \sin(\omega_e t) \right].$$

Dynamika graniczna prądu kompensującego, zdefiniowanego zależnością (2.51), jest funkcją chwilowej wartości napięcia zasilającego  $e$  w danej fazie.

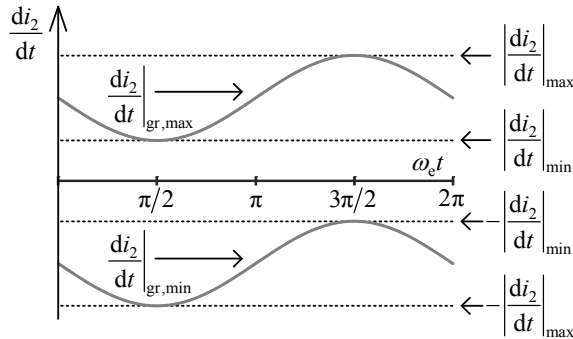
Granice dynamiki prądu  $i_2$  pokazano na rysunku 2.19. Zmienność dynamiki granicznej zawarta jest pomiędzy wartościami:

$$\left| \frac{di_2}{dt} \right|_{max} = \frac{1}{L_1 + L_2} \left( \frac{2}{3} u_{DC} + E \right), \quad \left| \frac{di_2}{dt} \right|_{min} = \frac{1}{L_1 + L_2} \left( \frac{2}{3} u_{DC} - E \right). \quad (2.52)$$

Dynamikę graniczną prądu kompensującego w przewodzie neutralnym czterogłazowego RKA określa się zgodnie z zależnościami (2.51) i (2.52) przy uwzględnie-



niu: sumarycznej indukcyjności zastępczej dla składowej zerowej  $L_{1N,Z} + L_{2N,Z}$  (zgodnie z 2.39), granicznej wartości składowej wspólnej napięcia AC falownika równej  $u_{DC}$  oraz amplitudy składowej wspólnej napięcia zasilającego.



Rys. 2.19. Granice dynamiki prądu kompensującego  $i_2$

Obszar dynamiki prądu  $i_2$  należy dobrać na podstawie (2.51) w taki sposób, aby obejmował przebieg funkcji pochodnej prądu kompensującego, wynikający z zadania realizowanego przez RKA:

$$\left. \frac{di_2}{dt} \right|_{gr,min} < \frac{di_K^{zad}}{dt} < \left. \frac{di_2}{dt} \right|_{gr,max} \quad (2.53)$$

Ponadto ze względu zastosowanie w równaniu (2.51) uproszczenia, polegającego na pominięciu składnika oscylacyjnego występującego w zależności (2.49), należy ograniczyć pasmo rozpatrywanego prądu kompensującego RKA do częstotliwości nie większych niż  $f_{r,LCL}$ . Zgodnie z (2.51), zakres dynamiki prądu  $i_2$  jest, dla danego napięcia zasilającego  $e$ , zależny od dwóch parametrów obwodowych RKA: napięcia  $u_{DC}$  w relacji dodatniej liniowej oraz indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  obwodu LCL w relacji odwrotnie proporcjonalnej. Istnieje zatem nieskończenie wiele par  $u_{DC}$ ,  $L_1 + L_2$ , zapewniających wymaganą dynamikę  $i_2$ , w związku z czym równanie (2.51) jest niewystarczające do jednoznacznego doboru wymienionych parametrów obwodu RKA. Niezbędne jest uwzględnienie dodatkowych uwarunkowań.

Jedno z takich uwarunkowań związane jest z wpływem napięcia  $u_{DC}$  na poziom tłumienia przez obwód LCL tętnień prądu  $i_2$ , związanych z modulacją impulsową stosowaną w falowniku RKA. Poziom tętnień prądu  $i_2$  wyrazić można jako maksymalną wartość międzyszczytową tego prądu, określoną dla pracy RKA przy zadanym zerowym przebiegu  $i_2$ . Tętnienia prądu  $i_2$  wynikają z chwilowych różnic pomiędzy wartością napięcia falownika  $u$  i napięcia zasilającego  $e$ . Napięcie  $u$  przyjmuje wartości dyskretne, wynikające z wartości  $u_{DC}$  i liczby poziomów falownika, zgodnie z (2.16) i (2.19), i jest przełączane pomiędzy poszczególnymi poziomami ze stałą lub zmienną częstotliwością impulsowania  $f_{imp}$ . Zgodnie z analizą przedstawioną w podrozdziale 2.3, w układach RKA częstotliwość impulsowania  $f_{imp}$  jest zawsze znacznie większa od częstotliwości napięcia zasilającego  $f_e$ . W rezultacie można założyć stałą wartość  $e$  w czasie jednego okresu  $T_{imp}$ . Napięcie  $u$  można przybliżyć przebiegiem

prostokątnym o współczynniku wypełnienia  $\delta$  i wartości międzyszczytowej równej, na podstawie (2.16) i (2.19):

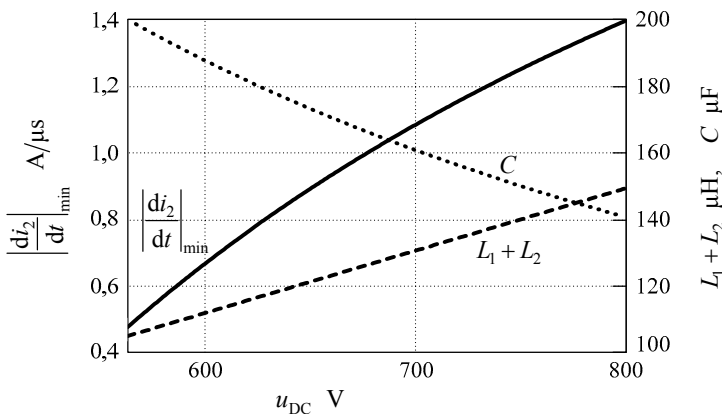
$$\Delta u = \frac{2}{3} \frac{u_{DC}}{K-1}. \quad (2.54)$$

Przy zastosowaniu modelu obwodu LCL, pokazanego na rysunku 2.18b, tętnienia prądu  $i_2$  określić można, badając odpowiedź  $i_2$  na wymuszenie  $u-e$ . Zgodnie z analizą przedstawioną w [182], największa wartość tętnień prądu  $i_2$  występuje dla współczynnika wypełnienia  $\delta = 0,5$ . Dla takiego  $\delta$  wymuszenie  $u-e$  ma przebieg symetryczny, prostokątny o amplitudzie równej  $0,5\Delta u$ . Analiza odpowiedzi obwodu LCL na wymuszenie  $u-e$  o przebiegu prostokątnym prowadzi do opisu o złożonej postaci. Tętnienia prądu  $i_2$  można jednakże oszacować z dobrym przybliżeniem, aproksymując przebieg prostokątny wymuszenia  $u-e$  przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości  $f_{imp}$  i zgodnej wartości skutecznej. Możliwość zastosowania takiej metody analizy wynika ze znacznego nachylenia charakterystyki amplitudowej obwodu LCL w zakresie pasma zaporowego, równego 60 dB na dekadę, i w konsekwencji niewielkiego wpływu wyższych harmonicznych wmuszenia  $u-e$  na przebieg prądu  $i_2$ . Zgodnie z przyjętym założeniem tętnienia prądu  $i_2$  wynikają bezpośrednio z modułu transmitancji widmowej  $G_{u \rightarrow i_2}(j\omega)$  obwodu LCL określonej na podstawie (2.4), dla pulsacji  $\omega_{imp} = 2\pi f_{imp}$ , i są zdefiniowane zależnością:

$$I_{2,tętn,p-p} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{u_{DC}}{K-1} \left| \frac{1}{-\omega_{imp}^3 L_1 L_2 C + \omega_{imp} (L_1 + L_2)} \right|. \quad (2.55)$$

Zgodnie z (2.52) oraz (2.55), napięcie  $u_{DC}$  wpływa zarówno na dynamikę graniczną prądu kompensującego  $i_2$ , jak i tętnienia tego prądu  $I_{2,tętn,p-p}$ .

Na rysunku 2.20 pokazano zmienność minimalnej wartości dynamiki granicznej prądu  $i_2$  (zależność 2.52) w funkcji napięcia  $u_{DC}$ , uzyskaną dla stałej wartości tętnień  $I_{2,tętn,p-p}$  i stałej częstotliwości rezonansowej obwodu LCL  $f_{r,LCL}$ .



**Rys. 2.20.** Zmienność dynamiki granicznej prądu kompensującego  $i_2$  (linia ciągła), indukcyjności sumarycznej  $L_1+L_2$  (linia przerywana) oraz pojemności  $C$  obwodu LCL (linia kropkowana) w funkcji napięcia  $u_{DC}$ , uzyskane dla stałej wartości tętnień  $I_{2,tętn,p-p}$  i stałej częstotliwości rezonansowej obwodu LCL  $f_{r,LCL}$ .

Uwzględniono zmienność  $u_{DC}$  w zakresie od napięcia minimalnego, wynikającego z pracy diod zwrotnych falownika napięcia przy wyłączonych tranzystorach:

$$u_{DC,\min} = \sqrt{3}E, \quad (2.56)$$

do napięcia  $u_{DC} = 800$  V, co odpowiada maksymalnemu dopuszczalnemu napięciu DC falownika dwupoziomowego opartego na modułach IGBT z dowolnej serii o maksymalnym napięciu kolektor-emiter równym 1200 V. Zapewnienie stałej wartości tętnień  $I_{2,\text{tętn,p-p}}$  oraz stałej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL} = \omega_r/2\pi$  wymaga odpowiednich zmian sumarycznej indukcyjności  $L_1 + L_2$  i pojemności  $C$ , co pokazano na rysunku 2.20. Zmiany te wynikają z rozwiązania układu równań (2.6), (2.55) względem  $L_1 + L_2$  i  $C$ . Rozwiązanie ma postać:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_1 + L_2 = \frac{\sqrt{2}\omega_r^2 u_{DC}}{\omega_{\text{imp}} I_{2,\text{tętn,p-p}} (\omega_r^2 - \omega_{\text{imp}}^2) (K-1)} \\ C = \frac{3\sqrt{2} I_{2,\text{tętn,p-p}} \omega_{\text{imp}} (\omega_r^2 - \omega_{\text{imp}}^2) (K-1) (\rho+1)^2}{2\rho \cdot u_{DC} \omega_r^4} \end{array} \right., \quad \rho = \frac{L_1}{L_2} = \text{const}. \quad (2.57)$$

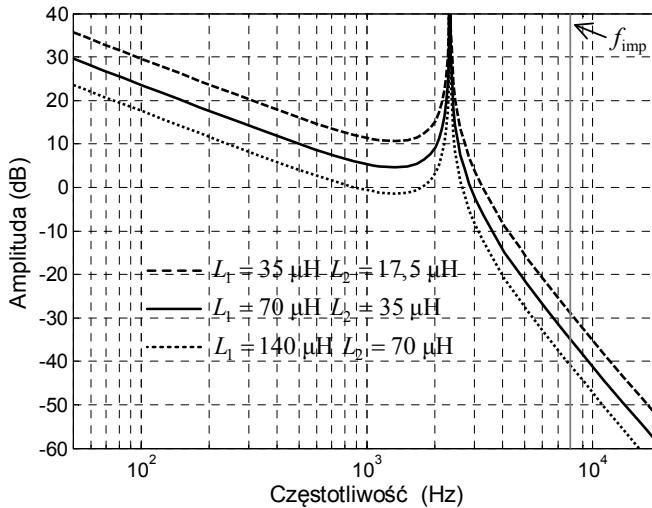
gdzie  $K$  oznacza liczbę poziomów falownika. Charakterystyki uzyskano dla stałej wartości ilorazu  $L_1/L_2 = \rho$  oraz stałych wartości pozostałych parametrów obwodowych RKA. Metodę doboru wartości  $\rho$  przedstawiono w dalszej części podrozdziału.

Zgodnie z charakterystykami pokazanymi na rysunku 2.20, zwiększanie wartości napięcia  $u_{DC}$  przy  $I_{2,\text{tętn,p-p}} = \text{const}$  i  $f_{r,LCL} = \text{const}$  implikuje znaczny wzrost dynamiki prądu kompensującego  $i_2$ . Dobór możliwie wysokiej wartości napięcia  $u_{DC}$  falownika jest zatem pożądany ze względu na właściwości kompensacyjne RKA. Jednakże wzrost wartości  $u_{DC}$  i, w konsekwencji, wzrost indukcyjności  $L_1 + L_2$  wpływają na zwiększenie kosztów wdrożenia oraz gabarytów RKA. Napięcie  $u_{DC}$  warunkuje zwłaszcza, zgodnie z (2.24), wymagane napięcie pracy półprzewodników mocy, a także analogiczne wymaganie wobec kondensatora lub zestawu kondensatorów  $C_{DC}$  (rys. 2.1), zastosowanych w obwodzie DC falownika RKA. W praktyce wybór wartości  $u_{DC}$  w systemach RKA dużej mocy wynika z całościowej, indywidualnej oceny wymaganej dynamiki granicznej prądu  $i_2$  oraz kosztów wdrożenia systemu, stanowiąc kompromis w odniesieniu do wymienionych zagadnień. W systemach RKA pracujących w sieciach niskiego napięcia wystarczające jest przeważnie napięcie  $u_{DC}$  o wartości nie większej niż 800 V, co pozwala na zastosowanie odznaczających się niskimi stratami tranzystorów mocy o napięciu znamionowym kolektor-emiter równym 1200 V. Dobór napięcia  $u_{DC}$  w systemach RKA pracujących w sieciach średniego napięcia, głównie w systemach z transformatorem w obwodzie sprzęgającym, wyróżnia większa dowolność. W systemach takich zastosowanie mają falowniki wielopoziomowe, umożliwiające, zgodnie z (2.24), pracę przy wyższych napięciach  $u_{DC}$ . Ponadto dynamika graniczna  $i_2$  może być w takich systemach RKA ustalana poprzez dobór przekładni transformatora, a tym samym zmianę wartości zastępczego napięcia  $E$ , zgodnie z zależnością (2.51).

W rezultacie przedstawionych powyżej uwarunkowań dobór indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  jest wtórny w stosunku do doboru napięcia  $u_{DC}$ . Górna granica wartości  $L_1 + L_2$  wynika z wymaganej dynamiki granicznej prądu kompensującego  $i_2$  określonej w (2.51), natomiast dolna granica jest efektem m.in. dopuszczalnego poziomu tętnień prądu  $i_2$ , określonych w (2.55). Drugi z czynników ograniczających od dołu indukcyjność  $L_1 + L_2$  wynika z wpływu tej indukcyjności na wzmacnienie obwodu LCL (od  $u$  do  $i_2$ ) w zakresie pasma przepustowego.

Zmienność charakterystyki amplitudowej obwodu LCL w funkcji  $L_1 + L_2$  dla stałej wartości ilorazu  $L_1/L_2$  i stałej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  pokazano na rysunku 2.21. Względna zmiana wzmacnienia obwodu LCL wynika z ilorazu transmitancji  $G(s)_{u \rightarrow i_2}$  (zależność 2.4) i równa jest, w całym zakresie częstotliwości, względnej zmianie wartości  $L_1 + L_2$ , oznaczonej symbolem  $\varepsilon$ :

$$\frac{G_{u \rightarrow i_2}(s) \Big|_{\varepsilon(L_1+L_2)}}{G_{u \rightarrow i_2}(s) \Big|_{L_1+L_2}} = \varepsilon, \quad \frac{L_1}{L_2} = \rho = \text{const}, \quad f_{r,LCL} = \text{const}. \quad (2.58)$$



**Rys. 2.21.** Charakterystyki amplitudowe obwodu LCL dla różnych wartości indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  oraz stałej częstotliwości rezonansowej

W rezultacie zmniejszanie wartości indukcyjności  $L_1 + L_2$ , oprócz dodatniego wpływu na dynamikę graniczną  $i_2$ , powoduje wzrost wzmacnienia dla błędów zawartych w napięciu AC falownika  $u$ . Błędy w napięciu  $u$  są skutkiem przede wszystkim wzmacniania przez układ sterowania RKA błędów pomiarowych sygnałów sprzężeń, a także niepełnej kompensacji nieliniowości modulatora impulsowego. Są one związane z tzw. czasami martwymi oraz ze spadkami napięcia na półprzewodnikach mocy zastosowanych w falowniku [54]. Błędy napięcia  $u$  występują w każdym praktycznym układzie z falownikiem napięcia, w tym w RKA. Analiza tego zagadnienia nie wchodzi w zakres monografii. Ograniczenie wpływu błędów  $u$  na prąd kompensujący  $i_2$  można uzyskać poprzez ograniczenie wzmacnienia od  $u$  do  $i_2$  obwodu LCL, a więc

poprzez dobór indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  o możliwie dużej wartości, spełniającej wymagania, dotyczące dynamiki  $i_2$  wynikające z (2.51).

Dobór ilorazu indukcyjności  $\rho = L_1/L_2$  ma charakter uniwersalny i jego wartość nie zależy od pozostałych parametrów RKA. W związku z tym można założyć  $\rho = \text{const}$  dla dowolnego systemu RKA. Parametr ten warunkuje, dla danej indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$ , danego napięcia  $u_{DC}$  oraz częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$ , poziom tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  prądu  $i_1$ , związanych z modulacją impulsową, pojemność  $C$ , ale również poziom tętnień prądu  $i_2$  (zależność 2.55). Dobór wartości  $\rho$  wynika jednakże tylko z pierwszych dwóch warunków, ponieważ  $\rho$  pozwala na optymalizację wartości tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  i pojemności  $C$  w sposób niezależny od tętnień prądu  $i_2$ . Tętnienia  $i_2$  można, zgodnie z (2.55), ograniczyć poprzez dobór wartości  $L_1 + L_2$  dla danego  $\rho$ .

Tętnienia  $I_{1,tętn,p-p}$  prądu  $i_1$  stanowią dodatkowe obciążenie dławika  $L_1$  oraz półprzewodników mocy falownika RKA. Ponadto tętnienia prądu  $i_1$  zawierają składowe harmoniczne wysokich rzędów, zatem mają znaczny udział w całkowitych stratach mocy w dławiku  $L_1$  i, w rezultacie, nie mają wpływu na gabaryty tego dławika. Redukcja wartości  $I_{1,tętn,p-p}$  pozwala więc na wydajne zmniejszenie gabarytów, masy, a także kosztów wdrożenia RKA. Tętnienia  $I_{1,tętn,p-p}$  można wyznaczyć, podobnie jak w przypadku prądu  $i_2$ , przy wykorzystaniu modelu, pokazanego na rysunku 2.18b. Transmitancja widmowa obwodu LCL od  $u$  do  $i_1$  wynika z zależności (2.4). Przy uwzględnieniu (2.6) transmitancję tę można wyrazić zależnością:

$$G_{u \rightarrow i_1}(j\omega) = \frac{1}{\omega^3} \frac{L_2 C}{L_1 L_2 C \left( \frac{\omega_r}{\omega} - 1 \right)}, \quad \text{gdzie } \omega_r = 2\pi f_{r,LCL}. \quad (2.59)$$

Przy rozpatrywaniu składowych napięcia  $u$  o pulsacji  $\omega \geq \omega_{imp}$  oraz przy uwzględnieniu, że  $\omega_{imp}$  jest w układach RKA znacznie większa od  $\omega_r$ , zależność (2.59) redukuje się do następującej postaci:

$$G_{u \rightarrow i_1}(j\omega)_{\omega \gg \omega_r} = \frac{1}{\omega L_1}, \quad (2.60)$$

i odpowiada transmitancji dławika o indukcyjności  $L_1$ . W efekcie tętnienia prądu  $i_1$  można określić, badając odpowiedź skokową dławika  $L_1$  na wymuszenie  $u-e$ . Wymuszenie to zostało scharakteryzowane wcześniej na potrzeby analizy tętnień prądu  $i_2$ . Zgodnie z powyższym, tętnienia prądu  $i_1$  są równe:

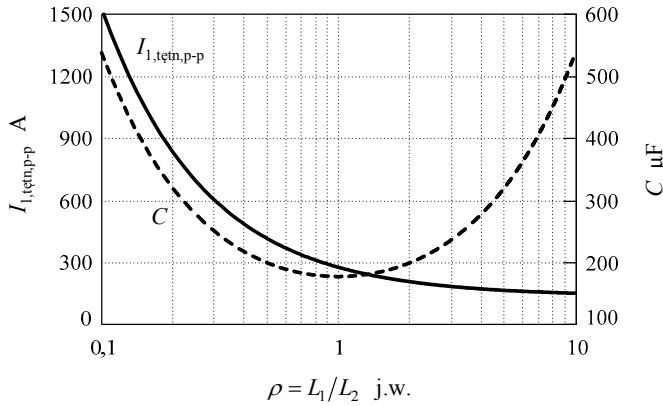
$$I_{1,tętn,p-p} = \frac{1}{3} \frac{u_{DC}}{K-1} \cdot \frac{T_{imp}}{2L_1} = \frac{1}{3} \frac{u_{DC}}{K-1} \cdot \frac{T_{imp}(\rho+1)}{2\rho(L_1+L_2)}. \quad (2.61)$$

Pojemność  $C$  kondensatora obwodu LCL, odpowiadająca danej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  oraz indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  tego obwodu, wynika bezpośrednio z (2.6) i jest określona zależnością:

$$C = \frac{L_1 + L_2}{4\pi^2 f_{r,LCL}^2 L_1 L_2} = \frac{(\rho+1)^2}{4\pi^2 f_{r,LCL}^2 \cdot \rho(L_1 + L_2)}. \quad (2.62)$$

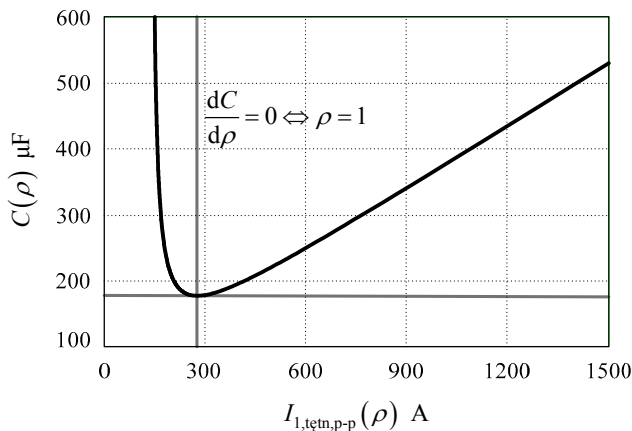
Na rysunku 2.22 pokazano zmienność wartości tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  oraz pojemności  $C$ , w funkcji ilorazu indukcyjności obwodu LCL  $\rho = L_1/L_2$ , odpowiadającą stałej wartości indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  i stałej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$ .

Minimalna wartość pojemności  $C$  występuje dla  $\rho = 1$ , co odpowiada równości indukcyjności obwodu LCL  $L_1 = L_2$ . Poziom tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  zmierza do nieskończoności dla  $\rho \rightarrow 0$  i dąży asymptotycznie do wartości, wynikającej z oddziaływania indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  dla  $\rho \rightarrow \infty$ .



**Rys. 2.22.** Zmienność tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  prądu  $i_1$  oraz pojemności  $C$  obwodu LCL w funkcji ilorazu indukcyjności  $\rho = L_1/L_2$ , dla stałej wartości indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  i stałej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  tego obwodu

Na rysunku 2.23 pokazano krzywą parametryczną  $C(\rho)$ ,  $I_{1,tętn,p-p}(\rho)$  z zaznaczeniem punktu dla  $C = \min$  ( $\rho = 1$ ). Punkt ten można przyjąć jako odniesienie dla określenia względnej zmienności rozpatrywanych parametrów.



**Rys. 2.23.** Zależność parametryczna pojemności  $C$  obwodu LCL i tętnień  $I_{1,tętn,p-p}$  prądu  $i_1$  w funkcji ilorazu indukcyjności  $\rho = L_1/L_2$ , dla stałej wartości indukcyjności sumarycznej  $L_1 + L_2$  i stałej częstotliwości rezonansowej  $f_{r,LCL}$  tego obwodu

Zgodnie z takim założeniem względne tętnienia prądu  $i_1$  i względna pojemność  $C$  równe są wobec (2.61) i (2.62):

$$I_{1,\text{tętn},p-p}^{\text{wzgl}} = \frac{1}{2\rho} + \frac{1}{2}, \quad C^{\text{wzgl}} = \frac{(\rho+1)^2}{4 \cdot \rho}. \quad (2.63)$$

Optymalna wartość ilorazu indukcyjności  $\rho$  występuje dla wartości  $\rho > 1$  i wynika z równości:

$$-\Lambda \cdot \frac{d}{d\rho} \left( I_{1,\text{tętn},p-p}^{\text{wzgl}} \right) = \frac{d}{d\rho} \left( C^{\text{wzgl}} \right) \Rightarrow \rho = \sqrt{2\Lambda + 1}. \quad (2.64)$$

Rozwiązaniem (2.64), podanym obok równości, jest wartość  $\rho$ , dla której tętnienia prądu  $i_1$  ulegają zmniejszeniu  $\Lambda$  razy szybciej niż wzrost pojemności  $C$ . Wartość współczynnika wagowego  $\Lambda$  wynika zwłaszcza z oceny przyrostu kosztów i gabarytów dławików fazowych  $L_1$  i półprzewodników mocy falownika RKA w funkcji poziomu tętnień prądu  $i_1$ , w odniesieniu do redukcji kosztów kondensatorów fazowych  $C$  w wyniku zmniejszania ich pojemności (przy jednoczesnym wzroście prądu tych kondensatorów w wyniku zwiększania się wartości  $I_{1,\text{tętn},p-p}$ ). W praktyce można przyjąć zakres wartości współczynnika  $\Lambda$  od 1 do 2, co odpowiada ilorazowi indukcyjności  $L_1$  i  $L_2$  obwodu LCL w przedziale  $1,73 < \rho < 2,24$ .

Parametrem obwodowym RKA, którego dobór jest w dużym stopniu niezależny od wartości indukcyjności  $L_1$ ,  $L_2$ , pojemności  $C$  i napięcia  $u_{DC}$ , jest pojemność kondensatora  $C_{DC}$  w obwodzie DC falownika. Równanie obwodu DC falownika RKA ma postać:

$$C_{DC} \frac{du_{DC}}{dt} = - \frac{P_{RKA} + P_{0,RKA}}{u_{DC}}, \quad (2.65)$$

gdzie  $p_{RKA}$  i  $p_{0,RKA}$  są wartościami mocy chwilowych generowanych przez kompensator. Realizacja zadań kompensacyjnych wiąże się, w ogólnym przypadku, z występowaniem tętnień obydwu mocy chwilowych zawartych w (2.65), powodując występowanie tętnień napięcia  $u_{DC}$ . Tętnienia te wpływają, zgodnie z (2.51) i (2.52), na chwilową dynamikę graniczną prądu RKA.

Podstawowym zadaniem kondensatora  $C_{DC}$  jest chwilowe magazynowanie energii na potrzeby generowania przez RKA składowych zmiennych mocy  $p_{RKA}$  i  $p_{0,RKA}$ , a tym samym ograniczanie tętnień napięcia  $u_{DC}$ . Dobór pojemności  $C_{DC}$  opiera się na zależności (2.65), wynikając bezpośrednio z założonego, dopuszczalnego poziomu tętnień napięcia  $u_{DC}$  i charakteru zmienności mocy  $p_{RKA}$  i  $p_{0,RKA}$ . Zmienność tych mocy zależy od realizowanych zadań kompensacyjnych RKA i została scharakteryzowana w podrozdziale 3.4.

Przedstawiona powyżej, całościowa metodyka doboru parametrów obwodowych RKA umożliwia w szczególności dostosowanie i ocenę właściwości użytkowych projektowanego kompensatora w odniesieniu do przewidzianych wymagań i spodziewanych efektów kompensacji. Ponadto dobór parametrów obwodowych RKA stanowi podstawę do oceny i optymalizacji kosztów wdrożenia systemu kompensacji, będąc istotnym etapem projektowania kompensatora, poprzedzającym szczegółowe badania symulacyjne układu.

### 3. STEROWANIE RÓWNOLEGLYMI KOMPENSATORAMI AKTYWNYMI

Sterowanie, obok struktury i parametrów obwodów głównych, stanowi podstawowy czynnik, warunkujący właściwości kompensacyjne RKA. Obwody główne wpływają przede wszystkim na parametry graniczne systemu kompensacji, w szczególności zaś na dynamikę graniczną oraz wartość maksymalną prądu wyjściowego, definiując w rezultacie maksymalne możliwości kompensacyjne RKA. Podstawową rolą układu sterowania systemu RKA jest natomiast jak najpełniejsze wykorzystanie możliwości granicznych wyznaczonych przez obwody główne tego systemu.

W rozdziale zawarto analizę teoretyczną układu sterowania, wybrane wyniki badań symulacyjnych oraz wybrane wyniki pomiarów laboratoryjnych. Jeżeli nie zaznaczono inaczej, analizę teoretyczną i badania symulacyjne przeprowadzono na podstawie modelu RKA, przedstawionego w podrozdziale 2.1, przy zastosowaniu parametrów kompensatora podanych w załączniku A. Badania laboratoryjne RKA wykonano na stanowisku z kompensatorem aktywnym, opartym na falowniku cztero-gałęziowym współpracującym z obwodem sprzęgającym LCL. Parametry modelu laboratoryjnego podano w załączniku B.

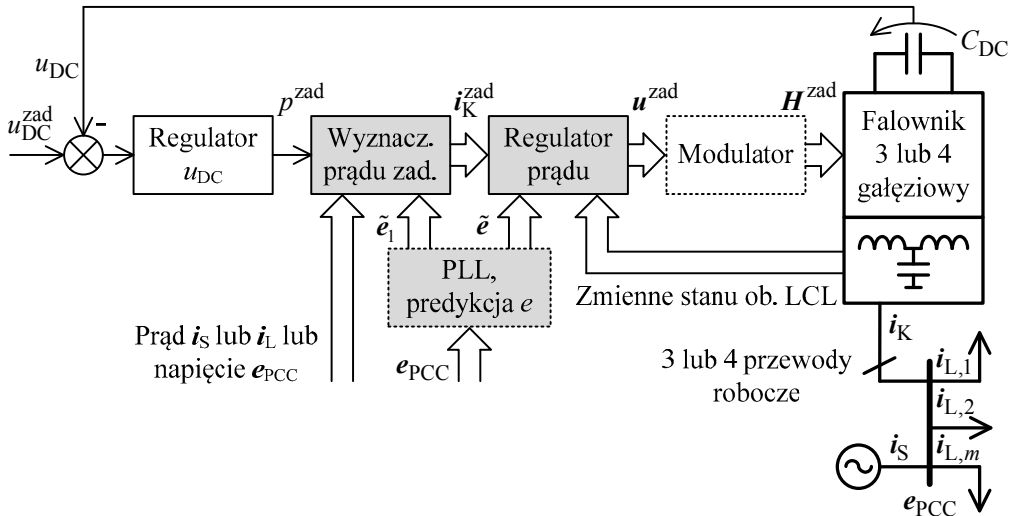
#### 3.1. Struktura i ogólne założenia

Na rysunku 3.1 pokazano ogólną strukturę układu sterowania równoległym kompensatorem aktywnym, przeznaczonym do pracy w sieci zasilającej trójprzewodowej lub czteroprzewodowej. Struktura ta jest aktualna dla dowolnego, szczegółowego rozwiązania układu sterowania RKA opartego na pojedynczym falowniku napięcia. Sposób sterowania systemem RKA z wieloma modułami mocy pracującymi równolegle opisano w podrozdziale 3.6. Linia kropkowaną oznaczono na rysunku bloki funkcjonalne, które mają zastosowanie jedynie w wybranych rozwiązaniach sterowania RKA.

Równoległy kompensator aktywny pełni rolę sterowanego źródła prądu kompensującego. Realizacja źródła prądu z wykorzystaniem falownika (lub falowników) napięcia przyłączonego do sieci poprzez obwód sprzęgający wymusza zastosowanie w układzie sterowania regulatora prądu. Regulator ten pracuje w zamkniętej, wewnętrznej pętli sprzężenia i jest jednym z kluczowych elementów układu sterowania RKA. Regulator prądu warunkuje jakość śledzenia zadanego prądu kompensującego. Regulacja prądu  $i_k$  może być realizowana w sposób pośredni [89, 127, 131, 194] w układzie z wyodrębnionymi blokami funkcjonalnymi regulatora i modulatora



impulsowego lub bezpośredni [91, 154] – przy połączeniu funkcji regulatora i modulatora w jednym bloku. W drugim rozwiązaniu w układzie sterowania nie występuje blok modulatora impulsowego. Szczególne dodatkowe wymagania wobec regulatora prądu RKA wynikają z zastosowania rezonansowego obwodu sprzęgającego LCL i dotyczą zwłaszcza stabilności układu sterowania. Zagadnienie regulacji prądu opisano w podrozdziale 3.2, natomiast analizę stabilności zawarto w podrozdziale 3.3.

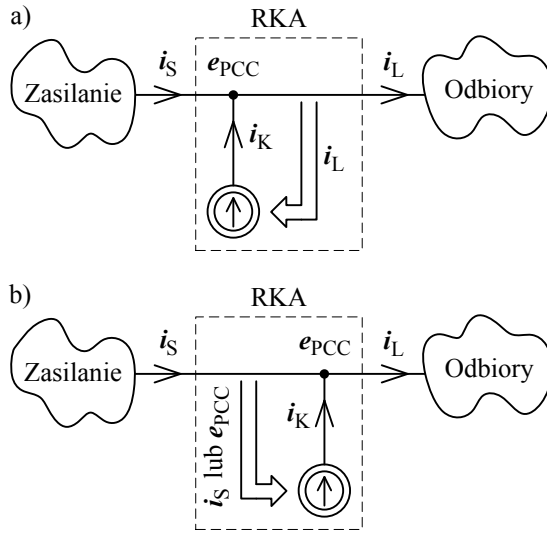


Rys. 3.1. Schemat blokowy układu sterowania RKA

Prąd kompensujący RKA  $i_K$  jest wielkością zadaną dla regulatora prądu, wyznaczaną w nadrzędnym bloku układu sterowania. Blok wyznaczania prądu kompensującego odpowiada za realizację wymaganych zadań kompensacyjnych RKA. Zależnie od przyjętej strategii oraz od realizowanego zadania lub kilku zadań kompensacyjnych (tab. 1.1, podrozdział 1.2), prąd zadany RKA wyznacza się na podstawie informacji o sumarycznym prądzie zasilającym kompensowanych odbiorników:

$$i_L = \sum_m i_{L,m}, \quad (3.1)$$

prądzie zasilającym  $i_s$  lub też napięciu w punkcie przyłączenia RKA  $e_{PCC}$ . Przy założeniu niewielkiej wartości podatności napięciowej kompensowanych odbiorników, zdefiniowanej w (1.49), można pominąć wpływ RKA na prąd  $i_L$  tych odbiorników. W rezultacie możliwy jest podział metod kompensacji realizowanej przez RKA na kompensację w układzie otwartym (na podstawie informacji o prądzie  $i_L$ ) oraz w układzie zamkniętym (na podstawie prądu  $i_s$  lub napięcia  $e_{PCC}$ ) [142]. Obie metody kompensacji przedstawiono schematycznie na rysunku 3.2.



**Rys. 3.2.** Kompensacja: a) w układzie otwartym, b) zamkniętym

Kompensacja realizowana na podstawie prądu  $i_L$  lub prądu  $i_S$ , dotyczy zadań RKA oznaczonych w tabeli 1.1 od 1a do 1g. Są to zadania związane z kompensacją odpowiednich składowych prądu zasilającego. Jakość kompensacji w zamkniętym układzie regulacji [67, 68] na podstawie prądu  $i_S$  zależy teoretycznie w mniejszym stopniu od zakłóceń i zmian parametrów sieci zasilającej. Jednakże zmienność parametrów sieci zasilającej wpływa w znacznym stopniu na warunki stabilności takiego układu sterowania. W konsekwencji równoległa kompensacja aktywna w układzie zamkniętym ze sprzężeniem od prądu  $i_S$  nie jest stosowana w praktyce.

Kompensacja w układzie zamkniętym ze sprzężeniem od napięcia w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$  [8] dotyczy zadań oznaczonych w tabeli 1.1 symbolami 2 (regulacja napięcia zasilającego) i 3 (tłumienie rezonansów). Regulacja napięcia zasilającego wykonywana jest z niską dynamiką i w rezultacie charakteryzuje się pomijalnie małym wpływem parametrów sieci na warunki stabilności sterowania. Zadanie RKA, polegające na tłumieniu rezonansów występujących w sieci zasilającej (tab. 1.1, oznaczenie 3) realizuje się za pomocą RKA poprzez emulację konduktancji  $G_{RKA}$  dla wyższych harmonicznych napięcia w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$ , przy jednoczesnym zapewnieniu zerowej konduktancji dla podstawowej harmonicznej tego napięcia, zgodnie z ogólnym równaniem:

$$i_{K,n} = G_{RKA,n} \cdot e_n, \quad \begin{cases} G_{RKA,1} = 0 \leftarrow e_1 \\ G_{RKA,n} > 0 \leftarrow e_n, \quad n \neq 1. \end{cases} \quad (3.2)$$

Stabilność sterowania RKA, wykonującego zadanie kompensacyjne zgodnie z (3.2), zależy od wartości  $G_{RKA,n}$ , parametrów sieci zasilającej i lokalizacji kompensatora [8, 65, 80].

W monografii poruszono problematykę sterowania RKA, realizującego kompensację prądu zasilającego w układzie otwartym – na podstawie prądu odbiorników  $i_L$ . Wspomniana strategia ma najszersze zastosowanie praktyczne. Metodę wyznaczania prądu kompensującego RKA na podstawie pomiaru prądu kompensowanych odbiorników  $i_L$  opisano w podrozdziale 3.4.

Dodatkową niezbędną funkcją układu sterowania RKA jest regulacja napięcia  $u_{DC}$  w obwodzie DC zastosowanego falownika lub kilku falowników napięcia systemu kompensacji [8, 111, 175]. Regulator napięcia  $u_{DC}$  jest nadrzędny względem bloku wyznaczania zadanego prądu kompensującego. Regulator ten wpływa na chwilową moc czynną (równanie (1.13)) RKA, a więc również na przebieg prądu kompensującego. W konsekwencji właściwości regulatora napięcia  $u_{DC}$  mają wpływ na jakość kompensacji realizowanej przez RKA. Zagadnienie regulacji napięcia  $u_{DC}$  opisano także w podrozdziale 3.4.

Układ sterowania RKA wymaga przeważnie zapewnienia synchronizacji z napięciem zasilającym  $e_{PCC}$ . Synchronizacja ta realizowana jest z wykorzystaniem pętli synchronizacji fazowej PLL, (ang. *phase lock loop*) na podstawie pomiaru napięcia zasilającego w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$  lub bezczujnikowo z zastosowaniem estymacji napięcia źródłowego [90, 169–171, 184]. Metody bezczujnikowego wyznaczania łatwo mierzalnych wielkości fizycznych (takich jak np. prąd lub napięcie) mają bardzo ograniczone zastosowanie w układach dużej mocy, w tym w RKA, ze względu na konieczność zapewnienia w takich układach zaawansowanych metod zabezpieczeń i diagnostyki, pozwalających na zwiększenie ich dyspozycyjności. Synchronizacja z napięciem  $e_{PCC}$  jest niezbędna dla poprawnego wyznaczania składowej prądu zadanego RKA kompensującej moc bierną (zgodnie z (1.29) lub (1.30)). Ponadto informacja o napięciu sieci jest konieczna w wybranych rozwiązaniach regulatora prądu RKA [1, 21, 55, 56, 74, 78, 103, 166, 175, 176, 177, 183], a także pozwala na zwiększenie odporności sterowania na niską jakość zasilania [72, 170].

Maksymalizacja skuteczności kompensacji realizowanej przez RKA wymaga zastosowania w układzie sterowania predykcyjnego regulatora prądu (podrozdział 3.2). W rezultacie niezbędna jest również predykcja zadanego prądu kompensującego i predykcja napięcia  $e_{PCC}$ . Konieczność stosowania predykcji wynika ze skutków cyfrowej realizacji układu sterowania oraz z rzędu obwodu sprzęgającego LCL. Bloki układu sterowania RKA, w których mają zastosowanie metody predykcyjne, wyróżniono na rysunku 3.1 szarym wypełnieniem.

Praktyczna implementacja dyskretnego (realizowanego cyfrowo) układu sterowania wymaga zastosowania platformy sprzętowej opartej na układzie mikroprocesorowym, współpracującym z przetwornikami pomiarowymi oraz przetwornikami analogowo-cyfrowymi (ADC), tworzącymi ścieżkę dla sygnałów pomiarowych. Algorytm układu sterowania obliczany jest co przedział czasu  $T_{\text{sampl}}$ , wynikający z częstotliwości próbkowania mierzonych wielkości fizycznych. Niezależnie od zastosowanego szczegółowego rozwiązania układu sterowania RKA istotne jest, aby okres  $T_{\text{sampl}}$ , a więc również okres impulsowania tranzystorów falownika  $T_{\text{imp}}$ , miały

stałą wartość. Spełnienie tego założenia zapewnia przede wszystkim określoność warunków stabilności układu sterowania (podrozdział 3.3) a także stałość poziomu strat łączeniowych półprzewodników mocy falownika (falowników) RKA i w rezultacie możliwość pełniejszego wykorzystania tych półprzewodników. Ponadto korzystne jest zastosowanie w układzie sterowania modulatora impulsowego pracującego z okresem [56]:

$$T_{\text{imp}} = 2T_{\text{sampl}} \text{ ,} \quad (3.3)$$

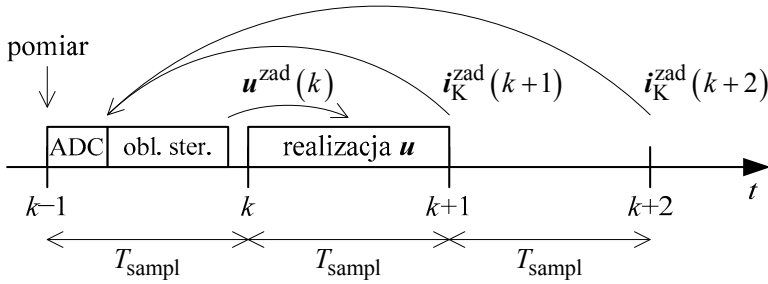
co oznacza sposób realizacji modulatora, uwzględniający modyfikację czasów załączeń stanów falownika  $\mathbf{H}$  (zależność (2.9)) w połowie okresu  $T_{\text{imp}}$  [54]. Rozwiązanie takie pozwala na zastosowanie dwukrotnie mniejszej częstotliwości impulsowania tranzystorów falownika RKA (względem strategii, dla której  $T_{\text{imp}} = T_{\text{sampl}}$ ), a tym samym na zmniejszenie strat łączeniowych, przy zachowaniu niezmiennych warunków stabilności układu sterowania.

Zależności czasowe, wynikające z cyfrowej implementacji układu sterowania realizowanego ze stałym okresem próbkowania  $T_{\text{sampl}} = \text{const}$ , pokazano na rysunku 3.3. Rysunek dotyczy w szczególności układu sterowania RKA z pośrednią regulacją prądu (podrozdział 3.2). Schemat czasowy pokazany na rysunku powtarzany jest w każdym kolejnym okresie  $T_{\text{sampl}}$ . Warstwa logiczna układu sterowania stanowi system cyfrowego przetwarzania sygnałów w czasie rzeczywistym. Próbki sygnałów układu sterowania, odpowiadające chwili pomiarów oznaczono indeksem  $k-1$ . W przedziale czasu od  $k-1$  do  $k$  następuje akwizycja mierzonych wielkości fizycznych, przetwarzanie analogowo-cyfrowe próbek  $k-1$  tych wielkości oraz wykonywane są obliczenia algorytmu układu sterowania RKA. Rezultatem obliczeń jest napięcie sterujące  $\mathbf{u}(k)$  realizowane w przedziale czasu od  $k$  do  $k+1$ . Napięcie to generowane jest z wykorzystaniem algorytmu i struktury logicznej modulatora impulsowego właściwego dla topologii zastosowanego falownika napięcia RKA.

Cyfrowa realizacja układu sterowania, zgodnie z organizacją pokazaną schematycznie na rysunku 3.3, wiąże się więc z występowaniem opóźnień czasowego pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem, równego  $T_{\text{sampl}}$ . Opóźnienie to wpływa na błędy prądu kompensującego generowanego przez RKA. Przy założeniu periodycznego prądu kompensującego RKA można określić błąd fazowy  $n$ -tej harmonicznej tego prądu, związany z opóźnieniem równym  $T_{\text{sampl}}$ . Błąd ten wyraża zależność:

$$\varepsilon\alpha = n \cdot 2\pi f_e \cdot T_{\text{sampl}} \text{ ,} \quad (3.4)$$

gdzie  $f_e$  oznacza częstotliwość napięcia sieci równą częstotliwości podstawowej harmonicznej prądu RKA. Eliminacja błędów fazowych składowych prądu RKA jest możliwa przy zastosowaniu predykcyjnego regulatora prądu, zapewniającego kompensację opóźnienia pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem, lub też z wykorzystaniem organizacji czasowej układu sterowania innej niż pokazana na rysunku 3.3, minimalizującej wartość opóźnienia.



**Rys. 3.3.** Relacje czasowe właściwe dla cyfrowej realizacji układu sterowania RKA

Drugie z rozwiązań ma jednak istotne wady, związane zwłaszcza z dodatkowym ograniczeniem sterowania [25] oraz występowaniem zjawiska nakładania widma (ang. *aliasing*) na skutek nierównomiernego w czasie próbkowania prądu, zawierającego tętnienia wynikające z modulacji impulsowej [25] (w RKA z obwodem sprzęgającym LCL uwaga ta dotyczy pomiaru prądów  $i_1$  oraz  $i_{1N}$  – por. rys. 2.1). Metody takie nie są rozpatrywane w niniejszej pracy.

Niezależnie od powyższego uwarunkowania celowość stosowania predykcji wynika z rzędu obwodu sprzęgającego zastosowanego w układzie RKA. Obwód LCL jest, zgodnie z (2.4), obwodem 3. rzędu. W rezultacie zerowy uchyb zadanego prądu RKA jest możliwy do uzyskania w dyskretnym układzie sterowania w trzech krokach sterowania [16, 62], odpowiadających trzem okresom próbkowania  $T_{\text{sampl}}$ . Właściwość ta jest słuszną w układzie teoretycznym przy założeniu braku ograniczenia napięcia sterującego  $u$ , jak również w układzie praktycznym w granicach dysponowanej dynamiki, wynikającej z parametrów obwodowych RKA (podrozdział 2.5). Śledzenie prądu zadanego RKA z zerowym błędem możliwe jest więc jedynie przy zastosowaniu horyzontu predykcji regulatora o wartości nie mniejszej niż trzy okresy próbkowania względem chwili pomiaru sygnałów sprzężeń. Wymaganie to dotyczy również, w konsekwencji, bloku wyznaczania zadanego prądu kompensującego RKA (rys. 3.3) oraz bloku synchronizacji z napięciem sieci  $e_{\text{PCC}}$ .

## 3.2. Regulacja prądu

Regulacja prądu stanowi jedno z najważniejszych zadań układu sterowania RKA. Regulator ten tworzy wraz z falownikiem napięcia kompensatora oraz z obwodem sprzęgającym sterowane źródło prądu. Właściwości tego źródła prądu określają możliwości kompensacyjne RKA. Zgodnie z uwagą zawartą na początku rozdziału, zadaniem układu sterowania RKA jest wykorzystanie możliwości kompensacyjnych wynikających z parametrów obwodów RKA. Spełnienie tego zadania zależy zwłaszcza od regulatora prądu.

Szeroko rozumiane zagadnienie sterowania prądem AC falownika napięcia pracującego na sieć zasilającą, obejmujące swoim zasięgiem również układy RKA, jest

przedmiotem badań w wielu ośrodkach naukowych. Wyniki tych badań przedstawiono m.in. w pracach [5, 20, 21, 25, 33, 37–40, 42, 43, 48, 49, 55, 66, 70, 71, 78, 81, 84–87, 89, 91–93, 124, 132, 133, 154, 162, 163, 187, 189, 191, 197]. Proponowane rozwiązania dotyczą najczęściej prostowników PWM lub układów STATCOM. Wymagania wobec regulatora prądu RKA obejmują wymagania sformułowane wobec takich układów, jednakże w systemach RKA niezbędne jest dodatkowo zapewnienie wysokiej dynamiki i dokładności regulacji, co wynika z konieczności precyzyjnego generowania wyższych harmonicznych prądu kompensującego. Wymaganie to możliwe jest do spełnienia w dyskretnym układzie regulacji jedynie przy zastosowaniu algorytmów predykcyjnych kompensujących opóźnienia pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem (podrozdział 3.1) [21, 56, 70, 75, 88, 162, 173, 175].

Zgodnie z analizą przedstawioną w podrozdziale 2.2, w układzie RKA niezbędne jest zastosowanie rezonansowego obwodu sprzęgającego LCL. Regulator prądu musi więc zapewniać blokowanie rezonansu tego obwodu, a tym samym gwarantować stabilność zamkniętego układu regulacji. W proponowanych układach regulacji prądu AC falownika napięcia przyłączonego do sieci poprzez dławik sprzęgający [21, 25, 29, 33, 56, 70, 162] nie występuje ryzyko wystąpienia rezonansu i zazwyczaj nie rozpatruje się stabilności takich układów.

Kolejnym istotnym wymaganiem wobec regulatora prądu, wynikającym z zastosowania obwodu sprzęgającego LCL, jest implementacja 3-krokowej predykcji prądu zadanego (podrozdział 3.1). Predykcja taka umożliwi dokładne śledzenie prądu zadanego w granicach dysponowanej dynamiki, a tym samym w znacznym stopniu warunkuje skuteczność kompensacji realizowanej przez RKA.

Przy uwzględnieniu powyższych uwag oraz specyfiki zastosowań RKA (podrozdział 1.2) można sformułować następujące wymagania wobec regulatora prądu RKA z obwodem sprzęgającym LCL:

- wysoka dynamika regulacji;
- wysoka dokładność regulacji w granicach dysponowanej dynamiki;
- kompensacja opóźnienia pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem (podrozdział 3.1);
- predykcja o horyzoncie 3 kroków próbkowania  $T_{\text{sample}}$ , wynikająca z rzędu obwodu sprzęgającego LCL;
- blokowanie rezonansu obwodu sprzęgającego LCL, co jest tożsame z koniecznością zapewnienia stabilności układu;
- poprawna praca w warunkach niskiej jakości napięcia zasilającego, zwłaszcza w warunkach występowania niesymetrii i odkształceń harmonicznych (w tym załamań komutacyjnych);
- możliwość regulacji prądu zadanego o dowolnym przebiegu, w tym nieokresowego,
- zdolność ograniczania maksymalnej wartości prądu;
- odporność na błędy identyfikacji parametrów modelu obiektu;
- możliwość współpracy z RKA przeznaczonym zarówno dla sieci trójprzewodowych, jak i czteroprzewodowych.

Prezentowane w literaturze przedmiotu metody regulacji prądu wyjściowego falownika napięcia pracującego na sieć zasilającą podzielić można, zgodnie z uwagą podaną w podrozdziale 3.1, na metody bezpośrednie i pośrednie.

Metody bezpośrednie charakteryzuje brak wyodrębnionego bloku modulatora (por. rys. 3.1). Zadaniem regulatorów pracujących w sposób bezpośredni jest wyznaczanie sterowania w postaci sekwencji stanów załączeń półprzewodników falownika  $H$  na podstawie sygnału błędu regulowanego prądu. Regulatory bezpośrednie są regulatorami nieliniowymi, wykorzystującymi przeważnie bloki histerezy oraz tablice załączeń właściwe dla rodzaju zastosowanego falownika [71, 92, 132, 134, 154]. Regulatory bezpośrednie charakteryzuje przeważnie zmienny okres przełączania tranzystorów oraz relatywnie niewielka dokładność regulacji. Wady te znacznie zmniejszają celowość stosowania takich regulatorów w układach RKA i wynikają bezpośrednio ze sposobu pracy bloków histerezy, który polega na modyfikacji sterowania w chwilach przekroczenia przez sygnał błędu wartości wynikającej z szerokości pętli histerezy. Regulatory bezpośrednie przeznaczone są jedynie dla układów z dławikiem sprzęgającym.

Pośrednie regulatory prądu są realizowane jako regulatory liniowe, połączone kaskadowo z blokiem modulatora impulsowego (rys. 3.1, podrozdział 3.1). W rozwiązaniach tego typu zadaniem regulatora jest wyznaczanie w każdym, zwykle stałym okresie próbkowania  $T_{\text{sampl}}$ , sterowania w postaci zadanej wartości średniej napięcia AC falownika na podstawie prądu zadanego i sygnałów sprzężeń. Zadaniem modulatora szerokości impulsów jest natomiast generowanie zadanego napięcia AC falownika poprzez wyznaczenie i realizację odpowiednich sekwencji stanów falownika  $H$  załączanych na określone czasy [54]. Regulatory pośrednie wyróżnia, w porównaniu do regulatorów bezpośrednich, znacznie wyższa dokładność regulacji oraz łatwość implementacji strategii przełączania tranzystorów falownika ze stałym okresem. Ponadto wydzielenie bloków regulatora i modulatora impulsowego pozwala na uniezależnienie algorytmu regulatora od rodzaju zastosowanego falownika napięcia. W układzie sterowania z pośrednią regulacją prądu jedynym blokiem specyficznym dla zastosowanej struktury falownika, dwu- lub wielopoziomowego, jest modulator impulsowy.

W literaturze przedmiotu dominują rozwiązania pośredniej regulacji prądu z regulatorem PI [30, 31, 33, 37, 38, 40, 48, 57, 58, 66, 78, 81, 84, 86, 90, 91, 105, 109, 130, 161, 162, 163, 188, 190, 191], regulatorem *deadbeat* opartym na modelu obiektu [5, 49, 56, 89, 103], wariantami regulatora *deadbeat* z predykcją [21, 25, 42, 56, 70, 162, 173, 175, 187], innymi metodami regulacji opartymi na modelu obiektu, zwłaszcza MPC (ang. *model based predictive control*) [44, 93, 95, 124, 164, 167, 189, 193] lub też regulatorem proporcjonalno-rezonansowym (PR) [43, 55, 85, 87, 109, 122, 162, 163, 194, 197].

Regulatory PI (lub szerzej PID) wykorzystuje się w cyfrowych układach sterowania jako bezpośrednie przeniesienie z układów analogowych. Motywacje dla wyboru dyskretnych regulatorów PI wynikają z dobrej, ugruntowanej od wielu lat i popartej wieloma zastosowaniami przemysłowymi znajomości właściwości oraz opisu analitycznego odpowiedników analogowych tych regulatorów. Technika mikroprocesorowa pozwala jednakże na implementację algorytmów sterowania o właściwo-

ściach regulacyjnych, znacznie przewyższających możliwości klasycznych rozwiązań stosowanych w technice analogowej, w tym regulatorów PI. W konsekwencji zastosowanie dyskretnych regulatorów PI ogranicza się do sterowania obiektami o relatywnie małych wymaganiach, dotyczących jakości regulacji.

Przykładem takiego zastosowania jest regulacja prądu AC prostowników PWM bądź układów generujących moc bierną  $Q_1$  (zgodnie z 1.29). W układach tego typu częstotliwość regulowanego prądu jest równa częstotliwości napięcia zasilającego i jest znacznie mniejsza od częstotliwości próbkowania  $1/T_{\text{sampl}}$ . W rezultacie nie jest wymagana wysoka dynamika regulacji. Ponadto można także pominąć problem opóźnień pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem, ponieważ, zgodnie z (3.4) dla  $n = 1$ , opóźnienia te mają bardzo niewielki wpływ na błędy fazowe regulowanego prądu. Regulatory PI prądu AC falownika napięcia przyłączonego do sieci zasilającej implementowane są w układach sterowania z zastosowaniem orientacji względem napięcia sieci. W takich układach regulatory PI pracują z sygnałami stałymi w stanie ustalonym. Zastosowanie regulatorów PI w układach z obwodem sprzęgającym LCL wiąże się z koniecznością implementacji pasywnych lub aktywnych metod tłumienia rezonansu tego obwodu. Metody pasywne (ang. *passive damping*) polegają na dołączeniu do obwodu LCL elementów dyssypatywnych [81, 85, 127, 130, 188].

Najczęściej rozpatrywanym obwodem tego typu jest obwód LCL+R opisany w podrozdziale 2.2. Metody aktywne (ang. *active damping*) polegają na emulacji elementów dyssypatywnych za pomocą stabilizującego sprzężenia zwrotnego [20, 31, 36, 37, 39, 40, 48, 58, 66, 83, 86, 90, 92, 104, 105, 133, 159, 168, 190, 191]. Zastosowanie regulatorów PI w regulacji prądu RKA ograniczone jest, zgodnie z powyższymi uwagami, do układów kompensujących moc bierną i regulujących napięcie zasilające (układy STATCOM).

Zasada działania regulatorów MPC (ang. *model based predictive control*) polega na optymalizacji dynamicznej poprzez wyznaczenie w każdym kroku próbkowania wartości sterowania, minimalizującej wybraną arbitralnie funkcję kosztu  $J$ . Funkcja  $J$  definiowana jest przy wykorzystaniu wybranych wielkości wyjściowych obiektu określonych wprzód w założonym horyzoncie predykcji. Predykcja realizowana jest na podstawie modelu obiektu. Regulatory MPC mają zastosowanie w regulacji prądu RKA, wymagają jednakże relatywnie dużego nakładu obliczeniowego [164]. Prezentowane w literaturze przedmiotu rozwiązania regulacji MPC prądu RKA dotyczą jedynie układów z dławikiem sprzęgającym [44, 95, 167, 193].

W pracy [197] zaproponowano po raz pierwszy zastosowanie regulatora proporcjonalno-rezonansowego w regulacji prądu AC falownika napięcia przyłączonego do sieci zasilającej. Transmittancja operatorowa regulatora PR ma postać:

$$G_{\text{PR}}(s) = K_p + \frac{K_r \omega_{\text{reg}}}{s^2 + \omega_{\text{reg}}^2}, \quad (3.5)$$

gdzie:

- $K_p$  – wzmacnienie członu proporcjonalnego,
- $K_r$  – wzmacnienie członu rezonansowego,
- $\omega_{\text{reg}}$  – pulsacja rezonansowa regulatora.



Zgodnie z (3.5) regulator PR działa wąskopasmowo wokół pulsacji  $\omega_{\text{reg}}$ , dla której ma największe wzmocnienie. Regulator PR zapewnia zerowy błąd regulacji w stanie ustalonym dla regulowanego prądu sinusoidalnego o pulsacji  $\omega_{\text{reg}}$ . Wykorzystanie metody regulacji PR do śledzenia prądu zadanego RKA wymaga zastosowania zespołu regulatorów PR pracujących równolegle w układzie MFPR (ang. *multi-frequency proportional resonant*) [109, 194].

W rozwiązaniu takim każdy z regulatorów PR kształtuje wybraną składową harmoniczną zadanego prądu. Negatywną cechą regulatorów PR, zwłaszcza w układzie RKA, jest duża zależność jakości regulacji od zmian częstotliwości regulowanych prądów harmonicznnych. Zmiany te mogą wynikać bezpośrednio ze zmian częstotliwości napięcia zasilającego. W pracy [122] zaproponowano zmodyfikowany algorytm regulatora PR, wyróżniający się znacznie zmniejszoną wrażliwością na zmiany częstotliwości regulowanych prądów harmonicznnych. Ograniczeniem funkcjonalnym regulatorów PR, istotnym przy regulacji prądu RKA, jest nieprzystosowanie do regulacji nieokresowego prądu kompensującego.

Osobną grupę regulatorów prądu, mających zastosowanie w układach RKA, stanowią regulatory *deadbeat* oparte na modelu obiektu, zwłaszcza regulatory predycyjne. Jedną z pierwszych propozycji takiego regulatora w zastosowaniu dla prostownika PWM z dławikiem sprzęgającym przedstawiono w pracy [70]. Metody regulacji *deadbeat* prądu w takim układzie są rozwijane w kilku ośrodkach naukowych. Wyniki tych prac przedstawiono m.in. w [21, 25, 56, 162]. Nieliczne z prezentowanych rozwiązań dotyczą predycyjnej regulacji *deadbeat* prądu prostownika PWM ze sprzęgającym obwodem LCL [103, 187].

Metody predycyjnego sterowania *deadbeat* prądu falownika napięcia przyłączonego do sieci były również przedmiotem zainteresowania autora niniejszej monografii. Publikowane wyniki dotyczą opracowań przewidzianych dla układów z dławikiem sprzęgającym [175, 185] i w rezultacie dalszych badań – z obwodem sprzęgającym LCL [173, 183]. Rozwiązania regulatorów prądu, prezentowane w wymienionych pracach autora, dotyczą układów RKA i odznaczają się zweryfikowaną symulacyjnie i doświadczalnie możliwością kształtowania niesinusoidalnego prądu AC falownika. Regulator prądu opisany w [173, 183] spełnia wszystkie wymagania wyszczególnione na początku tego podrozdziału.

Algorytmy predycyjnego regulatora *deadbeat* prądu RKA oparte są bezpośrednio na równaniach obwodu sprzęgającego. W przypadku zastosowania obwodu LCL równania te są zgodne z (2.2) i dla  $R_c = 0$  mają postać:

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_1}{dt} = u - u_c \\ L_2 \frac{di_2}{dt} = u_c - e_{\text{PCC}} \\ C \frac{du_c}{dt} = i_1 - i_2, \end{cases} \quad (3.6)$$

przy zastosowaniu notacji chwilowych wartości napięć i prądów zgodnej z (1.8).

W rezultacie wprowadzenia takiej notacji układ równań (3.6), jak również przedstawiony poniżej algorytm regulatora, są aktualne zarówno dla trójprzewodowego, jak i czteroprzewodowego układu zasilania. W pierwszym przypadku należy pominąć równania określone dla składowych zerowych napięć i prądów.

Algorytm regulatora prądu formułuje się przy pominięciu wysokoczęstotliwościowych tętnień związanych z modulacją impulsową, występujących zarówno w prądach, jak i w napięciach. Założenie to można przyjąć w przypadku, gdy tętnienia te nie występują w sygnałach sprzężeń zwrotnych. Wspomniany warunek jest spełniony przy zastosowaniu odpowiedniej strategii modulacji, zapewniającej realizację zatrasku pomiarowych przetworników ADC w chwili zbliżonej do połowy czasu realizacji tzw. stanów pasywnych falownika [54, 156, 158]. Model układu impulsowego, w którym pominięto tętnienia, jest modelem uśrednionym i dla falownika napięcia ma postać ogólną zgodną z (2.25).

Zadaniem regulatora prądu jest wyznaczenie w każdym okresie próbkowania  $T_{\text{sampl}}$  zadanego napięcia  $\mathbf{u}^{\text{zad}}(k)$  (rozumianego jako napięcie średnie, określone w przedziale czasu od  $kT_{\text{sampl}}$  do  $(k+1)T_{\text{sampl}}$ ) na podstawie: próbek sprzężeń zwrotnych od zmiennych stanu obwodu LCL  $\mathbf{i}_1$ ,  $\mathbf{i}_2$  i  $\mathbf{u}_c$  o indeksach  $(k-1)$  i wcześniejszych, zadanego prądu kompensującego predykowanego trzy kroki naprzód względem chwili pomiarów  $(k-1)$  oraz predykowanego napięcia zasilającego  $\mathbf{e}_{\text{PCC}}$ , stanowiącego zakłócenie. Przybliżenie równań różniczkowych (3.6) równaniami różnicowymi prowadzi do następujących równań głównych predykcyjnego regulatora prądu [173]:

$$\hat{\mathbf{u}}_c(k+1) = L_2 \frac{\mathbf{i}_2^{\text{zad}}(k+2) - \mathbf{i}_2^{\text{zad}}(k+1)}{T_{\text{sampl}}} + \tilde{\mathbf{e}}_{\text{PCC}}(k+1), \quad (3.7)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1(k+1) = C \frac{\hat{\mathbf{u}}_c(k+1) - \hat{\mathbf{u}}_c(k)}{T_{\text{sampl}}} + \mathbf{i}_2^{\text{zad}}(k+1), \quad (3.8)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1^{\text{lim}}(k+1) = \text{sign}\{\hat{\mathbf{i}}_1(k+1)\} \cdot \min\{|\hat{\mathbf{i}}_1(k+1)|, I_1^{\text{max}}\}, \quad (3.9)$$

$$\mathbf{u}^{\text{zad}}(k) = L_1 \frac{\hat{\mathbf{i}}_1^{\text{lim}}(k+1) - \hat{\mathbf{i}}_1(k)}{T_{\text{sampl}}} + \hat{\mathbf{u}}_c(k), \quad (3.10)$$

gdzie łukiem oznaczono wielkości obliczane zgodnie z powyższymi równaniami, daszkiem – wielkości predykowane zgodnie z równaniami podanymi poniżej, natomiast tyldą – predykowane napięcie zasilające  $\mathbf{e}_{\text{PCC}}$  obliczane w osobnym algorytmie. Równania główne regulatora (3.7), (3.8) i (3.10) wynikają z (3.6), natomiast równanie (3.9) realizuje ograniczenie  $I_1^{\text{max}}$  prądu  $\mathbf{i}_1$ , a tym samym prądu tranzystorów falownika (lub falowników) RKA. Prąd  $\mathbf{i}_2^{\text{zad}}$  jest tożsamy z zadanym prądem kompensującym RKA  $\mathbf{i}_k$ . Ograniczenie  $\mathbf{i}_2^{\text{zad}}$  dokonywane jest w bloku wyznaczania prądu zadanego (rys. 3.1, podrozdział 3.1). Wielkości predykowane, oznaczone w równaniach głównych (3.7)–(3.10) daszkiem, wyznaczone są zgodnie z następującymi równaniami opartymi na (3.6) [173]:

$$\hat{\mathbf{u}}_c(k-1) = T_{\text{sampl}} \frac{\mathbf{i}_1(k-1) - \mathbf{i}_2(k-1)}{C} + \mathbf{u}_c(k-2), \quad (3.11)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1(k) = T_{\text{sampl}} \frac{\mathbf{u}^{\text{zad,lim}}(k-1) - \hat{\mathbf{u}}_c(k-1)}{L_1} + \mathbf{i}_1(k-1), \quad (3.12)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_2(k) = T_{\text{sampl}} \frac{\hat{\mathbf{u}}_c(k-1) - \tilde{\mathbf{e}}_{\text{PCC}}(k-1)}{L_2} + \mathbf{i}_2(k-1), \quad (3.13)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_c(k) = T_{\text{sampl}} \frac{\hat{\mathbf{i}}_1(k) - \hat{\mathbf{i}}_2(k)}{C} + \hat{\mathbf{u}}_c(k-1), \quad (3.14)$$

gdzie wielkości bez dodatkowego oznaczenia są mierzone. Napięcie  $\mathbf{u}^{\text{zad,lim}}(k-1)$ , występujące w równaniu (3.12), oznacza napięcie sterujące zrealizowane w poprzednim kroku. Napięcie to podlega ograniczeniu wynikającemu z obszaru pracy falownika (rys. 2.5, podrozdział 2.1) i ogólnym przypadkiem może nie być równe wielkości wyznaczonej w (3.10). Dla poprawnej pracy regulatora istotne jest uwzględnienie tego ograniczenia w napięciu  $\mathbf{u}^{\text{zad,lim}}(k-1)$ . Zadanie to można zrealizować z wykorzystaniem informacji zwrotnej od modulatora szerokości impulsów, określającej rzeczywście wygenerowane napięcie  $\mathbf{u}$ .

Przy zastosowaniu zmiennej niezależnej z transformaty  $Z$  oraz przy pominięciu ograniczenia prądu  $\mathbf{i}_1$ , równania regulatora prądu (3.7)–(3.14), zapisane w kolejności wykonywania algorytmu, mają postać:

$$\hat{\mathbf{u}}_c = T_{\text{sampl}} \frac{\mathbf{i}_1 - \mathbf{i}_2}{C} + \mathbf{u}_c \cdot z^{-1}, \quad (3.15)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1 = \left( T_{\text{sampl}} \frac{\mathbf{u}^{\text{zad}} - \hat{\mathbf{u}}_c}{L_1} + \mathbf{i}_1 \right) z^{-1}, \quad (3.16)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_2 = \left( T_{\text{sampl}} \frac{\hat{\mathbf{u}}_c - \tilde{\mathbf{e}}_{\text{PCC}}}{L_2} + \mathbf{i}_2 \right) z^{-1}, \quad (3.17)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_c = T_{\text{sampl}} \frac{\hat{\mathbf{i}}_1 - \hat{\mathbf{i}}_2}{C} + \hat{\mathbf{u}}_c \cdot z^{-1}, \quad (3.18)$$

$$\hat{\mathbf{u}}_c = L_2 \frac{\mathbf{i}_2^{\text{zad}}(z-1)}{T_{\text{sampl}}} + \tilde{\mathbf{e}}_{\text{PCC}}, \quad (3.19)$$

$$\hat{\mathbf{i}}_1 = C \frac{\hat{\mathbf{u}}_c - \hat{\mathbf{u}}_c \cdot z^{-1}}{T_{\text{sampl}}} + \mathbf{i}_2^{\text{zad}}, \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u}^{\text{zad}} = L_1 \frac{\hat{\mathbf{i}}_1 \cdot (z-1)}{T_{\text{sampl}}} + \hat{\mathbf{u}}_c. \quad (3.21)$$

Macierz transmitancji dyskretnych predykcyjnego regulatora prądu, wyznaczona na podstawie równań (3.15)–(3.21), jest następująca:

$$\mathbf{G}_C(z) = \begin{bmatrix} G_{c, i_1 \rightarrow u}(z) \\ G_{c, i_2 \rightarrow u}(z) \\ G_{c, u_c \rightarrow u}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-3L_1^2 L_2 C^2 + (L_1^2 C + 4L_1 L_2 C) T_{\text{sampl}}^2 - (L_1 + L_2) T_{\text{sampl}}^4}{2L_1 L_2 C^2 T_{\text{sampl}} - L_2 C T_{\text{sampl}}^3 + C^2 L_1 L_2 T_{\text{sampl}} \cdot z} \\ \frac{2L_1^2 L_2 C^2 - (L_1^2 C + 4L_1 L_2 C) T_{\text{sampl}}^2 + (L_1 + L_2) T_{\text{sampl}}^4}{2L_1 L_2 C^2 T_{\text{sampl}} - L_2 C T_{\text{sampl}}^3 + C^2 L_1 L_2 T_{\text{sampl}} \cdot z} \\ \frac{L_1^2 L_2 C^2 - (CL_1^2 + 3L_1 L_2 C) T_{\text{sampl}}^2 + (L_1 + L_2) T_{\text{sampl}}^4}{(L_2 T_{\text{sampl}}^4 - 2CL_1 L_2 T_{\text{sampl}}^2) z - CL_1 L_2 T_{\text{sampl}}^2 \cdot z^2} \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

Autorski, predykcyjny regulator prądu, zdefiniowany w (3.22) sformułowany jest w sposób analogiczny do prezentowanych w literaturze przedmiotu regulatorów prądu, przeznaczonych dla prostowników PWM z dławikiem sprzęgającym, nazywanych powszechnie regulatorami predykcyjnymi *deadbeat* [21, 25, 56, 70, 162]. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, że nazwa ta nie jest precyzyjna, ponieważ równania takich regulatorów nie wynikają z klasycznej syntezy regulatora *deadbeat* i w rezultacie nie zapewniają zerowych wartości własnych zamkniętego układu regulacji, a tym samym dynamiki granicznej. Wyniki badań przedstawione w dalszej części podrozdziału wskazują jednak, że właściwości dynamiczne proponowanego regulatora są bardzo zbliżone do właściwości regulatora *deadbeat*.

Istotnymi zaletami proponowanego regulatora predykcyjnego, wyróżniającymi go względem klasycznego regulatora *deadbeat*, są:

- uwzględnienie ograniczeń zarówno sterowania, jak i dowolnych zmiennych stanu obiektu (obwodu sprzęgającego LCL);
- bezpośrednie odprężenie od zakłócenia (napięcia  $e_{\text{PCC}}$ );
- uwzględnienie predykcji zadanego prądu kompensującego RKA, pozwalające na uzyskanie zerowego błędu śledzenia zadanego prądu w granicach osiągalnej dynamiki.

Jakość pracy predykcyjnego regulatora prądu RKA zależy od następujących czynników, wynikających bezpośrednio z równań algorytmu regulatora (3.7)–(3.14):

- okresu próbkowania, wpływającego na stabilność (podrozdział 3.3);
- predykcji zadanego prądu kompensującego (podrozdział 3.4);
- dokładności identyfikacji parametrów obwodu sprzęgającego LCL (podrozdział 3.5);
- predykcji napięcia  $e_{\text{PCC}}$ ;
- dokładności generowania napięcia z wykorzystaniem PWM.

Zgodnie z informacjami podanymi w podrozdziale 2.1, podstawowym zadaniem modulatora szerokości impulsów PWM, realizowanego zwykle na podstawie reprezentacji wektorowej napięcia – z wykorzystaniem modulatora SVPWM (ang. *space*

vector PWM) [54, 102, 156, 157, 158, 195], jest synteza zadanego napięcia sterującego  $\mathbf{u}^{\text{zad}}$  poprzez odpowiednie przełączanie tranzystorów falownika (lub falowników) RKA. Dokładność generowania napięcia zależy zwłaszcza od obecności i skuteczności algorytmów kompensacji błędów, związanych z tzw. czasami martwymi [3], spadkami napięć na półprzewodnikach falownika [54] oraz, w przypadku falowników NPC, z napięciem niezrównoważenia [156, 157]. Istotne jest, aby modulator impulsowy wykorzystany w układzie sterowania RKA zawierał dokładne algorytmy kompensacji tych błędów.

Algorytm predykcyjny, realizujący wyznaczanie wymaganych w regulatorze prądu przyszłych próbek napięcia zasilającego  $e_{\text{PCC}}$  (rys. 3.1, podrozdział 3.1), pełni kluczową rolę zarówno dla regulatora, jak i dla bloku wyznaczania prądu zadanego (podrozdział 3.4). Wielkością wejściową takiego algorytmu jest napięcie mierzone lub estymowane, oznaczone indeksem  $(k-2)$ . Ze względu na konieczność wprowadzenia w systemach dużej mocy rozbudowanej diagnostyki estymacja napięcia ma zastosowanie jedynie w układach RKA małych i średnich mocy. Wartości estymowane zastępczego napięcia źródłowego można wyznaczać na podstawie (3.5), zgodnie z równaniem [169, 171]:

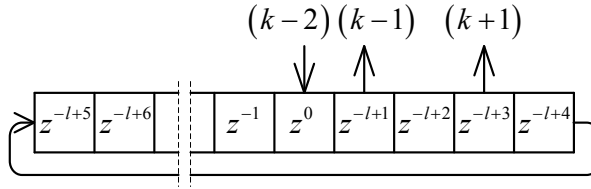
$$\tilde{e}(k-2) = \mathbf{u}_c(k-2) - L_2 \frac{i_2(k-1) - i_2(k-2)}{T_{\text{sampl}}}, \quad (3.23)$$

przy czym dla występujących w praktyce wartości względnych mocy zwarciovych  $k_{\text{zw}}$  można przyjąć równość  $\tilde{e}_{\text{PCC}}(k-2) = \tilde{e}(k-2)$ . Niezależnie od sposobu pozyskania próbek napięcia zasilającego  $e_{\text{PCC}}(k-2)$  niezbędne jest zastosowanie synchronizacji opartej na PLL oraz predykcji, co zaznaczono w podrozdziale 3.1. Wynikiem działania PLL [15, 175, 185] jest informacja o chwilowym kącie fazowym  $\varphi_{1,e}$  podstawowej harmonicznej napięcia  $e_{\text{PCC}}$  (por. definicja (1.8)).

Predykcja w ogólnym przypadku odkształconego napięcia zasilającego  $e_{\text{PCC}}$  może być realizowana przy wykorzystaniu metod aproksymacyjnych [4] lub metod opartych na założeniu okresowości tego napięcia. W praktyce założenie takie stanowi wystarczająco dokładne przybliżenie. W rezultacie wymagane w regulatorze prądu przyszłe próbki napięcia  $e_{\text{PCC}}$  o indeksach  $(k-1)$  oraz  $(k+1)$  mogą być wyznaczone w algorytmie określonym zarówno w dziedzinie czasu, jak i w dziedzinie częstotliwości.

Algorytm określony w dziedzinie czasu najprościej zrealizować z zastosowaniem bufora cyklicznego, pokazanego na rysunku 3.4. Długość bufora cyklicznego  $l$  wynika z ilorazu okresu napięcia zasilania  $T_e$  i okresu próbkowania  $T_{\text{sampl}}$ . Wobec niezmienności częstotliwości napięcia zasilającego można przyjąć stałą wartość długości bufora. Algorytm taki zapewnia predykcję przy zachowaniu wszystkich składowych harmonicznych zawartych w napięciu  $e_{\text{PCC}}(k-2)$  zadawanym na wejściu predyktora. Właściwość ta jest cenna przede wszystkim w przypadku występowania w napięciu zasilającym załamań komutacyjnych, których widmo obejmuje zawsze szeroki zakres częstotliwości. Predyktor napięcia oparty na buforze cyklicznym został wykorzystany

w układach sterowania wdrożonych systemów RKA dużej mocy, przedstawionych w rozdziale 4.



**Rys. 3.4.** Bufor cykliczny realizujący predykcję napięcia zasilającego  $e_{PCC}$

Algorytm predykcji napięcia określony w dziedzinie częstotliwości [169–171] polega na dokonaniu transformacji Fouriera sygnału napięcia  $e_{PCC}$ , a następnie modyfikacji faz poszczególnych harmonicznnych o wartości wynikające z horyzontu predykcji  $r$  i rzędu harmonicznej  $n$ , zgodnie z równaniem:

$$\Delta\varphi_{n,e,pred} = n \cdot r \cdot \Delta\varphi_{1,e} \quad (3.24)$$

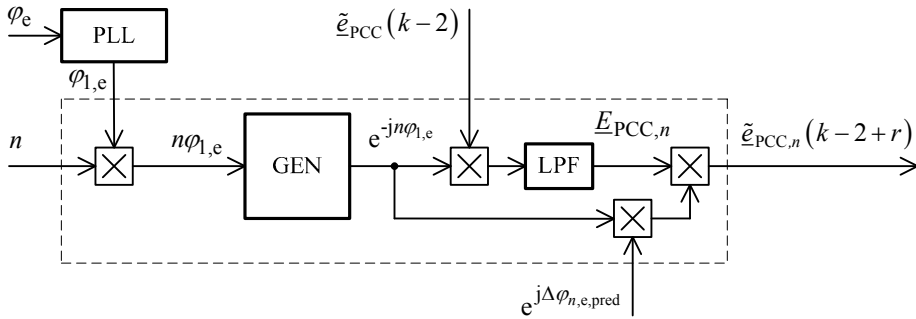
gdzie  $\Delta\varphi_{1,e}$  oznacza przyrost kąta podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego w czasie jednego okresu  $T_{\text{sampl}}$ , wyznaczany na podstawie wyjścia PLL  $\varphi_{1,e}$ . W następnej kolejności dokonywana jest odwrotna transformacja Fouriera harmonicznnych napięcia zmodyfikowanych zgodnie z (3.24), która prowadzi do uzyskania wymaganych, przyszłych próbek napięcia  $e_{PCC}$ .

W metodzie tej możliwe jest zastosowanie dowolnego algorytmu realizującego transformację Fouriera [123, 138, 139], w tym algorytmu FFT (ang. *fast Fourier transform*), jak również DFT (ang. *discrete Fourier transform*), umożliwiających selektywne wyodrębnianie i predykcję wybranych składowych harmonicznnych napięcia.

Na rysunku 3.5 pokazano algorytm selektywnej predykcji  $n$ -tej harmonicznej napięcia  $e_{PCC}$ , oparty na DFT [169, 170]. Amplitudy  $n$ -tej harmonicznej napięcia wyznaczone są za pomocą kros-korelacji zespolonej funkcji bazowej tej harmonicznej i przebiegu napięcia  $\tilde{e}_{PCC}$ , przy wykorzystaniu filtra dolnoprzepustowego LPF, (ang. *low pass filter*), zgodnie z następującym równaniem uzyskanym na podstawie (1.25):

$$\underline{E}_{PCC,n} = \overline{\tilde{e}_{PCC} e^{-jn\varphi_{1,e}}} \quad (3.25)$$

Iloczyn zespolonych amplitud harmonicznnych wyznaczonych zgodnie z (3.25) oraz funkcji bazowych obróconych o kąt wynikający z horyzontu predykcji, zgodny z (3.24), prowadzi do uzyskania dowolnie wybranych, przyszłych próbek napięcia  $e_{PCC}$ . Predykowane wartości składowej zerowej napięcia  $e_0$  można wyznaczać w analogiczny sposób. Analizę właściwości takiego algorytmu predykcji napięcia pokazano w [169, 170, 185]. Wyniki badań RKA pracującego w warunkach odkształconego napięcia zasilającego zaprezentowano w podrozdziale 3.5.



**Rys. 3.5.** Selektywna predykcja  $n$ -tej harmonicznej napięcia zasilającego  $e_{PCC}$

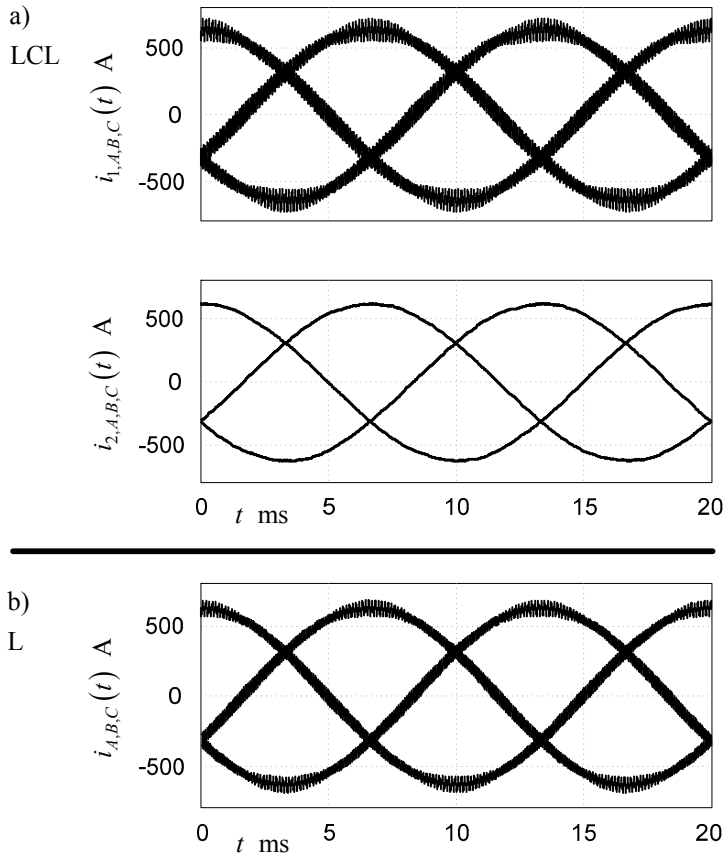
Na rysunku 3.6a,b pokazano wyniki badań symulacyjnych RKA pracującego w trójprzewodowym układzie zasilania, które stanowią uzupełnienie analizy porównawczej obwodu LCL z dławikiem sprzęgającym, przedstawionej w podrozdziale 2.2. Rysunek zawiera przebiegi prądu  $i_1$  i  $i_2$  uzyskane dla RKA z obwodem LCL (rys. 3.6a) oraz przebieg prądu wyjściowego  $i$  dla układu z dławikiem sprzęgającym o indukcyjności  $L = L_1 + L_2$  (rys. 3.6b).

Przebiegi dotyczą stanu ustalonego w czasie pracy RKA w trybie generowania arbitralnie zadanej mocy biernej według definicji zgodnej z (1.29). Porównanie przebiegów prądu, wskazuje jednoznacznie na obwód LCL jako jedyne rozwiązanie układowe, zapewniające skuteczne tłumienie tętnień prądu związanych z modulacją impulsową.

Na rysunku 3.6c,d pokazano wyniki pomiarów, analogiczne do symulacji pokazanych na rysunku 3.6a, uzyskane dla czteroprzewodowego RKA z obwodem LCL, pracującego w trybie generowania mocy biernej  $Q_1$ .

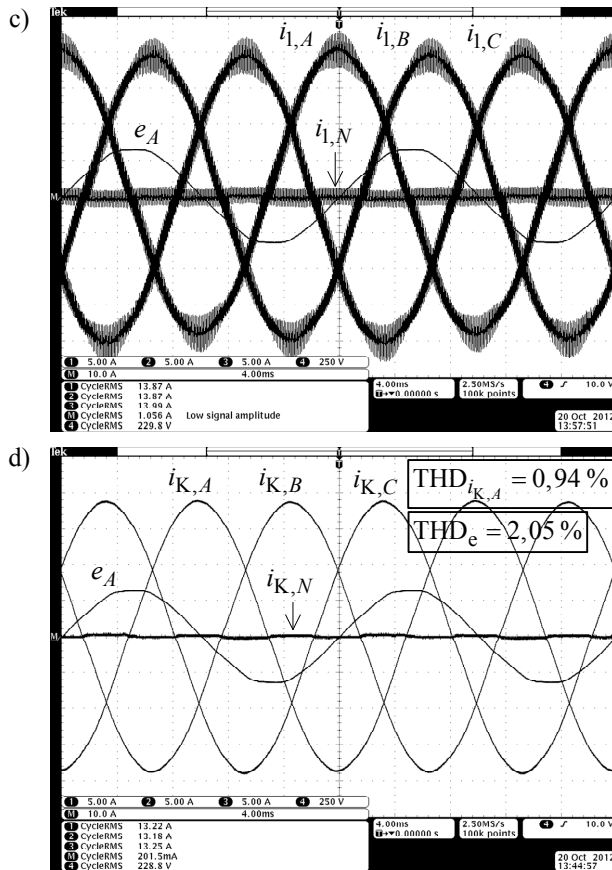
Wyniki obrazują dokładność regulacji prądu w układzie z regulatorem predykcyjnym, opisanym równaniami (3.7)–(3.14), współpracującym z algorytmem predykcji napięcia, zgodnym ze schematem blokowym, pokazanym na rysunku 3.5. Uzyskano współczynnik THD<sub>i</sub> prądu RKA równy 0,94% przy THD<sub>e</sub> napięcia zasilającego równym 2,05%.

Na rysunkach 3.7 i 3.8 pokazano wyniki symulacji odpowiedzi predykcyjnego regulatora prądu na skokową zmianę prądu zadane, wynikającą ze zmiany znaku zadanej mocy biernej RKA. Założono brak predykcji prądu zadane. Przedstawiono przebiegi uzyskane dla przypadku teoretycznego bez ograniczenia napięcia sterującego  $\mathbf{u}^{\text{zad}}$  (rys. 3.7) oraz w układzie z modelem rzeczywistego falownika, w którym występuje ograniczenie napięcia (rys. 3.8). Przebiegi potwierdzają wysoką dynamikę regulacji prądu, bardzo zbliżoną do dynamiki klasycznego regulatora *deadbeat*. Ponadto przebiegi, pokazane na rysunku 3.8, dowodzą pełnego przystosowania regulatora predykcyjnego do pracy w warunkach występowania ograniczenia napięcia sterującego.

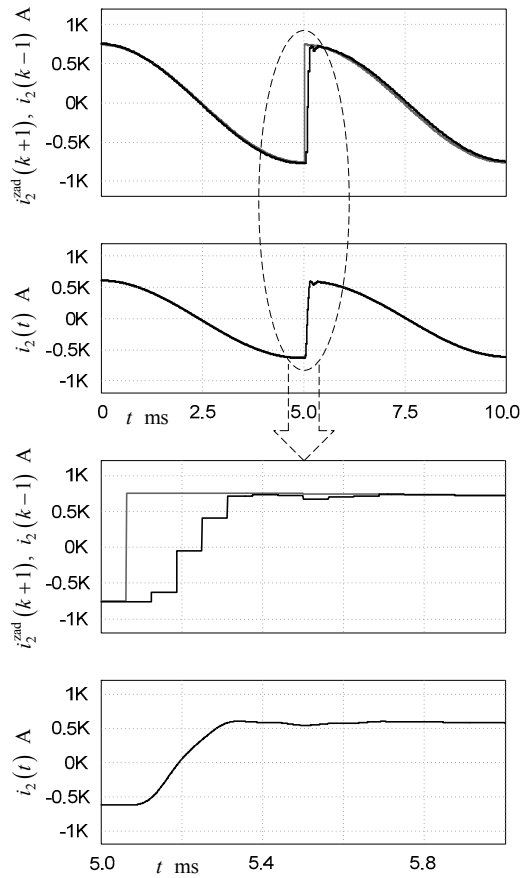


**Rys. 3.6.** Symulacja: a) prąd RKA z obwodem sprzęgającym LCL, b) z dławikiem sprzęgającym w czasie generowania mocy biernej  $Q_1$  według (1.29)

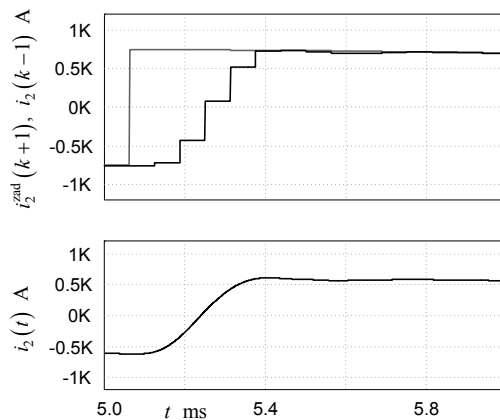




Rys. 3.6. (cd.). Pomiar: c) prąd  $i_1$ , d) prąd  $i_K$  (równy  $i_2$ ), uzyskany dla RKA z obwodem sprzęgającym LCL w czasie generowania mocy biernej  $Q_1$  według (1.29)



**Rys. 3.7.** Symulacja. Odpowiedź regulatora prądu na wymuszenie skokowe przy braku ograniczenia napięcia sterującego  $u^{zad}$



**Rys. 3.8.** Symulacja. Odpowiedź regulatora prądu na wymuszenie skokowe w układzie z modelem łącznikowym falownika, w którym występuje ograniczenie napięcia  $u^{zad}$

### 3.3. Analiza stabilności

Analiza stabilności układu sterowania RKA, realizującego kompensację prądu w układzie otwartym (rys. 3.2a, podrozdział 3.1), może być przeprowadzona przy uwzględnieniu jedynie regulatora prądu kompensującego. Podejście takie wymaga jednak zastosowania pewnego uproszczenia. Zgodnie z analizą przedstawioną w podrozdziale 1.2, działanie RKA wpływa na napięcie zasilające w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$  w sposób zależny od względnej mocy zwarciowej w PCC (równanie 1.48). W konsekwencji zmiany napięcia  $e_{PCC}$  zmianie ulega również prąd kompensowanych odbiorników, zgodnie z ich podatnością napięciową wyrażoną zależnością (1.49). Prąd odbiorników stanowi podstawę do wyznaczania prądu kompensującego RKA dla kompensacji realizowanej w tzw. układzie otwartym (podrozdział 3.4). Zmiana prądu odbiorników w konsekwencji działania RKA odzwierciedla więc sprzężenie zwrotne od tego prądu. Sprzężenie to, wobec występujących w praktyce wartości względnej mocy zwarciowej oraz podatności napięciowej odbiorów, jest jednak na tyle słabe, że jego pominięcie w analizie stabilności RKA nie prowadzi do powstania istotnych błędów. Podejście takie jest powszechne w literaturze przedmiotu [31, 48, 84, 105].

Zgodnie z powyższymi uwagami przedmiotem analizy stabilności jest układ regulacji z regulatorem prądu i obiektem w postaci obwodu sprzęgającego LCL. Jest to układ złożony, dyskretno-ciągły. Część dyskretną układu stanowi predykcyjny regulator prądu, wyrażony macierzą transmitancji dyskretnych  $\mathbf{G}_C(z)$  zgodnie z (3.22), natomiast częścią ciągłą jest falownik napięcia i obwód LCL. Przy założeniu napięcia sterującego  $\mathbf{u}^{\text{zad}}$  zawartego wewnątrz obszaru, pokazanego na rysunku 2.5 w podrozdziale 2.1, można przyjąć model liniowy tego falownika w postaci ekstrapolatora zerowego rzędu ZOH (ang. *zero order hold*):

$$\mathbf{G}_{\text{ZOH}}(s) = \mathbf{I} \cdot \frac{1 - e^{-sT}}{s}. \quad (3.26)$$

Obwód LCL opisuje natomiast macierz transmitancji  $\mathbf{G}_{\text{LCL}}(s)$  zgodna z (2.4). Analiza stabilności całego układu jest więc możliwa jedynie przy sprowadzeniu tego układu do postaci ciągłej lub postaci dyskretniej. Sprowadzenie układu do postaci dyskretniej pozwala na analizę stabilności w funkcji istotnego parametru, wpływającego na stabilność układu regulacji, jakim jest częstotliwość próbkowania.

Przy pominięciu w analizie stabilności wpływu napięcia zasilającego stanowiącego zakłócenie, a także uwzględnionej w równaniu (2.4) rezystancji  $R_c$ , macierz transmitancji operatorowych obwodu sprzęgającego LCL ma postać:

$$\mathbf{G}_{\text{LCL}}(s) = \begin{bmatrix} G_{u \rightarrow i_1}(s) \\ G_{u \rightarrow i_2}(s) \\ G_{u \rightarrow u_c}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_2 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2)s} \\ 1 \\ \frac{L_2}{L_1 L_2 C s^2 + L_1 + L_2} \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

Macierz transmitancji dyskretnych  $\mathbf{G}_{\text{LCL}}(z)$  części ciągłej układu regulacji, opisanej (3.27), wynika z łańcuchowego połączenia ZOH modelującego impulsową pracę falownika RKA oraz transmitancji  $\mathbf{G}_{\text{LCL}}(s)$ . Macierz  $\mathbf{G}_{\text{LCL}}(z)$  określa więc zależność:

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{\text{LCL}}(z) &= \mathbf{I} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{\mathbf{G}_{\text{LCL}}(s)}{s} \right\} \Big|_{t=nT} \right\} = \\ &= \mathbf{I} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \left\{ \mathcal{L}^{-1} \{ \mathbf{H}_{\text{LCL}}(s) \} \Big|_{t=nT} \right\} = \mathbf{I} \cdot (1 - z^{-1}) \cdot Z \{ \mathbf{h}_{\text{LCL}}(t) \Big|_{t=nT} \}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Uwzględnienie macierzy odpowiedzi skokowych obwodu LCL  $\mathbf{h}_{\text{LCL}}(t)$ , określonej w (2.48), prowadzi do następującej postaci macierzy transmitancji dyskretnych obwodu LCL, odpowiadającej (3.27):

$$\mathbf{G}_{\text{LCL}}(z) = \begin{bmatrix} \frac{L_1 \omega_r T_{\text{sampl}} (z^2 - 2 \cos(\omega_r T_{\text{sampl}}) z + 1) + L_2 \sin(\omega_r T_{\text{sampl}}) (z^2 - 2z + 1)}{L_1 \omega_r (z - 1) (L_1 + L_2) (z^2 - 2 \cos(\omega_r T_{\text{sampl}}) z + 1)} \\ \frac{\omega_r T_{\text{sampl}} (z^2 - 2 \cos(\omega_r T_{\text{sampl}}) z + 1) - \sin(\omega_r T_{\text{sampl}}) (z^2 - 2z + 1)}{\omega_r (z - 1) (L_1 + L_2) (z^2 - 2 \cos(\omega_r T_{\text{sampl}}) z + 1)} \\ \frac{L_2 (1 - \cos(\omega_r T_{\text{sampl}})) (z + 1)}{(L_1 + L_2) (z^2 - 2 \cos(\omega_r T_{\text{sampl}}) z + 1)} \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

gdzie symbolem  $\omega_r$  oznaczono pulsację rezonansową obwodu LCL zgodną z (2.6).

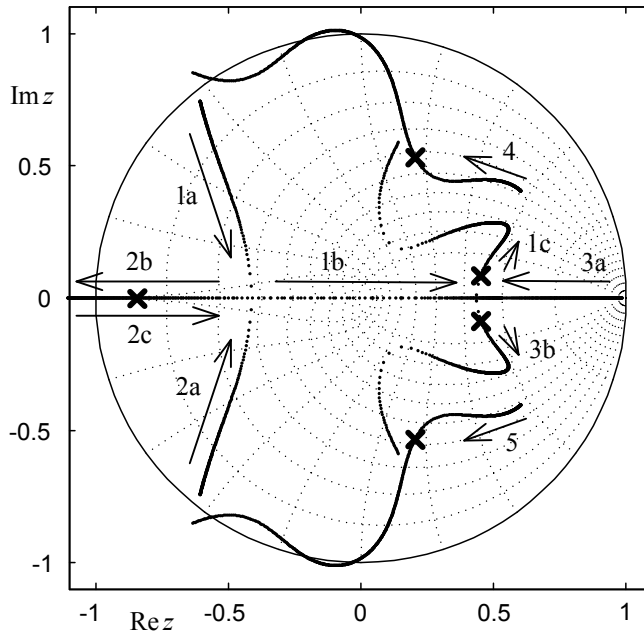
Stabilność rozpatrywanego układu regulacji wynika z analizy położenia na płaszczyźnie zmiennej  $z$  pierwiastków równania charakterystycznego transmitancji układu zamkniętego SISO – o jednym wejściu i jednym wyjściu (ang. *single input single output*), wyrażonej zależnością:

$$G(z) = \frac{1}{1 - \mathbf{G}_C(z) \mathbf{G}_{\text{LCL}}(z)}, \quad (3.30)$$

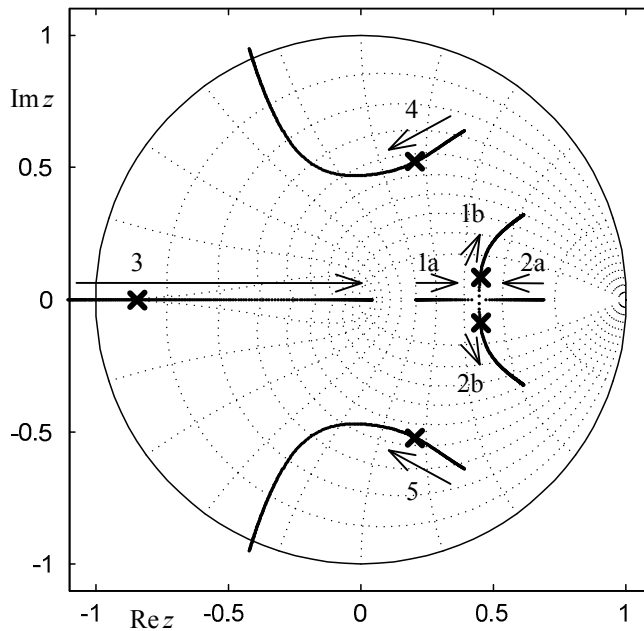
gdzie minus w mianowniku wynika z uwzględnienia ujemnych sprzężeń zwrotnych w transmitancji regulatora prądu.

Dla danego obwodu RKA stabilność układu regulacji warunkują: okres próbkowania  $T_{\text{sampl}}$  (a więc, zgodnie z (3.3), również okres impulsowania PWM  $T_{\text{imp}}$ ) oraz dokładność identyfikacji parametrów obwodu sprzęgającego LCL – indukcyjności  $L_1$ , indukcyjności  $L_2$  oraz pojemności  $C$ .

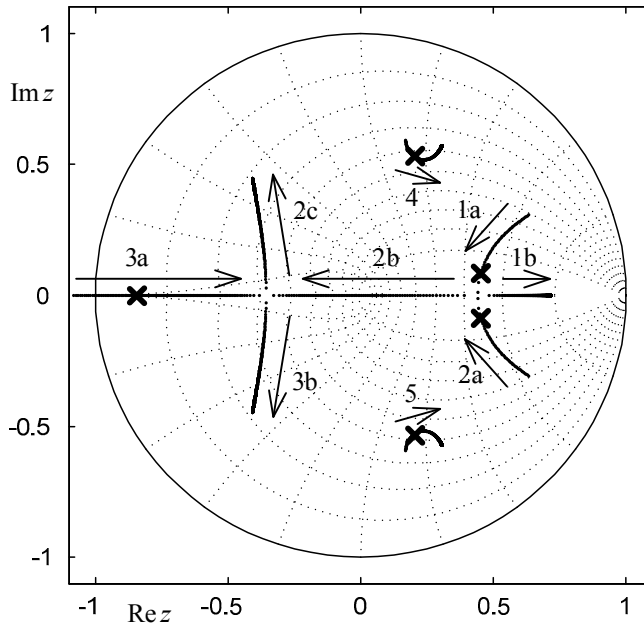
Na rysunkach od 3.9 do 3.12 pokazano linie pierwiastkowe rozpatrywanego, zamkniętego układu regulacji w funkcji wymienionych parametrów dla układu zdefiniowanego w załączniku A, z oznaczeniem krzyżykami biegunów tego układu regulacji. Linie odpowiadające poszczególnym pierwiastkom równania charakterystycznego (biegunom) transmitancji (3.30) ponumerowano i oznaczono dodatkowo symbolami literowymi wskazującymi trajektorię biegunów.



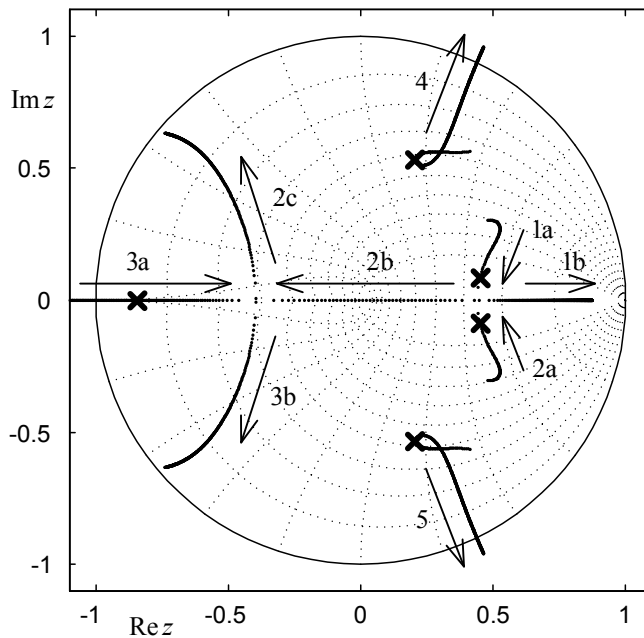
**Rys. 3.9.** Linie pierwiastkowe w funkcji  $T_{\text{sampl}}$  zmiennego w zakresie od  $10 \mu\text{s}$  do  $148 \mu\text{s}$



**Rys. 3.10.** Linie pierwiastkowe w funkcji indukcyjności  $L_1$  zadanej w regulatorze prądu, zmiennej w zakresie od 80% do 140% wartości dokładnej



**Rys. 3.11.** Linie pierwiastkowe w funkcji indukcyjności  $L_2$  zadanej w regulatorze prądu, zmiennej w zakresie od 55% do 1000% wartości dokładnej



**Rys. 3.12.** Linie pierwiastkowe w funkcji pojemności  $C$  zadanej w regulatorze prądu, zmiennej w zakresie od 60% do 330% wartości dokładnej

Zamknięty układ regulacji jest stabilny w zakresie częstotliwości próbkowania  $T_{\text{sampl}}$  od 6,9 kHz do 7,75 kHz oraz powyżej 14 kHz, co, zgodnie z (3.3), odpowiada częstotliwości impulsowania PWM  $f_{\text{imp}}$  w zakresie od 3,45 kHz do 3,87 kHz oraz powyżej 7 kHz.

Wynik ten oznacza, że minimalna częstotliwość impulsowania PWM, dla której układ regulacji wykazuje stabilność, równa jest zaledwie  $f_{\text{imp}} = 1,5f_{r,LCL}$ . Jednakże odpowiednio duży zapas stabilności można uzyskać dla  $f_{\text{imp}} > f_{\text{imp,min}} = 3f_{r,LCL}$ . Rezultat ten potwierdza dobre uwarunkowanie badanego regulatora prądu do pracy w systemach RKA dużej mocy, w których szczególnie istotna jest możliwość pracy tranzystorów z niską częstotliwością przełączania.

Przy zmianach dokładności identyfikacji parametrów obwodu sprzęgającego LCL układ regulacji zachowuje stabilność dla indukcyjności  $L_1$  z przedziału od 89% do 137% wartości dokładnej, dla indukcyjności  $L_2$  powyżej 70% wartości dokładnej oraz dla pojemności  $C$  z przedziału od 76% do 285% wartości dokładnej. Przedziały stabilności układu regulacji znacznie wykraczają poza występujące w praktyce tolerancje parametrów dławików i kondensatorów, a także, tym bardziej, poza osiągalną dokładność pomiarów tych wielkości. Ze względu na specyfikę systemów RKA dużej mocy istotna jest przede wszystkim stabilność układu regulacji w funkcji indukcyjności  $L_2$ . Stabilność zależy w istocie od indukcyjności zastępczej, równej sumie indukcyjności dławika  $L_2$  obwodu sprzęgającego LCL oraz indukcyjności zastępczej sieci zasilającej  $L_S$ . Na warunki stabilności ma więc wpływ względna moc zwarciova  $k_{zw,1}$  (zależność 1.47) w punkcie przyłączenia RKA. W praktyce w przypadku systemów dużej mocy współczynnik  $k_{zw,1}$  przyjmuje zwykle relatywnie małe wartości, co odpowiada względnie dużym wartościom  $L_S$ . Istotne jest więc, aby układ sterowania odznaczał się stabilnością w szerokim zakresie zmian zadanej w regulatorze indukcyjności  $L_2$ . Zgodnie z wynikami, pokazanymi na rysunku 3.11, rozpatrywany układ z predykcijnym regulatorem prądu spełnia takie wymaganie.

Niezależnie od oceny stabilności układu regulacji znaczący jest wpływ parametrów obwodowych układu na jakość kompensacji realizowanej przez RKA. Analizę przeprowadzoną dla wybranej strategii kompensacji przedstawiono w podrozdziale 3.5.

### 3.4. Metodyka wyznaczania prądu kompensującego

W niniejszym podrozdziale scharakteryzowano kompensację prądu realizowaną przez RKA w układzie otwartym (rys. 3.2a, podrozdział 3.1). Zadania RKA, związane z kompensacją prądu, zostały wymienione w tabeli 1.1 (podrozdział 1.2) i oznaczone symbolami od 1a do 1g. Poniżej opisano ponadto wymagania wobec regulatora napięcia  $u_{DC}$  falownika (lub falowników) RKA, zwłaszcza wynikające z wpływu pracy tego regulatora na jakość zadanego prądu kompensującego. Podano także przykładowe sposoby realizacji tego regulatora.

## Wyznaczanie prądu kompensującego

Blok wyznaczania prądu kompensującego oraz regulator napięcia  $u_{DC}$  oznaczono na rysunku 3.1 (podrozdział 3.1). Zadania algorytmu wyznaczania prądu kompensującego RKA pracującego w otwartym układzie kompensacji są następujące:

- wyodrębnianie kompensowanych składowych prądu odbiorów nieliniowych na podstawie pomiaru tego prądu;
- realizacja ograniczeń z uwzględnieniem priorytetów kompensacji zadanych przez użytkownika;
- predykcja zgodnie z wymaganiami regulatora prądu opisanego w podrozdziale 3.2.

Wyznaczane składowe prądu kompensującego związane są bezpośrednio z możliwymi zadaniami kompensacyjnymi RKA, podanymi w tabeli 1.1. Kierując się funkcjonalnością RKA, wynikającą z możliwych zadań, można przyjąć następujący podział tych składowych:

- bierna (zadanie 1a) wyznaczana na podstawie definicji (1.29) zgodnej z normą [61];
- odkształceń harmonicznym przebiegu prądu zasilającego (zadanie 1b), z ich niesymetrią międzyfazową włącznie (związaną ze składową przeciwną – przekształcenie (1.21));
- niesymetrii międzyfazowej (składowa przeciwna) podstawowej harmonicznym prądu zasilającego (zadanie 1c);
- składowa wspólna (składowa zerowa) związana z prądem w przewodzie neutralnym (zadanie 1d);
- odkształceń aperiodycznych względem okresu napięcia zasilającego (zadania 1e, 1f, 1g).

Powyższe składowe są wzajemnie rozłączne i obejmują w całości obszar zadań RKA, związanych z kompensacją prądu zasilającego. Podział prądu kompensującego umożliwia realizację kompensacji jednej lub kilku dowolnie wybranych spośród wymienionych składowych. Ponadto przy zastosowaniu podziału prądu na składowe możliwa jest hierarchizacja zadań kompensacyjnych oraz ich realizacja według zadanych priorytetów z zastosowaniem ograniczeń wynikających z mocy systemu RKA.

Algorytmy wyznaczania poszczególnych wymienionych powyżej kompensowanych składowych prądu zasilającego powinny spełniać w szczególności następujące wymagania:

- wysoka dokładność;
- szybka odpowiedź na zmianę prądu kompensowanych odbiorów;
- praca niezależna od jakości napięcia zasilającego.

Kompensowane przez RKA składowe periodyczne prądu zasilającego mogą być wyznaczane przy wykorzystaniu metod przetwarzania sygnałów opartych zarówno na reprezentacji czasowej [27, 28, 64, 69, 97, 101, 129, 135–137], jak i na częstotliwościowej [9, 94] prądu. Metody określone w dziedzinie częstotliwości są predesty-



nowane do selektywnej kompensacji odkształceń harmonicznego prądu zasilającego, jednakże możliwa jest również realizacja takiego zadania przy zastosowaniu algorytmów określonych w dziedzinie czasu [27, 97, 136]. Wyznaczanie kompensowanych składowych aperiodycznych prądu zasilającego, związanych z zadaniami RKA 1e, 1f, 1g (tab. 1.1), realizuje się z wykorzystaniem algorytmów określonych w dziedzinie czasu. W ogólnym przypadku metody określone w dziedzinie czasu należy traktować, ze względu na relatywnie wysoką efektywność obliczeniową [8, 144], jako metody podstawowe, uzupełniane w razie konieczności metodami określonymi w dziedzinie częstotliwości.

Metody wyznaczania kompensowanych składowych prądu, określone w dziedzinie czasu, opierają się przeważnie na teorii mocy chwilowych zgodnej z (1.10) [6–8, 28, 137, 142, 144], ale znane i stosowane są także inne teorie [120]. Metody oparte na teorii mocy chwilowych polegają na wyznaczeniu mocy  $p$ ,  $q$  i  $p_0$  kompensowanych odbiorów, wyodrębnieniu kompensowanych składowych tych mocy poprzez filtrację sygnałową, a następnie wyznaczeniu na tej podstawie prądu zadanego RKA. Zgodnie z równaniami (1.34) do (1.36) moce chwilowe  $p$ ,  $q$  i  $p_0$  zawierają składowe stałe i zmienne, przy czym zgodnie z informacjami podanymi w podrozdziale 1.1 dowolna, niezerowa moc składowej zerowej  $p_0$  zawsze zawiera składnik zmienny (zależność (1.36)). Składowe stałe mocy  $p$  i  $q$  wynikają z oddziaływania harmonicznego zespolonego prądu i napięcia o równych rzędach:

$$\bar{p} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Re}\left(\underline{u}_n \underline{i}_n^*\right), \quad \bar{q} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \operatorname{Im}\left(\underline{u}_n \underline{i}_n^*\right), \quad (3.31)$$

natomiast składowe zmienne tych mocy można przedstawić w postaci:

$$\tilde{p} = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Re}\left(\underline{u}_m \underline{i}_1^*\right) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Re}\left(\underline{u}_1 \underline{i}_n^*\right) + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n \\ m \neq 1}}^{\infty} \left[ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Re}\left(\underline{u}_m \underline{i}_n^*\right) \right], \quad (3.32)$$

$$\tilde{q} = \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Im}\left(\underline{u}_m \underline{i}_1^*\right) + \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Im}\left(\underline{u}_1 \underline{i}_n^*\right) + \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq n \\ m \neq 1}}^{\infty} \left[ \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 1}}^{\infty} \operatorname{Im}\left(\underline{u}_m \underline{i}_n^*\right) \right]. \quad (3.33)$$

Składowe  $\tilde{p}$  i  $\tilde{q}$  wynikają, zgodnie z (3.32) i (3.33), z interakcji podstawowej harmonicznego prądu z różnymi od podstawowej harmonicznymi napięciami, interakcji podstawowej harmonicznego napięcia z różnymi od podstawowej harmonicznymi prądami, a także z interakcji pomiędzy harmonicznymi napięciami i prądami niejednakowych rzędów, różnych od  $n = 1$ . W konsekwencji odpowiedni wybór składowych harmonicznego napięcia, uwzględnianych w równaniu (1.10), pozwala na wyznaczenie opisywaną metodą dowolnych pożądaných składowych prądu kompensującego.

Punktem wyjścia do wyznaczania składowych prądu kompensującego RKA jest określenie prądów, zapewniających pełną kompensację. Pełna kompensacja prądu zasilającego rozumiana jest jako kompensacja wszystkich wymienionych powyżej składowych prądu. Wyróżnić można trzy podstawowe strategie pełnej kompensacji prądu zasilającego w trójprzewodowym układzie zasilania [8, 10], wynikające z wymagań wobec skompensowanego prądu zasilającego. Zgodnie z tymi strategiami działanie RKA powinno zapewniać przebieg prądu zasilającego, alternatywnie:

- odpowiadający stałemu przebiegowi chwilowej mocy czynnej  $p$  oraz zerowym przebiegom chwilowych mocy biernej  $q$  i składowej zerowej  $p_0$ , zdefiniowanym w (1.10);
- równokształtny z przebiegiem napięcia zasilającego z wyłączeniem składowej zerowej tego napięcia, co (przy braku składowej zerowej napięcia) stanowi odpowiednik symetrycznego obciążenia rezystancyjnego;
- sinusoidalny, w fazie ze składową zgodną podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego.

Powyższe wymagania można w prosty sposób rozszerzyć na czteroprzewodowy układ zasilania przy założeniu pełnej kompensacji prądu w przewodzie neutralnym. Wymienione strategie warunkują składowe prądu kompensującego związane z odkształceniami prądu zasilającego (dotyczy zadań RKA 1b, 1e, 1f, 1g, tab. 1.1).

Jednym z istotnych celów pracy RKA jest poprawa jakości napięcia zasilającego w pobliżu PCC, co zostało opisane w podrozdziale 1.2. Pierwsza z wymienionych strategii pełnej kompensacji prądu, realizowana poprzez generowanie prądu kompensującego zgodnie z równaniem, wynikającym z (1.10) i (1.14):

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha K} \\ i_{\beta K} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{\alpha, PCC}^2 + e_{\beta, PCC}^2} \begin{bmatrix} e_{\alpha, PCC} & e_{\beta, PCC} \\ e_{\beta, PCC} & -e_{\alpha, PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ q \end{bmatrix}, \quad i_{0K} = i_{0L}, \quad (3.34)$$

gdzie:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha, PCC} & e_{\beta, PCC} \\ e_{\beta, PCC} & -e_{\alpha, PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha L} \\ i_{\beta L} \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

odpowiada, dla odkształconego napięcia  $e_{PCC}$ , prądowi zasilającemu znacznie odkształconemu względem przebiegu sinusoidalnego [8]. W rezultacie strategia ta nie minimalizuje odkształceń napięcia zasilającego.

Druga z wymienionych strategii kompensacji, polegająca na emulacji odbioru rezystancyjnego, odpowiada prądowi kompensującemu:

$$i_{\alpha K} = i_{\alpha L} - \frac{e_{\alpha, PCC}}{R_{zast}}, \quad i_{\beta K} = i_{\beta L} - \frac{e_{\beta, PCC}}{R_{zast}}, \quad i_{0K} = i_{0L}, \quad (3.36)$$

gdzie rezystancja zastępcza  $R_{zast}$  jest zdefiniowana zależnością:

$$R_{zast} = \frac{3E_{PCC,eff}^2}{\bar{p}}. \quad (3.37)$$

Strategia taka zapewni jednostkowy współczynnik mocy  $\lambda$ , a tym samym minimalizuje wartość skuteczną prądu zasilającego.

Trzecia strategia, zapewniająca sinusoidalny i symetryczny prąd zasilający, odpowiada prądowi kompensującemu:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha K} \\ i_{\beta K} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{1\alpha,PCC}^2 + e_{1\beta,PCC}^2} \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & -e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_{e1} \\ q_{e1} \end{bmatrix}, \quad i_{\theta K} = i_{\theta L}, \quad (3.38)$$

gdzie  $e_{1\alpha,PCC}$  i  $e_{1\beta,PCC}$  oznaczają składowe  $\alpha, \beta$  podstawowej harmonicznej zespolonej napięcia zasilającego w PCC (zgodnej z 1.25), natomiast:

$$\begin{bmatrix} p_{e1} \\ q_{e1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & -e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha L} \\ i_{\beta L} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Strategia kompensacji zgodna z (3.38) i (3.39) minimalizuje odkształcenia napięcia zasilającego w pobliżu PCC, ponieważ zapewnia sinusoidalny prąd zasilający bez względu na odkształcenia tego napięcia, powodowane przez niekompensowane odbiory nieliniowe. Ponadto należy wziąć pod uwagę fakt, że odkształcenia napięcia zasilającego są zjawiskiem lokalnym. Napięcie generatorów przyłączonych do systemu zasilania jest sinusoidalne i symetryczne. W konsekwencji opisywana strategia kompensacji, zapewniająca sinusoidalny i symetryczny prąd zasilający, minimalizuje składową zmienną momentu elektromagnetycznego generatorów, a więc również drgania mechaniczne tych generatorów oraz ich straty mocy. Omawianą strategię przyjęto jako najwłaściwszą z trzech wymienionych i zastosowano we wdrożonych systemach RKA dużej mocy, opisanych w rozdziale 4.

Wyodrębnienie poszczególnych, wymienionych wyżej składowych prądu odpowiadającego pełnej kompensacji, zdefiniowanego zależnością (3.38), można przeprowadzić w sposób pokazany na rysunku 3.13, zgodnie z następującymi zależnościami dla składowych prądu RKA, wynikającymi z (3.31)–(3.33):

- składowa bierna:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha K,Q} \\ i_{\beta K,Q} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{1\alpha,PCC}^2 + e_{1\beta,PCC}^2} \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & -e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{q}_{e1} \end{bmatrix}, \quad i_{\theta K,Q} = 0; \quad (3.40)$$

- składowa przeciwna podstawowej harmonicznej prądu zasilającego:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha K,-1} \\ i_{\beta K,-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{e_{1\alpha,PCC}^2 + e_{1\beta,PCC}^2} \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & -e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}_{e,-1} \\ \bar{q}_{e,-1} \end{bmatrix}, \quad i_{\theta K,-1} = 0, \quad (3.41)$$

gdzie:

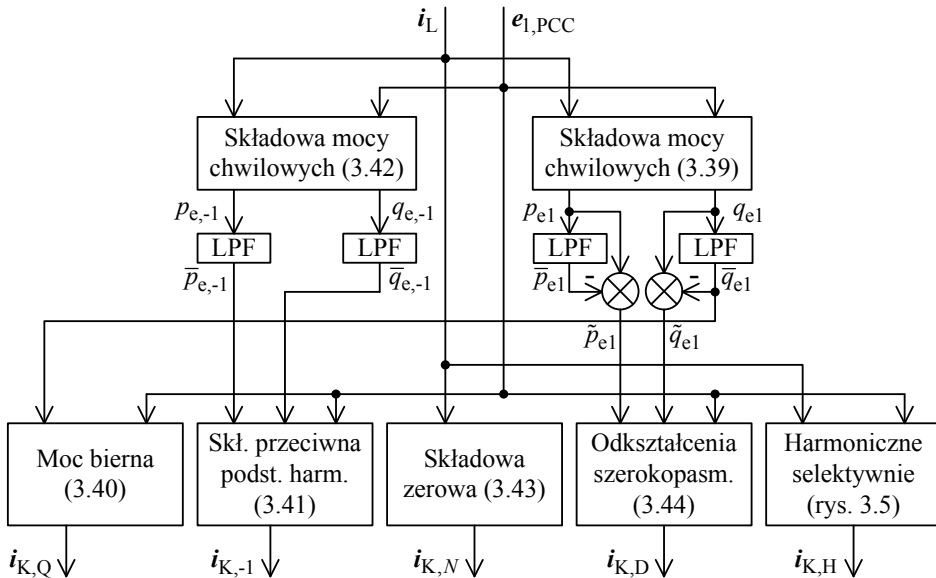
$$\begin{bmatrix} p_{e,-1} \\ q_{e,-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & -e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha L} \\ i_{\beta L} \end{bmatrix}; \quad (3.42)$$

- składowa zerowa prądu zasilającego:

$$i_{\alpha K,N} = 0, \quad i_{\beta K,N} = 0, \quad i_{0K,N} = i_{0L}; \quad (3.43)$$

- składowa odkształceń harmoniczných przebiegu prądu zasilającego z ich niesymetrią międzyfazową włącznie, a także odkształceń aperiodycznych prądu:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha K,D} \\ i_{\beta K,D} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} i_{\alpha K,-1} \\ i_{\beta K,-1} \end{bmatrix} + \frac{1}{e_{1\alpha,PCC}^2 + e_{1\beta,PCC}^2} \begin{bmatrix} e_{1\alpha,PCC} & e_{1\beta,PCC} \\ e_{1\beta,PCC} & -e_{1\alpha,PCC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p}_{e1} \\ \tilde{q}_{e1} \end{bmatrix}, \quad i_{0K,D} = 0. \quad (3.44)$$



**Rys. 3.13.** Schemat blokowy algorytmu wyznaczania składowych prądu kompensującego RKA

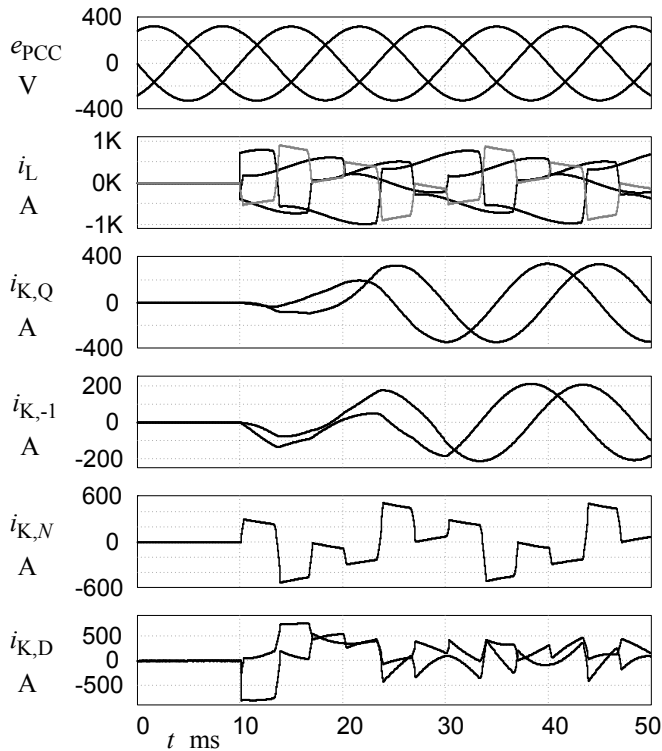
Występujące w równaniach (3.40), (3.41) oraz (3.44) odpowiednie składowe stałe i składowe zmienne mocy chwilowych wyznaczone są za pomocą filtracji cyfrowej. Filtracja taka może być zrealizowana zarówno przy zastosowaniu filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej IIR (ang. *infinite impulse response*), jak i filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej FIR (ang. *finite impulse response*) [123, 138, 139]. Najczęściej wykorzystywany jest filtr dolnoprzepustowy (oznaczony na rys. 3.13 jako LPF), którego zadaniem jest wyznaczanie wartości średniej (składowej stałej) sygnału. Przy zastosowaniu takiego rozwiązania filtracja górno-

przepustowa, wymagana w (3.44), realizowana jest poprzez wyznaczenie różnicy sygnału wejściowego i wyjściowego filtra LPF.

Charakterystyki zastosowanych filtrów sygnałowych LPF wpływają na dynamikę reakcji RKA na zmianę prądu kompensowanych odbiorów, związaną zwłaszcza ze zmianami uśrednionych wartości chwilowych mocy czynnej i biernej. Dynamika reakcji RKA wynika bezpośrednio z odpowiedzi skokowej zastosowanych filtrów. Filtry LPF o odpowiedzi skokowej charakteryzującej się krótkim czasem trwania stanu przejściowego zapewniają szybkie nadążanie RKA za zmianami prądu kompensowanych odbiorów, co wiąże się z ograniczoną zdolnością RKA do łagodzenia zmian obciążenia sieci zasilającej. Filtry zaś o długim czasie trwania stanu przejściowego pozwalają na zastosowanie RKA do łagodzenia zmian obciążenia sieci (zadanie 1f, tab. 1.1), w tym łagodzenia udarów prądu (zadanie 1g). Należy jednak zauważyć, że realizacja przez RKA łagodzenia zmian obciążenia sieci wymaga dynamicznego przejmowania przez kompensator części mocy zarówno biernej, jak i czynnej odbiorów, co wiąże się ze zwiększonym wymaganiem, dotyczącym mocy znamionowej systemu RKA. Ponadto dynamiczne przejmowanie przez RKA części mocy czynnej odbiorów wiąże się ze zwiększonym wymaganiem, dotyczącym energii zasobnika (kondensatora lub innego), zastosowanego w obwodzie DC systemu RKA. Szczegółową analizę wpływu charakterystyk zastosowanych filtrów sygnałowych LPF na zdolność wyrównywania przez RKA obciążenia sieci zasilającej przedstawiono w pracy [8]. Przykłady wykorzystania RKA do wyrównywania obciążenia sieci zasilającej opisano w [26, 165].

W większości zastosowań RKA, zwłaszcza systemów kompensacji dużej mocy, pożądanym jest użycie filtrów sygnałowych LPF o jak najkrótszej odpowiedzi skokowej, co wpływa na minimalizację wymaganej mocy znamionowej kompensatora oraz wymaganej energii zasobnika zastosowanego w obwodzie DC [8]. Najkrótszy stan przejściowy przy wymuszeniu skokowym wyróżnia dolnoprzepustowy filtr uśredniający FIR, przy czym rząd filtra powinien być równy ilorazowi okresu podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego i okresu próbkowania  $T_e/T_{\text{sampl}}$ . Filtr taki zapewnia najkrótszy czas przejściowy RKA, związany ze zmianą prądu kompensowanych odbiorów równy, dla dowolnego prądu,  $T_e$ .

Na rysunku 3.14 pokazano przebiegi składowych prądu kompensującego, wyznaczone zgodnie z algorytmem określonym w dziedzinie czasu, pokazanym na rysunku 3.13, odpowiadające stanowi przejściowemu w związku z załączeniem kompensowanego odbioru. Stan przejściowy dla każdej z wyznaczanych składowych prądu kompensującego, z wyjątkiem składowej  $i_{K,N}$ , wynosi jeden okres napięcia zasilającego  $T_e$ .



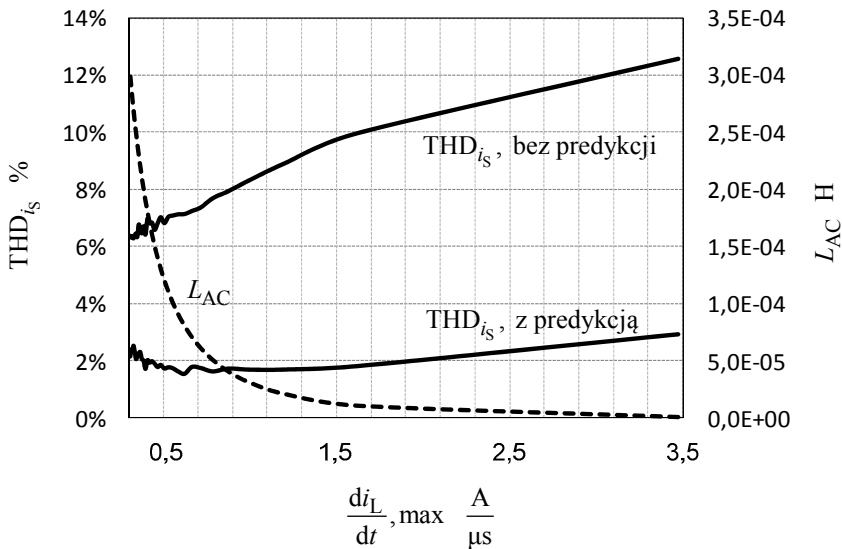
**Rys. 3.14.** Symulacja. Przebiegi składowych prądu kompensującego w stanie przejściowym związanym z załączeniem kompensowanego odbioru. Napięcie w punkcie przyłączenia  $e_{PCC}$ , prąd kompensowanego odbioru  $i_L$  (prąd w przewodzie neutralnym  $i_{LN}$  oznaczono kolorem szarym) oraz wyznaczone składowe  $i_{K,Q}$ ,  $i_{K,-1}$ ,  $i_{K,N}$ ,  $i_{K,D}$

Wyznaczanie składowej  $i_{K,N}$  odbywa się bez stanu przejściowego, ponieważ w przypadku tej składowej nie jest wymagane zastosowanie filtra sygnałowego.

Predykcja prądu kompensującego wyznaczanego w algorytmie określonym w dziedzinie czasu realizowana jest na podstawie historii tego prądu. Wyróżnić można metody predykcji oparte na ekstrapolacji, zwłaszcza wielomianowej [129, 189] oraz metody oparte na założeniu periodycznego prądu RKA [183, 185, 186]. Predykcja prądu kompensującego ma największe znaczenie dla jakości kompensacji wtedy, gdy pochodna prądu kompensowanych odbiorów osiąga duże wartości chwilowe.

Chwilowa stromość prądu odbiorów w ogólnym przypadku nie zależy, w ramach danego okresu napięcia zasilającego, od historii tego prądu. W konsekwencji poprawna predykcja prądu jest możliwa jedynie wtedy, gdy prąd ten spełnia z wystarczającą dobrym przybliżeniem warunek okresowości. Warunek ten spełniony jest w praktyce przez większą część pracy odbiorów spokojnych (podrozdział 1.2). Przy założeniu okresowości kompensowanego prądu efektywnym obliczeniowo i skutecznym sposobem realizacji predykcji prądu RKA jest wykorzystanie bufora cyklicznego, analogicznie do napięcia zasilającego (rys. 3.4, podrozdział 3.2).

Na rysunku 3.15 pokazano charakterystyki  $\text{THD}_i$  prądu zasilającego  $i_S$  w jednej z faz w funkcji maksymalnej pochodnej kompensowanego prądu odbiorów  $i_L$ , dla przypadków pracy RKA z predykcją oraz bez predykcji prądu kompensującego. Zmienność maksymalnej pochodnej kompensowanego prądu odbiorów uzyskano poprzez zmiany indukcyjności dławików sieciowych  $L_{AC}$  tych odbiorów. Na rysunku pokazano również zmienność indukcyjności  $L_{AC}$ .



**Rys. 3.15.** Symulacja. Zmienność współczynnika THD prądu zasilającego  $i_S$  w funkcji maksymalnej pochodnej kompensowanego prądu  $i_L$  dla przypadków pracy RKA z predykcją oraz bez predykcji prądu kompensującego

Współczynnik  $\text{THD}_i$  prądu kompensowanego odbioru  $i_L$  w fazie uwzględnionej na rysunku równy jest 34,7%. Zgodnie z przedstawionymi charakterystykami współczynnika THD prądu  $i_S$ , znaczenie predykcji prądu RKA jest tym większe, im większe są wartości maksymalne pochodnej kompensowanego prądu. Należy jednak zwrócić uwagę na fakt, że w całym zakresie pokazanych charakterystyk występuje duża różnica pomiędzy jakością kompensacji realizowanej przy zastosowaniu predykcji oraz bez predykcji.

Na rysunkach 3.16 i 3.17 pokazano przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół punktu przyłączenia w stanie przejściowym związanym z załączeniem kompensowanego odbioru, dla przypadków pracy RKA, odpowiednio, bez predykcji i z predykcją prądu.

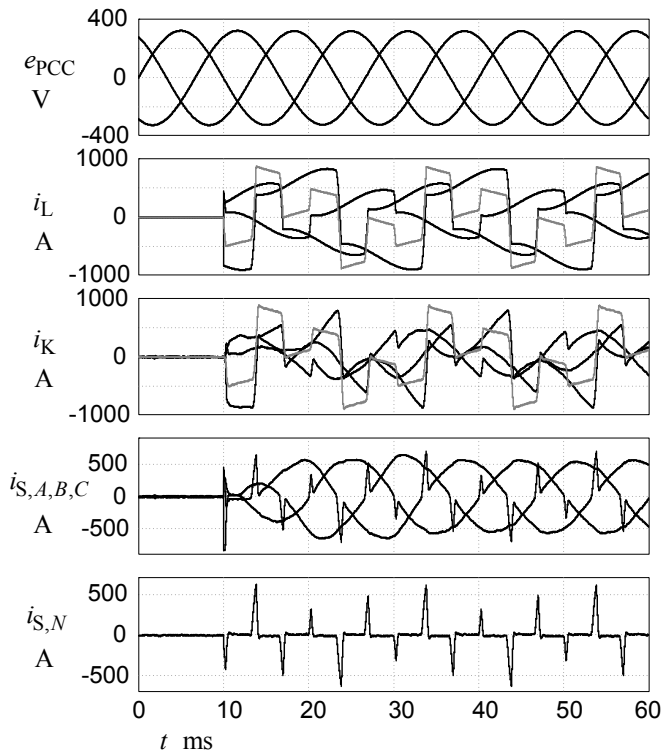
Na rysunku 3.18 zaprezentowano wyniki pomiarów, obrazujące jakość kompensacji realizowanej przez RKA w stanie ustalonym, w układzie regulacji bez predykcji (rys. 3.18b) i z predykcją (rys. 3.18c) zadanego prądu.

Wyniki te uzupełnia rysunek 3.19, który obrazuje linie trendu współczynnika THD prądu zasilającego zmierzonego w przedziale czasu równym 4 minuty, w któ-

rym wymuszano skokowe zmiany mocy kompensowanego odbioru (zdefiniowanego w załączniku B). Rejestracja zawiera wyniki uzyskane dla następującej sekwencji, przełączanych skokowo w przybliżeniu co 1 minutę, mocy kompensowanego odbioru: 10,3 kVA, 3,5 kVA, 10,3 kVA, 7,0 kVA, 10,3 kVA.

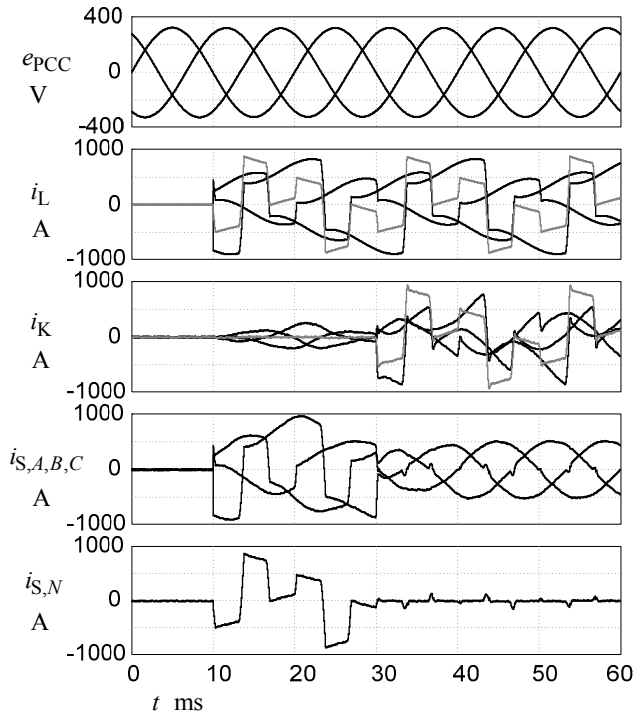
Przedstawione wyniki badań potwierdzają znaczny, pozytywny wpływ predykcji prądu RKA na skuteczność kompensacji realizowanej w stanie ustalonym. Jednakże, zgodnie z wynikami pokazanymi na rysunkach 3.16 i 3.17, predykcja prądu wpływa negatywnie na jakość kompensacji w stanach przejściowych odbioru. Właściwość ta ogranicza przydatność predykcji prądu w przypadku kompensacji wybranych odbiorów niespokojnych lub odbiorów o nieokresowym prądzie zasilającym. Nie wpływa jednak ujemnie na rezultaty stosowania predykcji w RKA kompensującym prąd zasilający odbiorów, które charakteryzuje występowanie przedziałów czasu pracy ustalonej, przedzielonych relatywnie krótkimi okresami przejściowymi (rys. 3.19).

Obniżona jakość kompensacji w stanach przejściowych nie wpływa w takim przypadku na zmniejszenie jakości zarówno napięcia, jak i prądu zasilającego w świetle wymagań zawartych w normach (podrozdział 1.3).



**Rys. 3.16.** Symulacja. Przebiegi napięcia zasilającego  $e_{PCC}$ , prądu kompensowanego  $i_L$ , prądu kompensatora  $i_K$  oraz prądu zasilającego  $i_S$  w stanie przejściowym związanym z załączeniem kompensowanego odbioru. Sterowanie RKA bez predykcji prądu kompensującego

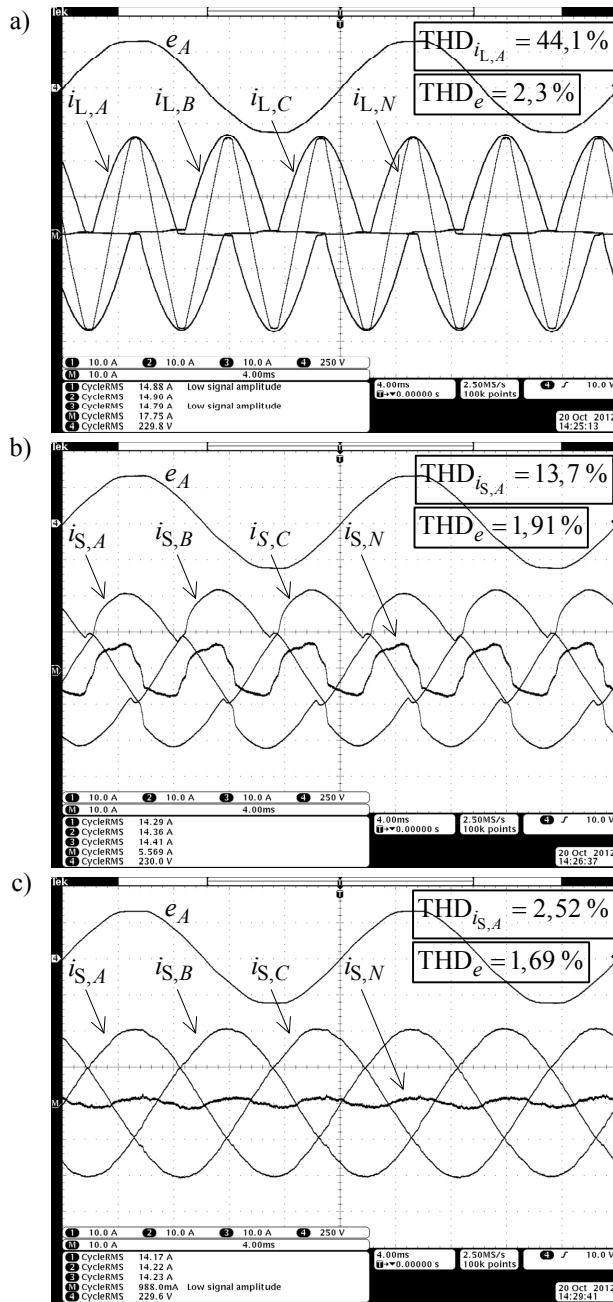




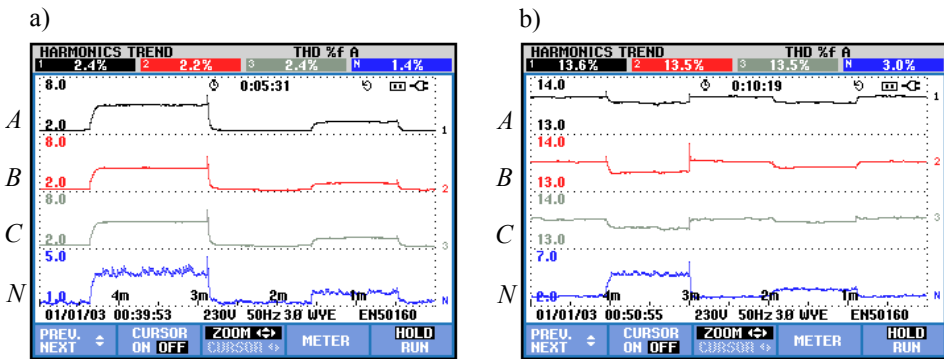
**Rys. 3.17.** Symulacja. Przebiegi napięcia zasilającego  $e_{PCC}$ , prądu kompensowanego  $i_L$ , prądu kompensatora  $i_K$  oraz prądu zasilającego  $i_S$  w stanie przejściowym związanym z załączeniem kompensowanego odbioru. Sterowanie RKA z predykcją prądu kompensującego

Składowa prądu RKA  $i_{K,D}$ , wyznaczana zgodnie z (3.44), reprezentująca odkształcenia prądu zasilającego pozwala teoretycznie, przy pominięciu ograniczeń wynikających z obwodów głównych RKA i dynamiki sterowania, na realizację kompensacji szerokopasmowej, w zakresie do częstotliwości Nyquista równej  $1/(2T_{\text{sampl}})$ . W szczególnych zastosowaniach RKA, dotyczących kompensacji prądu zasilającego, pożądana jest możliwość kompensacji selektywnej odkształceń harmoniczných tego prądu.

Taka funkcjonalność RKA ma zastosowanie zwłaszcza w przypadku systemów przeznaczonych do niepełnej kompensacji prądu zasilającego. Może też być wymagana ze względu na specyfikę kompensowanego odbioru i miejsce instalacji kompensatora, czego przykładem jest system RKA, opisany w podrozdziale 4.1. Stosowanie systemów RKA nie w pełni kompensujących prąd zasilający ma uzasadnienie ekonomiczne. Przy takim założeniu projektowym moc systemu RKA wynika z wymagania, dotyczącego zdolności kompensatora do poprawy jakości prądu i/lub napięcia w pobliżu PCC do określonego poziomu, wynikającego zazwyczaj z wymagań zawartych w normach (podrozdział 1.3). Selektwna kompensacja odkształceń harmoniczných prądu zasilającego pozwala wtedy na – w pewnym stopniu niezależne – ograniczanie poziomów zawartości poszczególnych harmoniczných prądu i napięcia zasilającego (zależność 1.39).



**Rys. 3.18.** Pomiar. Przebiegi i wartości współczynnika THD napięcia zasilającego oraz: a) prądów kompensowanego odbioru, b) prądów zasilających podczas kompensacji bez predykcji, c) z predykcją prądu zadanego, uzyskane dla czteroprzewodowego RKA realizującego pełną kompensację prądu



**Rys. 3.19.** Pomiar. Trend wartości współczynnika THD prądu zasilającego, uzyskany dla czteroprzewodowego RKA pracującego: a) z predykcją, b) bez predykcji prądu zadanego. Pomiary odpowiadają sekwencji przełączanych skokowo następujących mocy kompensowanego odbioru: 10,3 kVA, 3,5 kVA, 10,3 kVA, 7,0 kVA, 10,3 kVA

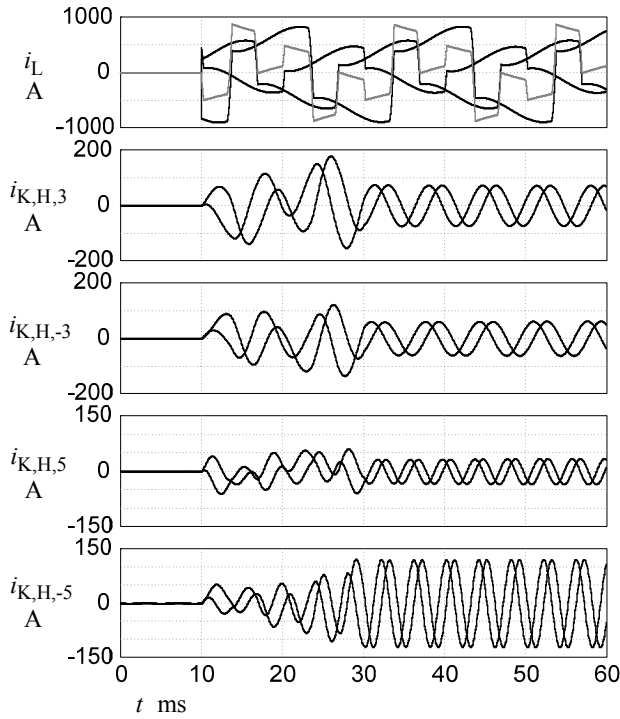
Wyznaczanie i predykcja składowej  $i_{K,H}$  kompensującej selektywnie odkształcenia harmoniczne prądu zasilającego (rys. 3.13) mogą być realizowane w sposób analogiczny do wyznaczania i predykcji harmonicznego napięcia  $e_{PCC}$ , zgodnie z algorytmem, opisanym w podrozdziale 3.2 i pokazanym na rysunku 3.5. Zastosowana w algorytmie reprezentacja przebiegów prądów fazowych za pomocą pojedynczego sygnału zespolonego pozwala na wyznaczanie tą metodą zarówno prądów harmonicznym odpowiednich składowych zgodnych, reprezentujących symetryczne odkształcenia prądu (rys. 1.2a, podrozdział 1.1), jak i składowych przeciwnych, reprezentujących odkształcenia niesymetryczne (oznaczone dodatkowo na rys. 1.2b). Amplitudy zespolone wymienionych składowych zdefiniowano w (1.22). Ponadto odpowiednia modyfikacja wartości wyznaczanych w algorytmie amplitud poszczególnych prądów harmonicznym pozwala na realizację dowolnej strategii niepełnej kompensacji tych składowych.

Zastosowanie w układzie sterowania RKA algorytmów wyznaczania składowych prądu kompensującego zarówno w sposób szerokopasmowy, jak i selektywny umożliwia na realizację przez RKA kompensacji odkształceń prądu zgodnie z jednym z trzech następujących trybów pracy:

- kompensacja szerokopasmowa;
- kompensacja selektywna, z kompensacją niepełną poszczególnych harmonicznym włącznie;
- kompensacja szerokopasmowa z selektywnym, w tym częściowym, wyłączeniem z kompensacji prądów harmonicznym określonych rzędów.

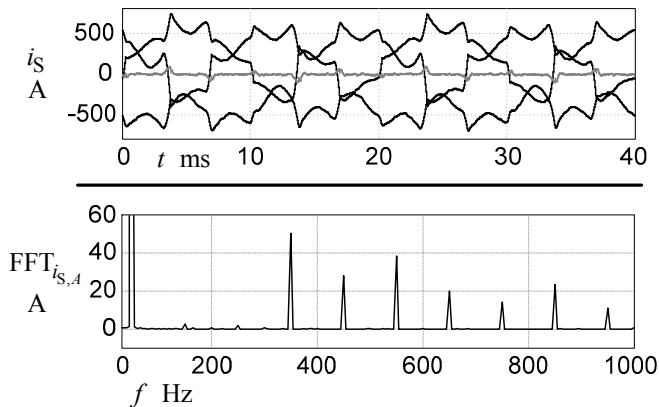
Trzeci z wymienionych trybów kompensacji odkształceń prądu zastosowano we wdrożonym systemie RKA dużej mocy, opisanym w podrozdziale 4.1.

Na rysunku 3.20 pokazano przebiegi selektywnie wyznaczanych składowych harmonicznym prądu kompensującego w stanie przejściowym, związanym z załączeniem kompensowanego odbioru.



**Rys. 3.20.** Symulacja. Przebiegi wyznaczanych selektywnie składowych harmoniczných prądu kompensującego  $i_k$  w stanie przejściowym związanym z załączeniem kompensowanego odbioru

Na rysunku 3.21 przedstawiono przebiegi i widmo prądu zasilającego z zastosowaniem kompensacji selektywnej harmoniczných prądu (wyrażonego sygnałem zespolonym) o rzędach 3, -3, 5 i -5.



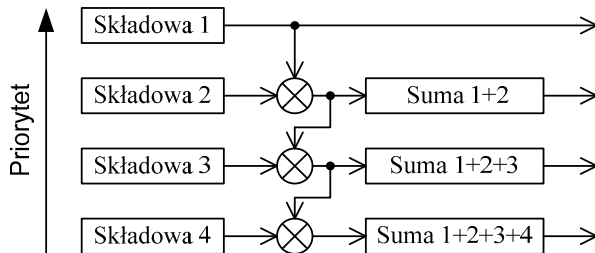
**Rys. 3.21.** Symulacja. Przebiegi i widmo prądu zasilającego przy zastosowaniu kompensacji selektywnej składowych harmoniczných prądu o rzędach 3, -3, 5 i -5

Istotną funkcjonalnością algorytmu wyznaczania prądu kompensującego RKA jest hierarchizacja poszczególnych składowych tego prądu zgodnie z wyborem użytkownika oraz realizacja ograniczeń związanych z priorytetami wynikającymi z tej hierarchii. Realizacja tej funkcjonalności pozwala na elastyczne i efektywne zarządzanie dysponowaną mocą systemu RKA zgodnie z ważnością poszczególnych zadań kompensacyjnych, wynikającą ze oczekiwanych rezultatów kompensacji, a więc ze specyfiki danego zastosowania kompensatora. Zastosowanie ograniczeń prądu RKA zgodnie z zadanymi priorytetami umożliwia w wielu przypadkach uzyskanie wymaganych rezultatów kompensacji przy zastosowaniu systemu RKA o mniejszej mocy znamionowej.

Realizacja takich ograniczeń prądu RKA polega na wyznaczeniu sum częściowych kompensowanych składowych, za pomocą metody pokazanej na rysunku 3.22. W następnej kolejności dokonywane jest przyrównanie poszczególnych sum do wartości maksymalnej dopuszczalnej prądu  $I_{\text{eff,max}}$  i na tej podstawie – ograniczanie prądu zgodnie z algorytmem, który dla przykładowych sum  $M$ -tej i  $M-1$ . ma ogólną postać:

$$\sum_{m=1}^M i_{K,m} > I_{\text{eff,max}} \wedge \sum_{m=1}^{M-1} i_{K,m} < I_{\text{eff,max}} \Rightarrow i_{sK} = \sum_{m=1}^{M-1} i_{K,m} + \text{ogr}\{i_{K,M}\}. \quad (3.45)$$

Ograniczenie, oznaczone symbolem ogr, realizowane jest w taki sposób, aby wartość prądu kompensującego  $i_K$  nie przekroczyła wartości dopuszczalnej  $I_{\text{eff,max}}$ .



**Rys. 3.22.** Wyznaczanie sum częściowych składowych prądu kompensującego RKA z uwzględnieniem zadanego priorytetu

## Regulacja napięcia w obwodzie DC falownika RKA

Regulacja napięcia  $u_{DC}$  w obwodzie DC falownika RKA przebiega z wykorzystaniem sygnału sterującego w postaci zadanej mocy chwilowej  $p^{\text{zad}}$  falownika lub wielkości bezpośrednio związanej z tą mocą. Składowa czynna prądu wynikająca z mocy  $p^{\text{zad}}$  jest dodawana do prądu kompensującego. W rezultacie regulator napięcia  $u_{DC}$  (oznaczony na rysunku 3.1 w podrozdziale 3.1) jest elementem układu sterowania, którego działanie ma wpływ na jakość kompensacji realizowanej przez RKA.

Zakłócenie dla regulatora napięcia  $u_{DC}$  stanowią chwilowe moce  $p$  i  $p_0$ , wynikające z prądu kompensującego RKA. Moce te są związane z wymianą energii pomiędzy obwodami AC i DC falownika RKA i w rezultacie, zgodnie z zależnością (2.65), wpływają na zmiany napięcia  $u_{DC}$  w sposób analogiczny do sterowania  $p^{\text{zad}}$  – w stop-

niu zależnym w relacji odwrotnie proporcjonalnej od pojemności  $C_{DC}$  falownika RKA. Zmienność napięcia  $u_{DC}$  określa więc równanie:

$$\frac{du_{DC}}{dt} = -\frac{1}{C_{DC}} \frac{p^{zad} + p + p_0}{u_{DC}}. \quad (3.46)$$

Zmienność mocy sumarycznej  $p+p_0$  wynika bezpośrednio z realizacji zadań kompensacyjnych RKA oraz ze zmian mocy kompensowanych odbiorów.

Zgodnie z wcześniejszymi rozważeniami zadania kompensacyjne RKA warunkują, w ogólnym przypadku, generowanie przez RKA składowych zmiennych chwilowych mocy  $p$  i  $p_0$ . Konsekwencją występowania tych składowych zmiennych są tętnienia napięcia  $u_{DC}$ . Tętnienia  $u_{DC}$  powinny wpływać w jak najmniejszym stopniu na  $p^{zad}$ , czyli regulator napięcia powinno wyróżniać jak najmniejsze wzmocnienie tych tętnień.

Na rysunku 3.23 pokazano wyniki pomiaru zmienności współczynnika THD prądu zasilającego  $i_s$  w funkcji wartości wzmocnienia proporcjonalnego  $k_p$  regulatora PI napięcia  $u_{DC}$  (rys. 3.23a) oraz przebiegi fazowe napięcia zasilającego i prądów wokół punktu przyłączenia RKA (rys. 3.23b) dla skrajnych wartości badanego przedziału  $k_p$ . Wyniki uzyskano dla RKA realizującego strategię pełnej kompensacji prądu zasilającego. Zgodnie z pokazanymi wynikami jakość kompensacji, wyrażona współczynnikiem  $THD_i$  prądu zasilającego, ulega pogorszeniu w relacji liniowej wraz ze wzrostem wartości wzmocnienia proporcjonalnego regulatora  $u_{DC}$ .

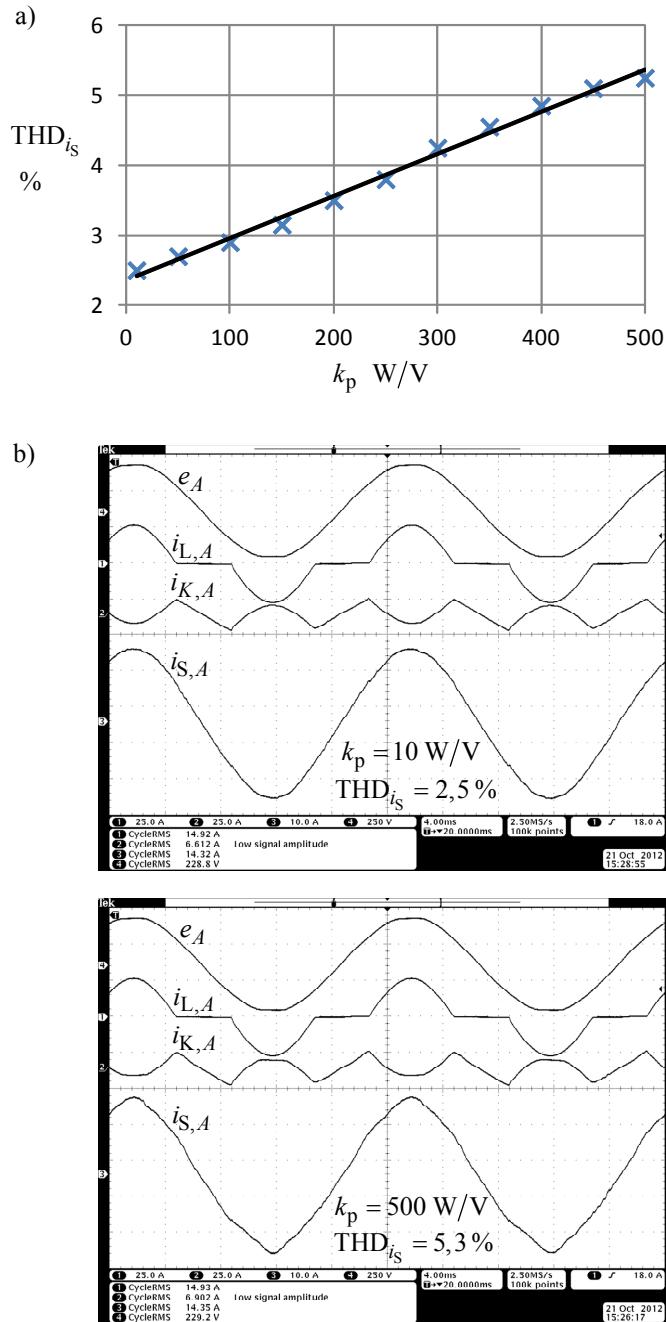
Zmiany mocy kompensowanych odbiorów wpływają na przejściową obecność składowej stałej sumarycznej mocy chwilowej  $p+p_0$ , odpowiadającej zadanemu prądowi RKA. Efekt ten wynika z konieczności zastosowania w algorytmie wyznaczania prądu kompensującego członów dynamicznych w postaci filtrów sygnałowych LPF (rys. 3.5 – w zastosowaniu do wyznaczania prądu RKA, a także rys. 3.13) lub też innych, analogicznych algorytmów określających uśrednioną za pewien okres (zależny od strategii kompensacji) składową czynną prądu kompensowanych odbiorów. Składowa stała mocy  $p+p_0$  wpływa, zgodnie z (3.46), na zmiany napięcia  $u_{DC}$ . Zmiany  $u_{DC}$  powinny być ograniczane do ustalonego przedziału, którego górna granica wynika z parametrów napięciowych elementów obwodu RKA, natomiast dolna – z wymaganej dynamiki prądu kompensującego, zdefiniowanej zależnościami (2.51) i (2.52).

Powyższe uwarunkowania prowadzą do następujących podstawowych wymagań formułowanych dla regulatora napięcia  $u_{DC}$ , pracującego w układzie sterowania RKA:

- możliwie małe wzmocnienie dla tętnień  $u_{DC}$ , związanych z realizacją zadań kompensacyjnych;
- ograniczanie zmian  $u_{DC}$ , wynikających ze stanów przejściowych kompensowanych odbiorów.

Jednoczesne spełnienie powyższych wymagań możliwe jest przy zastosowaniu:

- regulatora  $u_{DC}$  z odsprężeniem od składowych zmiennych mocy  $p$  i  $p_0$ ;
- nieliniowego regulatora  $u_{DC}$ .

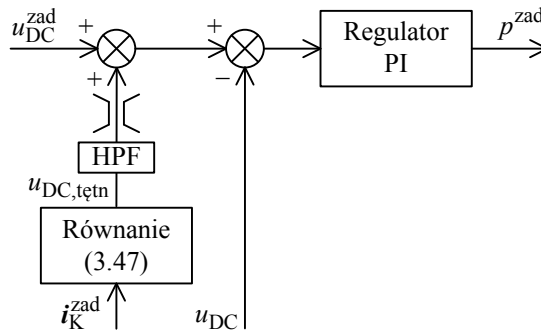


**Rys. 3.23.** Pomiar: a) zależność THD prądu zasilającego od wartości wzmacnienia proporcjonalnego regulatora PI napięcia  $u_{DC}$ , b) przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC dla  $k_p = 10$  i  $k_p = 500 \text{ W/V}$

Strukturę regulatora z odprężeniem od tętnień napięcia  $u_{DC}$ , związanych z prądem kompensującym RKA, przedstawia rysunek 3.24. W omawianym rozwiązaniu wystarczający jest regulator PI o parametrach dobranych w taki sposób, aby zapewnić wymagane ograniczenie napięcia  $u_{DC}$  w stanach przejściowych kompensowanego odbioru. Składowa zmienna napięcia  $u_{DC}$  zdefiniowana jest równaniem:

$$u_{DC,tętn} = \frac{1}{C_{DC}} \int_t \left[ \frac{1}{u_{DC}} (e_{\alpha,PCC} \cdot i_{\alpha K}^{zad} + e_{\beta,PCC} \cdot i_{\beta K}^{zad} + e_{0,PCC} \cdot i_{0K}^{zad}) \right] dt. \quad (3.47)$$

Ze względu na obecność w równaniu (3.47) całki oraz fakt, że wykorzystany w tym równaniu, zadany prąd kompensujący RKA może odpowiadać w stanach dynamicznych składowej stałej mocy  $p+p_0$ , wyznaczenie napięcia odsprężenia na podstawie (3.47) wymaga zastosowania wobec wielkości  $u_{DC,tętn}$  filtracji górnoprzepustowej (HPF) oraz dodatkowo ograniczenia, co pokazano na rysunku 3.24. W konsekwencji takie rozwiązanie regulacji  $u_{DC}$  wymaga stosunkowo dużego nakładu obliczeniowego.



**Rys. 3.24.** Regulator napięcia  $u_{DC}$  z odsprężeniem od tętnień tego napięcia związanych z prądem kompensującym

Nieliniowa regulacja napięcia  $u_{DC}$  może być zrealizowana z wykorzystaniem regulatora PI o współczynniku wzmocnienia  $k_p$  zmiennym w funkcji chwilowego błędu regulacji tego napięcia [175]. Funkcja  $k_p(\delta u_{DC})$  powinna być symetryczna i monotonicznie niemalejąca względem  $|\delta u_{DC}|$  tak, aby zapewnić wzrost wzmocnienia dla błędów regulacji  $u_{DC}$ , wykraczających poza tętnienia związane z prądem kompensującym. Jedną z możliwych funkcji  $k_p(\delta u_{DC})$  ma postać:

$$k_p(\delta u_{DC}) = \begin{cases} k_{p,min} & \Leftrightarrow |\delta u_{DC}| < \Delta U_{prog} \\ A_k (|\delta u_{DC}| - \Delta U_{prog}) + k_{p,min} & \Leftrightarrow |\delta u_{DC}| \geq \Delta U_{prog} \end{cases}, \quad (3.48)$$

gdzie:

- $k_{p,min}$  – minimalne wzmocnienie regulatora,
- $\Delta U_{prog}$  – wartość progowa błędu regulacji,
- $A_k$  – nachylenie funkcji  $k_p(\delta u_{DC})$  dla uchybów przekraczających wartość progową.



Zależność  $k_p(\delta u_{DC})$  zgodna z (3.48) zapewnia przedział błędu napięcia  $u_{DC}$ , dla którego regulator wyróżnia stałe, odpowiednio małe wzmocnienie. Regulator PI ze wzmocnieniem zmiennym według (3.48) został zastosowany w systemach RKA, opisanych w rozdziale 4.

### 3.5. Wpływ zmienności parametrów układu na jakość sterowania

Pożądaną właściwością układu sterowania jest ograniczony wpływ zakłóceń i zmienności (dokładności identyfikacji) obiektu na jakość realizowanego sterowania [67, 68]. Miarą takiej właściwości jest odporność sterowania. Wysoka odporność może być uzyskana w układach sterowania odpornych [21, 42, 48, 89, 109] lub adaptacyjnych [82]. Odporność układu sterowania określić można, wyznaczając granice zmienności parametrów, związanych z obiektem sterowania, dla których zachowana jest założona, wymagana jakość sterowania. Parametrami, względem których ocenia się odporność układu sterowania RKA, są: zakłócenie w postaci napięcia zasilającego oraz dokładność identyfikacji obiektu, którym jest obwód sprzęgający LCL wraz z zastępczą indukcyjnością  $L_S$  i rezystancją  $R_S$  sieci zasilającej.

Istotne jest, aby przy ocenie odporności układu sterowania RKA uwzględnić wymienione parametry w zakresie wynikającym bezpośrednio z warunków pracy kompensatora (podrozdział 1.2). Przy takim założeniu znaczącymi właściwościami napięcia zasilającego (zakłócenia) są przede wszystkim:

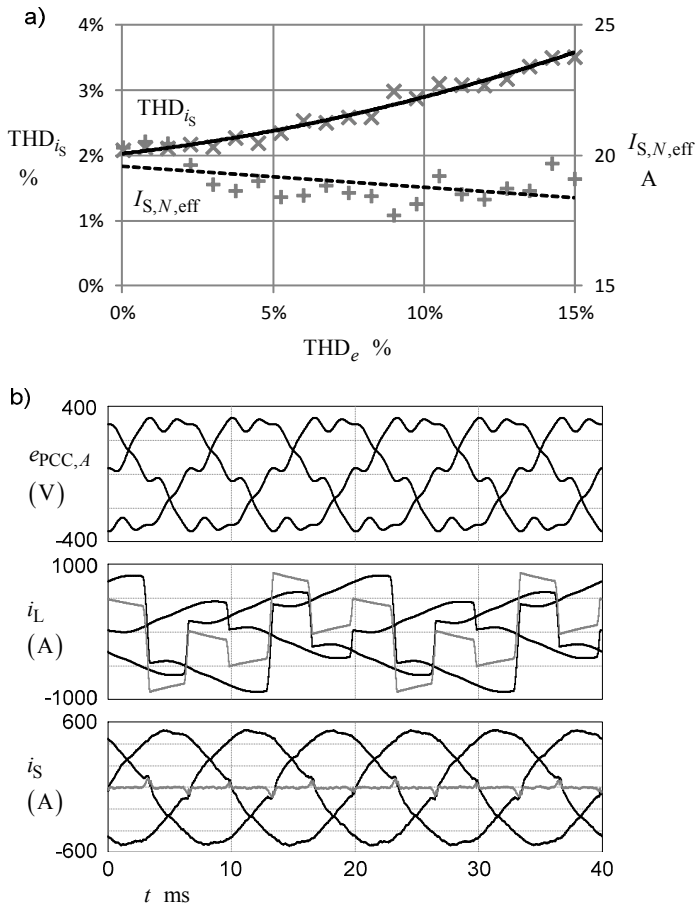
- odkształcenia okresowe, w tym szczególnie rodzaj takich odkształceń w postaci załamań komutacyjnych;
- odkształcenia aperiodyczne, takie jak zapady napięcia.

Struktura obiektu RKA jest dobrze określona, odporność układu sterowania ocenia się zatem ze względu na dokładność identyfikacji parametrów tego obiektu. Parametrami tymi są indukcyjności  $L_1$  i  $L_2$  oraz pojemność  $C$  obwodu sprzęgającego LCL, a także względna moc zwarciowa w PCC, warunkująca bezpośrednio wartości  $L_S$  i  $R_S$ . Standardowa dokładność identyfikacji wartości  $L_1$ ,  $L_2$  i  $C$  jest równa 10% i wynika z podstawowej tolerancji wartości wymienionych elementów obwodu. Zakres ten można rozszerzyć do 15% ze względu na wpływ starzenia elementów, zwłaszcza kondensatorów, a także wpływ zmian parametrów w funkcji temperatury elementów, której wahania wynikają głównie z cyklu pracy RKA. Zakres zmienności parametrów obwodu LCL równy 15% jest zatem wystarczający dla oceny odporności układu sterowania RKA. Należy nadmienić, że w systemach RKA dużej mocy dokonuje się zazwyczaj dokładnego pomiaru wartości parametrów obwodu sprzęgającego LCL, a więc dla takich systemów przyjęty zakres zmienności tych parametrów znacznie wykracza poza zmienność występującą w praktyce.

Określenie wpływu zmienności względnej mocy zwarciowej  $k_{zw,1}$  (zależność (1.47)) w PCC na jakość pracy układu sterowania RKA pozwala na ocenę uwarunkowania tego sterowania do współpracy z miękką siecią zasilającą, co odpowiada względnie dużym wartościom  $L_S$  i  $R_S$ . Jako granicę stopnia obciążenia sieci przyjęto obciążenie odpowiadające  $k_{zw,1} = 10$ .

Jakość pracy układu sterowania RKA w stanie ustalonym oceniono w sposób całościowy na podstawie zmienności współczynnika  $THD_i$  fazowego prądu zasilającego  $i_{S,A}$  oraz wartości skutecznej prądu w przewodzie neutralnym  $i_{S,N}$  w funkcji wymienionych wyżej parametrów układu. Badania przeprowadzono dla RKA sterowanego z wykorzystaniem predykcyjnego regulatora prądu, analizowanego w podrozdziale 3.2, przy założeniu pełnej kompensacji prądu odbiorów (podrozdział 3.4). Przyjęty sposób oceny jakości pracy układu sterowania RKA uwzględnia działanie wszystkich elementów tego układu, w szczególności bloku wyznaczania prądu kompensującego wraz z regulatorem napięcia  $u_{DC}$ , regulatora prądu a także algorytmu modulatora SVPWM. Jakość pracy układu sterowania RKA w stanach przejściowych oceniono na podstawie przebiegów fazowych prądu  $i_S$ .

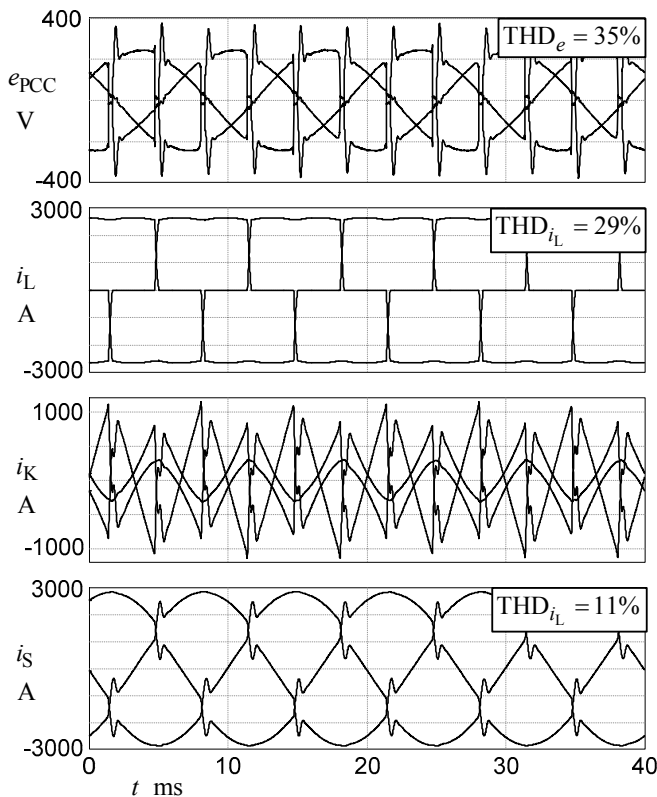
Wyniki badań odporności układu sterowania RKA na niską jakość napięcia zasilającego pokazano na rysunkach od 3.25 do 3.27.



**Rys. 3.25.** Symulacja: a) zmienność współczynnika THD prądu  $i_S$  w fazie A oraz wartości skutecznej prądu  $i_{S,N}$  w przewodzie neutralnym, w funkcji wartości THD napięcia zasilającego, b) przykładowe przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC dla  $THD_e = 15\%$ , uzyskane dla pracy RKA z pełną kompensacją prądu

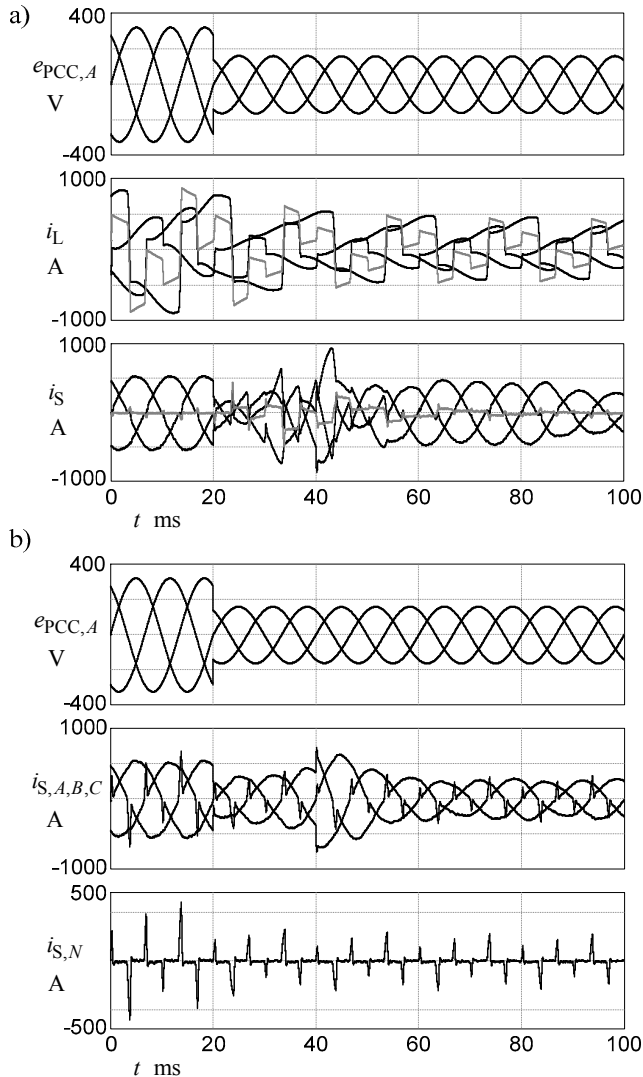
Rysunek 3.25a zawiera charakterystyki współczynnika  $THD_i$  prądu zasilającego  $i_s$  oraz wartości skutecznej prądu w przewodzie neutralnym  $I_{SN,eff}$  w funkcji poziomu odkształceń harmoniczných napięcia w PCC. Wyniki dotyczą kompensacji realizowanej przy prądzie odbioru w przewodzie neutralnym równym 517 A. Na rysunku 3.25b pokazano przebiegi wielkości, związanych z punktem przyłączenia RKA, odpowiadające maksymalnemu odkształceniu napięcia, uwzględnionemu na rys. 3.25a. Napięcie odkształcano składowymi harmonicznymi o rzędach 5, 7 i 11, przy zachowaniu stałych proporcji pomiędzy harmonicznymi, w zakresie amplitud fazowych odpowiednio do 40 V, 20 V i 18 V (przy stałej amplitudzie podstawowej harmonicznój napięcia równej 325 V).

Rysunek 3.26 zawiera przebiegi wielkości związanych z PCC, odpowiadające pracy trójprzewodowego RKA w warunkach występowania znacznych załamań komutacyjnych napięcia zasilającego, spowodowanych pracą kompensowanego prostownika tyrystorowego przy braku dławików sieciowych. Wyniki badań pokazane na rysunkach 3.25 i 3.26 dowodzą wysokiej odporności zastosowanego sterowania RKA na odkształcenia harmoniczne napięcia zasilającego.



**Rys. 3.26.** Symulacja. Przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC w stanie ustalonym, dla pracy trójprzewodowego RKA w warunkach występowania załamań komutacyjnych napięcia

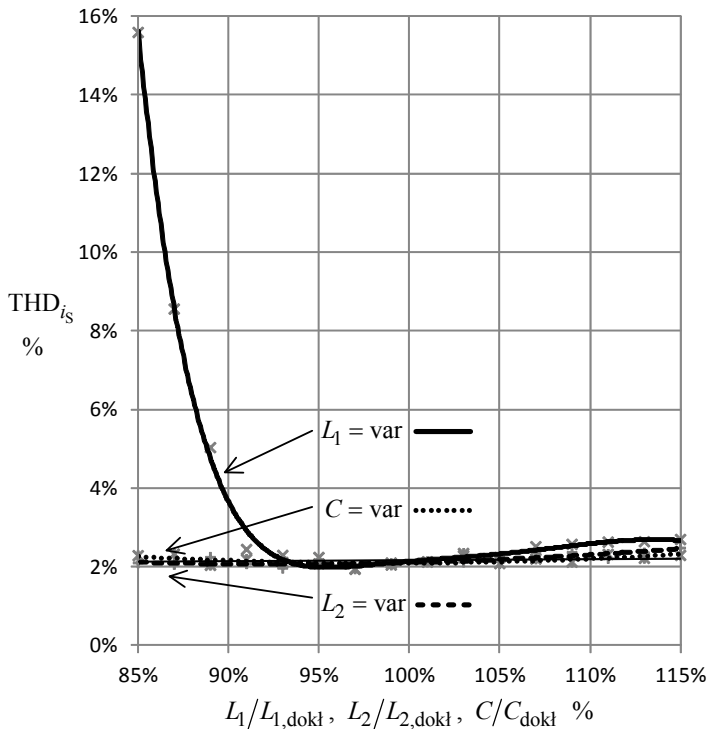
Rysunek 3.27 prezentuje przebiegi napięcia zasilającego i wybranych prądów wokół PCC w stanie przejściowym związanym z trójfazowym zapadem napięcia o głębokości 50%. Na rysunku pokazano wyniki odpowiadające pracy RKA zarówno z predykcją (rys. 3.27a), jak i bez predykcji (rys. 3.27b) prądu kompensującego. Przebiegi prądu zasilającego w stanie przejściowym wynikają zwłaszcza z działania algorytmu predykcji napięcia zasilającego oraz algorytmu wyznaczania prądu kompensującego RKA. Algorytm predykcji prądu zmniejsza jakość pracy RKA w stanie przejściowym, co jest zgodne z wynikami pokazanymi na poprzednich rysunkach.



**Rys. 3.27.** Symulacja. Przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC w stanie przejściowym związanym z symetrycznym zapadem napięcia zasilającego, uzyskane dla pracy RKA w trybie pełnej kompensacji prądu: a) z predykcją, b) bez predykcji tego prądu

Zapad napięcia jest zdarzeniem występującym w stanach awaryjnych, z przyczyn niezależnych od pracy kompensatora. W rezultacie najważniejszym zadaniem układu sterowania RKA w czasie zapadu napięcia jest utrzymanie kompensatora przy pracy. Zadanie to spełnione jest zarówno przy zastosowaniu sterowania z wyznaczeniem prądu RKA z predykcją, jak i bez predykcji.

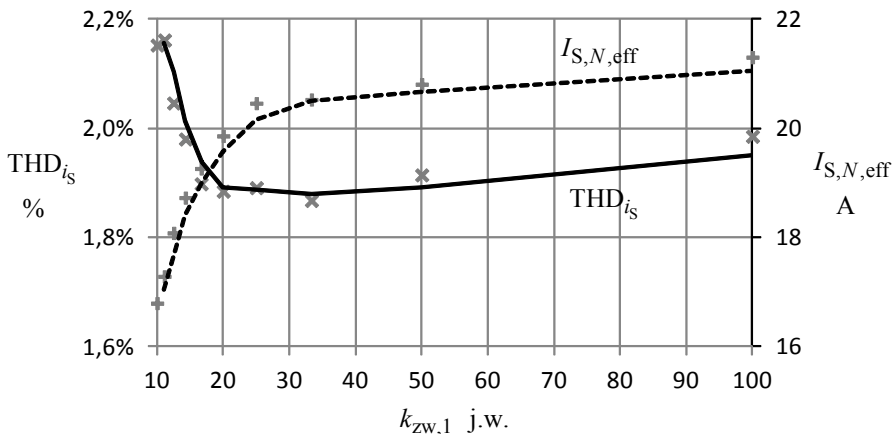
Na rysunkach 3.28 i 3.29 pokazano charakterystyki obrazujące odporność układu sterowania RKA na dokładność identyfikacji parametrów obiektu. Odporność sterowania w tym przypadku zależy od właściwości regulatora prądu. Zgodnie z wynikami, pokazanymi na rysunku 3.28, przedstawiony w podrozdziale 3.2 predykcyjny regulator prądu wykazuje wysoką odporność na zmiany zadanych wartości indukcyjności  $L_2$  i pojemności  $C$  obwodu sprzęgającego LCL. Odporność sterowania jest niższa w przypadku niedokładnej identyfikacji indukcyjności  $L_1$  obwodu LCL, przy czym dotyczy to zadawania wartości tej indukcyjności poniżej 90% wartości dokładnej. Właściwość ta koreluje z liniami pierwiastkowymi układu zamkniętego (rys. 3.10, podrozdział 3.3) określonymi względem dokładności identyfikacji indukcyjności  $L_1$ . Obniżona odporność sterowania na zadawanie wartości  $L_1$  poniżej 90% wartości dokładnej nie stanowi w praktyce problemu, ponieważ indukcyjność ta jest bezpośrednio mierzalna i nie podlega dużym zmianom w funkcji temperatury.



**Rys. 3.28.** Symulacja. Zmienność współczynnika THD prądu zasilającego  $i_s$  w funkcji dokładności zadawania w regulatorze prądu wartości  $L_1$ ,  $L_2$  i  $C$ . Charakterystyki uzyskane dla RKA pracującego w trybie pełnej kompensacji prądu

Badania laboratoryjne wykazały pomijalny wpływ dokładności identyfikacji wartości  $L_1$  w zakresie do 90% wartości dokładnej na jakość kompensacji realizowanej przez RKA. Wartość skuteczna prądu zasilającego w przewodzie neutralnym  $i_{S,N}$  nie ulega zauważalnym zmianom w funkcji dokładności identyfikacji wartości  $L_1$ ,  $L_2$ , i  $C$  w rozpatrywanym zakresie od 85% do 115% wartości dokładnej.

Pokazane na rysunku 3.29 charakterystyki współczynnika  $\text{THD}_i$  prądu zasilającego  $i_{S,A}$  oraz wartości skutecznej prądu zasilającego w przewodzie neutralnym  $i_{S,N}$  w funkcji względnej mocy zwarciowej  $k_{zw,1}$  w PCC uzyskano przy założeniu równych wartości zastępczej rezystancji sieci  $R_S$  i zastępczej reaktancji indukcyjnej sieci  $X_S$ , określonej dla podstawowej harmonicznej napięcia. Rozpatrywany zakres mocy zwarciowych odpowiada wartościom  $R_S$  z przedziału od 36 m $\Omega$  do 3,6 m $\Omega$  oraz wartościom  $L_S$  od 110  $\mu\text{H}$  do 11  $\mu\text{H}$ , co wynika z mocy kompensowanego odbioru równej 320 kVA. Pokazane wyniki wskazują na wysoką odporność sterowania na zmiany mocy zwarciowej w PCC w zakresie obejmującym bardzo wysoki stopień obciążenia sieci, odpowiadający  $k_{zw,1} = 10$ . Właściwość ta ma szczególne znaczenie zwłaszcza w odniesieniu do systemów RKA dużych mocy, które współpracują przeważnie z miękką siecią zasilającą.



**Rys. 3.29.** Symulacja. Zmienność współczynnika THD prądu zasilającego w fazie A oraz wartości skutecznej prądu zasilającego w przewodzie neutralnym w funkcji względnej mocy zwarciowej w PCC. Charakterystyki uzyskane dla RKA pracującego w trybie pełnej kompensacji prądu

### 3.6. Sterowanie w systemach kompensacji dużej mocy

Specyfika sterowania systemem RKA dużej mocy wynika z pracy równoległej modułów składowych systemu (podrozdział 2.3). Sterowanie RKA dużej mocy, opartym na pojedynczym, dwu- lub wielopoziomowym falowniku napięcia, jest zgodne ze sterowaniem, rozważanym w podrozdziałach od 3.1 do 3.5. W przypadku systemów

RKA z modułami pracującymi równolegle istotny, ze względu na sterowanie, jest podział na systemy z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi LCL (por. rys. 2.11) oraz ze zintegrowanym obwodem LCL (por. rys. 2.12).

System RKA z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi można traktować jako grupę kompensatorów (odpowiadających poszczególnym modułom mocy), pracujących w sposób niezależny. Jedyne wzajemne oddziaływanie na siebie poszczególnych,  $m$ -tych modułów mocy wynika ze zmienności napięcia zasilającego  $e_{PCC}$  w wyniku generowania prądów kompensujących  $i_{2m}$ . Zmienność napięcia jest zależna, zgodnie z (1.48), od względnej mocy zwarciowej  $k_{zw,n}$  w PCC, jednakże oddziaływanie pomiędzy modułami mocy RKA poprzez napięcie zasilające można pominąć wobec dużej odporności układu sterowania na jakość tego napięcia, wykazanej w podrozdziale 3.5. W rezultacie sterowanie w systemie RKA z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi realizuje się poprzez powielenie sterowania w każdym z modułów składowych systemu. Podział mocy pomiędzy modułami składowymi takiego systemu RKA zależy od specyfiki zastosowania kompensatora i w ogólnym przypadku realizowany jest poprzez nadrzędnie zadawany współczynnik, określający procentowy udział poszczególnych modułów w realizacji prądu kompensującego całego systemu. Przykład wdrożonego systemu RKA z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi przedstawiono w podrozdziale 4.1.

Zadaniem układu sterowania systemem RKA ze zintegrowanym obwodem LCL jest wymuszanie prądu kompensującego  $i_K$  poprzez generowanie odpowiednich prądów składowych  $i_{1m}$ , wynikających z podziału mocy pomiędzy modułami pracującymi równolegle. Ujmując ogólnie, układ sterowania takim systemem może mieć postać:

- oddzielnych, niezależnych układów sterowania poszczególnymi modułami mocy systemu, realizujących odpowiednią część wymaganego prądu kompensującego (analogicznie do RKA z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi);
- jednego układu sterowania, wspólnego dla wszystkich modułów mocy, wypracowującego jednakowe, współdzielone sygnały sterujące tranzystorami poszczególnych falowników systemu.

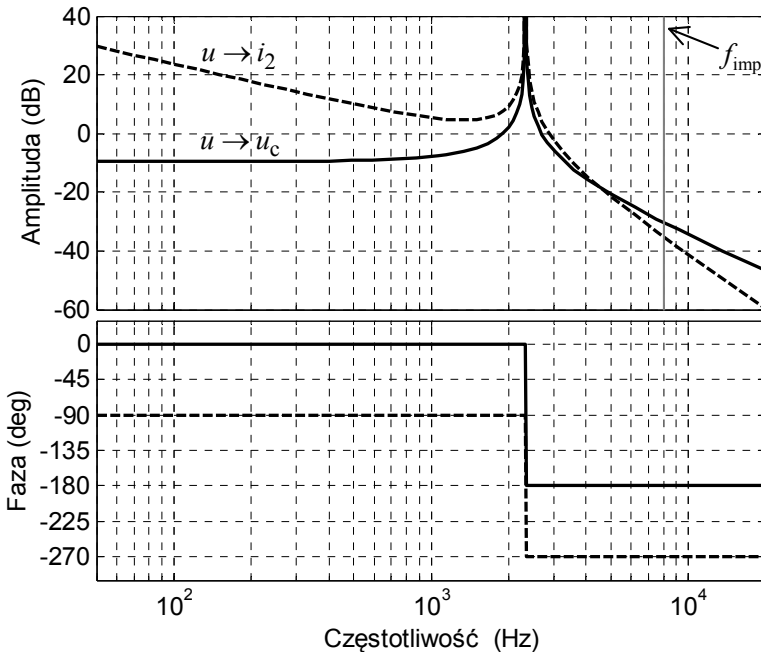
Pierwsze z rozwiązań wymaga określonej odporności sterowania na:

- niesynchroniczną pracę modulatorów;
- różnice błędów systematycznych pomiarów zmiennych stanu obwodu sprzęgającego.

Integracja obwodu sprzęgającego systemu RKA z modułami pracującymi równolegle stanowi analogię połączenia odpowiednich potencjałów fazowych kondensatorów C obwodu LCL (por. rys. 2.12). Indukcyjność dławika  $L_2$  odpowiada więc indukcyjności wynikającej z równoległego połączenia dławików składowych  $L_{2m}$  systemu z rozdzielonymi obwodami sprzęgającymi. W rezultacie w układzie sterowania (bez względu na sposób realizacji tego układu) zadawana jest indukcyjność  $L_{2m} = L_2/m$  (por. (2.35)). Konsekwencją integracji obwodu sprzęgającego jest wzajemne oddziaływanie modułów składowych systemu kompensacji poprzez wspólne

napięcie  $u_c$ . Charakter tego oddziaływania wynika bezpośrednio z charakterystyki częstotliwościowej obwodu LCL, odpowiadającej transmitancji widmowej określonej od napięcia sterującego  $u$  do napięcia na kondensatorze  $u_c$ .

Charakterystykę taką pokazano na rysunku 3.30 i odniesiono do podstawowej charakterystyki obwodu LCL (od napięcia  $u$  do prądu  $i_2$ ). Charakterystyka od  $u$  do  $u_c$  wskazuje na wysoki poziom tłumienia w zakresie częstotliwości związanych z modulacją impulsową. Właściwość ta w znacznym stopniu ogranicza wzajemne oddziaływanie modułów mocy RKA w przypadku niezależnej, niesynchronicznej pracy modulatorów impulsowych tych modułów, powodującej występowanie chwilowych różnic napięć wyjściowych poszczególnych falowników systemu. Należy zaznaczyć, że wzajemne oddziaływanie modułów mocy w zakresie rozpatrywanych częstotliwości (odpowiadających częstotliwości Nyquista i wyższym) jest poza zakresem działania algorytmów układu sterowania nadrzędnych względem modulatora. Przeprowadzone badania potwierdziły brak zauważalnego wpływu wzajemnego przesunięcia czasowego początków okresów impulsowania  $T_{imp}$  poszczególnych modułów mocy zarówno na poziom tętnień w prądach składowych  $i_{1m}$ , jak i na jakość prądu kompensującego.



**Rys. 3.30.** Charakterystyki częstotliwościowe obwodu LCL odpowiadające transmitancjom widmowym: od napięcia sterującego  $u$  do napięcia na kondensatorze  $u_c$  oraz do prądu  $i_2$

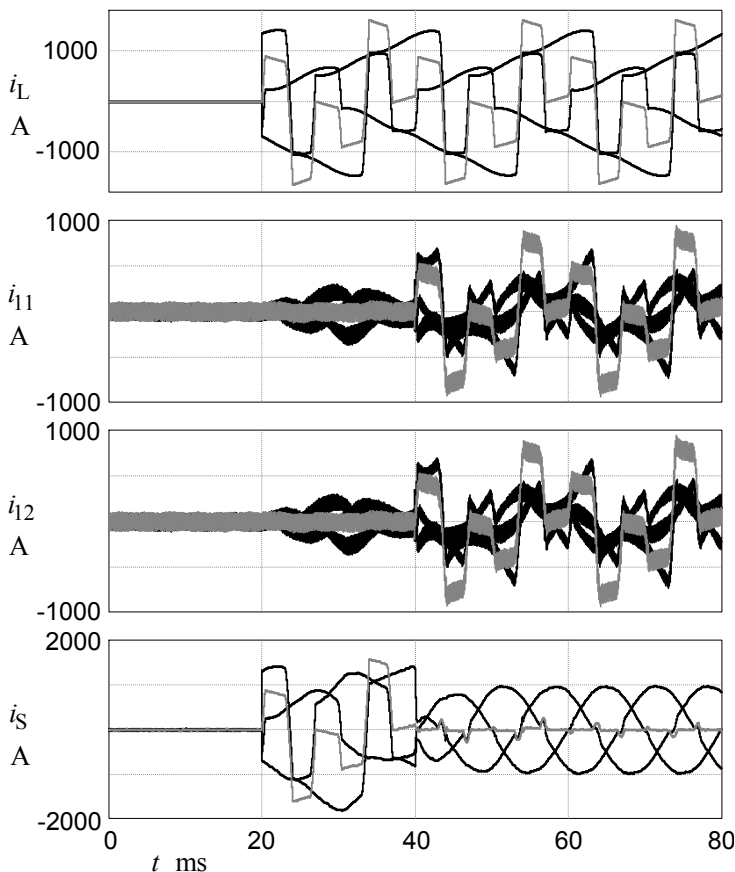
Wzajemne oddziaływanie niezależnie sterowanych modułów mocy systemu RKA w zakresie częstotliwości odpowiadającym prądowi kompensującemu  $i_K$  wynika zarówno z charakterystyki obwodu LCL określonej od  $u$  do  $u_c$ , jak i z właściwości



sterowania. Przeprowadzone badania wpływu błędów systematycznych pomiarów sygnałów sprzężeń zwrotnych na pracę RKA wykazały pełną odporność układu na różnice wzmocnień pomiarów ( $i_{1,m}$ ,  $u_c$  oraz  $i_K$ ) w uwzględnionym zakresie 10%.

Sformułowane powyżej wnioski wskazują na możliwość stosowania niezależnego sterowania poszczególnymi modułami mocy systemu RKA ze zintegrowanym obwodem sprzęgającym LCL. Rozwiązanie takie zastosowano we wdrożonym systemie RKA dużej mocy, opisanym w podrozdziale 4.2.

Na rysunku 3.31 pokazano przebiegi wybranych prądów wokół PCC, odpowiadających stanowi przejściowemu związanemu z załączeniem kompensowanego odbioru nieliniowego. Wyniki uzyskano dla systemu RKA z dwoma niezależnie sterowanymi modułami mocy. Przebiegi dowodzą prawidłowej pracy systemu RKA oraz zachowania jednakowych składowych prądów  $i_{11}$  i  $i_{12}$  modułów mocy zarówno w stanie przejściowym, jak i w stanie ustalonym.



**Rys. 3.31.** Symulacja. Stan przejściowy związany z załączeniem kompensowanego odbioru nieliniowego. Kompensacja w systemie RKA ze zintegrowanym obwodem LCL, z dwoma niezależnie sterowanymi modułami mocy. Przebiegi prądów: odbioru  $i_L$ , zasilającego  $i_S$  i prądów składowych modułów mocy systemu  $i_{11}$  i  $i_{12}$

Drugi z możliwych sposobów realizacji sterowania systemem RKA ze zintegrowanym obwodem sprzęgającym LCL, polegający na zastosowaniu wspólnego algorytmu sterującego wszystkimi modułami mocy, wymaga połączenia obwodów DC poszczególnych falowników systemu, co pokazano linią kropkowaną na rysunku 2.12 w podrozdziale 2.3. Wymaganie to wynika z zastosowania wspólnej regulacji napięcia  $u_{DC}$ . Wprowadzenie współdzielonego sterowania pozwala na uproszczenie obwodów sterujących systemu RKA, wpływając jednak ujemnie na możliwość skalowania systemu poprzez dobór wymaganej, wynikającej z zapotrzebowania liczby ustandaryzowanych modułów mocy. Wspólnie sterowany system RKA pracuje w sposób analogiczny do systemu z niezależnym sterowaniem poszczególnych modułów mocy.

### 3.7. Współpraca z pasywnymi kompensatorami mocy biernej

Równoległa kompensacja prądu zasilającego obejmuje zazwyczaj kompensację mocy biernej. Kompensacja mocy biernej może być realizowana w sposób aktywny – z wykorzystaniem systemu RKA lub w sposób pasywny przy zastosowaniu baterii kondensatorów z przełączanymi sekcjami TSC (ang. *thyristor switched capacitor*). W przeciwieństwie do kompensatorów pasywnych, kompensatory aktywne zapewniają wysoką jakość kompensacji w stanach dynamicznych oraz odporność na niską jakość napięcia zasilającego (podrozdział 3.5). Ponadto funkcjonalność RKA znacznie wykracza poza funkcjonalność systemów pasywnych. Koszt wdrożenia RKA jest jednakże wyższy od kosztu wdrożenia kompensatora pasywnego. Redukcja kosztu wdrożenia przy jednoczesnym zachowaniu jakości kompensacji i funkcjonalności właściwej dla RKA możliwa jest przy zastosowaniu systemu pasywno-aktywnego z TSC i RKA.

Zadaniem TSC jest kompensacja mocy biernej z ograniczoną dokładnością, wynikającą z pojemności poszczególnych, przełączanych sekcji, natomiast zadaniem RKA – dokładna kompensacja pozostałej mocy biernej oraz realizacja innych wymaganych zadań. W układzie takim TSC może być sterowany w sposób niezależny lub poprzez odpowiednio rozbudowany układ sterowania RKA. Bez względu na zastosowane rozwiązanie algorytm sterujący TSC realizuje kompensację w sposób nadążny tak, aby moc bierna w PCC związana z prądem zasilającym  $i_s$  była jak najbliższa wartości zerowej.

Stosowane w praktyce układy TSC sterowane są na ogół na podstawie definicji mocy biernej  $Q_B$  wprowadzonej przez Budeanu [23], zgodnie z (1.30). Jednakże TSC może być sterowany z wykorzystaniem dowolnej ze znanych definicji mocy biernej, w tym  $Q_1$  (1.29) lub też  $Q_{IL}$  (1.33). Poszczególne definicje są równoważne w systemach z sinusoidalnymi i symetrycznymi napięciami i prądami. W przypadku występowania odkształceń napięcia w PCC zastosowana definicja mocy biernej warunkuje (w danym punkcie pracy kompensowanego odbioru) wymaganą pojemność TSC oraz, w konsekwencji, wymaganą wartość skuteczną prądu RKA, a zatem

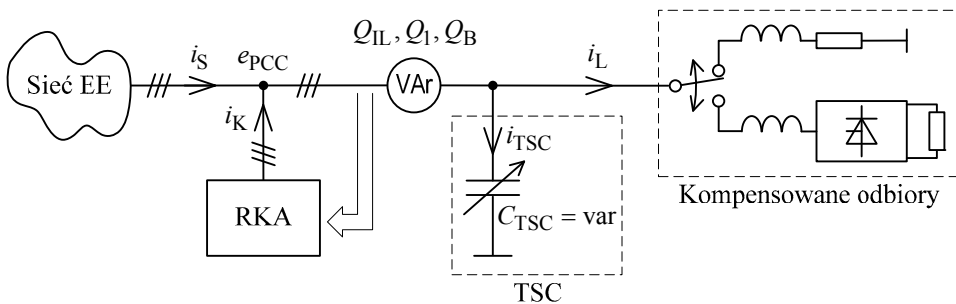
wpływa na względny udział poszczególnych urządzeń systemu (TSC i RKA) w pełnej kompensacji prądu zasilającego. Definicja mocy biernej zastosowana w sterowaniu TSC wpływa zatem na wymagane moce TSC i RKA, a więc również na koszt wdrożenia całego, pasywno-aktywnego systemu kompensacji. Można przyjąć, że minimalny koszt wdrożenia zapewnia strategia sterowania TSC według definicji mocy biernej, która odpowiada minimalnej wymaganej wartości skutecznej prądu RKA.

Wybór definicji mocy biernej zastosowanej w sterowaniu TSC może być dokonany na podstawie analizy uproszczonego modelu TSC w postaci kondensatora  $C_{TSC}$  o dowolnie zmiennej pojemności oraz przy założeniu, że RKA realizuje pełną kompensację prądu zasilającego do przebiegów symetrycznych i sinusoidalnych, w sposób niezależny od przebiegu napięcia zasilającego w PCC [52]. W praktyce ze względu na obecność sekcji kondensatorów pojemność kompensatora TSC nie jest wybierana w sposób dowolny. Można jednak założyć, że w przypadku kompensacji odbioru o mocy biernej zmiennej w czasie TSC zapewnia pełną kompensację mocy biernej uśrednionej w pewnym odpowiednio długim przedziale czasu. Przyjęty model układu pozwala zatem na ocenę wartości skutecznej prądu RKA uśrednionej w takim przedziale czasu.

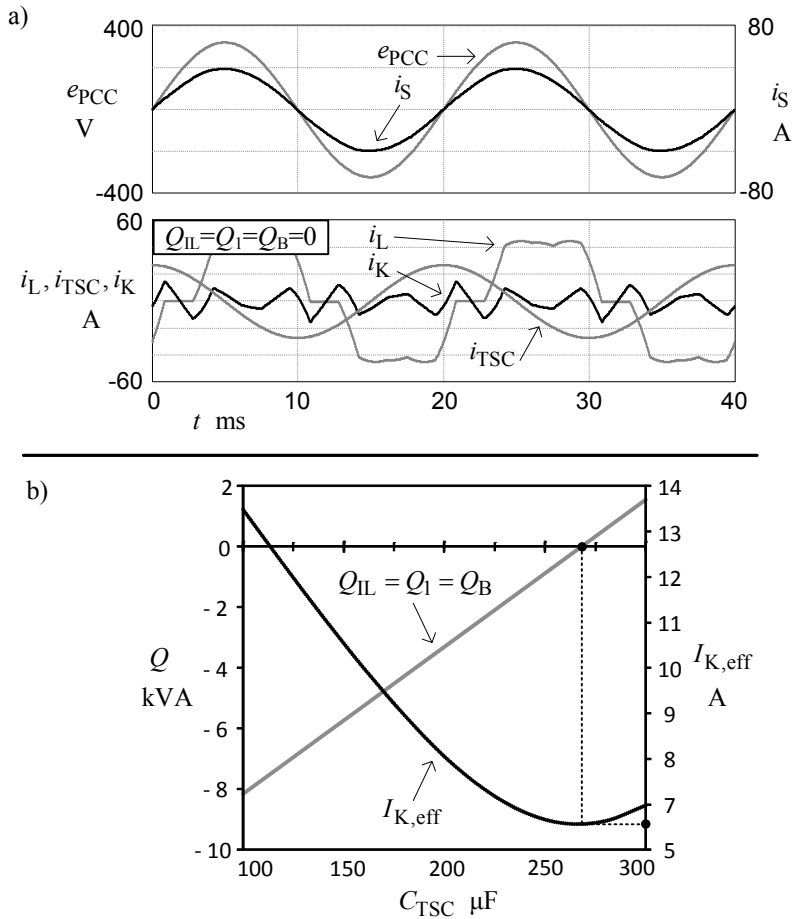
Rozpatrywany układ pokazano na rysunku 3.32. W badaniach zastosowano RKA o parametrach zgodnych z parametrami modelu laboratoryjnego (załącznik B). Uwzględniono następujące warunki pracy układu:

- sinusoidalne i symetryczne napięcie zasilające; nieliniowy odbiór;
- odkształcone napięcie zasilające (5. harmoniczna, 15%); liniowy odbiór;
- odkształcone napięcie zasilające; nieliniowy odbiór.

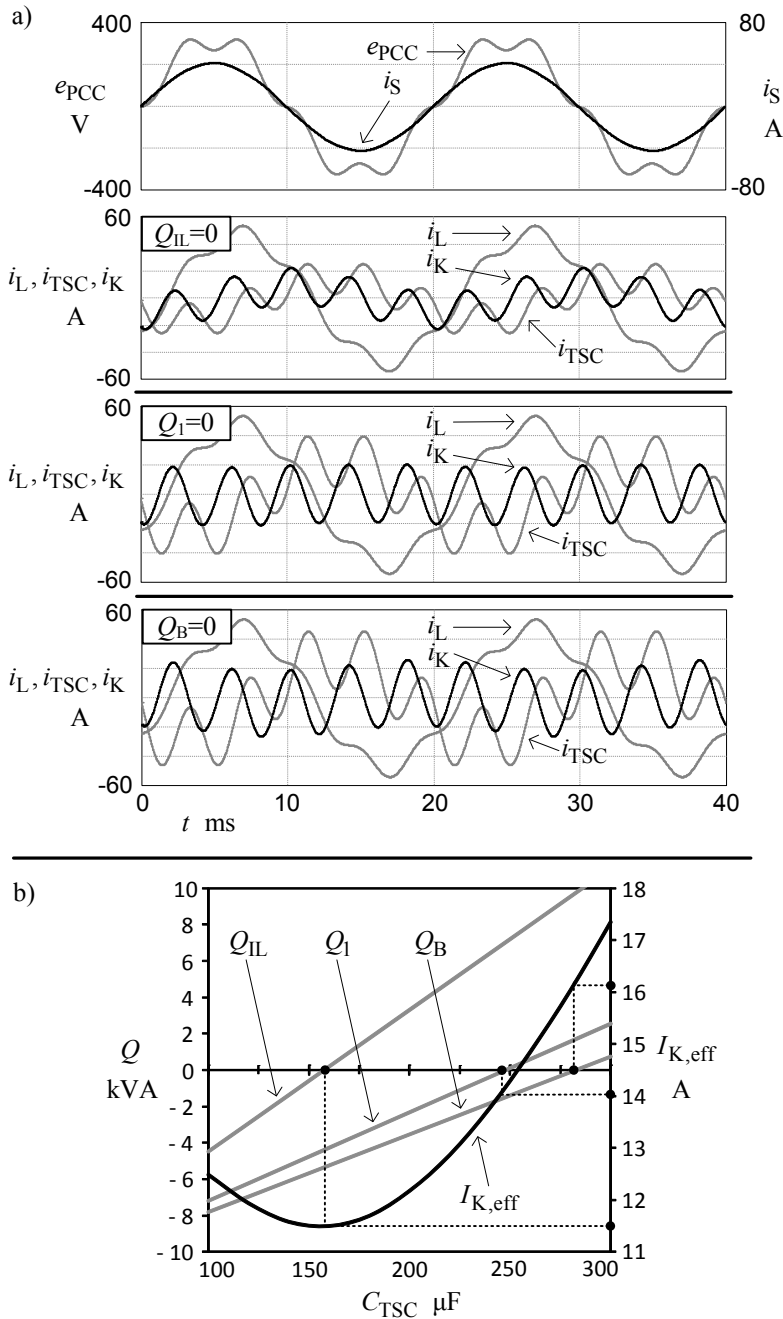
Wyniki badań symulacyjnych przeprowadzonych dla wymienionych warunków pracy układu pokazano na rysunkach 3.33 do 3.35.



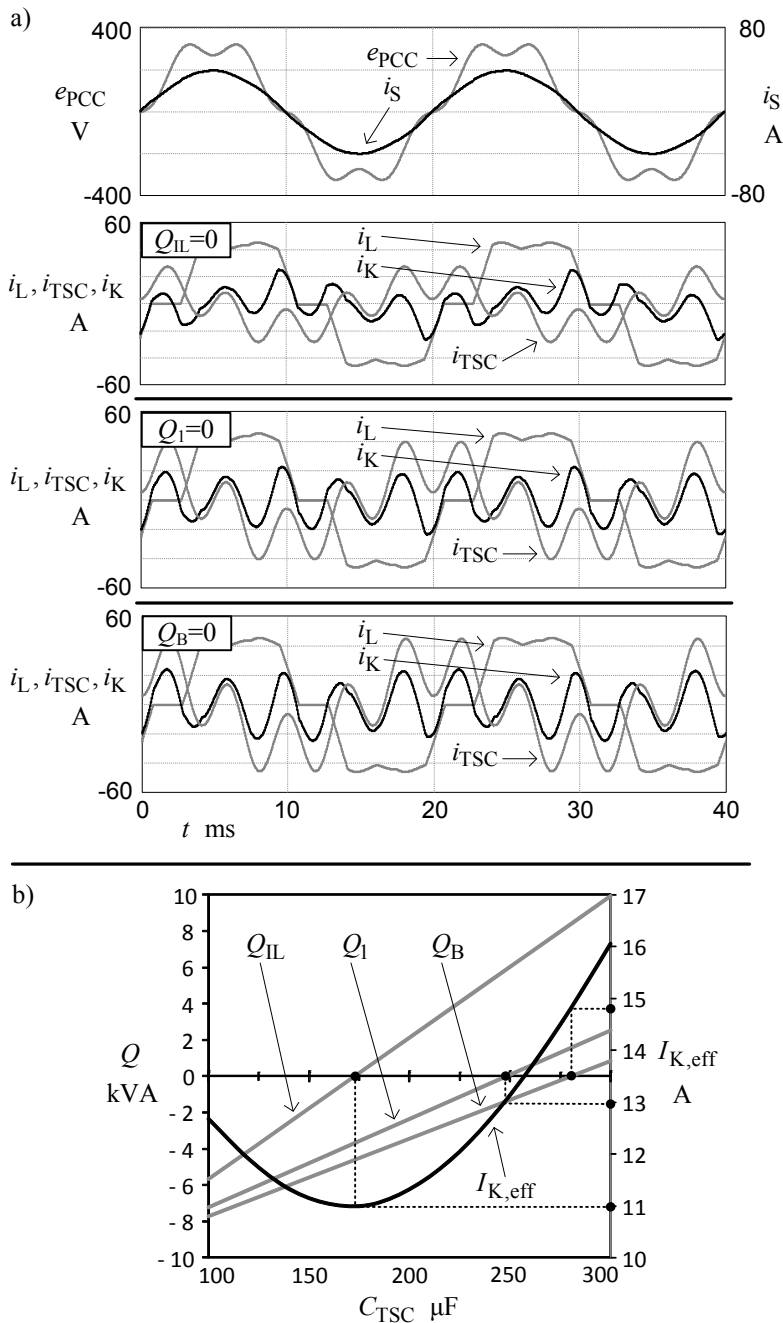
**Rys. 3.32.** Układ zasilający z kompensatorem pasywno-aktywnym złożonym z RKA i TSC modelowanym dowolnie zmienną pojemnością  $C_{TSC}$



**Rys. 3.33.** Symulacja. Wyniki dla sinusoidalnego napięcia zasilającego  $e_{PCC}$  i nieliniowego odbioru: a) przebiegi  $e_{PCC}$  i prądów wokół punktu przyłączenia RKA, b) charakterystyki wartości skutecznej prądu RKA i mocy biernych  $Q_{IL}$ ,  $Q_B$  i  $Q_1$  w funkcji pojemności kompensatora pasywnego  $C_{TSC}$  [52]



**Rys. 3.34.** Symulacja. Wyniki dla odkształconego napięcia zasilającego  $e_{PCC}$  i liniowego odbioru: a) przebiegi  $e_{PCC}$  i prądów wokół punktu przyłączenia RKA, b) charakterystyki wartości skutecznej prądu RKA i mocy biernych  $Q_{IL}$ ,  $Q_B$  i  $Q_I$  w funkcji pojemności kompensatora pasywnego  $C_{TSC}$  [52]



**Rys. 3.35.** Symulacja. Wyniki dla odkształconego napięcia zasilającego  $e_{PCC}$  i nieliniowego odbioru: a) przebiegi  $e_{PCC}$  i prądów wokół punktu przyłączenia RKA, b) charakterystyki wartości skutecznej prądu RKA i mocy biernych  $Q_{IL}$ ,  $Q_B$  i  $Q_I$  w funkcji pojemności kompensatora pasywnego  $C_{TSC}$  [52]

Na rysunkach pokazano charakterystyki wartości skutecznej prądu RKA  $I_{K,eff}$  oraz mocy biernych  $Q_1$ ,  $Q_B$  i  $Q_{IL}$  w funkcji pojemności kompensatora TSC. Charakterystyki uzupełniono przebiegami fazowymi napięcia zasilającego w PCC oraz prądów wokół punktu przyłączenia, uzyskanymi dla szczególnych punktów pracy układu, odpowiadających pełnej kompensacji realizowanej przez TSC na podstawie wybranych definicji mocy biernej. Wyniki badań zestawiono w tabeli 3.1.

**Tabela 3.1**

Zestawienie wyników badań kompensatora pasywno-aktywnego dla TSC sterowanego według definicji mocy biernej:  $Q_{IL}$ ,  $Q_1$  oraz  $Q_B$  [52]

Wielkość	$Q_{IL}=0$	$Q_1=0$	$Q_B=0$
<b>Sinusoidalne zasilanie, nieliniowy odbiór (rys. 3.33)</b>			
$C_{TSC}$	267 $\mu F$ (100%)	267 $\mu F$ (100%)	270 $\mu F$ (101%)
$I_K$	6,49 A (100%)	6,49 A (100%)	6,50 A (100%)
<b>Niesinusoidalne zasilanie, liniowy odbiór (rys. 3.34)</b>			
$C_{TSC}$	158 $\mu F$ (100%)	248 $\mu F$ (157%)	283 $\mu F$ (179%)
$I_K$	11,4 A (100%)	14,0 A (123%)	16,1 A (141%)
<b>Niesinusoidalne zasilanie, nieliniowy odbiór (rys. 3.34)</b>			
$C_{TSC}$	173 $\mu F$ (100%)	248 $\mu F$ (143%)	280 $\mu F$ (162%)
$I_K$	10,9 A (100%)	12,9 A (118%)	14,7 A (135%)

Wyniki te prowadzą do następujących wniosków, dotyczących wyboru definicji mocy biernej, według której realizowane jest sterowanie TSC pracującym wspólnie z RKA w pasywno-aktywnym układzie kompensacji:

- minimalizacja prądu RKA dla dowolnego, periodycznego napięcia zasilającego możliwa jest jedynie przy współpracy z TSC sterowanym na podstawie definicji mocy biernej według Iliovici  $Q_{IL}$  (zależność 1.33);
- zastosowanie mocy  $Q_{IL}$  odpowiada najmniejszej wymaganej pojemności TSC;
- wymienione właściwości nie zależą od liniowości kompensowanego odbioru.

Zgodnie z powyższymi wnioskami sterowanie TSC pracującym wspólnie z RKA w pasywno-aktywnym układzie kompensacji należy realizować na podstawie mocy biernej  $Q_{IL}$  według definicji Iliovici. Zapewnia ono minimalizację całkowitego kosztu wdrożenia systemu kompensacji, zwłaszcza w przypadku pracy takiego systemu w warunkach znacznego odkształcenia napięcia zasilającego. Należy przy tym zauważyć, że wybór definicji mocy biernej zastosowanej w sterowaniu TSC współpracującym z RKA nie zależy od definicji mocy biernej wykorzystywanej do rozliczeń pomiędzy dostawcą i odbiorcą energii, ponieważ prąd zasilający kompensowany jest przez system zawsze do przebiegów sinusoidalnych, symetrycznych, będących w fazie ze składową zgodną podstawowej harmonicznej napięcia zasilającego.

## **4. WDROŻENIA OPRACOWANYCH KOMPENSATORÓW DUŻEJ MOCY**

Opisane w monografii, opracowane struktury i metody doboru parametrów obwodów głównych RKA, a także metody sterowania, zostały zaimplementowane i zastosowane we wdrożonych systemach równoległej kompensacji aktywnej średnich i dużych mocy. Systemy RKA dużej mocy wdrożono w ramach modernizacji układów zasilania napędu maszyn wyciągowych w kopalniach węgla kamiennego: Lubelski Węgiel Bogdanka S.A. (realizacja w latach 2007–2009) oraz „Ziemowit”, wchodzącej w skład Kompanii Węglowej S.A. (realizacja w latach 2010–2012).

W niniejszym rozdziale opisano wymienione, wdrożone systemy RKA dużej mocy i przedstawiono wybrane wyniki pomiarów, wykonanych na obiektach przemysłowych.

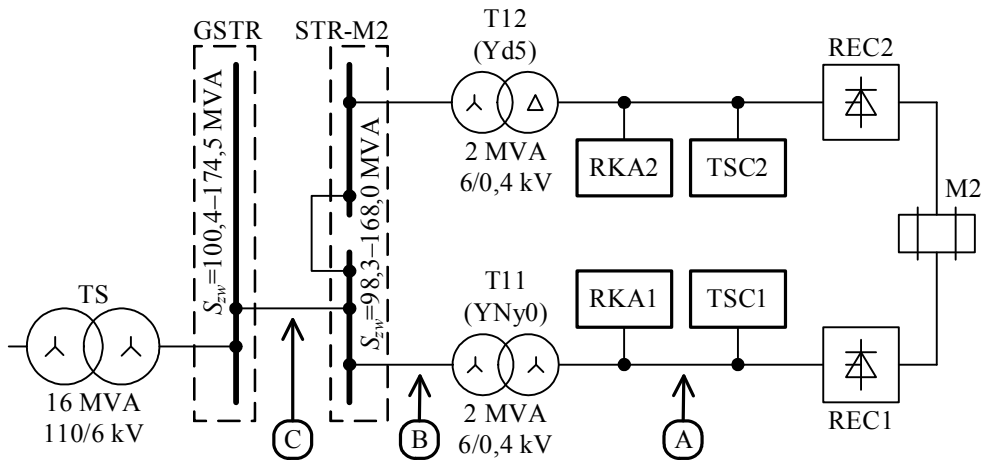
### **4.1. System równoległej kompensacji aktywnej o mocy 1,2 MVA – KWK „Bogdanka”**

System RKA został wdrożony w ramach modernizacji zasilania napędu maszyny wyciągowej szybu pomocniczego.

Strukturę układu zasilania po dokonanej modernizacji prezentuje rysunek 4.1. Podstawowe parametry RKA podano w tabeli 4.1. Wyciąg napędza maszyna prądu stałego (rys. 4.2a) o mocy znamionowej 2,4 MW, zasilana za pomocą dwóch prostowników tyrystorowych o łącznej mocy znamionowej 4 MVA. Prostowniki pracują na niskim napięciu (nn) i są zasilane poprzez dwa transformatory 6/0,4 kV o połączeniach, odpowiednio Yy i Yd, zapewniających eliminację po stronie średniego napięcia (SN) prądów harmonicznych o rzędach 5 i 7. Modernizacja obejmowała instalację trójprzewodowego, aktywno-pasywnego systemu kompensacji równoległej z RKA kompensującym odkształcenia prądu zasilającego i TSC kompensującym moc bierną.

System RKA obejmuje cztery moduły o mocy 300 kVA każdy (łącznie moc kompensatora 1,2 MVA), pracujące parami w dwóch torach zasilania maszyny. Każdą z par modułów mocy – zarówno RKA1 jak i RKA2 – tworzą dwa falowniki 300 kVA, przyłączone do sieci zasilającej poprzez niezależne obwody sprzęgające LCL (rys. 4.2b).





**Rys. 4.1.** Układ zasilania maszyny wyciągu szybowego w KWK „Bogdanka” z zainstalowanym systemem równoległej kompensacji aktywno-pasywnej, z RKA o łącznej mocy znamionowej 1,2 MVA. Literami A, B, i C oznaczono miejsca, w których wykonano pomiary systemu kompensacji

**Tabela 4.1**

Podstawowe parametry systemu RKA wdrożonego w KWK „Bogdanka”

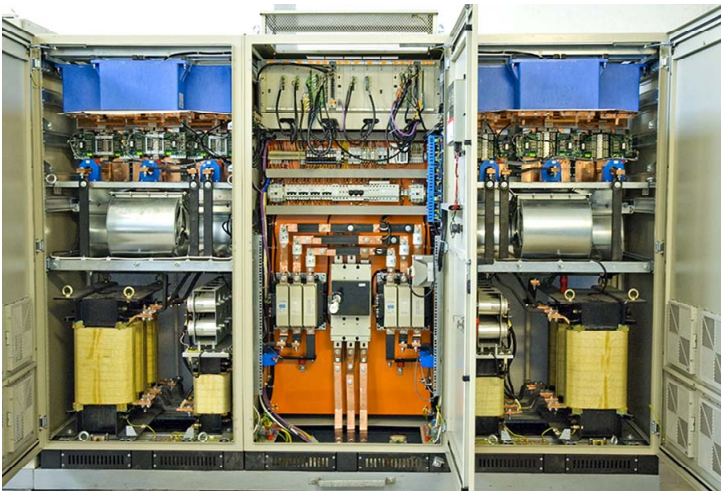
Parametr	Wartość/właściwość	Jednostka
Moc znamionowa systemu	1,2 (4 moduły x 0,3)	MVA
Znamionowe napięcie po stronie AC	3 x 400	V
Znamionowe napięcie po stronie DC	1100	V
Rodzaj zastosowanych falowników napięcia	dwupoziomowe	–
Zastosowane obwody sprzęgające	LCL, niezależne	–
Indukcyjność $L_1$ obwodu LCL	70	$\mu\text{H}$
Indukcyjność $L_2$ obwodu LCL	35	$\mu\text{H}$
Pojemność C obwodu LCL	200	$\mu\text{F}$
Pojemność $C_{\text{DC}}$ kondensatora w obwodzie DC falownika modułu mocy	5	mF
Częstotliwość impulsowania SVPWM	8	kHz
Częstotliwość próbkowania i realizacji sterowania	16	kHz
Chłodzenie	powietrzne, wymuszone	–

Każdy z modułów mocy RKA jest sterowany z wykorzystaniem metod i algorytmów, przedstawionych w rozdziale 3. Podstawowym wymaganiem wobec wdrożonego kompensatora aktywnego jest poprawa jakości napięcia zasilającego poprzez ograniczenie odkształceń prądu zasilającego prostowników maszyny wyciągowej. Zainstalowany system RKA pracuje, ze względu na miejsce instalacji, w warunkach występowania znacznych załamań komutacyjnych napięcia zasilającego powodowanych przez pracę prostowników. Konieczne więc było zastosowanie sterowania odpornego RKA na takie warunki zasilania.

a)



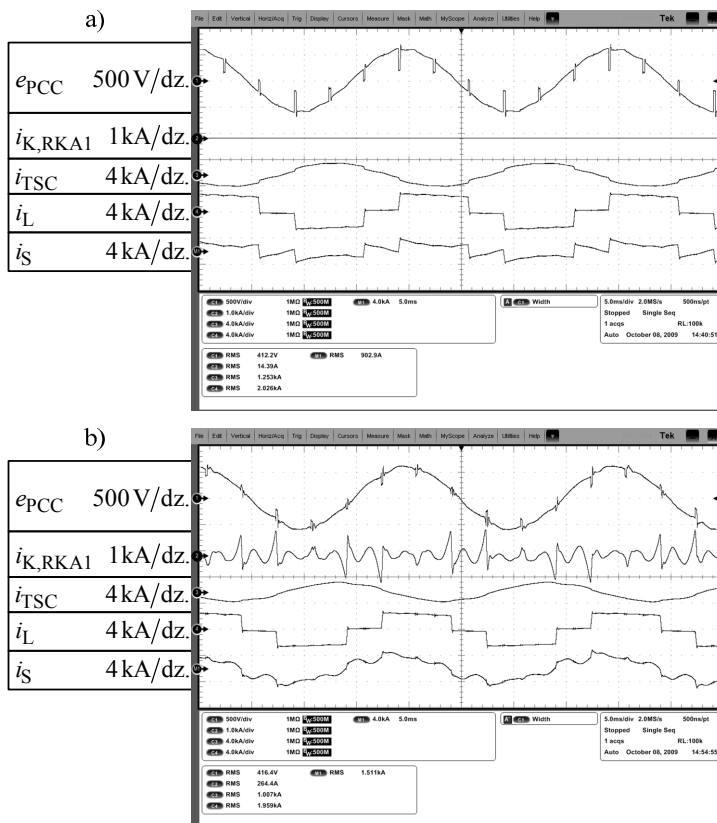
b)



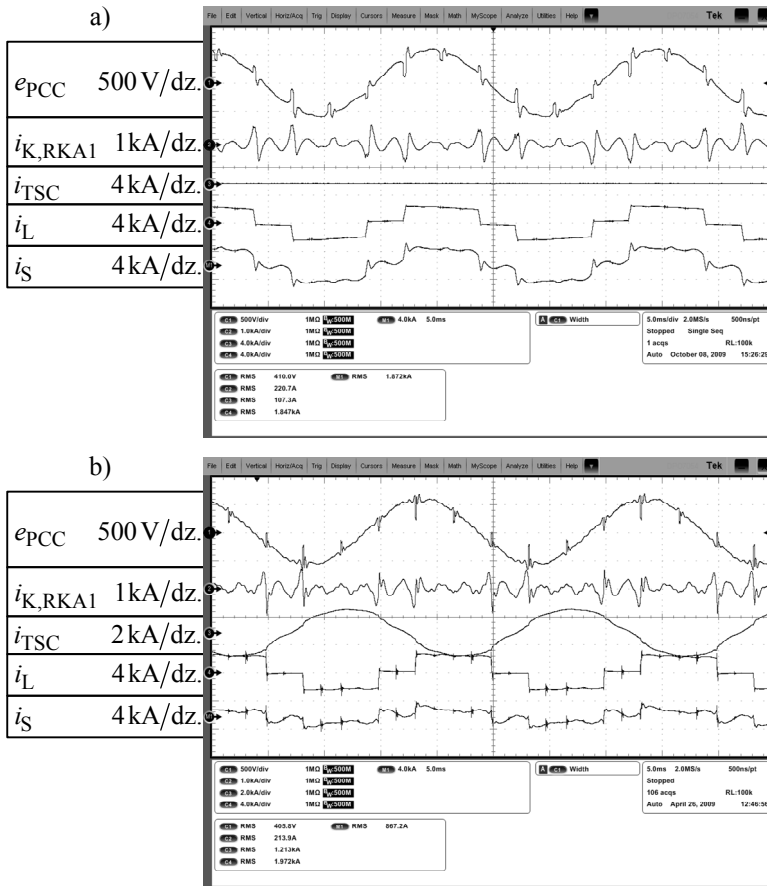
**Rys. 4.2.** Elementy układu: a) maszyna wyciągowa, b) jeden z podsystemów RKA o mocy znamionowej 600 kVA (na rys. 4.1 – RKA1 i RKA2), złożony z dwóch modułów 300 kVA z niezależnymi obwodami sprzęgającymi LCL

Pomiary parametrów pracy wdrożonego systemu kompensacji wykonano zarówno po stronie niskiego, jak i średniego napięcia, w punktach oznaczonych na rysunku 4.1 literami A, B i C.

Na rysunkach 4.3 i 4.4 pokazano przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC zmierzone w punkcie A, w układach: bez kompensacji (rys. 4.3a), z szerokopasmową kompensacją prądu z wyłączeniem harmoniczných 5. i 7. z predykcją prądu (rys. 4.3b), bez predykcji prądu (rys. 4.4a) oraz z kompensacją selektywną prądów harmoniczných o rzędach od 11. do 37. (rys. 4.4b). Z kompensacji prądu wyłączono harmoniczne 5. i 7. ze względu na konfigurację układu zasilania, zapewniającą znoszenie się tych składowych harmoniczných po stronie SN, co opisano wcześniej. Rozwiązanie takie pozwoliło na zastosowanie systemu RKA o znacznie zmniejszonej mocy znamionowej, przy jednoczesnym zachowaniu wymaganego poziomu poprawy jakości energii. Wyniki wskazują kompensację szerokopasmową (rys. 4.3b) jako najbardziej skuteczną metodę poprawy jakości prądu i, w konsekwencji, napięcia zasilającego, z łagodzeniem załamań komutacyjnych napięcia włącznic.

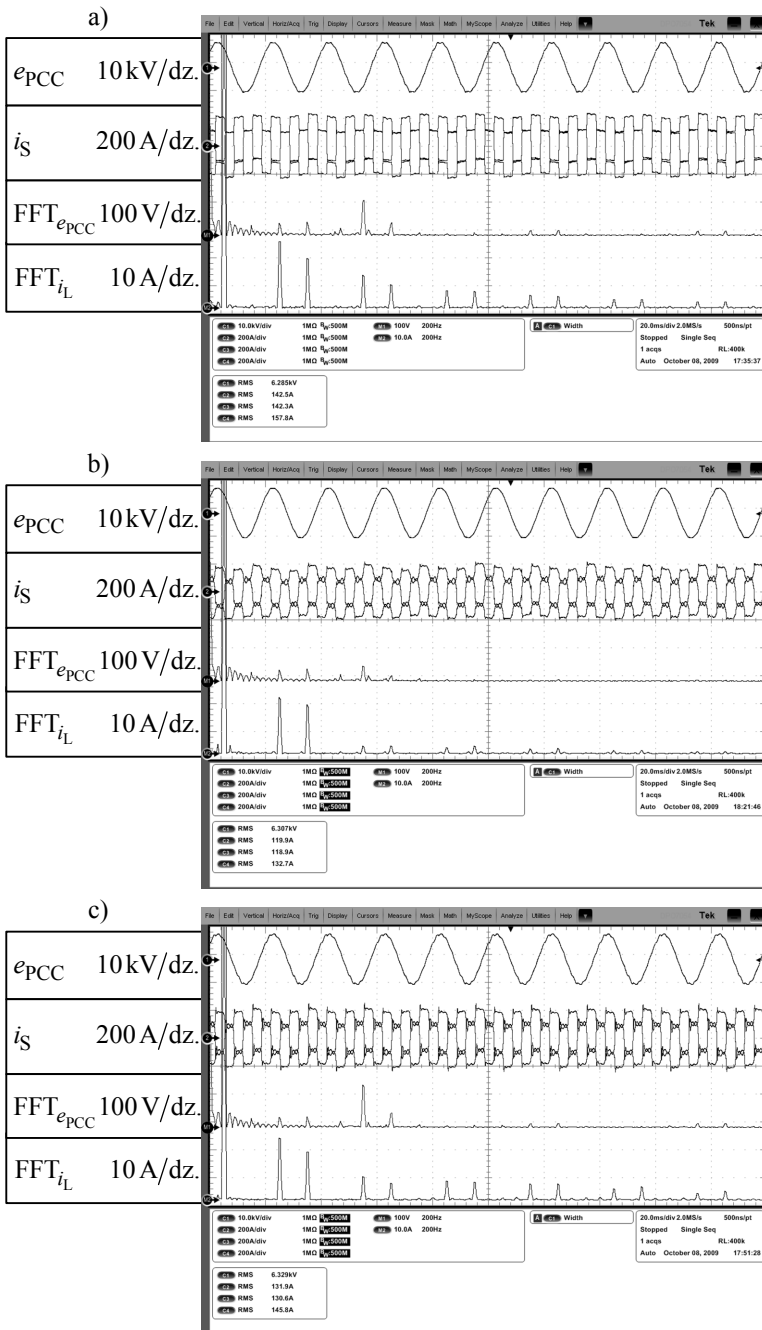


**Rys. 4.3.** Pomiar w punkcie A. Przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC: a) brak kompensacji RKA, b) kompensacja szerokopasmowa prądu z wyłączeniem harmoniczných 5. i 7., realizowana z predykcją prądu



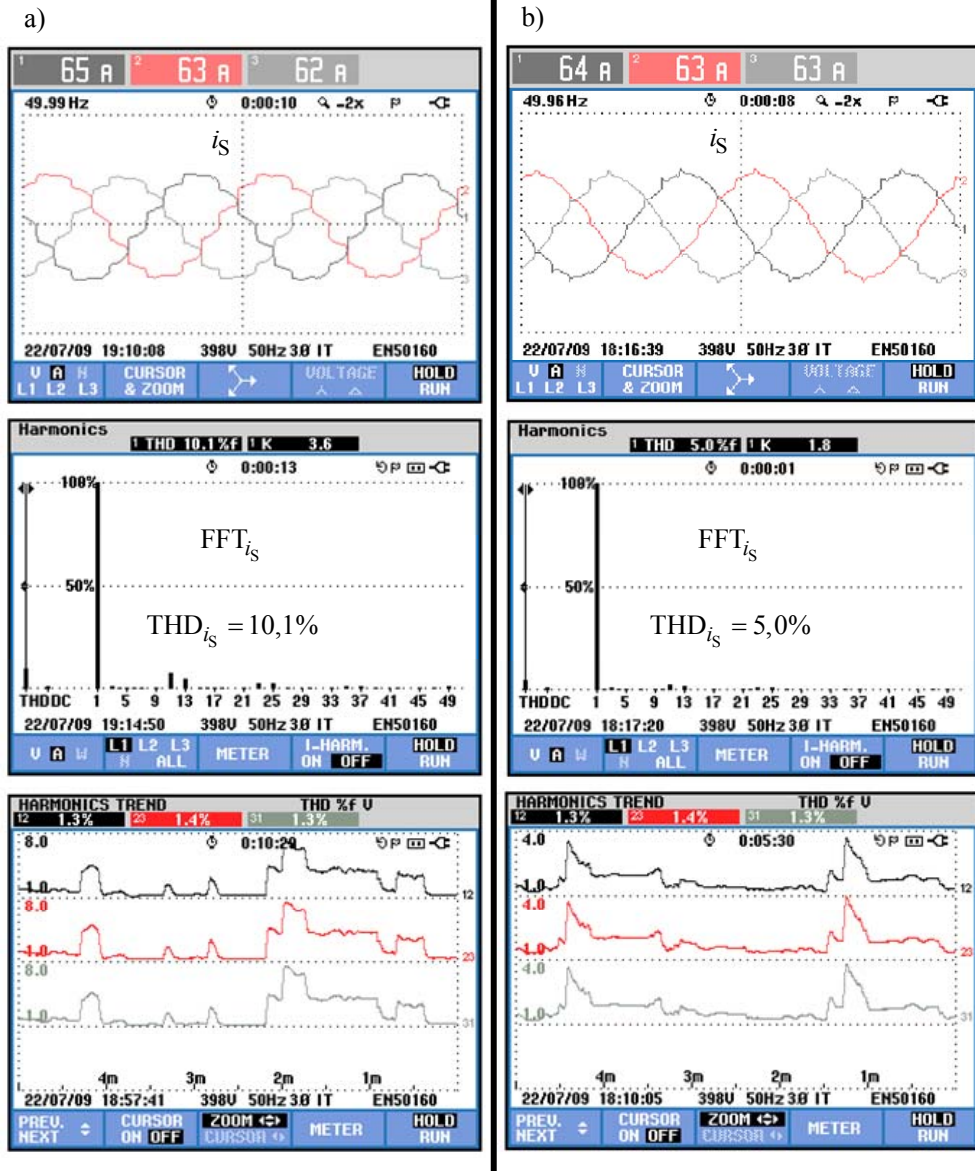
**Rys. 4.4.** Pomiar w punkcie A. Przebiegi napięcia zasilającego i prądów wokół PCC: a) kompensacja selektywna harmonicznego prądu od 11. do 37., b) kompensacja szerokopasmowa prądu z wyłączeniem harmonicznego 5. i 7., realizowana bez predykcji prądu

Rysunek 4.5 zawiera wyniki pomiaru przebiegów i harmonicznego napięcia i prądu zasilającego w punkcie B, dla układu bez kompensacji (rys. 4.5a), z szerokopasmową kompensacją prądu zasilającego z zastosowaniem predykcji prądu (rys. 4.5b) oraz bez predykcji (rys. 4.5c). Wyniki pokazane na rysunkach od 4.3 do 4.5 obrazują różnicę w skuteczności kompensacji przy zastosowaniu sterowania RKA z predykcją prądu w porównaniu do układu bez predykcji. Pokazane na rysunku 4.5 widma napięcia i prądu zasilającego wskazują na brak poprawy jakości energii po stronie SN w wyniku pracy RKA bez zastosowania predykcji prądu.



**Rys. 4.5.** Pomiar w punkcie B. Przebiegi i harmoniczne napięcia zasilającego i prądu zasilającego: a) brak kompensacji RKA, b) kompensacja szerokopasmowa prądu z wyłączeniem harmonicznych 5. i 7., realizowana z predykcją prądu, c) bez predykcji prądu

Rysunek 4.6 przedstawia wyniki pomiarów przeprowadzonych po stronie SN w punkcie C. Na rysunku pokazano przebiegi i harmoniczne prądu zasilającego, a także trend współczynnika THD<sub>u</sub> napięcia zasilającego w układzie bez RKA (rys. 4.6a) i z RKA (rys. 4.6b).

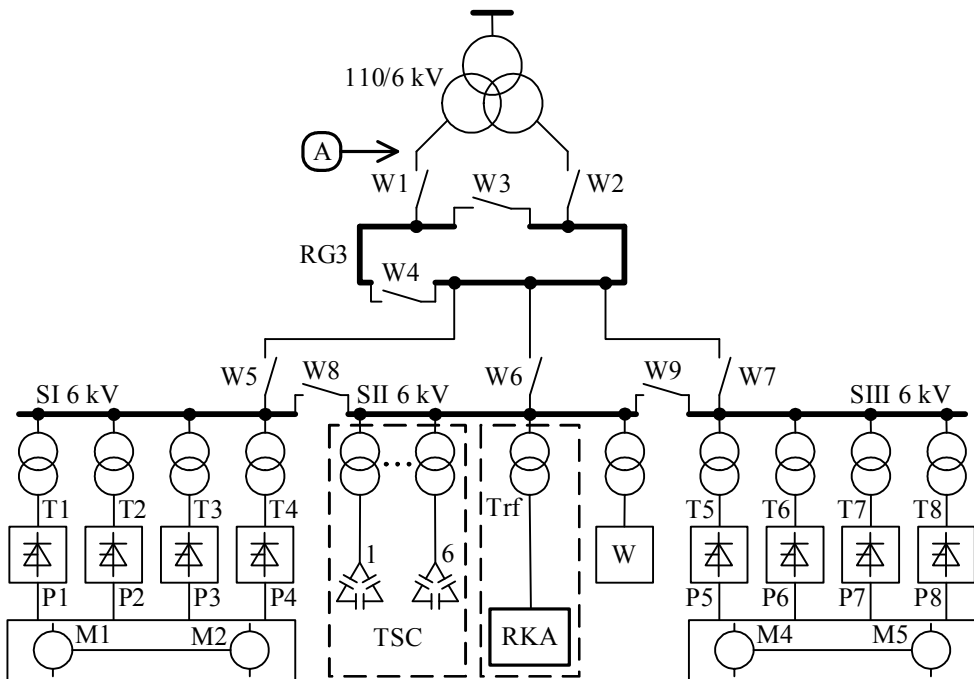


**Rys. 4.6.** Pomiar w punkcie C. Przebiegi prądu zasilającego, harmoniczne prądu zasilającego oraz trend współczynnika THD napięcia zasilającego w układzie: a) bez kompensacji, b) z kompensacją realizowaną przez RKA i TSC

## 4.2. System równoległej kompensacji aktywnej o mocy 2 MVA – KWK „Ziemowit”

System RKA w KWK „Ziemowit” wdrożono w ramach modernizacji układu zasilania napędu maszyn wyciągowych szybu wydobywczego. Łączna moc znamionowa maszyn równa jest 14 MW.

Strukturę układu zasilania maszyn wyciągowych, uwzględniającą dokonaną modernizację, pokazano na rysunku 4.7. Kompensowane odbiory tworzy łącznie osiem prostowników tyrystorowych, pracujących w dwóch grupach zasilających dwa wyciągi.



**Rys. 4.7.** Układ zasilania maszyny wyciągu szybowego w KWK „Ziemowit” z zainstalowanym systemem równoległej kompensacji aktywno-pasywnej, z RKA o mocy znamionowej 2 MVA. Literą A oznaczono miejsce, w którym wykonano pomiary systemu kompensacji

Na rysunku 4.8a pokazano maszynę jednego z wyciągów. Układ kompensacji tworzy RKA o mocy znamionowej 2 MVA oraz TSC o łącznej mocy znamionowej 5,4 MVar (6 przełączanych sekcji 900 kVA). Kompensator aktywny (rys. 4.8b) tworzą dwa moduły mocy oparte na trójpoziomowych falownikach NPC, każdy o mocy 1 MVA, współpracujące ze zintegrowanym obwodem LCL. RKA pracuje w sieci średniego napięcia i jest przyłączony poprzez transformator dopasowujący, którego indukcyjność rozproszenia stanowi zastępczą indukcyjność  $L_2$  obwodu LCL (por. rys. 2.12b, podrozdział 2.3).

a)



b)



**Rys. 4.8.** Elementy układu: a) jedna z dwóch maszyn wyciągowych szybu wydobywczego, b) RKA o mocy znamionowej 2 MVA, złożony z dwóch modułów 1 MVA, przyłączonych do sieci poprzez zintegrowany obwód sprzęgający LCL



Zastosowano niezależne sterowanie obydwoma modułami mocy RKA (podrozdział 3.6).

Parametry systemu RKA podano w tabeli 4.2.

**Tabela 4.2**

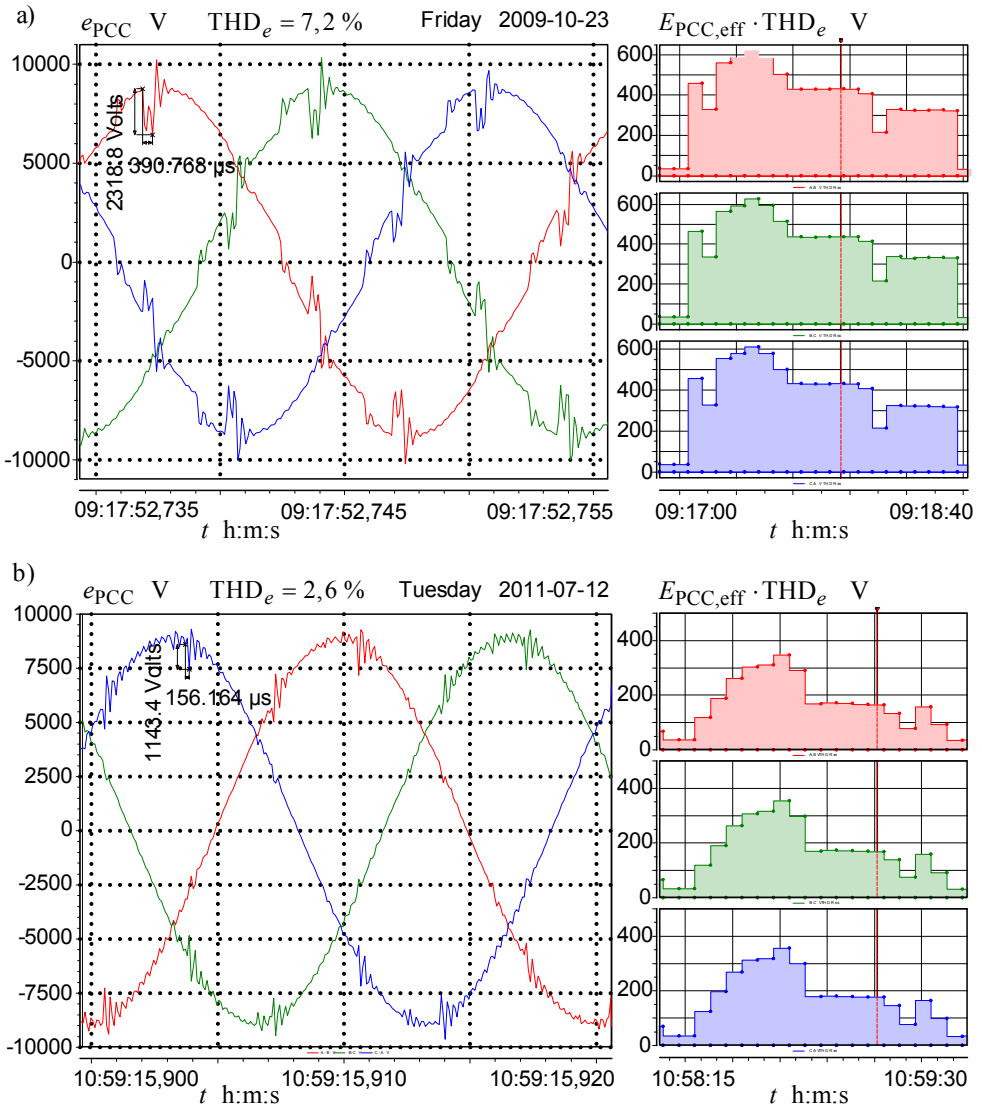
Podstawowe parametry systemu RKA wdrożonego w KWK „Ziemowit”

Parametr	Wartość/właściwość	Jednostka
Moc znamionowa systemu	2 (2 moduły x 1)	MVA
Znamionowe napięcie po stronie AC	3 x 6300	V
Znamionowe napięcie po stronie DC	1800	V
Rodzaj zastosowanych falowników napięcia	trójpoziomowe, NPC	–
Zastosowany obwód sprzęgający	zintegrowany LCL, z transformatorem	–
Przekładnia transformatora Tfr obwodu LCL	6300/1100	V/V
Indukcyjności $L_{11}$ i $L_{12}$ obwodu LCL	40	$\mu\text{H}$
Indukcyjność rozproszenia transformatora Tfr obwodu LCL ( $L_2$ obwodu LCL)	52	$\mu\text{H}$
Pojemność C obwodu LCL	340	$\mu\text{F}$
Pojemność $C_{\text{DC}}$ kondensatora w obwodzie DC systemu	40	mF
Średnia częstotliwość przełączania tranzystorów	4	kHz
Częstotliwość impulsowania SVPWM	8	kHz
Częstotliwość próbkowania i realizacji sterowania	16	kHz
Chłodzenie	wodne	–

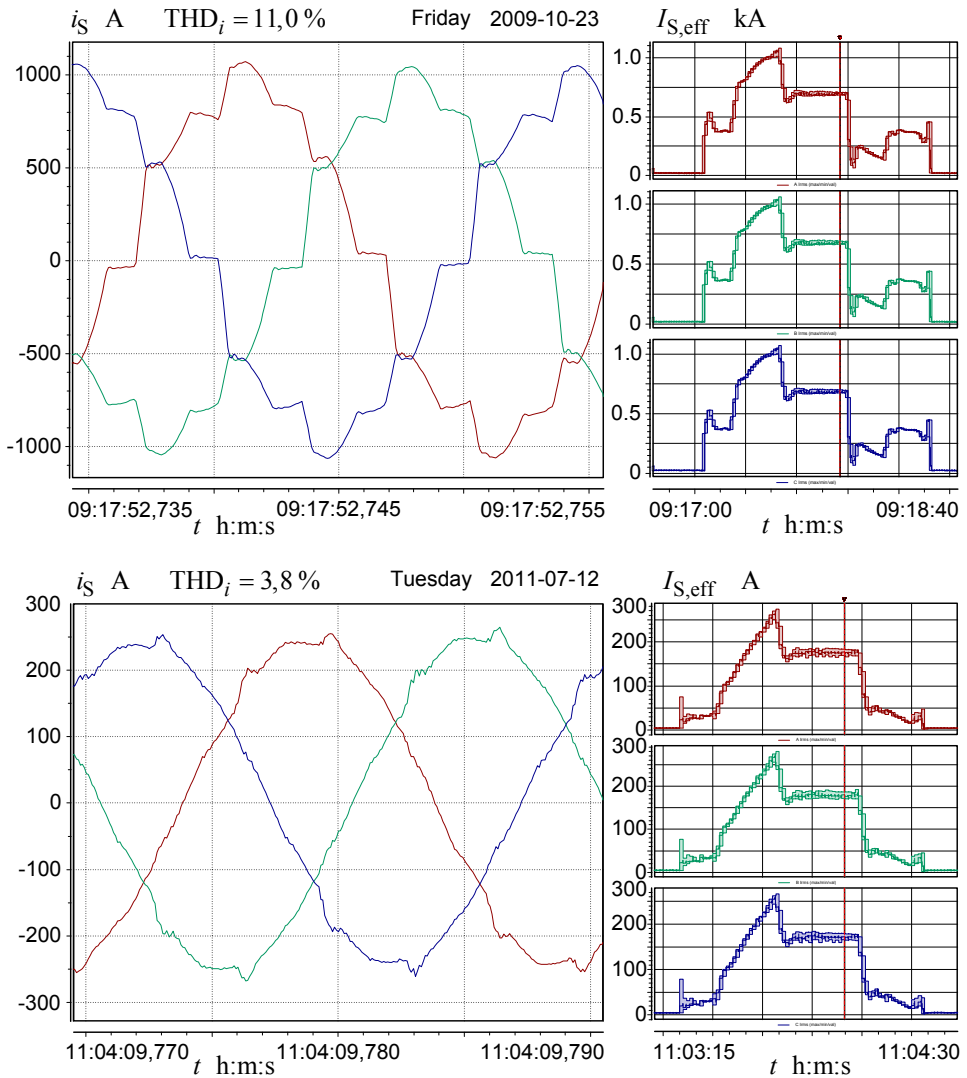
Zadaniem RKA jest kompensacja odkształceń sumarycznego prądu zasilającego wszystkich prostowników oraz dokładna kompensacja mocy biernej. Kompensacja odkształceń prądu realizowana jest w RKA w sposób nadrzędny (z wyższym priorytetem) względem kompensacji mocy biernej. Wymaganymi efektami pracy całego systemu są poprawa jakości napięcia zasilającego i poprawa współczynnika mocy składowej zgodnej (zależność 1.43).

Na rysunku 4.9 pokazano przebieg napięcia zasilającego i trend napięcia odkształcenia, pomierzone w punkcie A (oznaczonym na rys. 4.7) w układzie zasilania bez kompensacji i z kompensacją, natomiast na rysunku 4.10 – przebieg i trend prądu zasilającego w układzie bez kompensacji i z kompensacją.

W tabeli 4.3 zestawiono wskaźniki jakości energii elektrycznej układu zasilania maszyny wyciągowej przed modernizacją i po modernizacji. Wdrożony system RKA-TSC zapewnia skuteczną kompensację mocy biernej oraz znaczną poprawę wszystkich uwzględnionych wskaźników jakości napięcia, w tym wskaźników związanych z zaburzeniami nieokresowymi.



**Rys. 4.9.** Przebiegi i trendy odkształcenia napięcia zasilającego w punkcie przyłączenia w układzie: a) bez kompensacji, b) z kompensacją realizowaną przez RKA



**Rys. 4.10.** Przebiegi i trendy wartości skutecznej prądu zasilającego w układzie:  
 a) bez kompensacji, b) z kompensacją realizowaną przez RKA

**Tabela 4.3**

Podstawowe parametry systemu zasilania maszyny wyciągowej przed i po modernizacji

<b>Parametr</b>	<b>Przed modernizacją</b>	<b>Po modernizacji</b>
Moc czynna	Min -2696 kW; Max 14 600 kW Średnia 4270 kW	Min -3609 kW; Max 16 519 kW Średnia 2639 kW
Moc bierna	Min -3609 kVar; Max 13 406 kVar Średnia 5700 kVar	Min -121 kVar; Max 9449 kVar Średnia 849 kVar
THD <sub>e</sub>	Max 14,3%; Średni 7,6%	Max ≤ 6%; Średni 2,5%
Tg( $\varphi$ )	Średni 1,33	Max 0,4; Średni 0,321
Zapady napięcia	11,9%	7,5%
Wahania napięcia	14,3%	7,5%
Załamania komutacyjne	42%	23%

## PODSUMOWANIE

Monografia stanowi przekrojowe ujęcie problematyki związanej z równoległą kompensacją aktywną (RKA) prądu zasilającego, ze szczególnym uwzględnieniem kompensacji realizowanej z zastosowaniem systemów dużej mocy. Zakres tematyczny pracy obejmuje:

1. Szczegółową, popartą rozważaniami teoretycznymi, charakterystykę obszaru i specyfikę zastosowań RKA.
2. Analizę struktur obwodów głównych RKA, a także propozycję oryginalnych struktur dla systemów dużej mocy, zwłaszcza struktury zintegrowanego obwodu sprzęgającego LCL. Uwzględniono rozwiązania przeznaczone zarówno dla trójprzewodowych, jak i dla czteroprzewodowych sieci zasilających.
3. Opis i analizę całościowej, w dużej części oryginalnej, metodyki doboru parametrów obwodów głównych RKA.
4. Przekrojową dyskusję i analizę metod i algorytmów sterowania RKA, ze szczególnym uwzględnieniem autorskich algorytmów predykcyjnych:
  - regulatora prądu dla RKA z obwodem sprzęgającym LCL;
  - wyznaczania prądu kompensującego.
5. Szczegółową analizę stabilności i odporności układu sterowania RKA.
6. Analizę sposobów sterowania systemem RKA dużej mocy z modułami pracującymi równolegle, z uwzględnieniem systemu ze zintegrowanym obwodem LCL.
7. Wybrane wyniki badań symulacyjnych i pomiarów laboratoryjnych RKA sterowanych według autorskich metod.
8. Opis aplikacji i wybrane wyniki badań wdrożonych systemów RKA dużej mocy (1,2 MVA i 2 MVA), w których wykorzystano opracowane przez autora struktury i metody projektowania obwodów głównych oraz predykcyjny układ sterowania.

Zawarte w monografii rozważania, będące rezultatem i podsumowaniem przede wszystkim wieloletniej pracy badawczej autora, ale również konfrontacji wyników tej pracy z doświadczeniami uzyskanymi w trakcie procesu wdrażania systemów RKA, w tym systemów dużej mocy, pozwalają na sformułowanie szeregu wymienionych poniżej wniosków. Mogą one stanowić podstawę do dalszych prac badawczych w zakresie tematyki związanej z równoległą kompensacją aktywną.

1. Specyfika pracy RKA wymusza konieczność stosowania obwodu sprzęgającego LCL. Obwód taki zapewnia odpowiednio dużą wartość stosunku wzmocnienia w paśmie przepustowym, związanym z prądem kompensującym do wzmocnienia w paśmie zaporowym, odpowiadającym częstotliwości impulsowania falownika (lub falowników) RKA i jej wielokrotności. W rezultacie obwód LCL zapewnia wystarczające tłumienie tętnień prądu RKA, związanych z impulsową pracą falownika, przy jednoczesnym zachowaniu wymaganej dynamiki tego prądu.

2. Konstruowanie systemów RKA dużej mocy wymaga zastosowania kilku falowników pracujących równoległe i/lub falowników wielopoziomowych.
3. RKA przeznaczone dla czteroprzewodowych sieci zasilających należy konstruować na podstawie falownika (falowników) czterogałęziowych. Rozwiązanie takie zapewnia wysoką dynamikę kształtowania prądu kompensującego w przewodzie neutralnym. Odpowiednio zaprojektowany obwód LCL przeznaczony dla czteroprzewodowego RKA posiada takie same charakterystyki dla wielkości fazowych oraz wielkości związanych z przewodem neutralnym.
4. W systemie RKA dużej mocy, w tym RKA czteroprzewodowym, możliwe jest zastosowanie zintegrowanego obwodu sprzęgającego LCL. Rozwiązanie takie znacznie upraszcza konstrukcję obwodów głównych RKA. Ponadto integracja obwodu LCL umożliwia zastosowanie pojedynczego transformatora, służącego dopasowaniu poziomu napięcia falowników RKA do poziomu napięcia zasilającego. Transformator taki pełni rolę elementu obwodu LCL i ma zastosowanie przede wszystkim w RKA pracujących w sieciach średniego napięcia.
5. Właściwości kompensacyjne RKA są w dużym stopniu zależne od parametrów obwodów głównych kompensatora. W szczególności istotny jest dobór parametrów obwodowych RKA ze względu na wymaganą dynamikę kształtowania prądu kompensującego, zależną od realizowanego zadania kompensacyjnego.
6. Funkcjonalność RKA i stopień wykorzystania możliwości kompensacyjnych, wynikających ze struktury i parametrów obwodów głównych kompensatora, warunkowane są zastosowanym sterowaniem.
7. Elementami układu sterowania, które mają największy wpływ na skuteczność realizowanej kompensacji, są: regulator prądu kompensującego oraz algorytm wyznaczania tego prądu.
8. Najważniejsze wymagania wobec regulatora prądu RKA dotyczą:
  - wysokiej dynamiki;
  - blokowania rezonansu obwodu LCL;
  - uwzględnienia predykcji kompensującej opóźnienia pomiędzy sprzężeniami i sterowaniem, a także predykcji wynikającej z rzędu obwodu sprzęgającego. Predykcyjna regulacja prądu wymaga zastosowania predykcji: napięcia zasilającego oraz zadanego prądu kompensującego.
9. Algorytm wyznaczania prądu kompensującego warunkuje funkcjonalność RKA. Istotnym wymaganiem wobec tego algorytmu jest możliwość pracy z predykcją, co umotywowano w poprzednim punkcie. Predykcja prądu kompensującego wpływa w znacznym stopniu na poprawę skuteczności kompensacji prądu o charakterze periodycznym.
10. Odpowiednio sterowany RKA wykazuje dużą odporność na:
  - niską jakość napięcia zasilającego, związaną zarówno z zaburzeniami okresowymi (w tym załamaniem napięcia), jak i nieokresowymi;
  - zmiany względnej mocy zwarciowej w punkcie przyłączenia;
  - niedokładną identyfikację parametrów obwodu sprzęgającego.

Pierwsze dwie wymienione właściwości są szczególnie istotne w systemach RKA dużej mocy.

11. Sterowanie w systemie RKA z modułami mocy pracującymi równolegle realizowane może być:
  - w sposób niezależny w każdym module w przypadku zastosowania niezależnych obwodów sprzęgających LCL;
  - w sposób niezależny lub współdzielony pomiędzy modułami w przypadku zastosowania zintegrowanego obwodu sprzęgającego LCL.
12. Wymagana w danym zastosowaniu moc znamionowa RKA współpracującego z pasywnym kompensatorem mocy biernej (TSC), a także wymagana pojemność kondensatorów układu TSC zależą, przy założeniu pracy w sieci o odkształconym napięciu, od definicji mocy biernej zastosowanej do sterowania TSC. Minimalizację wymaganej mocy RKA, a także najmniejszą wymaganą pojemność kondensatorów pasywnego kompensatora zapewnia sterowanie TSC, wykorzystujące definicję mocy biernej, wprowadzoną przez Iliovici [61]. Sterowanie takie pozwala na zmniejszenie kosztów wdrożenia systemu RKA-TSC.

Autor pragnie w tym miejscu wyrazić nadzieję, że obszar tematyczny i treści zawarte w niniejszej monografii wzbogacają w pewnym stopniu wiedzę na temat istotnych i aktualnych zagadnień, związanych z poprawą jakości energii elektrycznej, z zastosowaniem równoległych kompensatorów aktywnych.





## PARAMETRY MODELU SYMULACYJNEGO

Badania symulacje przeprowadzono z wykorzystaniem programu Powersim PSIM 8. Podstawowe parametry modelu symulacyjnego podano w tabeli A.1.

Tabela A.1

Podstawowe parametry modelu symulacyjnego

Parametr	Wartość/ właściwość	Jednostka
<b>RKA</b>		
Moc znamionowa systemu / pojedynczego modułu mocy	300	kVA
Napięcie zasilające	3 x 400; 50	V; Hz
Napięcie w obwodzie DC falownika RKA	1100	V
Rodzaj zastosowanych falowników napięcia	dwupoziomowe	–
Liczba gałęzi falownika RKA (liczba przewodów fazowych RKA)	4	–
Indukcyjności $L_1$ i $L_{1N}$ obwodu LCL dla RKA z 1 modułem mocy	70; 46,7	$\mu\text{H}$ ; $\mu\text{H}$
Indukcyjności $L_{11}$ i $L_{12}$ obwodu LCL dla RKA z 2 modułami mocy	35	$\mu\text{H}$
Indukcyjności $L_2$ i $L_{2N}$ obwodu LCL	35; 23,3	$\mu\text{H}$ ; $\mu\text{H}$
Pojemności C i $C_N$ obwodu LCL	200; 300	$\mu\text{F}$ ; $\mu\text{F}$
Pojemność kondensatora $C_{DC}$ w obwodzie DC falownika RKA	5	mF
Częstotliwość impulsowania SVPWM	8	kHz
Częstotliwość próbkowania i realizacji sterowania	16	kHz
<b>Kompensowany odbiór</b>		
Moc pozorna; wartość skuteczna prądu w przewodzie neutralnym	320; 490	kVA; A
Współczynnik THD prądu w fazach A, B, C	54, 39, 39	%
Obciążenie RL prostownika w fazie A	5; 1	mH; $\Omega$
Obciążenie RL prostownika w fazie B	5; 0,5	mH; $\Omega$
Obciążenie RL prostownika w fazie C	5; 0,3	mH; $\Omega$
Indukcyjność dławików obciążających zasilanie mocą bierną	5	mH
Indukcyjność dławików sieciowych	5	$\mu\text{H}$

Przyjęto ogólną strukturę układu zgodną z rysunkiem 2.1 zamieszczonym w podrozdziale 2.1. W badaniach zastosowano następujące kompensatory RKA: cztero-przewodowy z pojedynczym modułem mocy oraz trójprzewodowy z dwoma modułami mocy współpracującymi ze zintegrowanym obwodem LCL (dotyczy wyników pokazanych w podrozdziale 3.6).

Parametry modułów mocy zastosowane w badaniach symulacyjnych są zgodne z parametrami modułów systemu RKA, opisanego w podrozdziale 4.1.

Jeżeli nie zaznaczono inaczej, przedstawione w monografii wyniki badań symulacyjnych dotyczą kompensacji prądu zasilającego odbiór nieliniowy, składający się z trzech jednofazowych, mostkowych prostowników diodowych z obciążeniem RL o różnych wartościach rezystancji w poszczególnych fazach. Dodatkowo zastosowano trójfazowe, symetryczne obciążenie indukcyjne. W ten sposób uzyskano odbiór, którego prąd zasilający zawiera wszystkie składowe periodyczne, podlegające kompensacji przez cztero-przewodowy RKA.

W badaniach wykorzystano układ sterowania RKA, opisany w rozdziale 3.

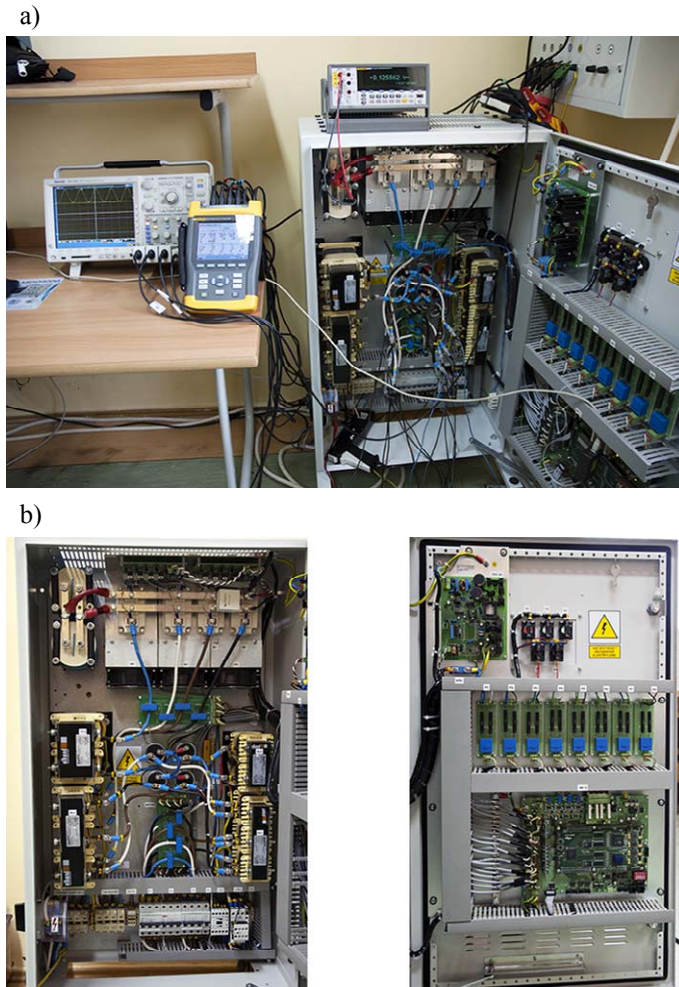
## PARAMETRY MODELU LABORATORYJNEGO

Przedstawione w pracy wyniki badań laboratoryjnych przeprowadzono na stanowisku z czteroprzewodowym RKA. Podstawowe parametry modelu laboratoryjnego podano w tabeli B.1. Stanowisko laboratoryjne pokazano na rysunku B.1.

Tabela B.1

Podstawowe parametry modelu laboratoryjnego

Parametr	Wartość/ właściwość	Jednostka
<b>RKA</b>		
Moc znamionowa systemu / pojedynczego modułu mocy	10	kVA
Napięcie zasilające	3 x 400; 50	V; Hz
Napięcie w obwodzie DC falownika RKA	750	V
Rodzaj zastosowanego falownika napięcia	dwupoziomowy	–
Liczba gałęzi falownika RKA (liczba przewodów fazowych RKA)	4	–
Indukcyjności $L_1$ i $L_{1N}$ obwodu LCL	2,0; 2,0	mH; mH
Indukcyjności $L_2$ i $L_{2N}$ obwodu LCL	1,4; 1,0	mH; mH
Pojemności $C$ i $C_N$ obwodu LCL	10; 10	$\mu$ F; $\mu$ F
Pojemność kondensatora $C_{DC}$ w obwodzie DC falownika RKA	5	mF
Częstotliwość impulsowania SVPWM	8	kHz
Częstotliwość próbkowania i realizacji sterowania	16	kHz
<b>Kompensowany odbiór</b>		
Moc pozorna	10,3	kVA
Współczynnik szczytu prądów fazowych	1,8	-
Współczynnik THD prądów fazowych	44	%
Wartość skuteczna prądu w przewodzie neutralnym	17,5	A



**Rys. B.1.** Model laboratoryjny: a) stanowisko badawcze, b) czteroprzewodowy RKA o mocy znamionowej 10 kVA

Badania laboratoryjne przeprowadzono przy zasilaniu RKA oraz kompensowanego odbioru bezpośrednio z sieci. Zastosowano odbiór nieliniowy w postaci trójfazowej czteroprzewodowej obciążnicy programowalnej AC o łącznej mocy znamionowej 15 KVA, opartej na sześciu modułach firmy California Instruments serii 3091LD.

W badaniach wykorzystano układ sterowania RKA, opisany w rozdziale 3. Algorytm sterowania został zaimplementowany w sterowniku z dwoma procesorami sygnałowymi rodziny TMS 320C6000.

## LITERATURA

1. Abeyasekera T., Johnson C.M., Atkinson D.J., Armstrong M., *Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters*, IEEE Transactions Power Electronics, vol. 20, no. 6, November 2005, s. 1393–1401.
2. Adrikowski T., Buła D., Dębowski K., Maciążek M., Pasko M., *Analiza wybranych właściwości energetycznych filtrów aktywnych*, Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2011.
3. Adrikowski T., Buła D., Pasko M., *Redukcja wpływu czasów martwych na właściwości energetycznego filtru aktywnego*, Przegląd Elektrotechniczny, 2012, nr 12b, s. 275–278.
4. Adrikowski T., Buła D., Pasko M., *Simulation of Active Power Filter with prediction control in MATLAB and OrCAD environments with using SLPS interface*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, R.87, nr 5, s. 1–5.
5. Ahmed T., Nishida K., Nakaoka M., *Deadbeat Current Control of LCL-Filter for Grid Connected Three-Phase Voltage Source Inverter*, IEEE Power Electronics and Drive Systems Conference (PEDS), Singapore, December 2011, s. 459–467.
6. Akagi H., *New trends in active filters for power conditioning*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 6, 1996.
7. Akagi H., Kanazawa H., Nabae A., *Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits*, Proc. IPEC 1983, Tokyo 1983.
8. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M., *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey 2007.
9. Allmeling J., *A control structure for fast harmonics compensation in active filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, March 2004.
10. Aredes M., *Active Power Line Conditioners*, rozprawa doktorska, Technische Universität Berlin, Berlin 1996.
11. Aredes M., Akagi H., Watanabe E.H., Vergara Salgado E., Encarnacao L.F., *Comparisons Between the p-q and p-q-r Theories in Three-Phase Four-Wire Systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 4, April 2009.
12. Aredes M., Hafner J., Heumann K., *Three-phase four-wire shunt active filter control strategies*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 12, no. 2, March 1997.
13. Białkowski B., Strzelecki R., Wojciechowski D., *Energetyczny filtr aktywny nowej generacji firmy C&T Elmech*, Elektro Info, 2006.
14. Barlik R., Nowak M., *Jakość energii elektrycznej – stan obecny i perspektywy*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 81, nr 7–8, 2005.
15. Baszyński M., Penczek A., Piróg S., Szarek M., Mondzik A., *Metody synchronizacji przekształtników energoelektronicznych z siecią zasilającą*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 86, 2010, nr 2, s. 335–341.
16. Benjamin C. Kuo, *Digital Control Systems*, Holt, Rinehart and Winston Inc., New York, Chicago 1980.
17. Benysek G., Strzelecki R., Wojciechowski D., *Układy dynamicznego odtwarzania napięcia. zastosowanie i właściwości*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 2, s. 36–40.
18. Biying R., Xiangdong S., Shaoliang A., Xiangui C., Qi Z., *Analysis and design of an LCL filter for the three-level grid-connected inverter*, 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol. 3, Harbin 2012.

19. Blaabjerg F., Wu W., Tang T., *A New Design Method for the Passive Damped LCL- and LLCL-Filter Based Single-Phase Grid-tied Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012.
20. Blasko V., Kaura V., *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 2, March/April 1997, s. 542–550.
21. Bode G.H., Poh C.L., Newman M.J., Holmes D.G., *An improved robust predictive current regulation algorithm*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 6, 2005, s. 1720–1733.
22. Brzózka J., *Regulatory cyfrowe w automatyce*, Wydawnictwo MIKOM, Warszawa 2002.
23. Budeanu C.I., *Puissances reactives at fictives*, Institut Romain de l’Energie, pub. no. 2, Bucharest 1927.
24. Buła D., Pasko M., *Właściwości dynamiczne energetycznego filtru hybrydowego z filtrem pasywnym dla jednej harmonicznej*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, nr 1, s. 91–95.
25. Buso S., Mattavelli P., *Digital control in power electronics*, Morgan & Claypool Publishers, San Rafael (USA) 2006.
26. Carastro F., Sumner M., Zanchetta P., *An Enhanced Shunt Active Filter with Energy Storage for Microgrids*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS '08, 2008.
27. Casaravilla G., Salvia A., Briozzo C., Watanabe E., *Control strategies of selective harmonic current shunt active filter*, IEEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, vol. 149, no. 6, November 2002.
28. Cavallini A., Montanari G.C., *Compensation strategies for shunt active-filter control*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, November 1994.
29. Chen B., Guo S., *Step-by-step analysis and design procedure for repetitive controller in active power filter system*, Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011.
30. Chen Y., Liu F., *Design and control for three-phase grid-connected photovoltaic inverter with LCL-filter*, IEEE Circuits and Systems International Conference, Chengdu 2009.
31. Chenlei B., Xinbo R., Xuehua W., Weiwei L., Donghua P., Kailei W., *Design of injected grid current regulator and capacitor-current-feedback active-damping for LCL-type grid-connected inverter*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 15–20 September 2012.
32. Cho B., Sul S., *LCL filter design for grid-connected voltage-source converters in high power systems*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 15–20 September 2012.
33. Cichowłás M., Malinowski M., Kaźmierkowski M.P., Blaabjerg F., *Direct power control for three-phase PWM rectifier with active filtering function*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03, 2003.
34. Clarke E., *Circuit Analysis of A-C Power Systems, Vol. I: Symmetrical and Related Components*, John Wiley & Sons, New York 1943.
35. Cong L., Ke D., Kewei D., Xin W., Yong K., *Application of an LLCL filter on three-phase three-wire shunt active power filter*, IEEE Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Sunny Scottsdale (USA) 2012.
36. Dahono P.A., *A control method to damp oscillation in the input LC filter*, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 4, Queensland (Australia) 2002, s. 1630–1635.
37. Dannehl J., Fuchs F.W., Hansen S., Thøgersen P.B., *Investigation of active damping approaches for PI-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with LCL-filters*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 46, no. 4, July/August 2010, s. 1509–1517.
38. Dannehl J., Fuchs F.W., Thøgersen P.B., *PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 9, September 2010, s. 2320–2330.
39. Dannehl J., Liserre M., Fuchs F.W., *Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 8, August 2011, s. 3623–3633.

40. Dannehl J., Wessels C., Fuchs F.W., *Limitations of voltage-oriented PI current control of grid-connected PWM rectifiers with LCL-filters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, February 2009, s. 380–388.
41. Emanuel A.E., *Power Definitions and the Physical Mechanism of Power Flow*, IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey 2010.
42. Espi J.M., Castello J., García-Gil R., Garcera G., Figueres E., *An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 8, August 2011, s. 3537–3546.
43. Etxeberria-Otadui I., de Heredia A.L., Gaztanaga H., Bacha S., Reyero M.R., *A Single Synchronous Frame Hybrid (SSFH) Multifrequency Controller for Power Active Filters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, 2006, s. 1640–1648.
44. Fan S., Wang Y., *Fuzzy model predictive control for active power filter*, IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies (DRPT), 2004.
45. Fortescue C.L., *Method of Symmetrical Co-ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks*, A.I.E.E. Transactions, vol. 37, 1918.
46. Fryze S., *Wirk-, Blind- und Scheinleistung in elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusoidalem Verlauf von Strom und Spannung*, ETZ-Arch. Elektrotech., no. 53, 1932.
47. Fukuda S., Kamiya H., *Adaptive Learning Algorithm Assisted Current Control for Active Filters*, IEEE Industry Applications Conference (IAS), September 2001, s. 179–185.
48. Gabe I.J., Montagner V.F., Pinheiro H., *Design and implementation of a robust current controller for VSI connected to the grid through an LCL-filter*, IEEE Transactions Power Electronics, vol. 24, no. 6, June 2009, s. 1444–1452.
49. Hamasaki S., Kawamura A., *Improvement of current regulation of line-current-detection-type active filter based on deadbeat control*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 2, March/April 2003.
50. Hanzelka Z., *Koszty dostawy złej jakości energii elektrycznej*, Automatyka. Elektryka. Zakłócenia, 2012, nr 7, s. 11–19.
51. Hanzelka Z., *Skuteczność statycznej kompensacji oddziaływania odbiorników niespokojnych na sieć zasilającą*, rozprawa habilitacyjna, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie, Kraków 1995.
52. Hartman M., Wojciechowski D., *Emanuel's Method Versus Iliovici's Method for Reactive Power Compensation in Passive-Active Power Conditioning Scheme*, IEEE Compatibility and Power Electronics Conference (CPE), 2013.
53. Hingorani N.G., Gyugyi L., *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey 1999.
54. Holmes D.G., Lipo T.A., *Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice*, IEEE Press, John Wiley & Sons, New Jersey 2003.
55. Holmes D.G., Lipo T.A., McGrath B.P., Kong W.Y., *Optimized design of stationary frame three-phase ac current regulators*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 11, 2009, s. 2417–2426.
56. Holmes D.G., Martin D.A., *Implementation of direct digital predictive current controller for single and three phase voltage source inverters*, IEEE-IAS Annual Meeting, 1996.
57. Houari A., Renaudineau H., Nahid-Mobarakkeh B., Martin J., Pierfederici S., Meibody-Tabar F., *A large signal stabilizer for high damping performance of PWM load converter with input LCL-filter*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2012.
58. Huafeng X., Xiaohui Q., Shaojun X., Jinming X., *Synthesis of active damping for grid-connected inverters with an LCL filter*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012.
59. *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, IEEE 519-1992, 1993.

60. *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, IEEE Std 1459–2010, New York 2010.
61. Iliovici M., *Definition et mesure de la puissance et de l'énergie réactives*, France Electr., 1925.
62. Isermann R., *Digital Control Systems*, Springer-Verlag, Berlin 1981.
63. Jalili K., Bernet S., *Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, May 2009.
64. Jeong H.G., Lee K.B., Choi S., Choi W., *Performance improvement of LCL-filter-based grid-connected inverters using PQR power transformation*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, May 2010, s. 1320–1330.
65. Jintakosonwit P., Akagi H., Fujita H., Ogasawara S., *Implementation and performance of automatic gain adjustment in a shunt-active filter for harmonic damping throughout a power distribution system*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 3, May 2002.
66. Jinwei H., Yun W.L., *Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012.
67. Kaczorek T., *Teoria sterowania. Tom I: Układy liniowe ciągłe i dyskretne*, PWM, Warszawa 1977.
68. Kaczorek T., *Teoria sterowania. Tom II: Układy nieliniowe, procesy stochastyczne oraz optymalizacja statyczna i dynamiczna*, PWM, Warszawa 1981.
69. Karimi S., Poure P., Saadate S., *Reference current generation without PLL for shunt active filter under distorted and unbalanced conditions*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Cambridge 2008.
70. Kawabata T., Miyashita T., Yamamoto Y., *Dead beat control of three phase PWM inverter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, no. 1, 1990.
71. Kaźmierkowski M.P., Malesani L., *Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters: A survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, October 1998, s. 691–703.
72. Kaźmierkowski M.P., Jasiński M., Wrona G., *DSP-Based Control of Grid-Connected Power Converters Operating Under Grid Distortions*, IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 7, no. 2, 2011.
73. Kolar J.W., Biela J., Waffler S., Friedli T., Badstuebner U., *Performance trends and limitations of power electronic systems*, International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010.
74. Kong W.Y., Holmes D.G., McGrath B.P., *Improved stationary frame AC current regulation using feedforward compensation of the load EMF*, IEEE Applications Power Electronics Conference, Washington, DC, 2009, s. 145–151.
75. Krzemiński Z., Guziński J., *Regulacja prądu wyjściowego falownika z predykcją napięcia*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 5, 1999, zeszyt 1, s. 23–30.
76. Lange A., Pasko M., *Oddziaływanie odbiorników zakładów górniczych i hutniczych na parametry jakości energii elektrycznej i możliwości jej poprawy*, cz. I, Śląskie Wiadomości Elektryczne, 2011, nr 3, s. 22–26.
77. Lange A., Pasko M., *Oddziaływanie odbiorników zakładów górniczych i hutniczych na parametry jakości energii elektrycznej i możliwości jej poprawy*, cz. II, Śląskie Wiadomości Elektryczne, 2011, nr 4, s. 31–34.
78. Lascu C., Asiminoaei L., Boldea I., Blaabjerg F., *High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 5, September 2007.
79. Lee K.J., Park N.J., Kim R.Y., Ha D.H., Hyun D.S., *Design of an LCL-filter employing a symmetric geometry and its control in grid connected inverter applications*, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), Rhodes 2008, s. 963–966.



80. Lee T.L., Li J.C., Cheng P.T., *Discrete Frequency Tuning Active Filter for Power System Harmonics*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 5, May 2009.
81. Liserre M., Blaabjerg F., Hansen S., *Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 5, September/October 2005, s. 1281–1291.
82. Liserre M., Blaabjerg F., Teodorescu R., *Grid impedance estimation via excitation of LCL-filter resonance*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 5, September/October 2007, s. 1401–1407.
83. Liserre M., Dell'Aquila A., Blaabjerg F., *Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 1, January 2004, s. 76–86.
84. Liserre M., Dell'Aquila A., Blaabjerg F., *Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier*, IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)02, Queensland (Australia) 2002.
85. Liserre M., Teodorescu R., Blaabjerg F., *Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PIREs Current Controller in a Rotating Frame*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, 2006.
86. Liu F., Zhou Y., Duan S.X., Yin J.J., Liu B.Y., Liu F.R., *Parameter design of a two-current-loop controller used in a grid-connected inverter system with LCL-filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 11, November 2009, s. 4483–4491.
87. Loh P.C., Holmes D.G., *Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 2, March/April 2005, s. 644–654.
88. Maciązek M., Pasko M., *Przewidywanie w układach sterowania energetycznych filtrów aktywnych*, Przegląd Elektrotechniczny, 2010, nr 4, s. 154–157.
89. Malesani L., Mattavelli P., Buso S., *Robust dead-beat current control for PWM rectifiers and active filters*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 3, 1999.
90. Malinowski M., Bernet S., *A simple voltage sensorless active damping scheme for three-phase PWM converters with an LCL-filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 4, April 2008, s. 1876–1880.
91. Malinowski M., Jasiński M., Kaźmierkowski M.P., *Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, 2004.
92. Malinowski M., Styński S., Kołomyjski W., Kaźmierkowski M.P., *Control of three-level PWM converter applied to variable-speed-type turbines*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, January 2009, s. 69–77.
93. Mariethoz S., Morari M., *Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL-filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 2, February 2009, s. 389–399.
94. Mariethoz S., Rufer A.C., *Open loop and closed loop spectral frequency active filtering*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 4, July 2002.
95. Mendalek N., Fnaiech F., Al-Haddad K., Dessaint L.-A., *A non-linear optimal predictive control of a shunt active power filter*, Industry Applications Conference (IAS), Pittsburgh (USA) 2002.
96. Mindykowski J., Tarasiuk T., *Ocena jakości energii elektrycznej w okrętowym systemie elektroenergetycznym – metody i narzędzia*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 8, 2002, zeszyt 1, s. 53–62.
97. Monteiro L.F.C., Encarnação L.F., Aredes M., *A novel selective control algorithm for the shunt active filter*, International Power Electronics Conference (IPEC), Singapore 21–24 June 2010.

98. Muhlethaler J., Schweizer M., Blattmann R., Kolar J.W., Ecklebe A., *Optimal Design of LCL Harmonic Filters for Three-Phase PFC Rectifiers*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, July 2013 (w druku).
99. Mysiak P., *Wielopulsowe prostowniki diodowe z diodami blokującymi wyższe harmoniczne prądu*, rozprawa habilitacyjna, Instytut Elektrotechniki, Warszawa 2011.
100. Nabae A., Takahashi I., Akagi H., *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 1A-17, no. 5, 1981.
101. Newman M.J., Zmood D.N., Holmes D.G., *Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 6, November/December 2002.
102. Ning-Yi Dai, Man-Chung Wong, Ying-Duo Han, *Application of a three-level NPC inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3DSVM*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, March 2006.
103. Nishida K., Ahmed T., Nakaoka M., *Cost-effective deadbeat current control for wind-energy inverter application with LCL filter*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh (USA) 2012.
104. Orellana M., Grino R., *On the stability of discrete-time active damping methods for VSI converters with a LCL input filter*, Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Montreal 2012.
105. Parker S.G., McGrath B.P., Holmes D.G., *Regions of active damping control for LCL filters*, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 15–20 September 2012.
106. Pasko M., Buła D., *Hybrydowe energetyczne filtry aktywne*, Przegląd Elektrotechniczny, 2007, nr 7–8, s. 1–5.
107. Peña-Alzola R., Liserre M., Blaabjerg F. et al., *Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 6, June 2013 (w druku).
108. Petterson S., Salo M., Tuusa H., *Applying an LCL-filter to a four-wire active power filter*, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), South Korea, 2006.
109. Piasecki S., Jasiński M., Wrona G., Chmielak W., *Robust control of grid connected AC-DC converter for distributed generation*, Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Montreal 2012.
110. Piróg S., *Energetyczne filtry aktywne i kompensatory podstawowej harmonicznej prądu biernego STATCOM sterowane we współrzędnych wirujących dq*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 7, 2001, zeszyt 1, s. 91–106.
111. Piróg S., *Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*, Komitet Elektrotechniki PAN, Wydawnictwa AGH, Kraków 2006.
112. Piróg S., *Filtry aktywne i kompensatory STATCOM dla sieci średnich napięć*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 77, 2001, nr 9, s. 213–216.
113. PN-EN 50160:2010/AC:2011, *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach elektroenergetycznych*, PKN, Warszawa 2011.
114. PN-EN 61000-3-12:2012, *Poziomy dopuszczalne emisji harmoniczných prądu dla odbiorników o znamionowym prądzie fazowym  $> 16 A$  i  $< \text{lub} = 75 A$  przyłączonych do publicznej sieci zasilającej niskiego napięcia*, PKN, Warszawa 2012.
115. PN-EN 61000-3-2:2007/A2:2010, *Poziomy dopuszczalne emisji harmoniczných prądu (fazowy prąd zasilający odbiornika  $< \text{lub} = 16 A$ )*, PKN, Warszawa 2011.
116. PN-EN 61000-2-4:2003, *Poziomy kompatybilności dotyczące zaburzeń przewodzonych małej częstotliwości w sieciach zakładów przemysłowych (oryg.)*, PKN, Warszawa 2003.

117. PN-EN 61000-2-2:2003, *Poziomy kompatybilności zaburzeń przewodzonych malej częstotliwości i sygnałów przesyłanych w publicznych sieciach zasilających niskiego napięcia (oryg.)*, PKN, Warszawa 2003.
118. *Power electronics in smart electrical energy networks*, red. R. Strzelecki, G. Benysek, Springer-Verlag, London 2008.
119. *Power Quality – Mitigation Technologies in a Distributed Environment*, red. A. Moreno-Munoz, Springer-Verlag, London 2007.
120. *Power Theories for Improved Power Quality*, red. G. Benysek, M. Pasko, Springer-Verlag, London 2012.
121. Qiu Z., Kong J., Chen G., *A novel control approach for LCL-based shunt active power filter with high dynamic and steady-state performance*, Proc. IEEE PESC 2008 Conference, June 2008, s. 3306–3310.
122. Rafal K., Bobrowska-Rafal M., Piasecki S., Jasinski M., *Coordinated control of grid-connected three-level NPC converter under distorted grid voltage*, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Gdańsk 2011.
123. Richard G., Tyons R.G., *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2000.
124. Rivera M., Yaramasu V., Rodriguez J., Wu B., *Model Predictive Current Control of Two-Level Four-Leg Inverters, Part II: Experimental Implementation and Validation*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, 2013.
125. Rockhill A., Liserre M., Teodorescu R., Rodriguez P., *Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, April 2011.
126. Rosado S., Wang F., Boroyevich D., *Design of PEBB based power electronics systems*, IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2006.
127. Routimo M., Tuusa H., *LCL Type Supply Filter for Active Power Filter - Comparison of an Active and a Passive Method for Resonance Damping*, IEEE PESC 2008 Conference, 17–21 June 2007, s. 2939–2945.
128. *Rozporządzenie Ministra Gospodarki w sprawie szczegółowych warunków funkcjonowania systemu elektroenergetycznego*, Dziennik Ustaw, nr 93, poz. 623, 4 maja 2007.
129. Salo M., Tuusa H., *A novel open-loop control method for a current-source active power filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 50, no. 2, April 2003.
130. Sang-Hyub H., Jong-Hyoung P., Heung-Geun K., Honnyong C., Tae-Won C., Eui-Cheol N., *Resonance damping of LCL filter based grid-connected inverter*, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Harbin 2012.
131. Sefanello M., Pinheiro H., Grundling H.A., *Combined direct adaptive controller for a three-phase four-wire shunt active power filter*, Power Electronics Conference (COBEP), Bonito (Brazylia) 2009.
132. Serpa L.A., Ponnaluri S., Barbosa P.M., Kolar J.W., *A modified direct power control strategy allowing the connection of three-phase inverters to the grid through LCL-filters*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 5, September/October 2007, s. 1388–1400.
133. Shen G., Xu D., Cao L., Zhu X., *An improved control strategy for grid-connected voltage source inverters with an LCL-filter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, no. 4, July 2008, s. 1899–1906.
134. Sikorski A., *Analiza możliwości regulacji prądu w przekształtniku AC/DC*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 7, 2001, zeszyt 1, s. 145–152.
135. Singh B., Solanki J., *An Implementation of an Adaptive Control Algorithm for a Three-Phase Shunt Active Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 8, August 2009.
136. Singh B., Verma V., *Selective Compensation of Power-Quality Problems Through Active Power Filter by Current Decomposition*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 23, no. 2, April 2008.

137. Singh B.N., Singh B., Chandra A., Rastgoufard P., Al-Haddad K., *An Improved Control Algorithm for Active Filters*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 22, no. 2, April 2007.
138. Smith S.W., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Praktyczny poradnik dla inżynierów i naukowców*, Wydawnictwo BTC, Warszawa 2003.
139. Stranneby D., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Metody, algorytmy, zastosowania*, Wydawnictwo BTC, Warszawa 2001.
140. Strzelecki R., *Zastosowanie teorii mocy chwilowej do sterowania energetycznych filtrów aktywnych*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 3, 1997, zeszyt 1, s. 65–74.
141. Strzelecki R., Rusiński Z., *Rozwiązania i zastosowanie układów szeregowych filtrów aktywnych*, materiały VII Sympozjum PPEE'97, Gliwice-Ustroń 1997, s. 321–327.
142. Strzelecki R., Supronowicz H., *Filtracja harmonicznych w sieciach zasilających prądu przemiennego*, Wydawnictwo Adam Marszałek, Toruń 1998.
143. Strzelecki R., Supronowicz H., *Kompensacja wyższych harmonicznych w układzie hybrydowym złożonym z filtrów biernego i szeregowego filtru aktywnego*, Przegląd Elektrotechniczny, 1994, nr 6, s.134–138.
144. Strzelecki R., Supronowicz H., *Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 2000.
145. Strzelecki R., Wojciechowski D., *New Control System of the Shunt Active Power Filter*, IX Conference Seminar International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation ISNCC, Łągow, 11–13 June 2008.
146. Strzelecki R., Wojciechowski D., Benysek G., *Modern Arrangement to Reduction of Voltage Perturbations. Charter 6 in book Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environment*, red. A. Moreno-Munoz, Springer-Verlag London Limited, 2007, s. 129–182.
147. Strzelecki R., Wojciechowski D., Benysek G., *Static Series and Shunt-Series PE Voltage Quality Controllers. Charter 8 in Book Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environment*, red. A. Moreno-Munoz, Springer-Verlag London Limited, 2007, s. 205–230.
148. Strzelecki R., Wojciechowski D., Benysek G., *Static Shunt PE Voltage Quality Controllers. Charter 7 in book Power Quality. Mitigation Technologies in a Distributed Environment*, red. A. Moreno-Munoz, Springer-Verlag London Limited, 2007, s. 183–204.
149. Supronowicz H., *Energoelektroniczne źródła mocy deformacji*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 1, 1995, zeszyt 1, s. 61–67.
150. Supronowicz H., *Metody zmniejszania wyższych harmonicznych w prądach pobieranych przez odbiorniki nieliniowe z sieci zasilającej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa 1995.
151. Supronowicz H., Olszewski A., *Aktywna filtracja szeregową*, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 7, 2001, zeszyt 1, s. 77–89.
152. Supronowicz H., Olszewski A., *Aktywna filtracja szeregową*, cz. II, Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej, tom 8, 2002, zeszyt 1, s. 39–46.
153. Sutkowski T., *Rezerwowe i bezprzerwowe zasilanie w energię elektryczną – Urządzenia i układy*, Wydawnictwo SEP COSIW, Warszawa 2007.
154. Suul J.A., Ljokelsoy K., Midtsund T., Undeland T., *Synchronous Reference Frame Hysteresis Current Control for Grid Converter Applications*, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 5, September–October 2011, s. 2183–2194.
155. Szabatin J., *Podstawy teorii sygnałów*, Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 1982.
156. Szczepankowski P., Nieznański J., Cichowski A., *Estymacja napięcia niezrównoważenia w obwodzie pośredniczącym trójpoziomowego falownika NPC z wykorzystaniem obserwatora EKF*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, nr 4.

157. Szczepankowski P., Szwarz K.J., *Modulacja 3D-SVPWM z kompensacją napięcia niezrównoważenia i balansowaniem napięć DC dla czterogalęzowego falownika 3L-NPC*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, nr 7.
158. Szczepankowski P., Wojciechowski D., Szwarz K.J., *Modulacja 3D-SVPWM dla przekształtników wielopoziomowych czterogalęzowych na bazie funkcji kształtu*, Przegląd Elektrotechniczny, 2011, nr 6.
159. Tang Y., Loh P.C., Wang P., Choo F.H., Tan K.K., *Improved one cycle-control scheme for three-phase active rectifiers with input inductor-capacitor-inductor filters*, IET Power Electronics, vol. 4, no. 5, 2011, s. 603–614.
160. Teichmann R., Malinowski M., Bernet S., *Evaluation of three-level rectifiers for low-voltage utility applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 2, 2005.
161. Teodorescu R., Blaabjerg F., Liserre M., Dell'Aquila A., *A stable three-phase LCL-filter based active rectifier without damping*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2003, s. 1552–1557.
162. Timbus A., Liserre M., Teodorescu R., Rodriguez P., Blaabjerg, F., *Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 3, March 2009, s. 654–664.
163. Twining E., Holmes D.G., *Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, January 2003, s. 373–380.
164. Vazquez S., Montero C., Bordons C., Franquelo L.G., *Model predictive control of a VSI with long prediction horizon*, IEEE ISIE Symposium, 27–30 June 2011, s. 1805–1810.
165. Virtanen A., Tuusa H., *Power compensator for high power fluctuating loads with a supercapacitor bank energy storage*, IEEE Power and Energy Conference (PECon), Johor Bahru (Malezja) 2008.
166. Wang X., Ruan X., Liu S., Tse C.K., *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, vol. 25, no. 12, December 2010, s. 3119–3127.
167. Wang Xiao-gang, Xie Yun-xiang, Shuai Ding-xin, *Simplified model predictive control for a shunt active power filter*, Power Electronics Specialists Conference (PESC), Rhodes 2008.
168. Wiseman J.C., Wu B., *Active damping control of a high-power PWM current-source rectifier for line-current THD reduction*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 3, June 2005, s. 758–764.
169. Wojciechowski D., *Estimator of Complex Harmonics of Grid Emf for Control System of Shunt Active Filter*, materiały konferencji Ppe, Kijów 2006.
170. Wojciechowski D., *Estymator SEM sieci o wysokiej dynamice odtwarzania – zastosowanie w układzie sterowania równoległym filtrem aktywnym*, materiały konferencji „Modelowanie i symulacja”, Kościelisko 2006, s. 129–136.
171. Wojciechowski D., *Grid Voltage Sensorless Control of the PWM Rectifier with Active Filtering*, Electrical Power Quality And Utilization, vol. Xii, 2006, nr 1.
172. Wojciechowski D., *High Power Grid Interfacing AC-DC PWM Converters with Power Conditioning Capabilities*, 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, Montreal 2012.
173. Wojciechowski D., *Novel Controller for 3-Phase Active Power Filter with LCL Coupling Circuit*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 85, 2009, nr 10, s. 208–212.
174. Wojciechowski D., *Predictive Control of High Power Active Filter System with LCL Circuit*, ISIE, Bari 2010.
175. Wojciechowski D., *Predictive Control of Three-Phase PWM Rectifier with Active Filtering*, Journal of The Chinese Institute of Engineers, vol. 30, no. 7, 2007, s. 1187–1195.
176. Wojciechowski D., *Układ sterowania przekształtnikiem sieciowym z funkcją filtra aktywnego z estymacją zastępczej SEM sieci*, Elektronika, 2006, nr 1.

177. Wojciechowski D., *Układ sterowania równoległym filtrem aktywnym ze sprzęgającym obwodem LCL*, Przegląd Elektrotechniczny, R. 86, 2010, nr 2, s. 65–70.
178. Wojciechowski D., *Unified LCL Circuit for Modular Active Power Filter*, COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 31, iss. 6, s. 1985–1997.
179. Wojciechowski D., Strzelecki R., *Control of High Power Active Filtering System with Zero Current Ripples*, PCIM China, Shanghai 2010.
180. Wojciechowski D., Strzelecki R., *High Power, Medium Voltage, Modular Active Power Filtering System, Compatibility and Power Electronics*, CPE 2011, Tallinn 2011.
181. Wojciechowski D., Strzelecki R., *High Power, Zero Ripples Active Filtering System with Power Modules Operating in Parallel*, BEC, Tallinn 2010.
182. Wojciechowski D., Strzelecki R., *Obwód LCL dla systemów równoległej kompensacji aktywnej, Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym (SENE)*, Łódź 2011.
183. Wojciechowski D., Strzelecki R., *Predictive Control of Active Filter System with LCL Coupling Circuit*, IPEC, Sapporo 2010.
184. Wojciechowski D., Strzelecki R., *Sensorless Predictive Control of Three-Phase Parallel Active Filter*, IEEE Conference Africon'2007, Windhoek (Namibia) 2007.
185. Wojciechowski D., Strzelecki R., *Układ sterowania równoległym filtrem aktywnym*, Przegląd Elektrotechniczny, 2008, nr 11, s. 303–307.
186. Wojciechowski D., Strzelecki R., Bałkowski B., *Równoległy filtr aktywny sterowany predykcyjnie*, Prace Instytutu Elektrotechniki, 2007, zeszyt 231, s.151–161 – Kategoria A.
187. Wu E., Lehn P.W., *Digital current control of a voltage source converter with active damping of LCL resonance*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 5, May 2006, s. 1364–1373.
188. Xing Z., Changzhou Y., Fang L., Fei L., Renxian C., *Stability improvement of grid-connect inverter using combination of passive and active damping*, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), Harbin 2012.
189. Yaramasu V., Rivera M., Wu B., Rodriguez J., *Model Predictive Current Control of Two-Level Four-Leg Inverters–Part I: Concept, Algorithm, and Simulation Analysis*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 7, 2013.
190. Yi L., Zhengming Z., Fanbo H., Sizhao L., Lu Y., *An improved virtual resistance damping method for grid-connected inverters with LCL filters*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Phoenix (USA) 2011.
191. Yi T., Poh C.L., Peng W., Fook H.C., Feng G., *Exploring Inherent Damping Characteristic of LCL-Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012.
192. Yi T., Poh C.L., Peng W., Fook H.C., Feng G., Blaabjerg F., *Generalized Design of High Performance Shunt Active Power Filter With Output LCL Filter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 3, March 2012.
193. Yong Wu, Jinglei Guo, *Research on current predictive control for active power filter*, IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Saratow (Rosja) 2008.
194. Zeng G., Rasmussen T.W., Ma L., Teodorescu R., *Design and Control of LCL-Filter with Active Damping for Active Power Filter*, IEEE ISIE 2010 Symposium, 4–7 July 2010, s. 2557–2562.
195. Zhang R., Prasad V.H., Boroyevich D., Lee F.C., *Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, no. 3, 2002.
196. Zhong Q.-C., Liang J., Weiss G., Chunmei Feng, Green T.C., *H<sup>∞</sup> Control of the Neutral Point in Four-Wire Three-Phase DC-AC Converters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, October 2006.
197. Zmood D.N., Holmes D.G., *Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 3, May 2003, s. 814–822.

# STRESZCZENIE

Monografia stanowi przekrojowe, oryginalne ujęcie problematyki związanej z równoległą kompensacją aktywną prądu zasilającego w sieciach rozdzielczych. Układy realizujące taką kompensację oparte są na sterowanych, tranzystorowych przekształtnikach energoelektronicznych przyłączanych do sieci poprzez pasywne obwody sprzęgające i pracujących z wysoką częstotliwością impulsowania. Równoległe kompensatory aktywne (RKA) określane są często w polskiej literaturze przedmiotu mianem równoległych, energetycznych filtrów aktywnych – jako bezpośrednie tłumaczenie nazwy funkcjonującej w języku angielskim. Praca dotyczy w szczególności systemów RKA dużej mocy, jednakże rozważania w niej zawarte można w większości przypadków odnieść również do systemów małych i średnich mocy.

Przeznaczeniem układów RKA jest poprawa jakości energii elektrycznej w sieciach rozdzielczych poprzez oddziaływanie w sposób bezpośredni na prąd zasilający i, w rezultacie, w sposób pośredni również na napięcie zasilające. Zagadnienia związane z równoległą kompensacją aktywną są aktualne i rozwijane w wielu ośrodkach naukowych. Monografia wpisując się w tę tematykę, zawiera liczne opracowania i wnioski autorskie, przedstawione na tle krytycznej syntezy dotychczasowego dorobku światowego.

Praca składa się z czterech rozdziałów, poprzedzonych wstępem i zakończonych podsumowaniem.

Na początku rozdziału pierwszego przedstawiono wybór definicji i metod opisu wielkości fizycznych w trójfazowym układzie zasilania, niezbędnych w analizie zarówno obwodów i metod sterowania RKA, jak i jakości energii elektrycznej. Zasadniczą część rozdziału stanowi analiza specyfiki zastosowań układów RKA, a także obszaru zastosowań, wymagań i warunków pracy takich kompensatorów. Zastosowania RKA scharakteryzowano zarówno ze względu na specyfikę odbiorów, jak i warunki pracy wynikające z parametrów sieci zasilającej. Podano zakres funkcjonalności RKA, a także wymagania określane wobec takich kompensatorów, wynikające w szczególności z uwarunkowań technicznych i aktów normalizacyjnych.

Rozdział drugi zawiera opis matematyczny i szczegółową analizę obwodów głównych RKA. Przedstawiono tu analizę porównawczą rozważanych w literaturze przedmiotu, pasywnych obwodów sprzęgających. Następnie pokazano oryginalne struktury systemów RKA dużej mocy z wieloma falownikami pracującymi równoległe, w tym struktury RKA przeznaczone dla czteroprzewodowych sieci zasilających (TN-C-S, TN-S). W rozdziale opisano także szczegółową, popartą analizą teoretyczną metodykę doboru parametrów obwodowych RKA.

Rozdział trzeci stanowi całościowe ujęcie problematyki sterowania RKA. Zawarto w nim rozważania teoretyczne, poparte wynikami badań zarówno symulacyjnych, jak i laboratoryjnych, dotyczące zwłaszcza oryginalnej, predykcyjnej metody regulacji prądu kompensującego, metodyki wyznaczania i predykcji prądu

kompensującego, a także innych niezbędnych elementów funkcjonalnych układu sterowania. Opisano sposoby sterowania w systemach RKA dużej mocy, a także w systemach przeznaczonych dla czteroprzewodowych sieci zasilających. Ponadto przedstawiono gruntowną analizę stabilności i odporności sterowania z uwzględnieniem rzeczywistych warunków pracy RKA.

W rozdziale czwartym przedstawiono i pokazano wybrane wyniki pomiarów dwóch wdrożonych systemów RKA dużej mocy (1,2 MVA i 2 MVA). W systemach tych zastosowano zawarte w monografii oryginalne rozwiązania układowe i metody sterowania. Wyniki badań systemów RKA dużej mocy pracujących w rzeczywistych warunkach przemysłowych stanowią praktyczną weryfikację opracowanych i zastosowanych rozwiązań układowych i algorytmów sterowania, są również istotnym uzupełnieniem wyników przedstawionych w rozdziale trzecim. Rezultatem doświadczenia autora są zawarte w tekście uwagi o charakterze pragmatycznym.

Istotnym uzupełnieniem treści monografii jest załączona, licznie cytowana bibliografia, zawierająca obszerny wybór opracowań i wyników prac badawczych, dotyczących zagadnień związanych z szeroko rozumianą tematyką równoległej kompensacji aktywnej prądu zasilającego.



# HIGH-POWER ACTIVE POWER FILTERS

## ABSTRACT

This monograph constitutes an extensive, original study of the problematic aspects of shunt active compensation of the supply current in distribution networks. Systems realizing such a compensation are referred to as shunt active power filters (APF), and are comprised in controlled, power electronics AC-DC converters, which are connected to the supply network via passive coupling circuits, and are operating with a high switching frequency. This work concerns in particular high-power APF systems, but in most cases the analyses and solutions presented can also be easily adapted to small- and medium-power APFs.

The APFs are intended to improve the power quality in distribution networks by affecting in a direct manner the supply current and, in consequence, indirectly the supply voltage. Problems of shunt active power compensation are still subject to widespread research. The monograph continues this area of study, and provides many original solutions and conclusions against a critical synthesis of the state of the art. The book starts with an introduction, followed by four main chapters and a summary.

The first chapter begins with a selection of definitions and description methods of physical quantities in a three phase supply system, which are necessary for describing and analyzing the APF's circuits and control as well as the power quality issues. The main part of the chapter gives the analysis of the APF's specificity and area of applications, requirements, and operation conditions. Applications of the compensators are characterized taking into account the specificity of both the loads and the supply network. The chapter discusses the functionality of APF, and the requirements resulting from the technical reasons and normalization.

The second chapter includes a mathematical description and detailed analysis of the APF's main circuits. There is a comparative analysis of the possible passive coupling circuits, including inductor, LC, LCL, and a passive damped LCL. The original structures of the APF's main circuits intended for the high-power compensation systems are presented, including the compensator circuits for four-wire (TN-C-S, TN-S) supply networks. The chapter includes a detailed, comprehensive, methodology of the APF's circuits parameters design, which results from both theoretical analysis and the practical requirements.

The third chapter gives a complete and original study of the APF control. A theoretical analysis is presented, supplemented both by simulation results and also by the measurements of the laboratory setup, which is focused mainly on the original predictive current control, and the methodology of determining and predicting the compensating current. There are also discussed other, necessary functional blocks of the control system. The analysis includes the control of high-power APF systems as well as control of the compensation systems intended for four-wire supply networks.

There is given a thorough analysis of the control stability and robustness, taking into account the real conditions of operation.

The fourth chapter includes the overall description and selected measurements of the industry applied, high-power APF systems of rated powers: 1.2 MVA and 2 MVA. The systems utilize the original solutions presented in the monograph, including concepts of the main circuits and control methods. The measurements presented for the APF systems operating in a real, industrial environment verify the validity of developed circuit structures and control algorithms, and complement the results shown in chapter 3. The text includes numerous comments of pragmatic nature, which result from the author's practical experience.

The influential addition to this monograph is the comprehensive, and extensively referred bibliography, which constitutes a wide choice of elaborations and results of scientific research concerning the aspects related to the broadly defined area of shunt active compensation of the supply current.